



**UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

Josenildo Henrique Gurgel de Almeida

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE ARRANJOS DE
ANTENAS DE MICROFITA PARA APLICAÇÃO EM
WLAN**

Mossoró/RN
2019

Josenildo Henrique Gurgel de Almeida

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE ARRANJOS DE
ANTENAS DE MICROFITA PARA APLICAÇÃO EM
WLAN**

Dissertação de mestrado acadêmico apresentada
ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz
Júnior - UFERSA

Co-orientador(a): Prof. Dr. Humberto Dionísio
de Andrade - UFERSA

Mossoró/RN
2019

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei n° 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei n° 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

G444e Gurgel de Almeida, Josenildo Henrique.
Estudo e desenvolvimento de arranjos de
antenas de microfita para aplicação em wlan /
Josenildo Henrique Gurgel de Almeida. - 2019.
103 f. : il.

Orientador: Idalmir de Souza Queiroz Júnior.
Coorientador: Humberto Dionísio Andrade.
Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal
Rural do Semi-árido, Programa de Pós-graduação em
Engenharia Elétrica, 2019.

1. Antenas de Microfita. 2. Arranjo de
Antenas. 3. Diagrama de Radiação. I. Queiroz
Júnior, Idalmir de Souza , orient. II. Andrade,
Humberto Dionísio, co-orient. III. Título.

O serviço de Geração Automática de Ficha Catalográfica para Trabalhos de Conclusão de Curso (TCC's) foi desenvolvido pelo Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação da Universidade de São Paulo (USP) e gentilmente cedido para o Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (SISBI-UFERSA), sendo customizado pela Superintendência de Tecnologia da Informação e Comunicação (SUTIC) sob orientação dos bibliotecários da instituição para ser adaptado às necessidades dos alunos dos Cursos de Graduação e Programas de Pós-Graduação da Universidade.

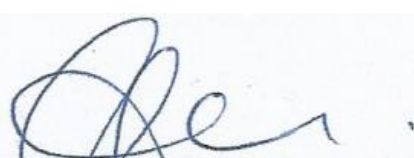
JOSENILDO HENRIQUE GURGEL DE ALMEIDA

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE ARRANJOS E DE
ANTENAS DE MICROFITA PARA APLICAÇÃO EM WLAN**

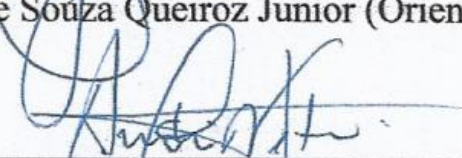
Dissertação de mestrado acadêmico
apresentada ao Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica, como requisito para a
obtenção do título de Mestre em Engenharia
Elétrica.

APROVADA EM: 23/08/2019

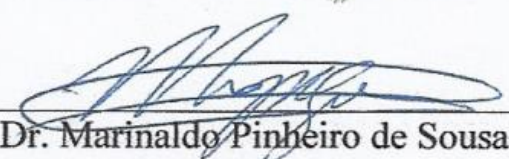
BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz Junior (Orientador - UFERSA)



Prof. Dr. Andre Pedro Fernandes Neto (UFERSA)



Prof. Dr. Marinaldo Pinheiro de Sousa Neto (IFRN)

AGRADECIMENTOS

Gostaria de Agradecer Primeiramente a meu Deus por todo e por sempre me ajudar nas horas difíceis.

Gostaria de Agradecer a toda minha família pelo apoio, carinho e cuidado que têm por mim. Agradeço a minha mãe por todo apoio.

Agradeço também ao meu orientador pelo conhecimento repassado por sempre ter disponibilidade para tirar dúvidas. Agradeço a todos os outros professores do curso de Pós graduação em engenharia elétrica por contribuírem para o meu aprendizado.

Agradeço a todos os meus amigos por sempre me darem apoio e estarem presentes nos melhores e piores momentos.

RESUMO

O desenvolvimento cada vez mais crescente da engenharia, principalmente a área das telecomunicações, necessita cada vez mais de aparelhos de maior velocidade e maior largura de banda. Além disso, a constante procura por antenas cada vez mais leves e flexíveis, que possa se moldar à superfície de contato de dispositivos, têm impulsionado as pesquisas na área. As antenas de microfita possuem capacidade para se comunicar com vários dispositivos, são simples baratas, leves, de perfil fino e dependendo da aplicação possui grande largura de banda. Este trabalho tem como objetivo estudar e desenvolver arranjos de antenas de microfita utilizando como substrato o Fr4-epoxy, mostrando de forma detalhada os procedimentos e materiais utilizados no projeto. As antenas foram dimensionadas pelos modelos da cavidade ressonante e modelo da linha de transmissão em programa desenvolvido no *Matlab*® de acordo com as propriedades elétricas dos substratos. Posteriormente as antenas foram simuladas no HFSS® (*High Frequency Structural Simulator*), onde foram obtidos os diagramas de radiação, perda de retorno, carta de Smith, densidade de corrente e ganho. Os resultados simulados apresentaram valores satisfatórios que podem ser utilizados para posterior fabricação. As antenas foram projetadas para 2,4GHz, os arranjos lineares com dois *patches* e com quatro *patches* possuem respectivamente ganho de 5,62dB e 8,22dB. Os dados experimentais serão comparados com os simulados e, os resultados analisados de acordo com a literatura especializada que embasam este trabalho.

Palavras-Chave: Antenas de Microfita, Arranjo de antenas, Diagrama de radiação.

ABSTRACT

The growing development of engineering, especially in the area of telecommunications, increasingly requires devices with higher speed and greater bandwidth. In addition, the constant search for increasingly lighter and more flexible devices, which can mold to the antenna's contact surface, have boosted research in the area. Microfite antennas have the ability to communicate with quality with multiple devices, are simple inexpensive, lightweight, thin profile and can have high bandwidth. This work aims to study and develop microfite antenna arrangements using as substrate the fr4-epoxy, showing in detail the procedures and materials used in the project. The antennas were scaled by the resonant cavity models and the model of the transmission line in a program developed in Matlab® according to the electrical properties of the substrates. Afterwards the antennas were simulated in the HFSS® (High Frequency Structural Simulator), where the radiation diagrams, return loss, Smith chart, current density and gain were obtained. The simulated results presented satisfactory values that can be used for later manufacture. The antennas are designed for 2.4GHz, the two-way linear arrangements and four patches respectively have gain of 5.62dB and 8.22dB. The experimental data will be compared with the simulated data, and the results analyzed according to the specialized literature that support this work.

Keywords: Microfite antennas. Arrangement of antennas. Radiation diagram

LISTA DE TABELAS

Tabela 1-Protocolo WLAN e suas frequência de utilização.....	57
Tabela 2-Parâmetros de Projeto do arranjo 1x2.....	58
Tabela 3-Parâmetros do Arranjo 1x2	59
Tabela 4-Parâmetros de projeto do arranjo 1x4.....	61
Tabela 5 - Frequência de ressonância e largura de banda da antena	67
Tabela 6-Especificações da antena transmissora.....	69
Tabela 7-Especificações da antena padrão	69
Tabela 8-Comparativo entre arranjo de antena simulado e medido com 4 patches..	72
Tabela 9-Comparativo entre valores do arranjo com plano de terra truncado	89
Tabela 10-Especificações técnicas do rádio 2,4GHz	93
Tabela 11- Especificações técnicas da antena transmissora.	95

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Elementos de uma antena de microfita	20
Figura 2 – Formas geométricas assumidas pelo patch irradiante	21
Figura 3 – Alimentação por linha de microfita	22
Figura 4 – Alimentação coaxial em antena de microfita	22
Figura 5 – Alimentação via acoplamento	23
Figura 6 – Alimentação por aproximação	23
Figura 7 - Comportamento da antena	25
Figura 8 - Modelo da cavidade	26
Figura 9-Operação TM_x	28
Figura 10 – Malha triangular com 3 elementos finitos.	30
Figura 11 – Modelo Quadripolo duas portas	33
Figura 12 – Parâmetros de espalhamento no quadripolo.....	34
Figura 13 – Diagrama de perda de retorno mostrando a largura de banda de uma antena	36
Figura 14 – Representação gráfica do círculo resistivo.....	38
Figura 15 – Representação gráfica do círculo de reatância	39
Figura 16 – Representação gráfica de uma carta de Smith	39
Figura 17– Diagrama de radiação representado no sistema de coordenadas	40
Figura 18-Diagrama de radiação na forma polar.....	40
Figura 19-Onda plana circularmente polarizada.....	41
Figura 20-Elipse Polarizada	42
Figura 21-Geometria do patch Circular	44
Figura 22-Sistema de alimentação de arranjo:(a) Em série na linha;(b) Em série fora da linha;(c) paralelo; (d) série/paralelo.	50
Figura 23-Transformador de quarto de onda	51
Figura 24-Arquitetura do 802.11.....	54
Figura 25-Categorias de redes sem fio	56
Figura 26-Arranjo 1x2.....	59
Figura 27- (a) Arranjo de Antena Fabricado com 2 <i>patches</i> . (b) plano de Terra cheio	59
Figura 28- Medição do Arranjo 1x2	60

Figura 29-Arranjo linear 1x4	60
Figura 30- (a) Arranjo de antenas 1x4 fabricado. (b) plano de terra cheio	61
Figura 31- Medição do Arranjo 1x4	62
Figura 32-Medição do diagrama de radiação da antena fabricada	63
Figura 33 (a) Medição da antena padrão. (b) Antena Padrão	64
Figura 34-Perda de retorno do arranjo linear com 2 patches: simulado x medido	66
Figura 35- Padrão de radiação 2D simulado do arranjo 1x2	67
Figura 36-Padrão de radiação 2D medido do arranjo 1x2.....	68
Figura 37-Padrão de radiação 3D do arranjo 1x2	68
Figura 38-VSWR do arranjo linear 1x2.....	70
Figura 39- Carta de Smith do arranjo 1x2	71
Figura 40-Razão axial arranjo 1x2	71
Figura 41-Perda de retorno do arranjo linear com 4 patches: simulado x medido	72
Figura 42-Padrão de radiação 2D da antena com 4 <i>patches</i> simulado.....	73
Figura 43-padrão de Radiação 2D medido do arranjo da antena com 4 paths	73
Figura 44- Padrão de radiação em 3D para arranjo 1x4	74
Figura 45-VSWR do arranjo linear da antena 1x4.....	75
Figura 46-Carta de Smith do arranjo linear 1x4.....	75
Figura 47- Razão axial do arranjo 1x4	76
Figura 48- Antenas com Plano de Terra truncado.....	77
Figura 49- Perda de retorno dos arranjos com plano de terra truncado.....	77
Figura 50-(a) Padrão de radiação retirando 10mm do plano de terra. (b) padrão de radiação retirando 20mm do plano de terra.(c) Padrão de radiação retirando 30mm do plano de terra. (d) Padrão de radiação retirando 30mm do plano de terra.....	78
Figura 51- (a) Padrão de radiação 3D retirando 10mm do plano de terra. (b) Padrão de radiação retirando 20mm do plano de terra. (c) Padrão de radiação retirando 30mm do plano de terra. (d) Padrão de radiação retirando 50mm do plano de terra.	79
Figura 52- Razão axial dos arranjos com plano de terra truncado	80
Figura 53-Arranjos 1x4 com plano de terra truncado	80
Figura 54-Perda de retorno para os arranjos 1x4.....	81
Figura 55-(a) Diagrama de radiação para antena com 20mm do plano de terra retirado. (b) diagrama de radiação da antena com 50mm do plano de terra retirado.	

(c) Diagrama de radiação com 70mm do plano de terra retirado. (d) Diagrama de radiação com 110mm do plano de terra retirado.....	82
Figura 56-(a) Diagrama de radiação 3D da antena retirado 20mm do plano de terra. (b) diagrama de radiação da antena retirado 50mm do plano de terra. (c) diagrama de radiação da antena retirado 70mm do plano de terra. (d) Diagrama de radiação da antena retirado 110mm do plano de terra.	83
Figura 57- Razões axiais para configurações diferentes da antena.....	83
Figura 58-Arranjo de Antena	84
Figura 59-(a)Diagrama de radiação 3D. (b) Diagrama de radiação 2D	84
Figura 60-(a) Arranjo 1x2 com área igual ao do <i>patch</i> retirado do plano de terra. (b) Arranjo 1x4 com área igual ao do <i>patch</i> retirado do plano de terra.....	85
Figura 61- (a) Padrões de radiação 2D do arranjo1x2 retirado área igual a área do <i>patch</i> . (b) Padrão de radiação 3D do arranjo 1x2 retirado área igual a área do <i>patch</i>	85
Figura 62- (a) Padrões de radiação 2D do arranjo 1x4 retirado área igual a área do <i>patch</i> (b) Padrão de radiação 3D do arranjo 1x4 retirado área igual a área do <i>patch</i>	86
Figura 63- Distribuição dos Campos elétricos	86
Figura 64-Densidade de corrente.....	87
Figura 65- Distribuição dos campos elétricos no arranjo 1x4.....	87
Figura 66- Densidade de Corrente	87
Figura 67-(a) Arranjo linear 1x4 parte da frente.(b) Plano de terra truncado do arranjo 1x4	88
Figura 68-Perda de retorno do arranjo linear 1x4 com plano de terra truncado: simulado x medido	89
Figura 69- Padrão de radiação 2D do arranjo com plano de terra truncado	90
Figura 70-Link de comunicação entre a torre e a antena.....	91
Figura 71-Funcionamento do Link 2,4GHz.....	92
Figura 72- Equipamentos utilizados para enlace de rádio.....	93
Figura 73- (a) antena transmissora. (b) Antena Instalada na torre. (c) Visão da torre no local da recepção	94
Figura 74-(a) Antena receptora 1x2. (b) Antena Receptora 1x4.....	95
Figura 75- Antena 1x4 com plano de terra truncado em roteador	96

Figura 76- (a) Analisador do *wi-fi*. (b) Analisador do equipamento. (c) Teste de
velocidade.97

NOMENCLATURA

Letras Latinas

t – Espessura do condutor irradiante

L – Comprimento do *Patch*

h – Espessura do Substrato

W – Largura do *patch*

f_r - Frequência de ressonância

c – Velocidade de ondas eletromagnéticas no espaço livre

L_m - Comprimento da linha de microfita

W_m - Largura da linha de microfita

Z_0 - Impedância de entrada da linha de microfita

y_0 - Comprimento do *inset feed*

Q – Fator de qualidade da antena

$\vec{E}$ – Campo elétrico

$\vec{H}$ - Intensidade de campo magnético

m, n, p - Números de meio – ciclos presentes nas direções x, y e z respectivamente

F – Operador linear

d – Função de excitação

g – Função desconhecida

I – Corrente de Alimentação

Z_{mn} é a matriz dos produtos internos entre os pesos e operador F em g

V_m - Matriz dos produtos internos entre os pesos e a função de excitação

W_p - Função peso

BW – largura de banda

S_{11} - Coeficiente de reflexão da tensão no acesso 1 do quadripolo

S_{22} - Coeficiente de reflexão de tensão no acesso 2 do quadripolo

S_{21} - Ganho de tensão direta do quadripolo

S_{12} - É a isolação do quadripolo

U – Intensidade de radiação

P_{in} - Potência total

a – raio do *patch*

a_e - raio efetivo

J_m - Função de Bessel

Letras Gregas

λ_0 - Comprimento de onda no espaço livre

ε_r - Permissividade relativa

ε_{ref} - Permissividade elétrica efetiva

ΔL - Variação do comprimento da antena

μ_0 - Permeabilidade magnética no espaço livre

ε_0 – Permissividade elétrica no espaço livre

δ_{reff} - Tangente de perdas efetiva

η_0 - Eficiência total

η_{cd} - Eficiência de condução

Γ - Coeficiente de reflexão

Siglas

WLAN – *Wireless Local Area Network*

MoM – Método dos Momentos

FEM – Método dos Elementos Finitos

FDTD – Diferenças Finitas no Domínio do Tempo

IEEE – Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos

OFDM – *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*

BSS – *Basic service Set*

DS – *Distribution system* (Sistema de Distribuição)

ESS – *Extend Service Set*

FHSS – *Frequency Hopping Spread Septrum*

DSSS – *Direct Sequence Spread Spectrum*

ISM – Industrial Scientific and Medical

Wi-fi – *Wireless Fidelity*

WPAN – *Wireless Personal Area Networ*

WMAN – *Wireless Metropolitan Area Network*

WWAN – Wireless Wide Area Network

VSWR – Voltage Stading Wave Ratio

VNA – Vector Network Analyzer

HFSS – *High Frequency Eletromagnetic Field Simulation*

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	18
1.1 OBJETIVO GERAL	18
1.2 OBJETIVOS ESPECIFICOS	19
2 REVISÃO DA LITERATURA	20
2.1 ANTENAS DE MICROFITA	20
2.2 MÉTODOS DE ALIMENTAÇÃO PARA ANTENA DE MICROFITA	21
2.3 METODOS PARA ANÁLISE DE ANTENAS DE MICROFITA.....	24
2.3.1 Método da linha de transmissão	24
2.3.2 Método da Cavidade	24
2.3.3 Método dos Momentos	28
2.3.4 Método dos elementos finitos	29
2.4 ESTUDO DOS PARÂMETROS DE ANTENA DE MICROFITA	33
2.4.1 Perda de retorno	33
2.4.2 Ganho	35
2.4.3 Largura de Banda.....	36
2.4.4 Carta de Smith.....	37
2.4.5 Diagrama de Radiação	39
2.4.6 Polarização.....	41
2.5 ANTENA COM PATCH CIRCULAR.....	43
2.6 ARRANJOS DE ANTENAS	46
2.6.1 Fator de Arranjo Linear.....	47
2.6.2 Espaçamento entre Elementos de um Arranjo Linear	48
2.6.3 Redes de Alimentação	50
3 REDES WIRELESS	52
3.1 NORMA 802.11.....	52
3.1.1 Arquitetura do 802.11	53
3.1.2 Camada física do 802.11.....	54
3.2 IEEE 802.11a	55
3.3 IEEE 802.11b	55
3.4 IEEE802.11g	55

3.5 GRUPOS DE REDES SEM FIOS.....	56
3.5.1 Wireless Personal Area Network (WPAN)	56
3.5.2 Wireless Local Area Network (WLAN)	56
3.5.3 Wireless Metropolitan Area Network (WMAN)	57
4 MATERIAIS E MÉTODOS	58
5 RESULTADOS E DISCUSSÕES	66
5.1 ARRANJO LINEAR COM 2 <i>PATCHES</i>	66
5.2 ARRANJO LINEAR COM 4 <i>PATCHES</i>	72
5.3 ESTUDO PARÂMETRICO.....	76
5.4 ARRANJO LINEAR 1X4 COM PLANO DE TERRA TRUNCADO.....	88
6 LINK DE TESTE EM 2,4GHz	91
6.1 EQUIPAMENTOS UTILIZADOS	92
7 CONCLUSÃO	98
6.1 RECOMENDAÇÕES DE TRABALHOS FUTUROS	99
REFERÊNCIAS	100

INTRODUÇÃO

A demanda por equipamentos de telecomunicações nas últimas décadas cresceu de forma exponencial. Principalmente nos setores aeroespaciais, redes de comunicação móveis celulares, redes *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX) e redes *Wireless Fidelity* (WiFi).

O desenvolvimento de componentes ocorre por vantagens oferecidas pelo sistema de comunicação sem fio, como a não utilização de uma conexão envolvendo um meio físico entre o usuário e os equipamentos, o baixo custo e a facilidade de implementação de uma rede local. A comunicação sem fio compreende diversas tecnologias que são utilizadas nos dias atuais no sistema móvel pessoal, nos sistemas de comunicação por satélite e nos *Global Positioning System* (GPS) (ASSUNÇÃO JUNIOR, 2007).

Devido ao crescimento da comunicação *wireless* e da diversidade de dispositivos operando em GHz, como a tecnologia WLAN (uma rede de área local sem fio, sendo assim ideal para o acesso à internet sem fio) é de suma importância que o projeto de antenas possua características de largura de banda estreita ou larga dependendo da aplicação, perda de retorno, diretividade, entre outros parâmetros (SILVA, 2014).

A comunicação *wireless* torna importante o uso de dispositivos portáteis e móveis. Para isso, é importante desenvolver antenas de tamanho pequeno, leves e capazes de oferecer largura de banda apropriada para a faixa de operação desse sistema. Devido a essas características, as antenas de microfitas se mostram mais atrativas para o uso do sistema de comunicação sem fio que as antenas convencionais.

Neste trabalho é desenvolvido um arranjo de uma antena de microfita que se caracteriza pelo formato circular do seu *patch* condutor e do truncamento do plano de terra com o intuito de deixar a antena mais omnidirecional.

1.1 OBJETIVO GERAL

Este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de antenas de microfita e arranjos de antenas de microfita para aplicação em uma rede WLAN.

1.2 OBJETIVOS ESPECIFICOS

- Projetar antenas e arranjos de antenas de microfita;
- Simular antenas e arranjos de antenas de microfita;
- Fabricar as antenas projetadas;
- Medir parâmetros de interesse nas antenas;
- Realizar comparações com as simulações;
- Analisar se o comportamento da antena está de acordo com a previsão teórica;

2 REVISÃO DA LITERATURA

2.1 ANTENAS DE MICROFITA

O desenvolvimento das tecnologias em micro-ondas, acarretou um aumento no número de pesquisas na elaboração de antenas com dimensões reduzidas com alto desempenho. As antenas de microfita são ideais para as diversas aplicações em engenharia, principalmente as que requerem adequação da estrutura em qualquer tipo de superfície, técnicas de produção de circuito impresso de baixa tecnologia e robustez mecânica (BALANIS, 2005). As primeiras publicações envolvendo as antenas de microfita ocorreram na década de 50 envolvendo Deschamps nos Estados Unidos e Gutton Baissinot na França. No entanto, as pesquisas ganharam força na década de 70 com o trabalho de Byron.

As antenas de microfita são constituídas basicamente de um elemento condutor irradiante ou *patch* de espessura muito menor que o comprimento de onda no espaço livre ($t \ll \lambda_0$), impresso sobre uma camada de material dielétrico em uma de suas faces e um plano de terra na outra extremidade, como mostrado na Figura 1. O material dielétrico que se localiza sobre o *patch* geralmente possui permissividade relativa entre $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$ e sua influência sobre o desempenho da antena está ligado a sua espessura. Quanto maior a espessura do substrato, maior será a geração de ondas de superfície que encurta a faixa de operação da antena.

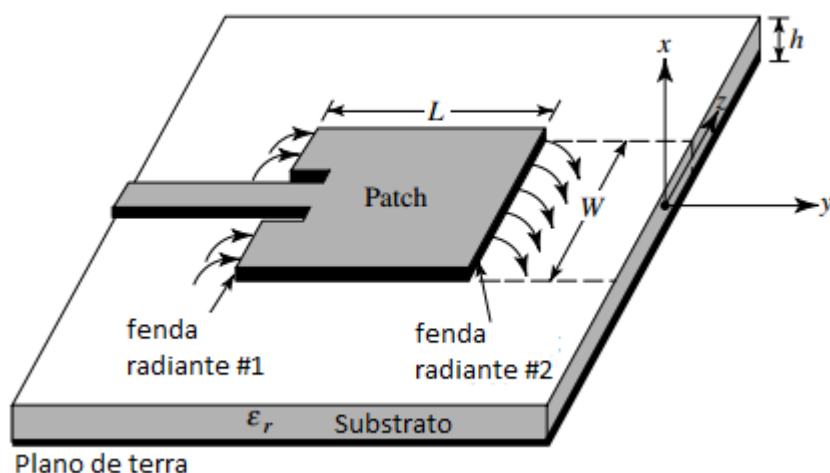


Figura 1 – Elementos de uma antena de microfita

Fonte: BALANIS,2005.

O elemento irradiante, *patch*, pode assumir diversos formatos, incluindo arranjos com diversas geometrias. Normalmente, são utilizadas formas geométricas convencionais como: retangulares, circulares e mais recentes formas fractais. Os formatos do *patch* são mostrados na Figura 2

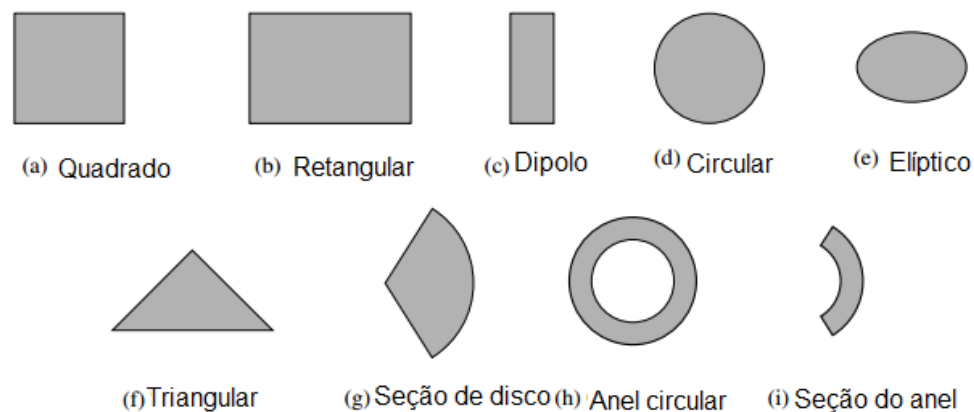


Figura 2 – Formas geométricas assumidas pelo patch irradiante

Fonte: Adaptado de BALANIS,2005

2.2 MÉTODOS DE ALIMENTAÇÃO PARA ANTENA DE MICROFITA

Existem várias técnicas de alimentação de linhas de microfita. No entanto, há quatro meios mais comuns de alimentação em uma antena de microfita, são eles conhecidos como linha de microfita, cabo coaxial, acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade.

A alimentação por linha de microfita é composto por um condutor, geralmente muito menor que a largura do *patch* como mostrado na Figura 1. Neste modelo, a região interior da antena *patch* é modelada como uma seção de linha de transmissão, ou seja, é também uma fita condutora, normalmente de comprimento menor comparado ao *patch* (OLIVEIRA, 2008). A representação elétrica por linha de microfita pode ser mostrada na Figura 3.

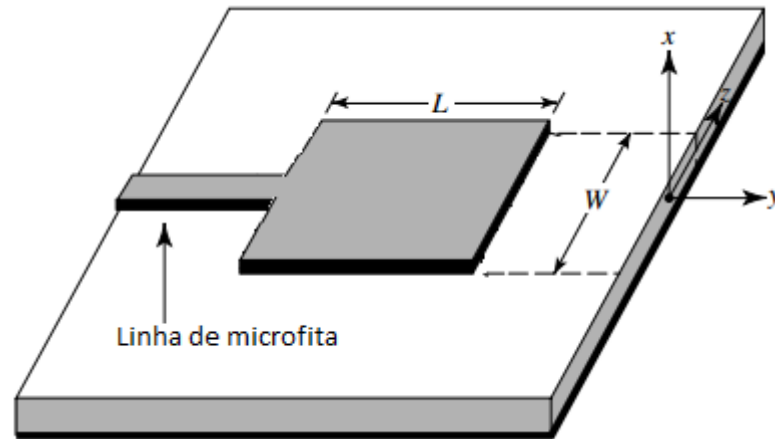


Figura 3 – Alimentação por linha de microfita

Fonte: Adaptado de BALANIS,2005.

A alimentação por cabo coaxial é mostrado na Figura 4. Essa alimentação ocorre por meio de um cabo coaxial atravessando o plano de terra e o substrato dielétrico até o *patch* radiante. Toda junção do cabo coaxial ao alcance do patch radiante é feito por perfuração e sua utilização depende do projetista de antena (MORAIS, 2011). A alimentação por cabo coaxial é de fácil fabricação possuindo baixa radiação indesejada. No entanto, apresenta uma banda estreita e é de difícil modelagem (MORAIS, 2011)

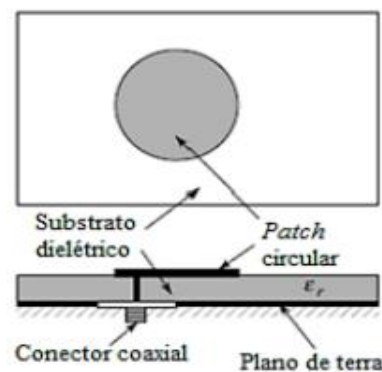


Figura 4 – Alimentação coaxial em antena de microfita

Fonte: BALANIS,2005.

A alimentação de microfita e o cabo coaxial possuem assimetrias inerentes que geram modos de ordem superior e que produzem radiação polarizada (MORAIS,2011). A Figura 5 consiste em dois substratos separados por um plano de

terra e uma linha de microfita abaixo do substrato inferior que transfere energia ao *patch* através de uma fenda no plano de terra. O casamento de impedância é feito através do projeto da largura da linha de microfita e das dimensões das fendas no plano de terra (SILVA,2014).

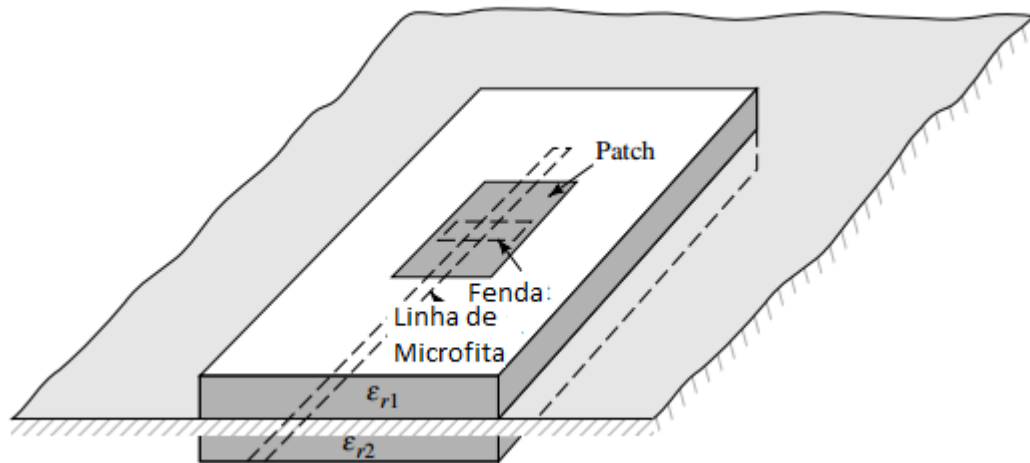


Figura 5 – Alimentação via acoplamento

Fonte: Adaptado de BALANIS,2005

O método que permite que a antena possua maior largura de banda e baixa radiação espúria em relação às alimentações por cabo coaxial e linha de microfita é o método da proximidade, de acordo com a Figura 6. Essa alimentação diferentemente do método por acoplamento na Figura 5 não apresenta uma fenda no plano de terra.

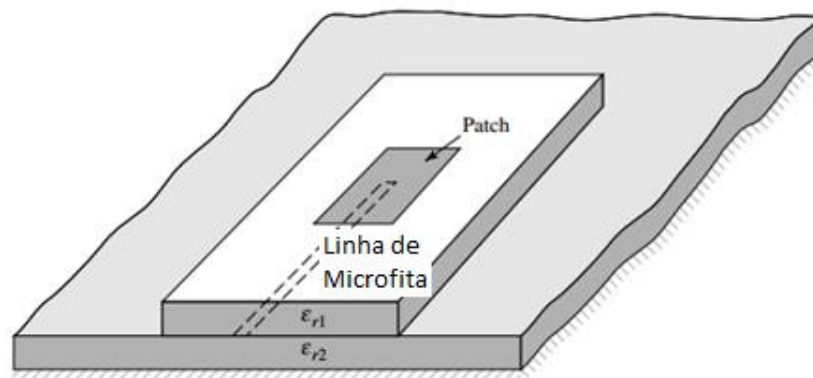


Figura 6 – Alimentação por aproximação

Fonte: Adaptado de BALANIS,2005

2.3 METODOS PARA ANÁLISE DE ANTENAS DE MICROFITA

O modelamento da antena de microfita está relacionado as características das estruturas, tais como o tipo de substrato, dimensões e geometria do patch. Diversos são os métodos relatados na literatura para a caracterização das antenas de microfita. Esses métodos podem ser divididos em dois grupos (JAMES; HALL, 1989). No primeiro grupo, os métodos são baseados na distribuição de corrente elétrica no patch condutor e plano de terra. Esses métodos são conhecidos como método dos momentos (MoM); método dos elementos finitos (FEM); diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) e os métodos de ondas completas. No segundo grupo, os métodos são baseados na distribuição de corrente magnética equivalente ao redor das margens do *patch*, sendo considerados métodos aproximados. Tem-se, o modelo da linha de transmissão e o método da cavidade, apresentados a seguir.

2.3.1 Método da linha de transmissão

O método da linha de transmissão possibilita a determinação de diversos parâmetros da antena, tais como frequência de ressonância, o diagrama de radiação e impedância de entrada. Neste modelo, o *patch* e a alimentação são modelados por seções de linhas de transmissão. Esse método proporciona uma facilidade em obter-se o casamento de impedância da estrutura, leva em conta os efeitos de borda causados pelo fato do *patch* possuir dimensões finitas, o que leva a um efeito de franjamento tanto ao longo do comprimento quanto da largura do *patch* (SILVA, 2014).

2.3.2 Método da Cavidade

O modelo da cavidade trata a antena basicamente como uma cavidade, circundada por paredes elétricas, no topo e na base, e por paredes magnéticas nos contornos laterais. Os campos nas antenas são considerados campos nas cavidades, sendo expandidos em termos de modos ressoantes, cada um com sua frequência de ressonância (OLIVEIRA, 2008). Os modelos aproximados são usados para determinado número de frequência. O aumento da frequência implica na imprecisão maior do método.

A Figura 7 é apresentado o comportamento da antena. Quando a antena é energizada surge uma distribuição de cargas tanto no *patch* quanto no plano de terra. A medida que a espessura do substrato e da antena diminuem, um modelo mais próximo do ideal é alcançado, o que permite modelar parede magnéticas como condutores magnéticos perfeitos.

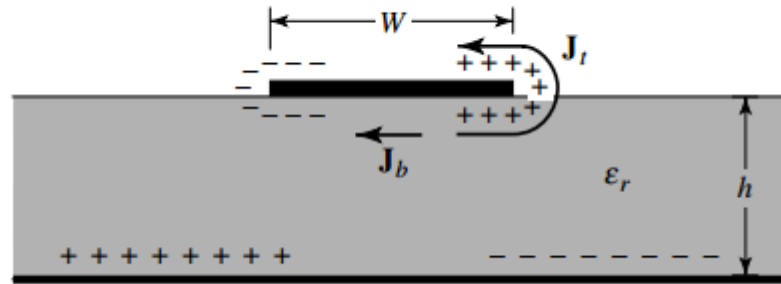


Figura 7 - Comportamento da antena

Fonte: BALANIS,2005

A modelagem fosse feita tratando a antena de microfita como uma cavidade não seria capaz de determinar o campo magnético e campo elétrico (BALANIS,2005). O método contorna esse problema adicionando uma tangente de perdas efetiva (δ_{reff}). Essa tangente de perdas representa as perdas na cavidade e está relacionada inversamente com o fator de qualidade da antena ($\delta_{reff} = 1/Q$).

Devido às pequenas dimensões tanto do *patch* quanto do substrato, variações de campo ao longo da espessura do substrato são consideradas constantes, tratando os condutores da antena como condutores perfeitos e somente os modos de operação TM^x são considerados dentro da cavidade (BALANIS,2005). O modelo do método da cavidade adotado está de acordo com a Figura 8, onde dentro da cavidade pode ser descrita através do vetor potencial A_x conforme a Equação 1.

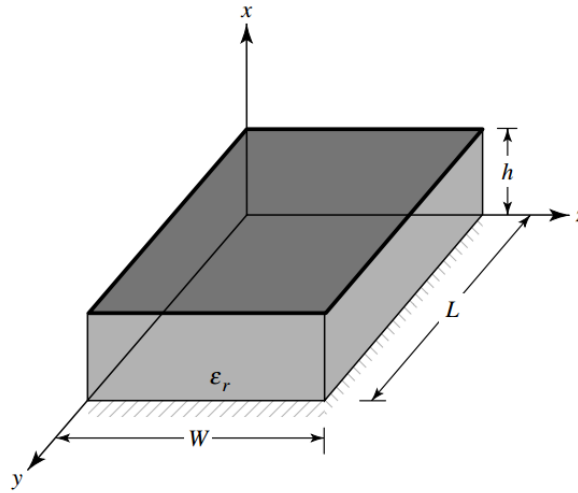


Figura 8 - Modelo da cavidade

Fonte: BALANIS, 2005.

$$\nabla^2 A_x + k^2 A_x = 0 \quad (1)$$

A Equação 2 é usada como solução da Equação 1 utilizando a técnica de separação de variáveis.

$$A_x = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x)][A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y)][A_3 \cos(k_z z) + B_3 \sin(k_z z)] \quad (2)$$

Os números de onda ao longo das direções x,y,z, são representados por k_x, k_y e k_z que são determinado pelas condições de contorno da Equação 3.

$$\begin{aligned} E_y(x'=h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) &= 0 \\ H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) &= 0 \\ H_z(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) &= 0 \end{aligned} \quad (3)$$

Os campos elétrico e magnético, relacionados ao vetor potencial A_x , são representados através da Equação 4, conforme Balanis (2005).

$$\begin{aligned} E_x &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2 \right) A_x & H_x &= 0 \\ E_y &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial_x \partial_y} & H_y &= \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial_z} \\ E_z &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial_x \partial_z} & H_z &= -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial_y} \end{aligned} \quad (4)$$

As coordenadas x' , y' e z' representam os campos dentro da cavidade, e das condições de contorno da Equação 3 é possível obter $B_1=B_2=B_3=0$ e as Equações 5,6 e 7.

$$k_x = \frac{m\pi}{h}, m = 0,1,2,\dots \quad (5)$$

$$k_y = \frac{n\pi}{L}, n = 0,1,2,\dots \quad (6)$$

$$k_z = \frac{p\pi}{W}, p = 0,1,2,\dots \quad (7)$$

A partir da modelagem a forma final do vetor potencial A_x é dada pela Equação 8 (BALANIS, 2005).

$$A_x = A_{nmp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \quad (8)$$

Onde m , n e p representam o modo. A frequência de ressonância na cavidade é dada de acordo com a equação 9.

$$(f_r)_{nmp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{n}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (9)$$

A equação 9, mostra que enquanto os valores m , n e p variam, a frequência de ressonância também varia, promovendo a possibilidade de diversos modos de operação relacionados a cavidade.

A Figura 12 mostra os modelos de operação de $TM_{010}^x, TM_{001}^x, TM_{020}^x, TM_{002}^x$ e como o campo elétrico age ao longo das paredes laterais da cavidade é considerado que nenhum efeito de franjamento ocorre durante a alimentação da antena e de sua operação.

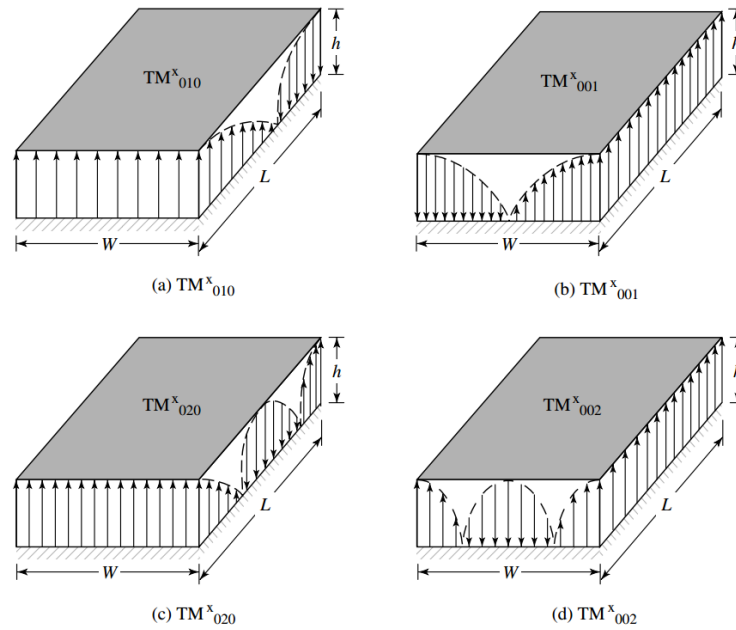


Figura 9-Operação TM^x

Fonte: BALANIS, 2005

2.3.3 Método dos Momentos

O Método dos Momentos é uma técnica matemática que realiza a transformação de uma equação integral ou diferencial em um sistema de equações lineares, ou em uma matriz de equações, em que se pode obter o resultado através da aplicação de técnicas numéricas (GIBSON, 2008).

A utilização do Método dos Momentos se faz através de equações conforme mostrada na Equação 10. Onde F é um operador linear conhecido, podendo ser de forma integral ou diferencial, d é uma função de excitação e G uma função desconhecida (HUANG, BOYLE, 2008).

$$F(G) = d \quad (10)$$

O objetivo é determinar a função g a partir das especificações de F e d . O método exige que a função G seja expandida em uma combinação linear de N termos através da utilização de funções de bases conhecidas, como mostra na Equação 11.

$$G = \sum_n I_n g_n \quad (11)$$

Substituindo a Equação 11 na Equação 10 permite que a função desconhecida possa ser obtida conforme a Equação 11 juntamente com o operador linear conhecido, como mostra a Equação 12.

$$\sum_n I_n F(g_n) = d \quad (12)$$

Segundo Huang e Boyle (2008) é usado pra determinar os coeficiente I_n é utilizado uma função peso (W_p) no domínio F. O produto interno é mostrado conforme a Equação 13.

$$\sum_n I_n \langle W_p, F(g_n) \rangle = \langle W_p, d \rangle \quad p = 1, 2, \dots, M \quad (13)$$

As Equações 14 e 15 podem ser obtidas a partir da definição de produto interno.

$$\langle x(z), y(z) \rangle = \langle y(z), x(z) \rangle = \int_L x(z) y(z) dz \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} \langle W_1, F(g_1) \rangle & \langle W_1, F(g_2) \rangle & \cdots & F(g_n) \\ \langle W_2, F(g_1) \rangle & \langle W_2, F(g_2) \rangle & \cdots & F(g_n) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \langle W_M, F(g_1) \rangle & \cdots & \cdots & F(g_n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle W_1, d \rangle \\ \langle W_2, d \rangle \\ \vdots \\ \langle W_m, d \rangle \end{bmatrix} \quad (15)$$

Ao isolar o termo dos coeficientes I_n o valor dos mesmos podem ser obtidos conforme a equação 16 a partir da Equação 15.

$$[I_n] = [Z_{mn}]^{-1} [V_m] \quad (16)$$

Onde $[Z_{mn}]$ é a matriz dos produtos internos entre os pesos e operador F em g; $[V_m]$ é a matriz dos produtos internos entre os pesos e a função de excitação. A determinação da função peso pode ser feita a partir da aplicação do método de Galerkin (GIBSON, 2008), onde a função peso é utilizada como sendo a própria função de base. Porém, a função peso também pode ser escolhida de modo arbitrário de acordo com a experiência de quem a escolhe.

2.3.4 Método dos elementos finitos

O Método dos Elementos finitos (FEM) propõe que o número infinito de variáveis desconhecidas, sejam substituídas por um número limitado de elementos de comportamento bem definido. Os elementos finitos são conectados entre si por nós ou pontos nodais. Ao conjunto de todos os itens – elementos e nós – dá-se o nome de malha.

Segundo Huang e Boyle (2008) quatro passos podem ser expressos a fim de implementar o FEM. O primeiro passo diz respeito a discretização da região de solução em elemento. O segundo passo consiste na geração das equações de campo ou de potencial em cada elemento. O terceiro passo consiste na integração ou montagem dos elementos e o quarto passo se refere a solução de equações do sistema obtido.

A geometria submetida aos carregamentos e restrições é subdividida em pequenas partes, denominadas de elementos, os quais passam a representar o domínio contínuo do problema.

A obtenção do resultado desejado dentro da região de interesse está apresentada na Equação 17.

$$\phi(x, y) = \sum_{i=1}^N \phi_i(x, y) \quad (17)$$

Na Equação 17, $\phi(x, y)$ é a função desconhecida e N é o número de elementos em que a região é dividida. Os elementos nas quais a região é discretizada (chamados de elementos finitos) geralmente são da forma triangular. Para o caso de se usar elementos triangulares como mostra a Figura 10, a função é aproximada conforme a Equação 18.

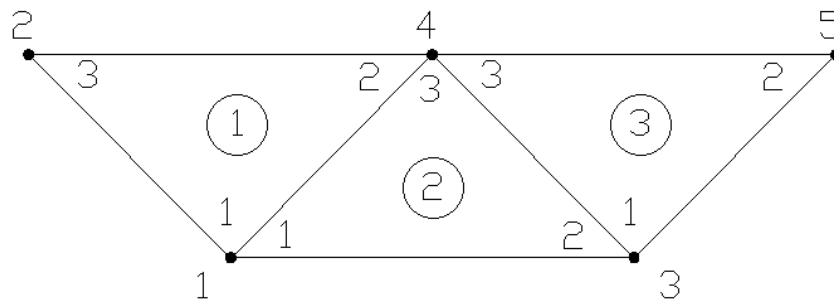


Figura 10 – Malha triangular com 3 elementos finitos.

Fonte: Autoria Própria, 2019

$$\phi_e = a + bx + cy \quad (18)$$

Onde as constantes a, b e c serão determinadas a partir do desenvolvimento a seguir descrito. A equação pode ser reescrita de modo que ϕ_e dependa somente de

seus valores nos nós (α_i) do triângulo da Figura 10, como observado nas Equações 19 e 20.

$$\phi = \alpha_1(x, y)\phi_1 + \alpha_2(x, y)\phi_2 + \alpha_3(x, y)\phi_3 \quad (19)$$

$$\phi = \sum_{i=1}^3 \phi_i \alpha_i(x, y) \quad (20)$$

Desenvolvendo a Equação 18 para isolar os valores de a, b e c para cada nó do triângulo é mostrado na Equação 21.

$$\begin{aligned} \phi_1 &= a + bx_1 + cy_1 \\ \phi_2 &= a + bx_2 + cy_2 \\ \phi_3 &= a + bx_3 + cy_3 \end{aligned} \quad (21)$$

Organizando a Equação 21 na forma matricial, temos:

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} \quad (23)$$

Substituindo a Equação 23 na equação 18, temos a Equação 24.

$$\phi = \begin{bmatrix} 1 & x & y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} \quad (24)$$

Os parâmetros α_i mostrados anteriormente são representados através do sistema mostrado na Equação 25.

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \frac{1}{2A} [(x_2 y_3 - x_3 y_2) + (y_2 - y_3)x + (x_3 - x_2)y] \\ \alpha_2 &= \frac{1}{2A} [(x_3 y_1 - x_1 y_3) + (y_3 - y_1)x + (x_1 - x_3)y] \\ \alpha_3 &= \frac{1}{2A} [(x_1 y_2 - x_2 y_1) + (y_1 - y_2)x + (x_2 - x_1)y] \end{aligned} \quad (25)$$

Onde A é a área do elemento, que é determinada através da Equação 26.

$$A = \frac{1}{2} [(x_2 - x_1)(y_3 - y_1) - (x_3 - x_1)(y_2 - y_1)] \quad (26)$$

Por ser um campo conservativo a energia por unidade de comprimento é dada conforme a Equação 27.

$$W(\phi) = \frac{1}{2} \iint \varepsilon (\nabla \phi)^2 dS \quad (27)$$

Onde W é a energia por unidade de comprimento em um elemento “e”. Para haver a integração entre os elementos da rede faz-se necessária aplicar a Equação 20 na Equação 27. Como mostra a Equação 28.

$$W_e = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 \varepsilon \phi_i \left(\iint \nabla \alpha_i \nabla \alpha_j dS \right) \phi_j \quad (28)$$

A Equação 28 representa o acoplamento existente entre nós i e j , ou seja, a Equação 28 pode ser reescrita em termos matriciais conforme a Equação 29.

$$W_e = \frac{1}{2} \varepsilon [\phi]^t [C^e] \phi \quad (29)$$

Onde $[\phi]^t$ é a matriz transposta de ϕ e $[C^e]$ é a matriz dos coeficientes que pode ser reescrita conforme a Equação 30.

$$[C^e] = \begin{bmatrix} C_{11}^e & C_{12}^e & C_{13}^e \\ C_{21}^e & C_{22}^e & C_{23}^e \\ C_{31}^e & C_{32}^e & C_{33}^e \end{bmatrix} \quad (30)$$

Cada termo da matriz da Equação 37 pode ser calculado através da Equação 28. A energia total da região pode ser obtida através da Equação 31.

$$W = \sum_{e=1}^N W_e = \frac{1}{2} \varepsilon [\phi]^t [C] \phi \quad (31)$$

Onde C é a matriz global dos coeficiente e N é o número de elementos da região de solução. O termo $[\phi]$ da Equação 31 é obtido conforme a Equação 32, em que n é o número de nós na região de solução (SADIKU, 2014).

$$[\phi] = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \vdots \\ \phi_n \end{bmatrix} \quad (32)$$

Assim, o FEM pode ser aplicado para projetos de antena de microfita com *patch* de diferentes estruturas.

2.4 ESTUDO DOS PARÂMETROS DE ANTENA DE MICROFITA

Nessa seção estão descritos os principais parâmetros das antenas de microfita. A abordagem dos principais parâmetros de antenas será feita a fim de fornecer a base teórica para os estudos a serem realizados nesse trabalho. Os principais parâmetros a serem abordados serão perda de retorno, ganho, largura de banda (BW), impedância de entrada, diagrama de radiação, diretividade e polarização.

2.4.1 Perda de retorno

Quando se trata de projeto de antenas a perda de retorno indica a relação entre a potência fornecida e potência refletida. É um dos principais parâmetros a ser avaliado na etapa do projeto.

As antenas podem ser caracterizadas como redes de duas portas, sendo elas a entrada da antena e a porta de radiação. Na Figura 11 é apresentado um quadripolo onde são apresentadas ondas de tensões complexas normalizadas incidentes (a_1, a_2) e refletidas (b_1, b_2), juntamente com as impedâncias da geração e da carga.

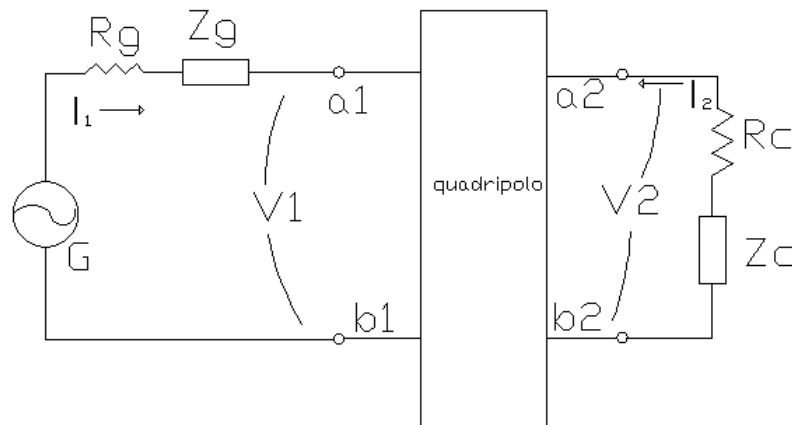


Figura 11 – Modelo Quadripolo duas portas

Fonte: Autoria Própria, 2019

Com base nos sinais de entrada (V_1 e I_1) e nos sinais de saída (V_2 e I_2), as variáveis independentes (a_1 e a_2) e as variáveis dependentes (b_1 e b_2) são definidas pelas Equações 33 a 36 (ANDERSON, 1967).

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda de potência em 1}}{\sqrt{Z_0}} \quad (33)$$

$$a_2 = \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda de potência em 2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (34)$$

$$b_1 = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda de potência em 1}}{\sqrt{Z_0}} \quad (35)$$

$$b_2 = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda de potência em 2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (36)$$

onde Z_0 descreve uma impedância de referência. A partir das Equações 33 a 36 é possível obter um sistema linear entre os termos dependentes e independentes representados na forma de matriz. Os termos representados na Equação 37 são chamados parâmetros de espalhamento do quadripolo (ANDERSON, 1967).

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (37)$$

S_{11} é a perda de retorno de tensão na porta 1, S_{22} é a perda de retorno da tensão no acesso 2; S_{21} é o ganho da tensão direta do quadripolo e S_{12} é a isolação do quadripolo. A Figura 12 ilustra o espalhamento no quadripolo.

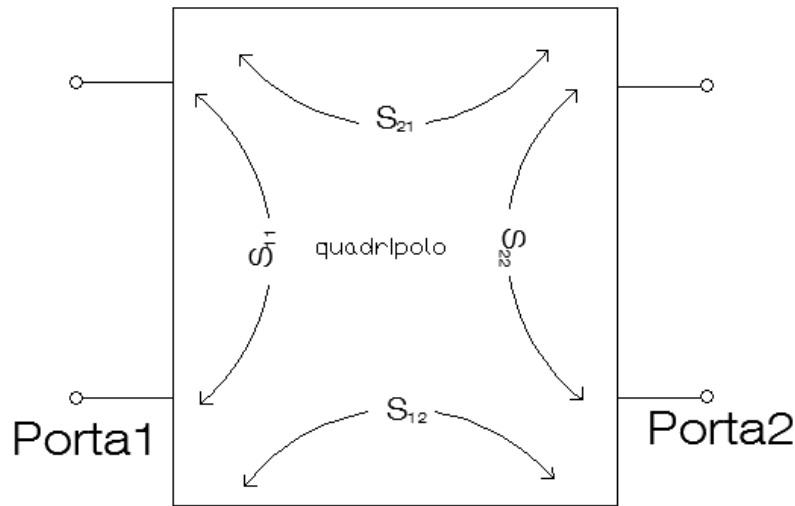


Figura 12 – Parâmetros de espalhamento no quadripolo

Fonte: Autoria Própria, 2019

Através da utilização do parâmetro S_{11} , que também é representado pela letra grega gama é possível obter os valores da perda de retorno de acordo com a Equação 38 (POZAR, 2005).

$$RL = 20 \log |S_{11}| \quad (38)$$

2.4.2 Ganho

O ganho de uma antena está ligado a parâmetros como diretividade e eficiência. O ganho de uma antena em determinada direção é definido como a razão entre intensidade, em uma dada direção, e a intensidade de radiação que seria obtida se toda potência fornecida para a antena fosse irradiada de maneira isotrópica.

A intensidade de radiação utilizando toda a potência fornecida através da fonte é expressa através da razão entre a potência de entrada e uma constante.

$$U = \frac{P_{in}}{4\pi} \quad (39)$$

Onde P_{in} é a potência total fornecida através da fonte e U é a intensidade de radiação utilizando toda potência fornecida. O ganho é mostrado na Equação 40 abaixo.

$$G = \frac{4\pi U}{P_{in}} \quad (40)$$

Onde G corresponde ao ganho da antena. A potência de entrada está relacionada diretamente com a potência radiada através da eficiência de radiação da antena mostrado na Equação 41.

$$P_{rad} = \eta_{cd} P_{in} \quad (41)$$

Através da relação da Equação 41 com a Equação 40, pode-se obter a Equação 42.

$$G = \eta_{cd} \left(\frac{4\pi U}{P_{rad}} \right) \quad (42)$$

Ao analisar a Equação 42 é possível observar que o termo apresentado entre parêntese é a diretividade. A diretividade da antena é definida, de acordo com IEEE *Standard Definitions of Terms for Antennas* de 2013, como a razão entre intensidade de radiação em uma determinada direção e a intensidade média de radiação em todas as direções. É representado pela letra D na Equação 43.

$$G = \eta_{cd} D \quad (43)$$

Quando a antena é conectada à linha de transmissão, isto é, quando ocorre perdas por reflexão é adicionado um termo a equação 43. A Equação 44 expressa o ganho em relação as perdas totais da antena.

$$G = (1 - |\Gamma|^2) \eta_{cd} D = \eta_0 D \quad (44)$$

2.4.3 Largura de Banda

A largura de banda pode ser definida como o intervalo de frequências em torno de sua frequência central de operação, a qual a antena deve funcionar de forma satisfatória.

A Figura 13 ilustra um gráfico da perda de retorno em função da frequência, onde o procedimento da largura de banda é realizado através da definição de uma banda de frequência.

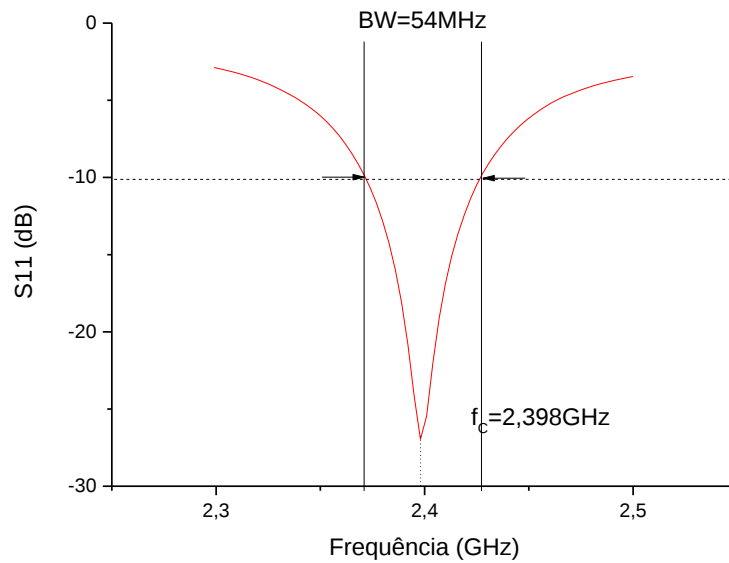


Figura 13 – Diagrama de perda de retorno mostrando a largura de banda de uma antena

Fonte: ALMEIDA, 2017

Assim, a largura de banda (BW) pode ser definida como sendo a faixa de frequência em torno de sua frequência de operação. Os pontos de frequência superior e inferior pode ser descrito pela Equação 45.

$$BW = f_{\text{sup}} - f_{\text{inf}} \quad (45)$$

onde f_{sup} e f_{inf} são respectivamente a frequência superior e inferior. A largura de banda na prática pode ser calculada sob forma percentual e calculado com base na Equação 46 (GHAVAMI et al, 2004).

$$BW = \frac{f_{sup} - f_{inf}}{f_c} \times 100\% \quad (46)$$

As antenas podem ser classificadas com relação a largura de banda em banda estreita ($0\% < BW < 1\%$), Banda larga ($1\% \leq BW \leq 20\%$) e Banda ultralarga ($BW > 20\%$) (ALMEIDA FILHO, 2010).

2.4.4 Carta de Smith

A carta de Smith para projetos de antenas promove um meio de se obter a impedância da linha de transmissão utilizada no projeto, bem como compensadores reativos a fim de permitir um melhor casamento de impedância entre a linha de transmissão e a carga (POZAR, 2005).

Uma carta de Smith é desenvolvida através da análise da carga no ponto em que a impedância deve ser casada. Desse modo, em vez de considerar a própria impedância, a descrição por meio dos coeficientes de reflexão se torna mais adequada para representação entre a impedância da carga e seu coeficiente de reflexão (CHAN, HARTER, 2000).

De maneira geral, a impedância da carga é normalizada através da impedância característica e é apresentado conforme a Equação 47.

$$Z = r + jx \quad (47)$$

onde Z é a impedância normalizada da carga, r é a resistência normalizada da carga e x é a reatância normalizada da carga. A equação que relaciona o coeficiente de reflexão com as impedâncias normalizadas é mostrada na Equação 48.

$$\Gamma_L = \Gamma_r + j\Gamma_i = \frac{r + jx - 1}{r + jx + 1} \quad (48)$$

Rearranjando a equação 48 em termos de suas componentes reais e imaginária, em relação às impedâncias normalizadas, como mostrada na equação 49 e 50.

$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (49)$$

$$x = \frac{2\Gamma_i}{(1-\Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (50)$$

Reescrevendo as equações 56 e 57, pode-se obter a seguinte relação nas Equações 51 e 52:

$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{1+r}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{1+r}\right)^2 \quad (51)$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \quad (52)$$

A análise da Equação 51 permite que seja efetuada a representação de sua solução na forma de um círculo centrado nas coordenadas $\left(\frac{r}{r+1}, 0\right)$ no plano complexo (Γ_r, Γ_i) de raio igual a $1/(1+r)$. A Figura 14 mostra a representação de soluções da Equação 58 para valores de r diferente, onde são apresentados o ponto de maior reflexão quando $r = \infty$ e o ponto de menor reflexão quando $r = 0$ e um ponto qualquer com $r = 1$.

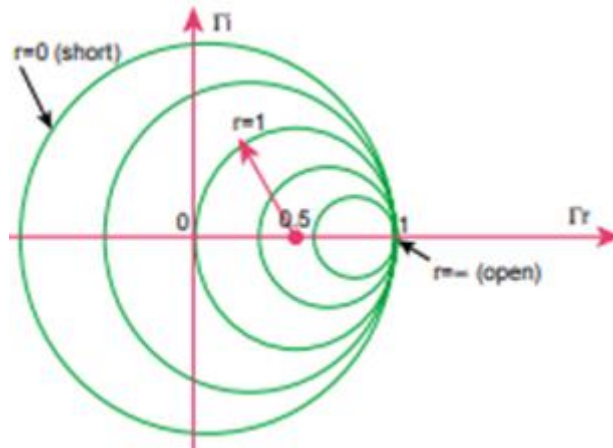


Figura 14 – Representação gráfica do círculo resistivo

Fonte: CHAN e HARTER, 2000

A equação 52 fornece uma solução no mesmo plano complexo, mas com centro nas coordenadas $[1; 1/x]$ e um raio igual a $1/x$. Assim como as soluções para resistência da equação 58, as soluções para reatâncias geram um conjunto de circunferências como mostrado na Figura 15.

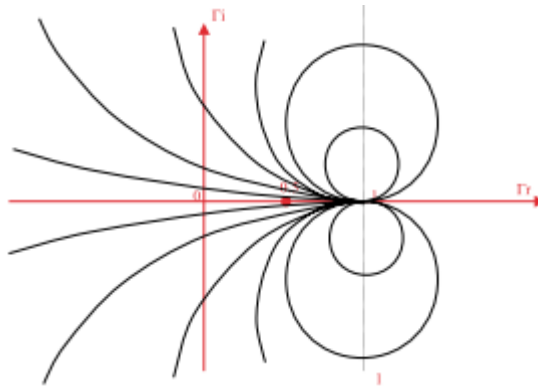


Figura 15 – Representação gráfica do círculo de reatância

Fonte: CHAN e HARTER, 2000

A disposição dos círculos resistivos e de reatância representados na Figura 14 e 15 formam a carta de Smith ilustrada na Figura 16. A Figura 19 demonstra o processo de obtenção da carta de Smith para um valor de impedância normalizada da carga (SILVA, 2014).

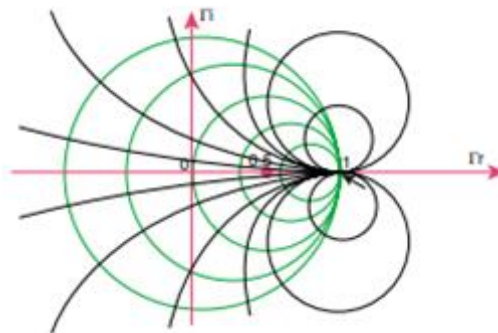


Figura 16 – Representação gráfica de uma carta de Smith

Fonte: CHAN e HARTER, 2000

2.4.5 Diagrama de Radiação

O diagrama de radiação é a representação gráfica das propriedades de radiação da antena em função de coordenadas espaciais, sendo obtido através dos módulos dos campos distantes em relação à posição em torno da antena. O diagrama exibe a amplitude do campo elétrico e magnético da em função dos ângulos ϕ e θ na região de campo distante (BALANIS, 2005).

Na Figura 17 é possível observar uma representação gráfica tridimensional do diagrama de radiação no sistema de coordenadas, bem como os principais planos de corte.

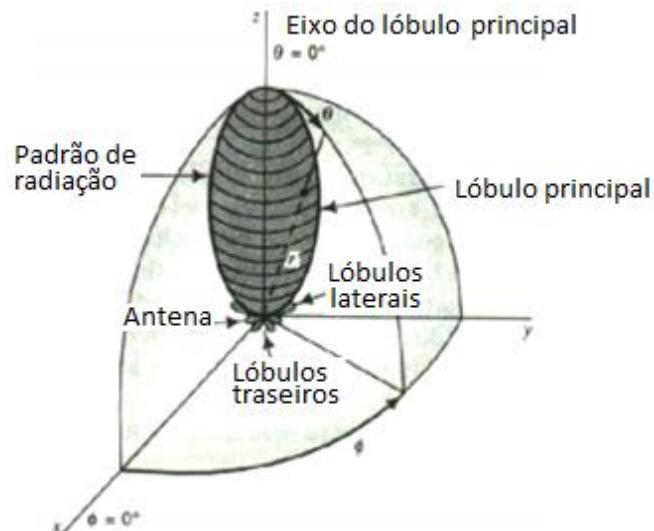


Figura 17– Diagrama de radiação representado no sistema de coordenadas

Fonte: Adaptado de BALANIS, 2005

Os diagramas de radiação são na maioria representados de maneira tridimensionais, mas devido às dificuldades de medições são geralmente bidimensionais e podem ser representados na forma polar como mostra a Figura 18.

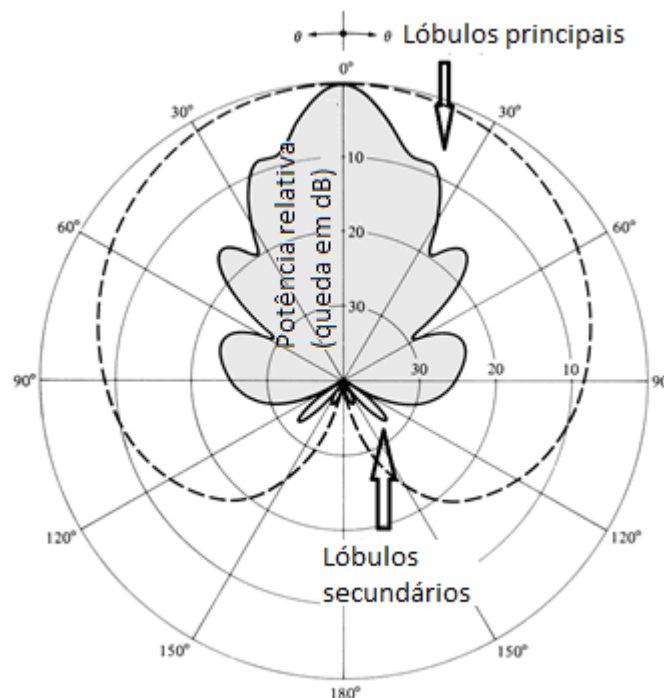


Figura 18-Diagrama de radiação na forma polar

Fonte: Adaptado de BALANIS, 2005

A Figura 18 representa parâmetros importantes das antenas. Como o lóbulo principal que ocorre na direção que contém a maior concentração de potência radiada. O lóbulo secundário que são todos os lóbulos que não são o principal.

2.4.6 Polarização

A polarização de uma onda pode ser definida como a trajetória descrita pela extremidade do vetor campo elétrico, observado ao longo de uma direção de propagação de uma onda eletromagnética em função do tempo (SANTOS, 2016). A polarização de uma antena é definida pela polarização de ondas irradiada por ela (BALANIS, 2005). Assume-se a polarização na direção de máximo ganho quando nenhuma direção é especificada. A partir disso, é possível concluir que a polarização varia com a direção tendo como origem o centro da antena. Assim, diferentes partes do diagrama de radiação podem apresentar diferentes polarizações.

Um exemplo de polarização é mostrado na Figura 19. Na figura observa-se a trajetória que o vetor campo elétrico descreve em torno de um eixo.

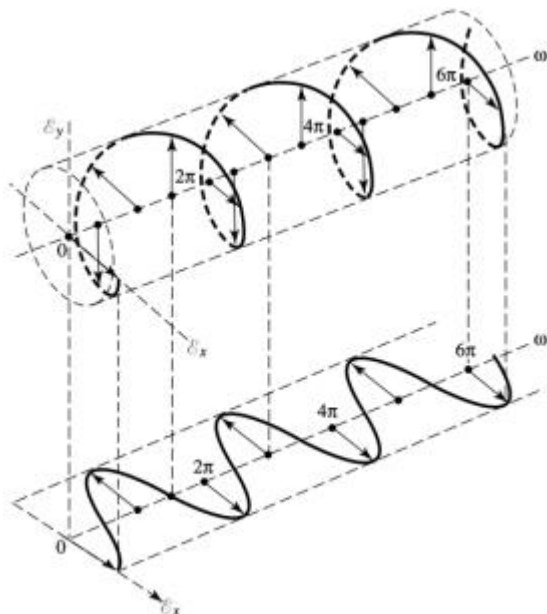


Figura 19-Onda plana circularmente polarizada

Fonte: BALANIS, 2005

A polarização pode ser classificada em linear, circular ou elíptica. A polarização elíptica é obtida quando a extremidade do vetor campo elétrico de uma onda, em

função do tempo, descreve uma elipse. A onda é dita linearmente polarizada quando o vetor resultante que apresenta o campo elétrico variante no tempo descreve uma linha reta. Quando a figura traçada pelo vetor campo elétrico ao longo do tempo é representada por um círculo, a polarização da onda é dita circular. As polarizações lineares e circulares são casos especiais da polarização elíptica.

Na Figura 20 é identificada, para uma onda de polarização elíptica, as orientações dos campos elétricos máximo ($E_{\text{máx}}$) e mínimo ($E_{\text{mín}}$) e seu ângulo de inclinação (τ).

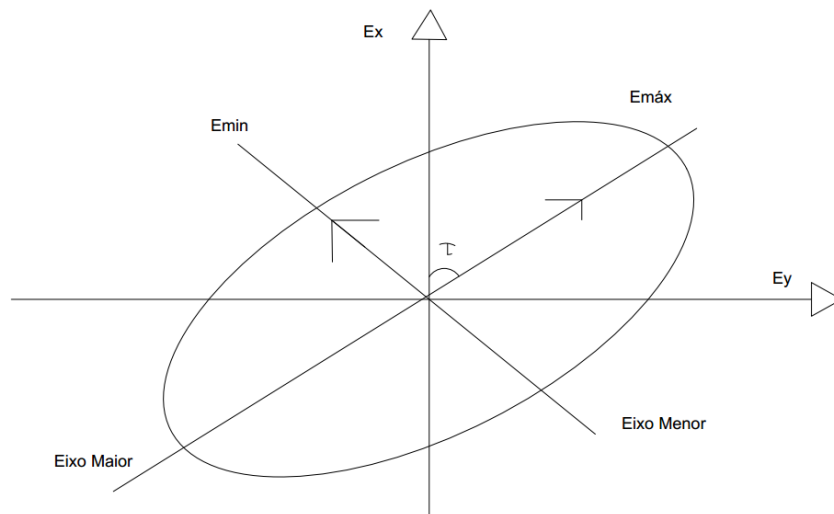


Figura 20-Elipse Polarizada

Fonte: Autoria própria, 2019

A caracterização do tipo de polarização é feita considerando-se que uma onda plana que se propaga na direção z tem seu campo elétrico representado da seguinte forma:

$$\vec{E}(z,t) = \vec{E}_x(z,t)\hat{x} + E_y(z,t)\hat{y} \quad (53)$$

As componentes que se propagam nas direções $\hat{x}$ e $\hat{y}$ podem ser decompostas em função de suas amplitudes máximas em cada direção, da frequência (ω), constante de propagação (β) e fase (ϕ).

$$\vec{E}_x(z,t) = \vec{E}_x \cos(\omega t + \beta z + \phi_x) \quad (54)$$

$$\vec{E}_y(z,t) = \vec{E}_y \cos(\omega t + \beta z + \phi_y) \quad (55)$$

A polarização da onda é definida pela polarização das fases dos componentes vetoriais $\hat{x}$ e $\hat{y}$. Para uma onda ser linearmente polarizada considera-se a Equação 56.

$$\phi_y - \phi_x = n\pi \quad (56)$$

Na Equação 56, n é um número inteiro positivo. Já para a polarização circular, a magnitude dos componentes $\hat{x}$ e $\hat{y}$ devem ser iguais e a diferença de fase obrigatoriamente é um múltiplo ímpar de $\pi/2$. Na polarização circular, a resultante do campo elétrico pode assumir dois sentidos de rotação, à direita ou à esquerda. Se a fase de $\hat{y}$ estiver adiantada com relação a fase de $\hat{x}$ a resultante têm sentido à direita e a onda têm polarização circular à direita. No caso da fase de $\hat{x}$ estar adiantada com relação a fase de $\hat{y}$ a resultante têm sentido à esquerda e diz que a onda é polarizada à esquerda. Se a onda possuir magnitudes diferentes e/ou não atender a nenhum dos requisitos discutidos, a onda possui polarização elíptica (KUMAR, RAY, 2003).

O desempenho de uma antena quanto à polarização se dá em termos de sua razão axial que é definida entre o maior e menor eixo da elipse ilustrada na Figura 20. Logo, a razão axial é calculada conforme a Equação 57.

$$RA = \frac{EixoMaior}{EixoMenor} \quad (57)$$

Onde RA é a razão axial. Para ocorrer uma perfeita polarização circular é necessário que $EixoMaior = EixoMenor$, o que resulta em uma razão axial igual a 1. Enquanto para a polarização linear $EixoMaior \gg EixoMenor$ e a razão axial tende ao infinito. As antenas com valores de razão axial abaixo de 3dB é considerado circular (KUMAR, RAY, 2003). Para valores entre 3dB e 7dB é considerada elíptica. Para Valores acima de 7dB, a razão axial é considerada linear.

2.5 ANTENA COM PATCH CIRCULAR

A antena de microfita com patch circular é mostrado na Figura 24.

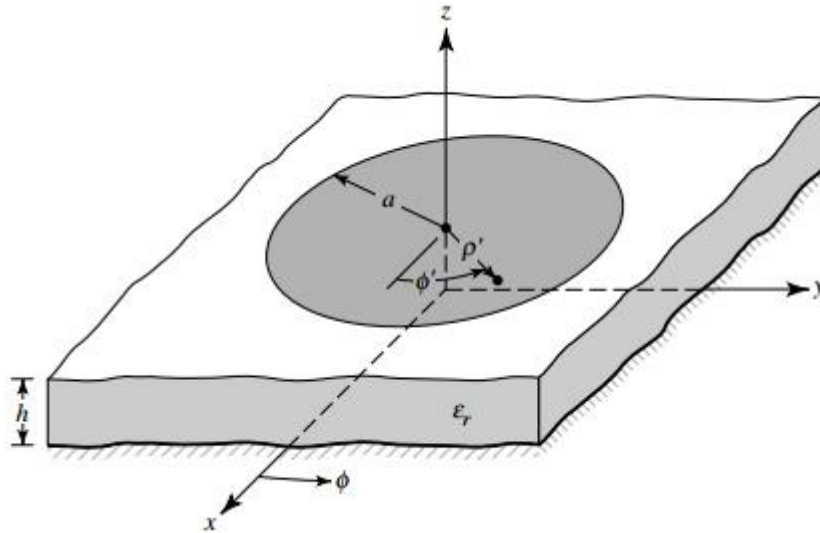


Figura 21-Geometria do patch Circular

Fonte: BALANIS,2015

Os modos suportados pela antena circular podem ser encontrados tratando o patch, o plano de aterramento e o material entre os dois como uma cavidade circular. Da mesma forma como o *patch* retangular, os modos que são suportados por uma antena de microfita circular cuja altura do substrato é pequena ($h \ll \lambda$) é o modo TM^z onde z é o tamanho perpendicular ao patch (BALANIS,2005).

A antena de microfita retangular possui dois graus de liberdade para controle (comprimento e largura). O *patch* circular possui um grau de liberdade (raio do patch). O projeto das antenas foi feito usando o método da cavidade usando um procedimento similar ao do *patch* retangular discutido nesse capítulo, mas agora será usado coordenadas cilíndricas.

Para o dimensionamento da antena é necessário entender os comportamento dos campos elétricos e magnéticos. Para encontrar os campos dentro da cavidade, usamos a abordagem do vetor potencial. Para o modo TM^z deve-se primeiro encontrar o vetor magnético potencial A_z que deve satisfazer as coordenadas cilíndricas e a equação de onda homogênea (BALANIS,2005).

$$\nabla^2 A_z(p, \phi, z) + k^2 A_z(p, \phi, z) = 0 \quad (58)$$

Os campos para o modo TM^z , os campos elétricos e magnéticos e o vetor potencial A_z estão relacionados conforme a Equação 59 (BALANIS,2005).

$$\begin{aligned}
E_\rho &= -j \frac{1}{\omega \mu \varepsilon} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \rho \partial z} & H_\rho &= \frac{1}{\mu} \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_z}{\partial \phi} \\
E_\phi &= -j \frac{1}{\omega \mu \varepsilon} \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \phi \partial z} & H_\phi &= -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial \rho} \\
E_z &= -j \frac{1}{\omega \mu \varepsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) A_z & H_z &= 0
\end{aligned} \tag{59}$$

As condições de fronteira são dadas conforme a Equação 60.

$$\begin{aligned}
E_\rho(0 \leq \rho' \leq a, 0 \leq \phi' \leq 2\pi, z' = 0) &= 0 \\
E_\rho(0 \leq \rho' \leq a, 0 \leq \phi' \leq 2\pi, z' = h) &= 0 \\
E_\rho(\rho' = a, 0 \leq \phi' \leq 2\pi, 0 \leq z' \leq h) &= 0
\end{aligned} \tag{60}$$

O potencial do vetor magnético se reduz há:

$$A_z = B_{mnp} J_m(k_\rho \rho') [A_2 \cos(m\phi') + B_2 \sin(m\phi')] \cos(k_z z') \tag{61}$$

A equação de restrição é dada conforme a equação 62.

$$(k_\rho)^2 + (k_z)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu \varepsilon \tag{62}$$

As coordenadas cilíndricas ρ', ϕ', z' são usadas para representar os campos dentro da cavidade, enquanto J_m é a função de Bessel do primeiro tipo de ordem m.

$$k_\rho = \frac{\chi'_{mn}}{a}, \quad m = 0, 1, 2, \dots \text{ e } n = 1, 2, 3, \dots \tag{63}$$

$$k_z = \frac{\rho\pi}{h}, \quad \rho = 0, 1, 2, \dots \tag{64}$$

As frequências de ressonância da cavidade da antena são encontradas usando as Equações 63 a 64. Já que para maioria das antenas a altura do substrato é muito pequena, os campos ao longo de z são essencialmente constantes e são apresentados na Equação 64 para $\rho = 0$ com $k_z = 0$. As frequências de ressonância para o modo TM_{mn0}^z pode ser escrita conforme equação 65 (BALANIS, 2005).

$$(fr)_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \left(\frac{\chi'_{mn}}{a} \right) \tag{65}$$

Com base nos quatro primeiros valores da função de Bessel para os modos $TM_{110}^z, TM_{210}^z, TM_{010}^z, TM_{310}^z$. O modo dominante é o TM_{110}^z cuja frequência de ressonância é de acordo com a Equação 66.

$$(f_r) = \frac{1,8412v_0}{2\pi a \sqrt{\varepsilon_r}} \tag{66}$$

onde v_0 é a velocidade da luz no espaço livre.

No patch retangular as franjas fazem o patch parecer eletricamente maior e leva em consideração um fator de correção do comprimento dado. Da mesma forma, o patch circular faz a introdução desse fator no raio efetivo a_e para substituir o raio real a . Esse fator está apresentado na Equação 67.

$$a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left[\ln \left(\frac{\pi a}{2h} \right) + 1,7726 \right] \right\}^{1/2} \quad (67)$$

A frequência de ressonância da Equação 66 do modo dominante TM_{110}^z deve ser modificada usando a Equação 67 e expressa conforme a Equação 75.

$$(f_r) = \frac{1,8412 v_0}{2 \pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (68)$$

Com o modelo da cavidade, é levado em consideração um modelo prático para o projeto de antena. A aproximação de primeira ordem da Equação 67 para encontrar o raio a usando a Equação 68 e substituindo na equação 67, leva a função logarítmica na equação 69.

$$a = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1,7726 \right] \right\}^{1/2}} \quad (69)$$

Onde:

$$F = \frac{8,791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (70)$$

2.6 ARRANJOS DE ANTENAS

Um arranjo de fase de antenas é constituído por um número limitado de antenas idênticas e associa os sinais para formar a saída do arranjo (LAVOR,2015). Os arranjos de fase podem ser descritos em lineares, planares e circulares. Nesse trabalho será mostrado o projeto de um arranjo linear.

No arranjo linear, os elementos radiadores estão dispostos ao longo de uma linha, enquanto que no arranjo planar seus elementos estão dispostos em uma malha retangular e no arranjo circular, os elementos estão dispostos em uma linha circular

(LAVOR, 2015). Em todos os casos os elementos são constituídos do mesmo material e possuem espaçamentos constantes entre os elementos.

2.6.1 Fator de Arranjo Linear

Supondo um arranjo linear com N elementos em um campo distante de fontes igualmente espaçadas em todas as direções ao longo do eixo Z. O fator de arranjo pode ser considerado obtendo os elementos como uma fonte pontual (BALANIS,2005).

$$FA = 1 + e^{+j(kd \cos \theta + \beta)} + e^{+j2(kd \cos \theta + \beta)} + \dots + e^{+j(N-1)(Kd \cos \theta + \beta)} \quad (71)$$

Reescrevendo a Equação 71 como um somatório, podemos representar o fator de arranjo como a Equação 72.

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd \cos \theta + \beta)} \quad (72)$$

em que β é a diferença de fase entre os elementos. A Equação 72 pode ser reescrita como a Equação 73.

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (73)$$

em que

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \quad (74)$$

Multiplicando ambos os lados da Equação 73 por $e^{j\psi}$, obtém-se a equação 75.

$$FA \cdot e^{j\psi} = e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} + e^{jN\psi} \quad (75)$$

Subtraindo-se 73 de 75, temos que:

$$FA(1 - e^{j\psi}) = (1 - e^{jN\psi}) \quad (76)$$

Pode-se reorganizar a Equação 76 conforme a Equação 77.

$$FA = \left[\frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} \right] \quad (77)$$

Multiplicando e dividindo a Equação 77 pelo conjugado e partindo da definição do seno de um ângulo, temos a Equação 78.

$$FA = e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{e^{j(N/2)\psi} - e^{-j(N/2)\psi}}{e^{j(1/2)\psi} - e^{-j(1/2)\psi}} \right] = e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (78)$$

Tomando como referência um ponto localizado no centro do arranjo, o fator de arranjo pode ser reduzido conforme a Equação 79.

$$FA = \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (79)$$

Para valores muito pequenos de Ψ , obtém-se uma aproximação do fator de arranjo, conforme a equação 80.

$$FA = \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (80)$$

2.6.2 Espaçamento entre Elementos de um Arranjo Linear

O arranjo de fase possui a característica de que a máxima radiação pode ser orientada em qualquer direção. Assumindo que a máxima radiação do arranjo é necessária para ângulos θ_0 variando de 0 a 180° , a fase de excitação β entre os elementos deve ser ajustada conforme a Equação 81 (LAVOR, 2015)

$$\psi = kd \cos(\theta) + \beta \Big|_{\theta=\theta_0} \quad (81)$$

Isolando β na Equação 81, resulta na Equação 82.

$$\beta = -kd \cos\theta_0 \quad (82)$$

Para determinar o valor de θ_0 , temos a Equação 83.

$$\theta_0 = \cos^{-1}\left(\frac{-\beta}{kd}\right) \quad (83)$$

O valor de θ_0 irá mudar conforme a fase β , causando um deslocamento no feixe. Este mecanismo é a base do arranjo de fase em antenas. A variação na fase é realizada por deslocamentos de fase (*phase shifters*), conectados em cada um dos elementos que compõe o arranjo. No momento em que as correntes que alimentam os elementos estão em fase e com igual amplitude, resultará em um feixe na direção *broadside* (MAILLOUX, 2005).

O fator de arranjo na Equação 72, pode ser escrito em termos da variável $v = \cos\theta$. A direção de maior radiação v_0 é relacionada com a diferença de fase $\Delta\psi = -kdv_0$, conforme a Equação 84.

$$FA(v) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jnk d(v-v_0)} \quad (84)$$

Os fatores $FA(v)$ e $FA(\theta)$ estão relacionados ponto a ponto na região $|v| \leq 1$, que é referida como a região correspondente a ângulos de valores reais de θ . Nota-se também que o fator de arranjo $FA(v)$ é na verdade uma função periódica de v conforme a equação 85 (MAILLOUX, 2005).

$$\frac{2\pi}{kd} = \frac{1}{d/\lambda} = \frac{\lambda}{d} \quad (85)$$

O máximo do $FA(v)$ ocorre sempre que o argumento da equação 84 é múltiplo de $2i\pi$.

$$kd(v - v_0) = 2i\pi \quad (86)$$

$$v_i - v_0 = \frac{i}{d/\lambda} \quad (87)$$

Em que $i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, quando $v_i = v_0$ ou $i = 0$, o máximo geralmente refere-se como lóbulo principal e os outros são lóbulos secundários.

No projeto de arranjos de fase, é necessário que os lóbulos secundários sejam eliminados ou minimizados. Este lóbulo reduz a potência do lóbulo principal, diminuindo o ganho da antena. O espaçamento d entre os elementos deve ser escolhido de forma a evitar lóbulos grandes na região visível do espaço (LAVOR, 2015). Quando o lóbulo principal está na direção v_0 , o lóbulo de grade na região mais próximo da região visível do espaço é dado conforme a Equação 88 (BALANIS, 2005).

$$v_i = v_0 - \frac{1}{d/\lambda} \quad (88)$$

O lóbulo de grade apenas aparecerá no espaço visível quando $v_0 - 1/(d/\lambda) \leq -1$ dessa forma o critério para o espaçamento entre os elementos em termos do maior ângulo de radiação $\theta_{0máx}$ é dado conforme a Equação 89 (BALANIS, 2005).

$$\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{1 + \sin|\theta_{0\text{máx}}|} \quad (89)$$

Dessa forma, o espaçamento entre os elementos é sempre $d < \lambda/2$.

2.6.3 Redes de Alimentação

Os arranjos possuem alguns sistemas de alimentação *in - line series feed* ; *out - of - line series feed*, *parallel feed* e *serie paralalled feed*. Esses arranjos estão descritos na Figura 22.

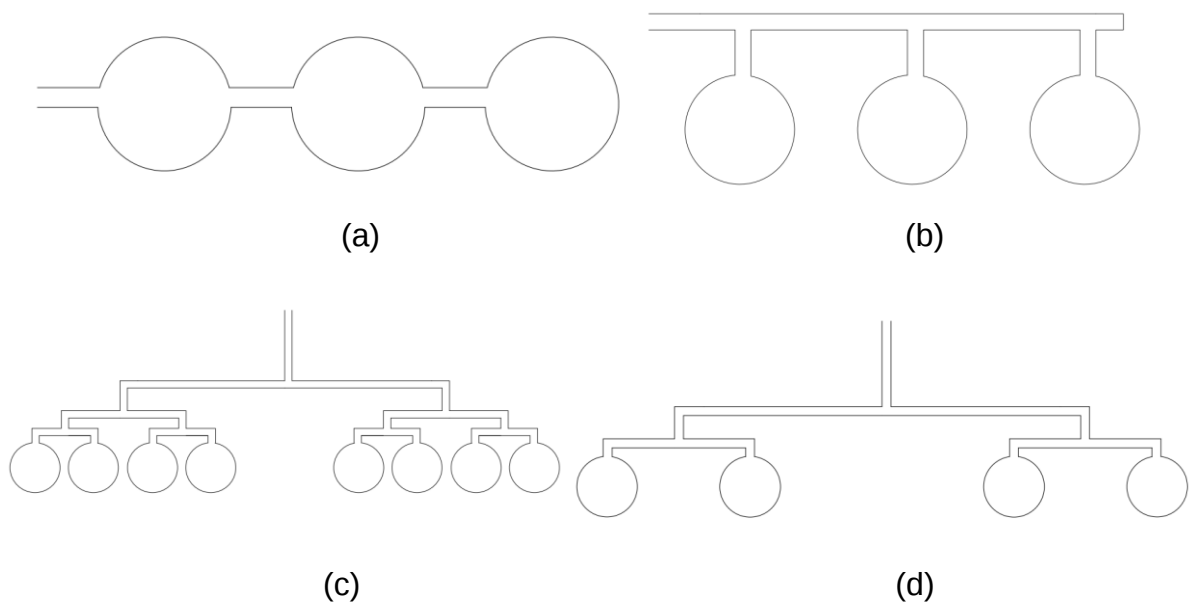


Figura 22-Sistema de alimentação de arranjo:(a) Em série na linha;(b) Em série fora da linha;(c) paralelo; (d) série/paralelo.

Fonte: Autoria Própria, 2019

A configuração fundamental de uma alimentação em paralelo consiste de uma única porta de entrada, uma rede ramificada de múltiplas linhas de alimentação em paralelo com divisores de potência. A distância a partir da porta de entrada para cada elemento é idêntica. Caso haja a incorporação de extensões de linha para cada elemento, a direção do feixe pode ser controlada para ângulos desejados. A vantagem dessa configuração inclui um design mais simples. Porém, a desvantagem é que ela exige mais linhas de transmissão entre elementos de irradiação e a porta de entrada,

isso pode fazer com que haja uma grande perda na rede de alimentação (OLIVEIRA,2017).

Essa concepção da rede consiste de diversos pontos idênticos e transformadores de quarto de onda, que são geralmente usados para combinar impedância na junção do divisor de potência.

O transformador de impedância de quarto de onda ($\lambda/4$) é mostrado na Figura 23. Considerando uma seção de linha de comprimento igual a um quarto do comprimento de onda guiado (λ_g). A largura da linha é obtida a partir de sua impedância característica (Z_0). A impedância de entrada é de 50Ω .

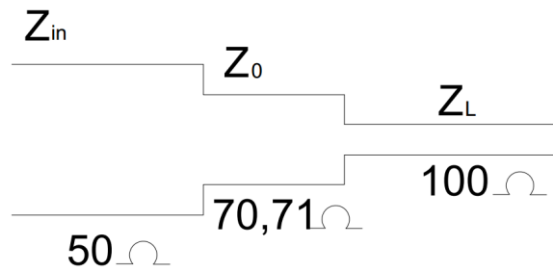


Figura 23-Transformador de quarto de onda

Fonte: Autoria Própria,2019

$$Z_{in} \left(L = \frac{\lambda_g}{4} \right) = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (90)$$

$$\lambda_g = \frac{3 \times 10^8}{f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (91)$$

3 REDES WIRELESS

As redes wireless (sem fio) foram desenvolvidas para serem complementar às redes cabeadas. O objetivo dessa rede é promover a mobilidade e visualização rápida dos dados independentemente da localização do usuário. Os dados são trafegados pelo espaço livre, que se constitui como meio físico para propagação de sinais eletromagnéticos. Esse meio de transmissão permite uma interconexão completa e uma grande flexibilidade na localização das estações. As redes sem fio continuaram com o desenvolvimento de novas tecnologias e no aumento da velocidade de transmissão de dados que contribuiu com a diversificação das possibilidades até o desenvolvimento de tecnologias para aplicações mais simples como o *Bluetooth*. As redes sem fio são padronizadas segundo o Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (IEEE), que regulamentou a norma 802.11 e as suas versões divididas em quatro (4) grandes grupos em virtude do seu raio de alcance.

3.1 NORMA 802.11

A norma 802.11 do IEEE define padrões para o funcionamento de rede sem fio. O padrão IEEE 802.11 é a base para existência do Wi-Fi, os padrões de redes locais (WLAN) são definidos pela norma. O padrão abrange também para que duas redes WLAN coexistam em um mesmo local sem conflito. Os equipamentos que seguem a norma IEEE 802.11 são roteadores de redes sem fio, computadores e quaisquer dispositivo que se conecte a uma WLAN também está de acordo com o padrão.

O IEEE desenvolveu uma série de padrões nas redes de transmissão de dados sem fio. O IEEE 802.11 foi o primeiro a ser desenvolvido e permite uma taxa de transmissão de dados de 1 até 2Mbit/s. Este padrão foi evoluindo e atualmente o padrão IEEE 802.11a que permite atingir taxas de transmissão de dados de até 54Mbit/s na banda de 5GHz utilizando a técnica *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) a distância máxima entre as duas estações é de 20metros. Outra evolução foi o padrão 802.11b que utiliza a faixa de frequência de 2,4GHz, para o espalhamento do espectro utiliza a técnica *Direct-Sequence Spread Spectrum* (DSSS) possui uma taxa de transmissão de até 54Mbps, e a distância máxima entre duas estações é de 100 metros.

3.1.1 Arquitetura do 802.11

A arquitetura do IEEE 802.11 consiste em vários componentes que interagem para prover uma rede local sem-fio com suporte à mobilidade de estações. O *Basic Service Set* – BSS é o conjunto básico de serviços e é o bloco fundamental da arquitetura do 802.11 (IEEE,1999). Consiste num grupo de estações que estão no controle direto de uma única função de coordenação, que determina quando uma estação pode receber e transmitir dados.

O padrão 802.11 é formado por dois tipos de rede sem fio a rede *Ad Hoc* e uma rede infra- estruturada. Uma rede *Ad Hoc* é composta somente por estações dentro de um mesmo BSS que se comunicam entre si. Qualquer estação pode estabelecer uma comunicação direta com outra estação no BSS tem a necessidade que a informação passe por um ponto de acesso centralizado (M-J.HO *et al*, 2003).

Enquanto uma rede *Ad Hoc* pode possui um BSS independente, uma rede infra-estruturada, é utilizada um ponto de acesso que é responsável por quase toda funcionalidade da rede. Para aumentar a cobertura de uma rede infra-estruturada, vários pontos de acesso podem ser ligados através de um *backbone* chamado de sistema de distribuição (*distribution system* –DS). Esse conjunto de pontos de acesso e de sistemas de distribuição é definido como um conjunto estendido de serviços (Extend Service Set-ESS).

A Figura 24 representa os componentes do padrão IEEE 802.11 na configuração baseada em infraestrutura. Este modo de operação requer a presença de uma estação especial no BSS denominada ponto de acesso (AP, *Acess Point*), que serve de interface entre o BSS e o sistema de distribuição (DS) e possibilita a comunicação entre as estações (STA) do BSS e entidades externas. O sistema de distribuição (DS) permite interligar múltiplos BSSs formando um conjunto estendido de serviços, que aparenta por um único BSS alargado para a subcamada de ligação lógica (LLC) das estações que compõem o ESS.

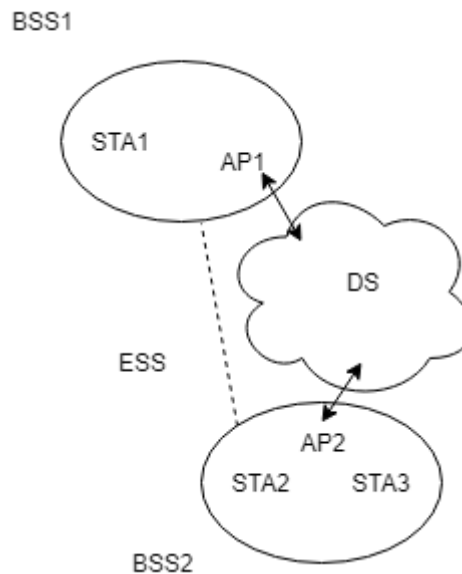


Figura 24-Arquitetura do 802.11

Fonte: Autoria Própria, 2019

3.1.2 Camada física do 802.11

O padrão 802.11 defini três tipos de camada física: espalhamento de espectro por salto de frequência (*Frequency Hopping Spread Septrum – FHSS*), espalhamento de espectro por frequência direta (*Direct Sequence Spread Spectrum – DSSS*) e infravermelho (IEEE,1997). Todas as camadas físicas do 802.11 incluem a provisão de um sinal de canal livre. Além disso, cada camada física oferece uma taxa de 1 ou 2Mbps.

O FHSS usa a banda ISM (*Industrial Scientific and Medical*) de 2,400 a 2,4835 GHz. Nos Estados Unidos e em grande parte da Europa são definidos 79 canais. O primeiro canal possui uma frequência central de 2,402 GHz e os canais subsequentes são separados por 1 MHz. Cada canal possui uma banda de 1 Mbps. As diferentes sequências permitem que vários BSSs coexistam em uma área geográfica e os três conjuntos com 26 sequencias de saltos existem para evitar períodos de colisões.

O DSS é um método alternativo de espalhamento de espectro no qual códigos são separados. O DSS também usa a banda ISM de 2,4 GHz. A taxa básica de 1 Mbps é gerada através de uma modulação diferencial binária por chaveamento de fase e a taxa de 2 Mbps usa uma modulação diferencial quaternária por chaveamento de fase (IEEE, 1997).

A especificação de infravermelho utiliza comprimentos de onda de 850 a 950 nm. O infravermelho foi projetado para ser usado em áreas fechadas e opera em transmissão não diretivas com um alcance máximo de 10m se não existir alguma fonte de calor ou raios solares interferindo, podem chegar a 20m caso sejam utilizados receptores sensíveis. A codificação da taxa básica de Mbps é realizada através de uma modulação por posição de pulso, no qual 4 bits de dados são mapeados em 16bits codificados para transmissão (IEEE,1997).

3.2 IEEE 802.11a

O padrão 802.11a opera em uma frequência de 5Ghz. É uma frequência menos utilizada. Fornece uma velocidade mais rápida que o padrão 802.11b, porém com um alcance menor. A partir de 30 metros há redução da velocidade, mas em alcances menores fica entre 22 e 40 Mbps (IEEE,1999).

3.3 IEEE 802.11b

O padrão de 802.11b é o padrão mais popular. Possui velocidade máxima de 11 Mbps e alcance máximo de 100 metros em ambiente fechado e 180 metros em área aberta. A velocidade de acesso depende bastante da distância do ponto de acesso. Por exemplo, a cerca de 20 metros, a velocidade gira em torno de 11 Mbps. No caso de um alcance de 80 a 100 metros, a velocidade pode cair para 1 Mbps ou menos, o que pode causar perda do sinal e lentidão da conexão. Esse fato ocorre com o *Bluetooth*. A frequência é de 2,4 GHz e está de acordo com IEEE (2001).

3.4 IEEE802.11g

O protocolo 802.11g regido pelo IEEE (2003) utiliza conceitos dos protocolos 802.11a e 802.11b. Apresenta velocidade do 802.11a, mas é compatível com o 802.11b. Na engenharia, o 802.11g é mais barato que o 802.11a. Utiliza uma frequência de 2,4GHz. Esse protocolo serve como uma ponte entre o 802.11a e b, ao mesmo tempo que fornece uma versão melhorada para uma rede 802.11b. Esse

protocolo possui mesmo alcance que o 802.11b, mas não é compatível com o 802.11a.

3.5 GRUPOS DE REDES SEM FIOS.

As redes sem fios são padronizadas segundo o IEEE, que regulamentou a norma 802.11 e as suas versões dividindo em 4 grandes grupos em virtude do seu raio de alcance. A Figura 25 representa as redes sem fio.

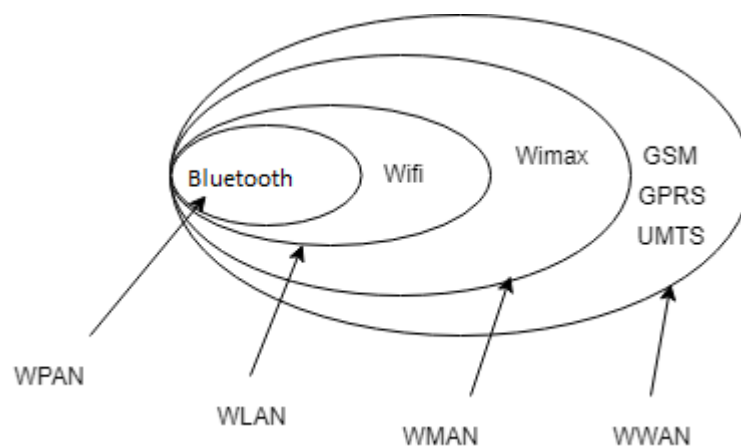


Figura 25-Categorias de redes sem fio

Fonte: Adaptado de br.cc.net/contenets/819-redes-sem-fio-wlan, 2019

3.5.1 Wireless Personal Area Network (WPAN)

Wireless Personal Area Network conhecido como WPAN é uma rede de pequeno alcance já que seu perímetro geográfico é de 10 a 100 metros. Esta rede gira em torno do indivíduo, mas efetua a comunicação entre dispositivos móveis. Essas redes são desenvolvidas pelo protocolo IEEE 802.15. Como exemplo, podemos citar o *bluetooth* regido pelo IEEE 802.15.1

3.5.2 Wireless Local Area Network (WLAN)

Wireless Local Area Network (WLAN) é uma rede local, possui limitado a um raio de 100 a 300m. Essa rede é usada em residências, escritórios e *shoppings* como alternativa de acesso à internet ou extensões de redes convencionais. A principal

tecnologia dessa categoria é o Wi-Fi (Wireless Fidelity) que têm a designação do IEEE que opera em 2,4 GHz e 5 GHz de forma comumente ou não, com taxas de transmissão de 1 até 450 Mbits. A Tabela 1 apresenta uma comparação entre os protocolos do WLAN.

Tabela 1-Protocolo WLAN e suas frequência de utilização.

Versões do Protocolo	Frequência	Taxa de Transmissão
802.11a	5 Ghz	54Mbits
802.11b	2,4 GHz	11Mbits
802.11g	2,4 GHz	54Mbits
802.11n	2,4 ou 5 GHz (selecionável)	450Mbits
	2,4 ou 5 GHz (simultâneo)	

Fonte: Autoria Própria, 2019

3.5.3 Wireless Metropolitan Area Network (WMAN)

A rede *Wireless Metropolitan Area Network* (WMAN) é uma rede metropolitana usadas em redes corporativas que atravessam cidades e estados. As WMANS são normatizadas segundo o IEEE 802.16, as redes das mais antigas têm taxas de transferências de 1 a 10Mbits, com alcance de 4 a 10 quilômetros.

3.5.4 Wireless Wide Area Network (WWAN)

Wireless Wide Area Network (WWAN) é uma rede de grande abrangência, também conhecida como rede continental. A área de cobertura se estende por um país ou até mesmo por um continente. Os aparelhos mais utilizados nesse tipo de rede são os telefones celulares. Essa rede é utilizada em serviços de voz e dados como enlace de telecomunicação e a designação do padrão IEEE 802.20.

4 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo será utilizada a teoria apresentada para atingir os objetivos propostos nesse trabalho. Foi utilizada a teoria de linha de transmissão e o método da cavidade para projetar as dimensões de uma antena de referência. Foi projetado uma antena de *patch* circular com base nas Equações 69 e 70, um arranjo linear de 2 patches, 4 patches e foi feito um estudo paramétrico truncando o plano de terra desses arranjos com o intuito de deixar as antenas mais omnidirecional. Os valores dos parâmetros são calculados conforme as equações que explicam o patch circular.

Os cálculos foram efetuados a partir da utilização do substrato Fr4 epoxy. Os valores do raio do *patch*, largura da linha de alimentação, comprimento da linha de alimentação, comprimento do *inset feed*, largura do *inset feed* e espessura do FR4 são representados na Tabela 2. 17,35 mm; 5,11 mm; 29,79 mm; 8,94 mm, 1,96 mm e 1,6 mm.

Tabela 2-Parâmetros de Projeto do arranjo 1x2

Parâmetros de projeto	Valores (mm)
Raio do <i>patch</i>	17,35
Largura da linha de alimentação	5,11
Comprimento da linha de alimentação	29,79
Comprimento do <i>inset feed</i>	8,94
Largura do <i>inset feed</i>	1,96
Espessura do Fr4	1,6

Fonte: Autoria própria (2019)

A primeira coisa a acrescentar na antena é a realização de um arranjo linear 1x2 de acordo com a Figura 26. As dimensões do arranjo está conforme a Tabela 3. Para dimensionar o arranjo foi feito inicialmente o projeto de uma antena de microfita com patch circular de raio de 17 mm.

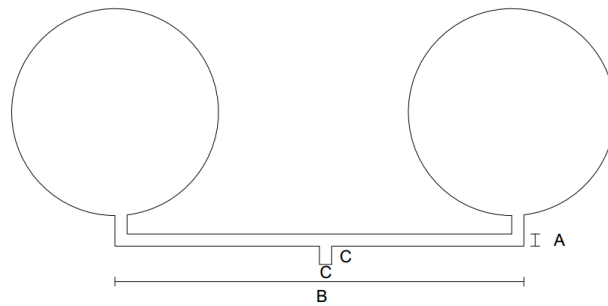


Figura 26-Arranjo 1x2

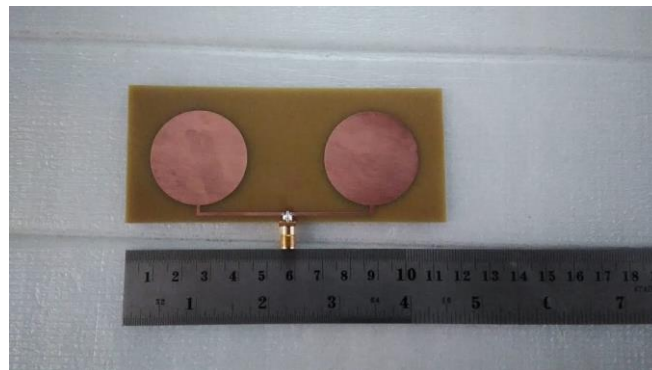
Fonte: Autoria Própria, 2019

Tabela 3-Parâmetros do Arranjo 1x2

Parâmetros dos arranjos	Valores (mm)
A	0,7
B	63,2
C	3

Fonte: Autoria Própria, 2019

O arranjo de antenas foi fabricado e está apresentado na Figura 27.



(a)



(b)

Figura 27- (a) Arranjo de Antena Fabricado com 2 *patches*. (b) plano de Terra cheio

Fonte: Autoria Própria, 2019

Após o arranjo ser fabricado foi realizado a medição dos parâmetros como perda de retorno, carta de Smith e largura de banda em um Vector Network Analyzer (VNA) modelo ZVB20 *Rohde e Schwarz* conforme a Figura 28.

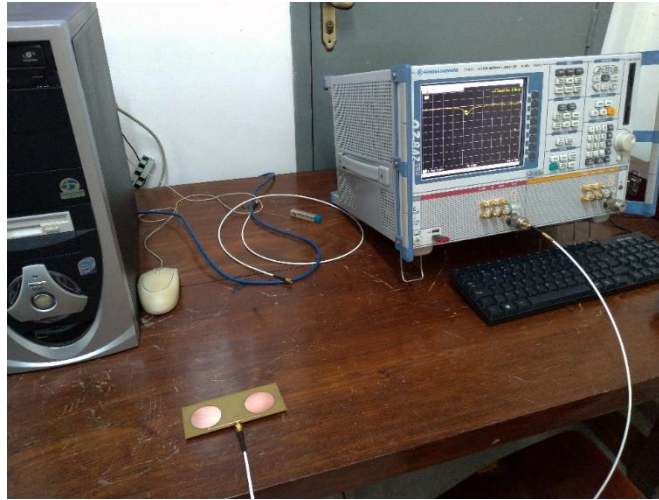


Figura 28- Medição do Arranjo 1x2

Fonte: Autoria própria, 2019

Para aplicação desejada foi necessário observar o comportamento de um arranjo linear de 4 patches conforme a Figura 29. As dimensões dos *patches* estão são apresentados na Tabela 4.



Figura 29-Arranjo linear 1x4

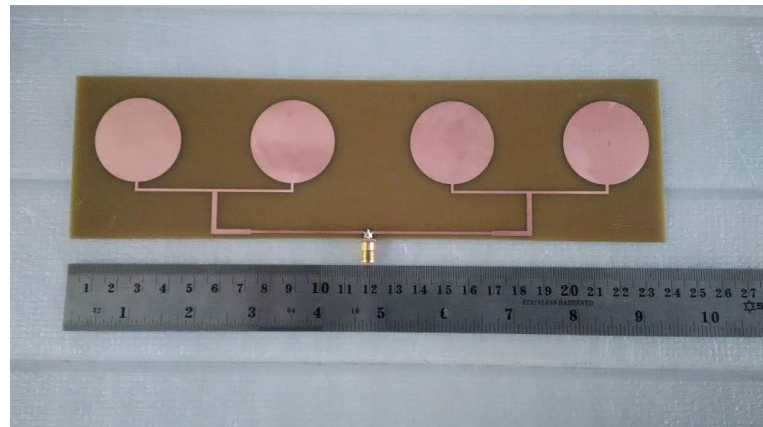
Fonte: Autoria Própria, 2019

Tabela 4-Parâmetros de projeto do arranjo 1x4

Parâmetros	Valores (mm)
A	0,7
B	63,2
C	15,625
D	15,625
E	1,6
F	3

Fonte: Autoria Própria, 2019

Os parâmetros C e D possuem o mesmo comprimento, que é de $\frac{1}{4}$ do comprimento de onda. O comprimento do *feed* para o arranjo de 1x4 e 1x2 possuem o mesmo valor. O arranjo fabricado está mostrado na Figura 30.



(a)



(b)

Figura 30- (a) Arranjo de antenas 1x4 fabricado. (b) plano de terra cheio

Fonte: Autoria própria, 2019

Após a fabricação, a antena também foi realizado as medições dos mesmos parâmetros que o arranjo linear com dois *patches* com mesmo Analisador de Redes Vetoriais, conforme apresentado na Figura 31.

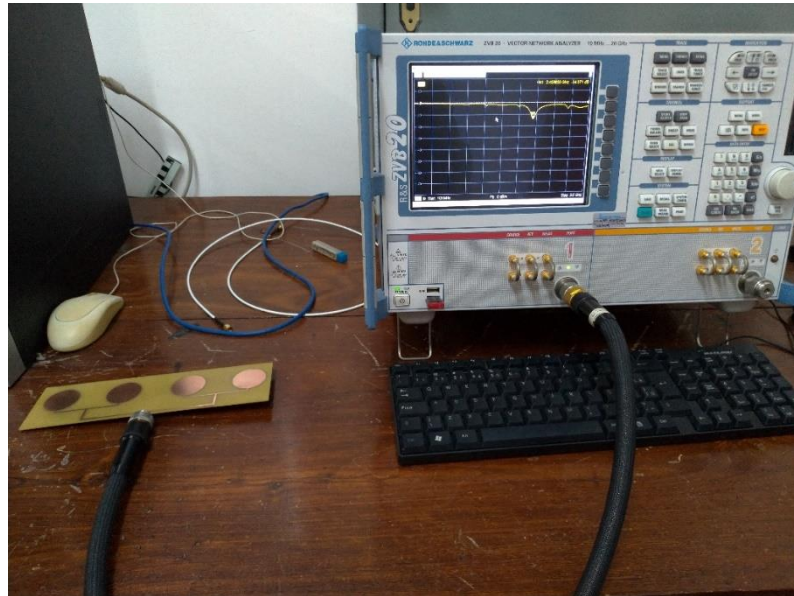


Figura 31- Medição do Arranjo 1x4

Fonte: Autoria própria, 2019

Uma vez realizado as medições da perda de retorno e da carta de Smith foram realizadas as medições do diagrama de radiação da antena, pois para o estudo é importante saber o ganho e o diagrama de radiação das antenas, pois um dos intuitos dessa pesquisa é testar as antenas na prática. Para isso, será feito um link em 2,4GHz. Para realizar esse link é necessário que se possua duas antenas com diagrama de radiação diretivo apontadas uma de frente para a outra e uma antena com diagrama de radiação omnidirecional ou como no caso desse estudo um diagrama mais omnidirecional possível. A Figura 32 apresenta a câmara anecóica em que foram realizadas as medições das antenas. As antenas foram colocadas na vertical e horizontal para traçar o diagrama por completo. Foi colocado um passo de 10° para traçar o diagrama. Uma antena comercial aferida e calibrada transmite o sinal e a antena fabricada foi a responsável por receber o sinal.

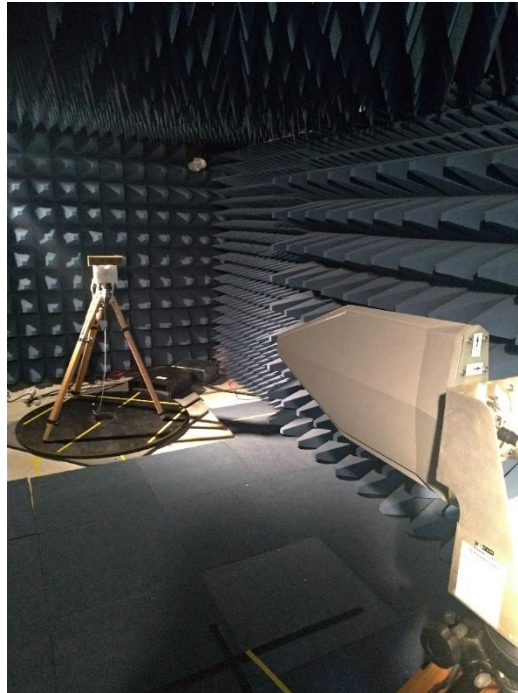
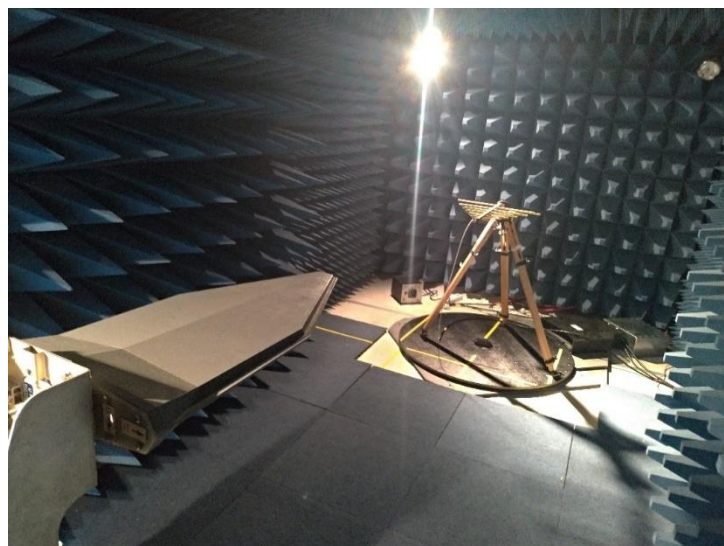


Figura 32-Medição do diagrama de radiação da antenna fabricada

Fonte: Autoria própria, 2019

Após as medições dos diagramas de radiação das antenas foi medido o ganho por comparação de uma antena padrão, também comercial e aferida. Para comparar o ganho das antenas projetadas foi utilizada uma antena padrão Log Perióica de 2,4GHz. A Figura 33 apresenta a medição da antena e mostra a antena padrão.



(a)



Figura 33 (a) Medição da antena padrão. (b) Antena Padrão

Fonte: Autoria Própria, 2019

Para medição do ganho por comparação é necessário conhecer o ganho da antena padrão. Com isso, usa-se a relação de potência recebida por potência transmitida conforme a Equação 92.

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi r^2} \right) \cdot |\hat{P}_T \cdot \hat{P}_R| (1 - r_T^2) (1 - r_k^2) \quad (92)$$

Em que, P_R é a potência recebida, P_T é a potência transmitida, G_T é o ganho da antena transmissora, G_R é o ganho da antena receptora. Definindo K como uma constante conforme a Equação 93.

$$K = |\hat{P}_T \cdot \hat{P}_R| (1 - r_T^2) (1 - r_k^2) \quad (93)$$

Reescrevendo a Equação 92 para a antena fabricada temos a Equação 94.

$$\frac{P_{AUT}}{P_T} = G_T G_{AUT} \left(\frac{\lambda}{4\pi r^2} \right) \cdot k \quad (94)$$

Em que P_{AUT} é a potência da antena fabricada e G_{AUT} é o ganho da antena fabricada. O parâmetro que se deseja calcular. A Equação 92 também é reescrita para a antena padrão conforme a Equação 95.

$$\frac{P_{STD}}{P_T} = G_T G_{STD} \left(\frac{\lambda}{4\pi r^2} \right) \cdot k \quad (95)$$

Dividindo a Equação 94 pela Equação 95, têm-se a Equação 96.

$$\frac{P_{AUT}}{P_{STD}} = \frac{G_{AUT}}{G_{STD}} \quad (96)$$

Isolando o ganho da antena fabricada temos a Equação 97 que é usado para calcular o ganho por comparação.

$$G_{AUT} = \frac{P_{AUT}}{P_{STD}} G_{STD} \quad (97)$$

Os equipamentos, procedimentos de medições e equações utilizadas para realizar essa pesquisa descreve os materiais e métodos utilizados para determinar os resultados desse estudo.

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Este capítulo apresenta os resultados para as antenas estudadas. As informações a seguir mostram os resultados de simulações e resultados experimentais para as antenas propostas.

5.1 ARRANJO LINEAR COM 2 *PATCHES*

Com as dimensões do arranjo linear 1x2 foi realizado simulações usando o *software ANSYS HFSS®* e a antena foi fabricada com base nas Equações 69,70,80 e 89. O arranjo da antena fabricado está representado na Figura 27. A perda de retorno da antena está mostrada na Figura 34.

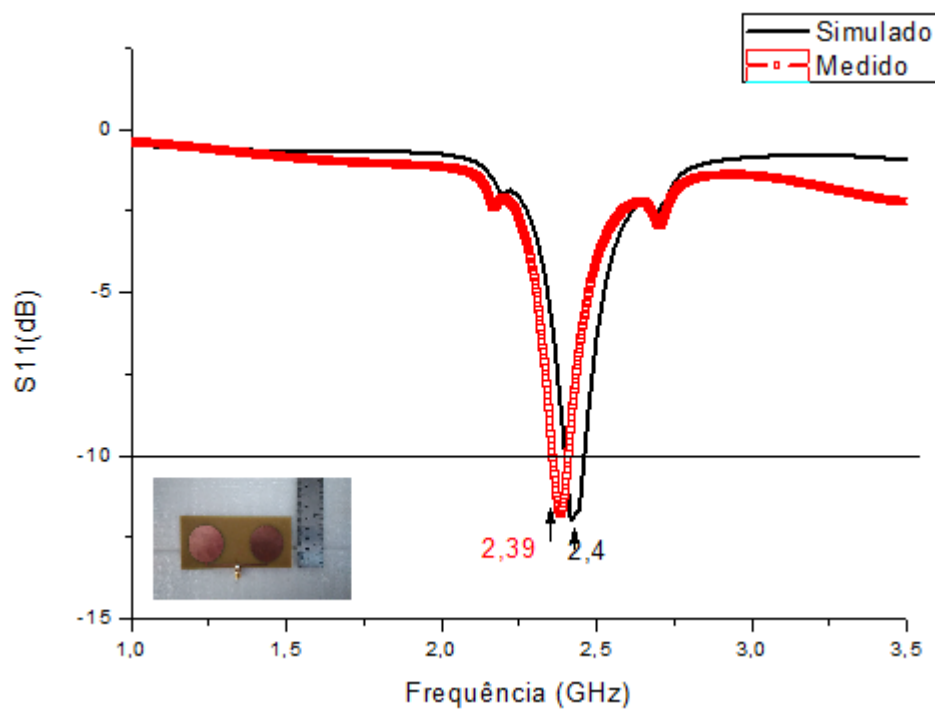


Figura 34-Perda de retorno do arranjo linear com 2 patches: simulado x medido

Fonte: Autoria Própria, 2019

A Figura 34 mostra a antena ressoando na faixa de 2,4GHz a largura de banda da antena simulada e medida estão próximas de acordo com a Tabela 5.

Tabela 5 - Frequência de ressonância e largura de banda da antena

Antena	Frequência central (GHz)	Largura de Banda (MHz)
Simulada	2,4	30
Medida	2,39	40

Fonte: Autoria própria,2019

A Tabela 5 mostra que a antena ressoou na faixa de projeto e possui uma largura de banda estreita. A antena possui um padrão de radiação diretivo conforme a Figura 35, devido ao plano de terra do arranjo ser completo.

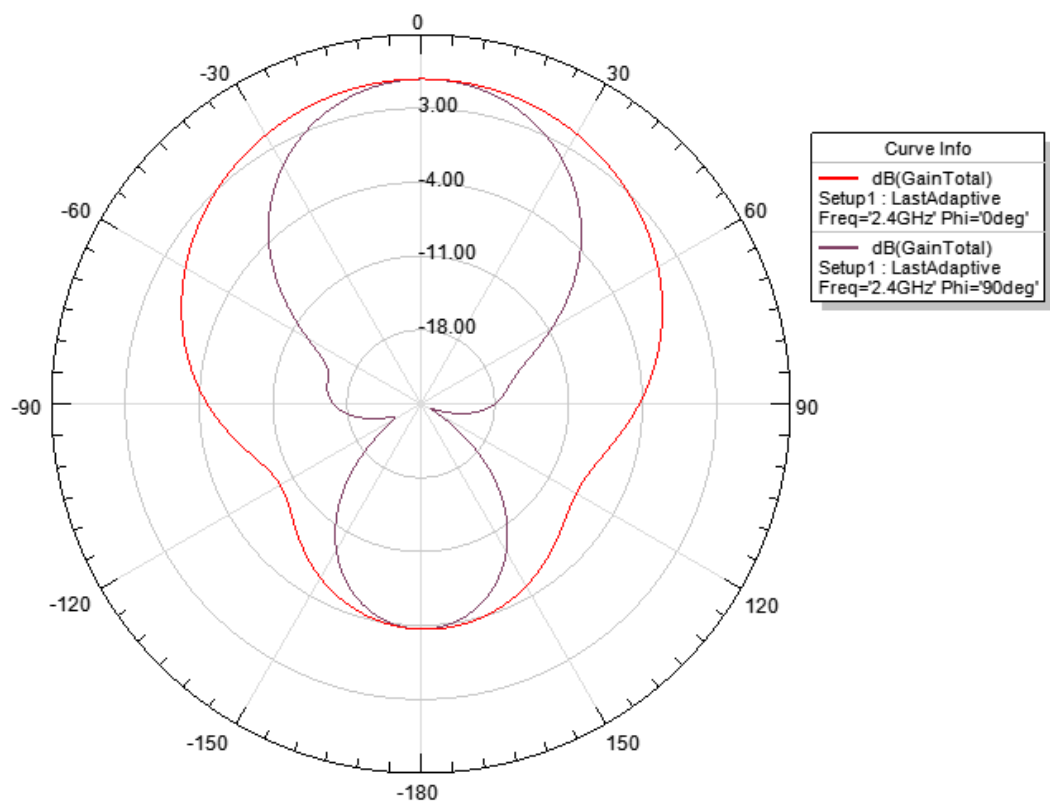


Figura 35- Padrão de radiação 2D simulado do arranjo 1x2

Fonte: Autoria própria,2019

Na Figura 35, o traço vermelho é representado pelo plano XZ ($\varphi = 0^\circ$) e plano XZ ($\varphi = 90^\circ$) representado pelo traço roxo. Esse padrão de radiação também foi medido na câmara anecóica para a antena fabricada para o plano acima do plano de terra, e está semelhante com a Figura 36. Onde a linha pontilhada representa o plano H e a linha continua representa o plano E.

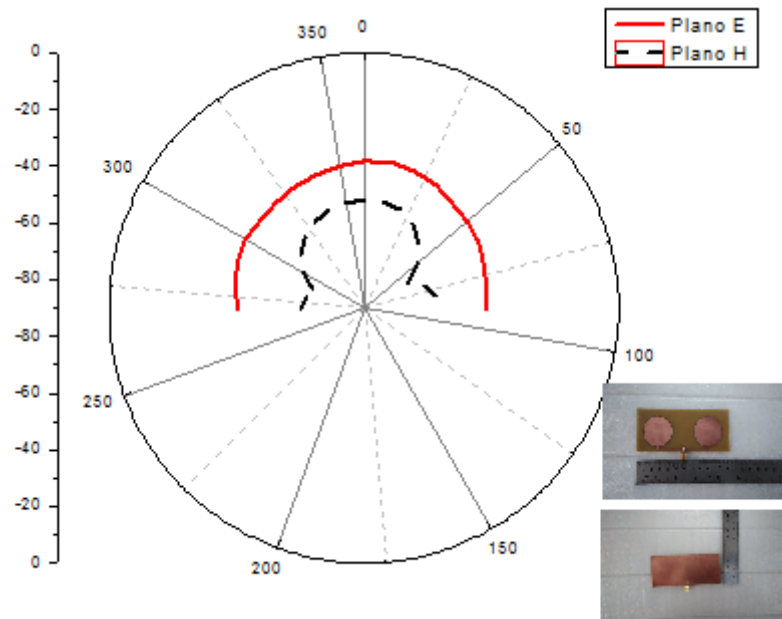


Figura 36- Padrão de radiação 2D medido do arranjo 1x2

Fonte: Autoria própria, 2019

O diagrama de radiação 3D da antena é mostrado na Figura 37.

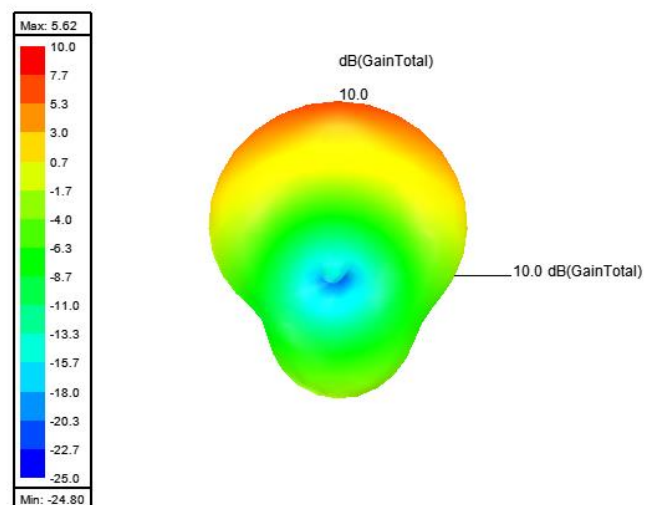


Figura 37- Padrão de radiação 3D do arranjo 1x2

Fonte: Autoria própria, 2019

Analisando os diagramas de radiação apresentados nas Figuras 35 a 37 é possível observar a característica *broadside* da antena, ou seja, devido ao plano de terra completo boa parte da potência é irradiada em direção ao vetor normal ao plano do *patch* da antena. O ganho da antena é obtido por comparação com a antena

padrão, mostrada na Figura 33. Para utilizar a Equação 97 para medir o ganho é necessário conhecer os dados da antena padrão e da antena irradiada. A Tabela 6 apresenta os dados da antena transmissora usada na câmara anecóica modelo *R&S® HL040 Log-Periodic Broadband Antenna*, que devido a sua grande largura de banda, cobre a faixa de frequência de vários sistemas de rádio móvel.

Tabela 6-Especificações da antena transmissora

Especificações	Medidas
Range de frequência	400MHz a 3,6GHz
Polarização	Linear
Impedância de entrada	50Ω
VSWR	<2,5
Máxima potência de entrada	150W a 50W
Ganho	5dBi a 7dBi
Conector	N fêmea
Dimensões	300mmx130mmx680mm
Massa da antena	2,8kg

Fonte: Autoria própria,2019

A antena padrão usado para comparar o ganho modelo *SAS-510-7 Log periodic antenna* de acordo com a Figura 33 (b) possui especificações conforme a Tabela 7.

Tabela 7-Especificações da antena padrão

Especificações	Medidas
Range de frequência	290 MHz – 7000MHz
Polarização	Linear (15-47 dB)
Impedância de entrada	50Ω
VSWR	1,65:1min (2,5:1 max)
Máxima potência continua	1000W
Ganho	5,8dBi
Conector	N femea
Dimensões	61,2cmx5,1cm
Massa da antena	0,64kg

Fonte: Autoria própria, 2019

Utilizando a Equação 97, e por meio das especificações da Tabela 6, a antenna fabricada para este trabalho possui ganho de 4,2dB.

Na Figura 38 é apresentada a razão de onda estacionária (*Voltage Standing Wave Ratio* - VSWR) da antenna. A antenna apresenta uma impedância de entrada em torno de 50Ω como mostrada pela carta de Smith na Figura 39. Esse parâmetro é determinado pelas características de construção da antenna. Dessa forma, todos os componentes de um enlace – cabo, antenna conector estão dispostos a terem as mesmas impedâncias de entrada.

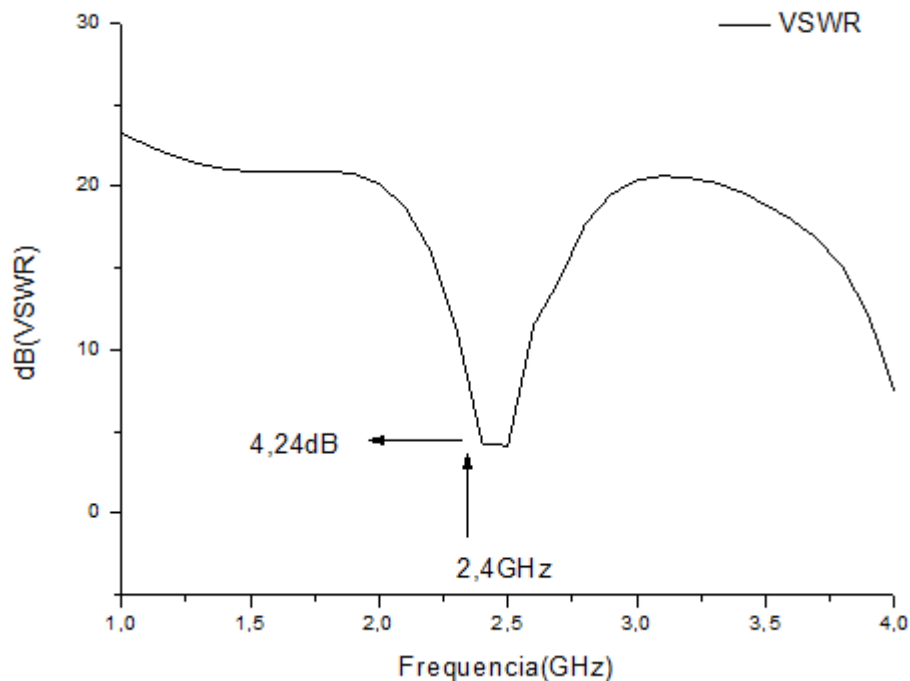


Figura 38-VSWR do arranjo linear 1x2

Fonte: Autoria própria, 2019

Quando se insere um elemento em um sistema de telecomunicações é ocasionada a perda de inserção, que pode ser compreendida como a perda relativa à onda incidente mostrado na Figura 38. A carta de Smith é apresentada na Figura 39. A impedância de entrada está descasada de 50Ω .

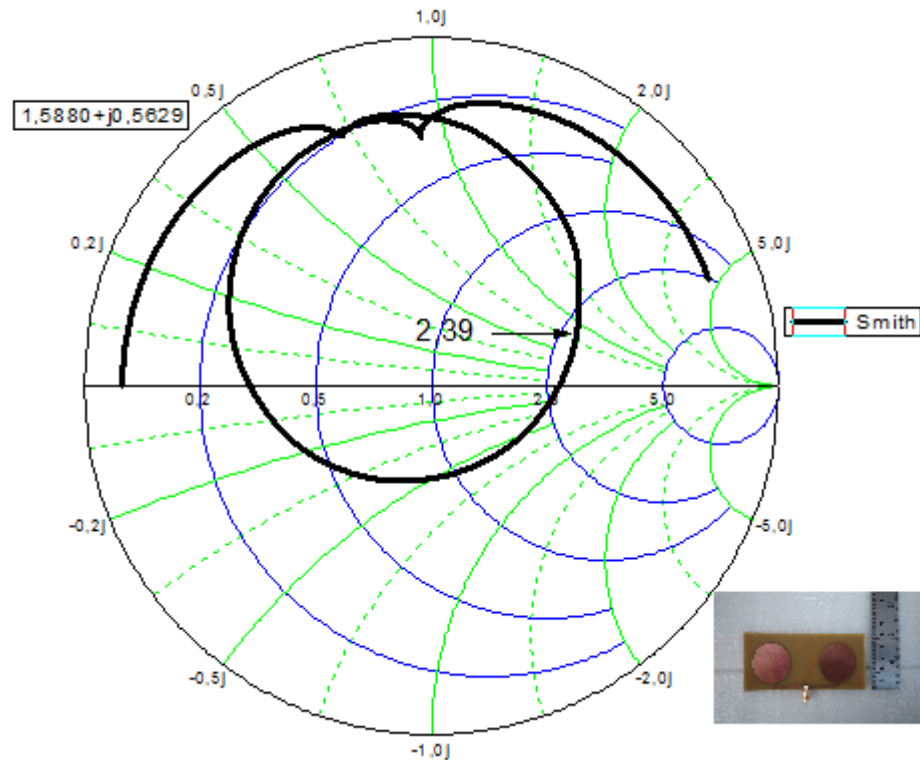


Figura 39- Carta de Smith do arranjo 1x2

Fonte: Autoria própria, 2019

A razão axial da antena é apresentada na Figura 40. A antena apresenta uma polarização elíptica na frequência de operação, respeitando o protocolo 802.11.

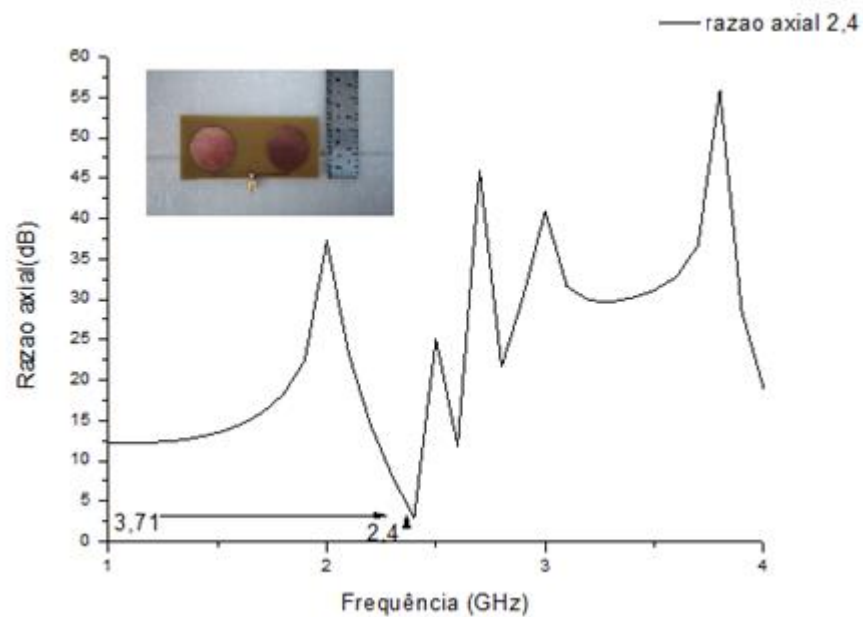


Figura 40-Razão axial arranjo 1x2

Fonte: Autoria própria, 2019

5.2 ARRANJO LINEAR COM 4 PATCHES

Com as dimensões do arranjo linear 1x4 foi realizado simulações usando o *software ANSYS HFSS®* e a antena foi fabricada com base no estudo teórico e matemático discutido. O arranjo da antena fabricado está representado na Figura 30. A perda de retorno da antena está mostrada na Figura 41.

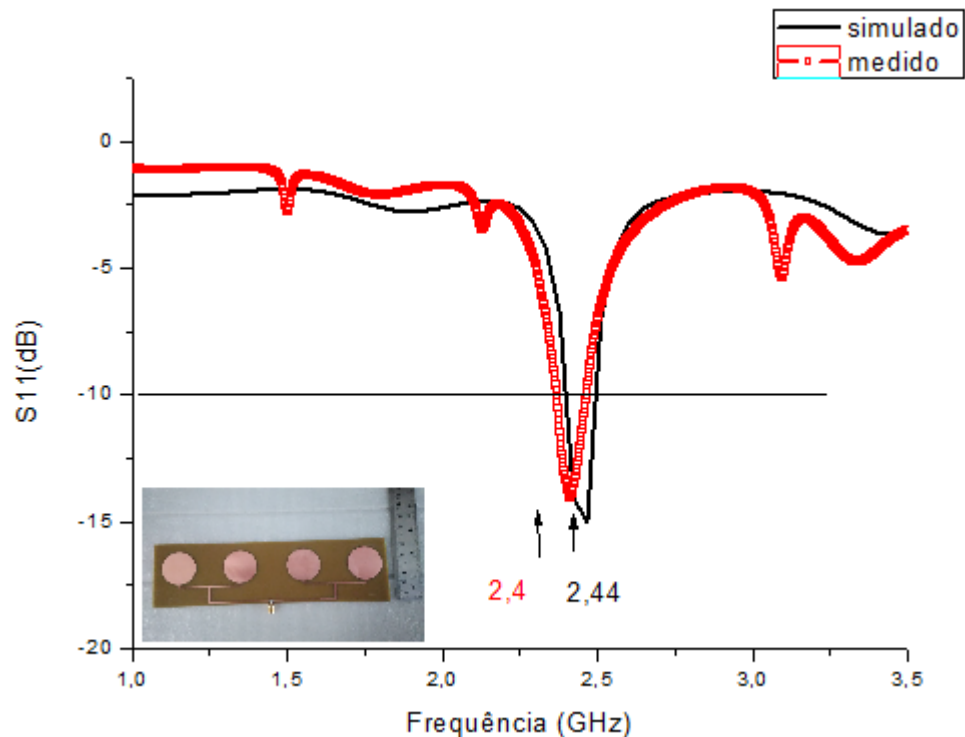


Figura 41-Perda de retorno do arranjo linear com 4 patches: simulado x medido

Fonte: Autoria Própria, 2019

A Figura 41 mostra a antena ressoando em 2,4GHz a largura de banda da antena simulada e medida estão próximas de acordo com a Tabela 8.

Tabela 8-Comparativo entre arranjo de antena simulado e medido com 4 patches

Antena	Frequência Central (GHz)	Largura de banda (MHz)
Simulado	2,44	110
Medido	2,4	100

Fonte: Autoria própria, 2019

A antena possui um padrão de radiação diretivo mostrado na Figura 42.

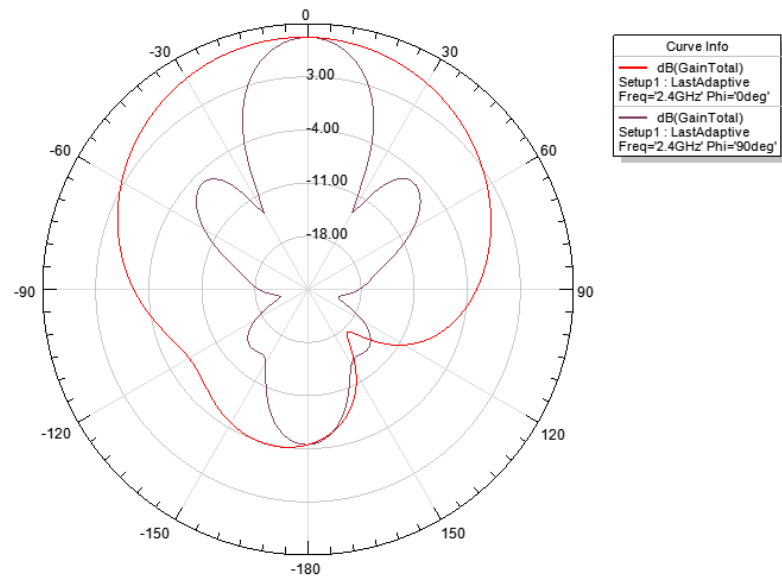


Figura 42- Padrão de radiação 2D da antena com 4 *patches* simulado

Fonte: Autoria própria, 2019

Na Figura 42, o traço vermelho é representado pelo plano XZ ($\varphi = 0^\circ$) e plano XZ ($\varphi = 90^\circ$) representado pelo traço roxo. O padrão de radiação dessa antena com 4 *patches* foi medido na câmara anecóica. E está semelhante à Figura 43.

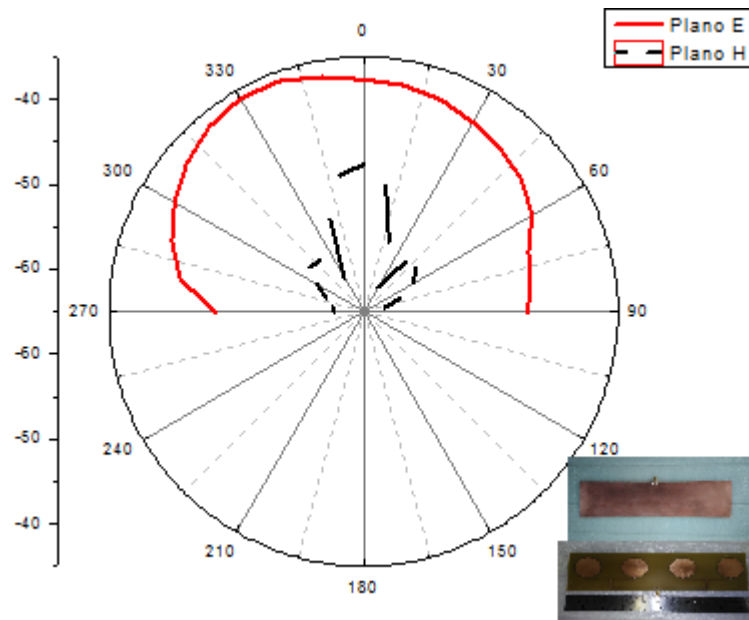


Figura 43- padrão de Radiação 2D medido do arranjo da antena com 4 paths

Fonte: Autoria própria, 2019

Assim como o arranjo com 2 *patches*, o padrão de radiação comparado na Figura 42 e 43 é próximo para a antenna simulada e medida. O diagrama de radiação em três dimensões para o arranjo com 4 *patches* é dado conforme a figura 44.

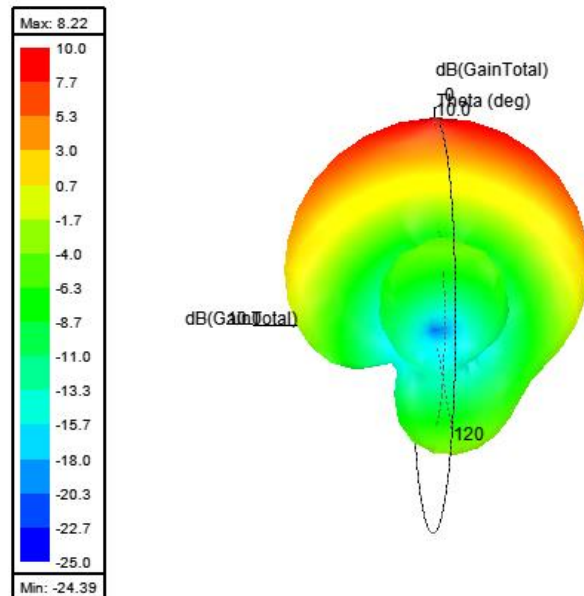


Figura 44- Padrão de radiação em 3D para arranjo 1x4

Fonte: Autoria própria, 2019

De acordo com as figuras 42 a 44 apresentadas para o arranjo 1x4 observa-se também um padrão diretivo. Observa-se que a potência é bastante irradiada em um sentido em direção ao plano do *patch* da antenna. A antenna apresenta um comportamento diretivo. O comportamento *broadside* devido ao plano de terra ser completo.

O ganho desse arranjo também é medido por meio do ganho por comparação conforme a antenna padrão com as especificações mostradas na tabela 7. Utilizando a Equação 97, a antenna fabricada possui ganho de 7,2dB. O *VSWR* da antenna é mostrado na Figura 45 representa a taxa de amplitude máxima de tensão sobre a amplitude mínima de tensão. O *VSWR* está indicando o sinal refletido de volta ao transmissor de rádio frequência. O *VSWR* apresenta um valor pequeno.

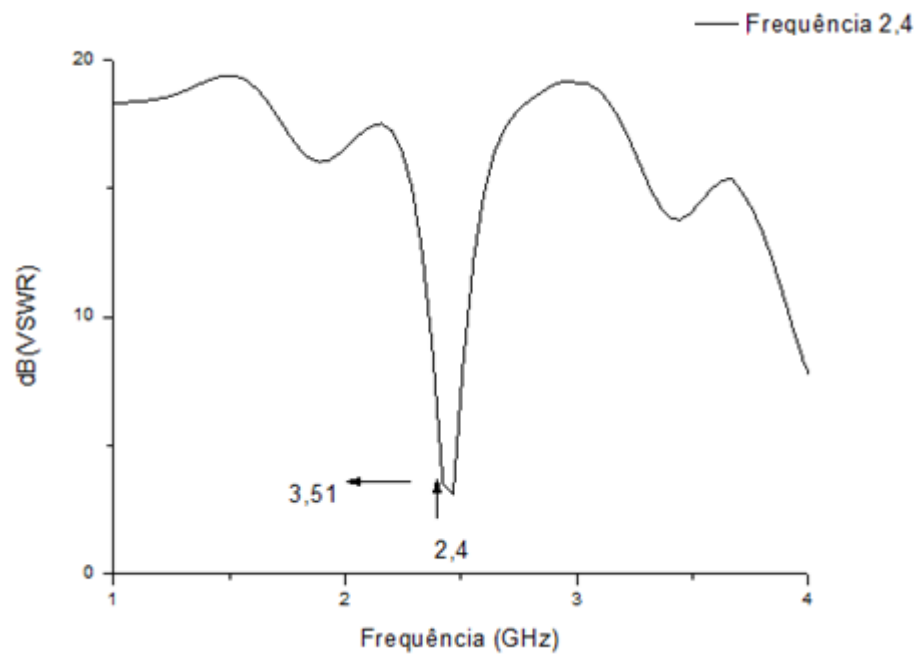


Figura 45-VSWR do arranjo linear da antenna 1x4

Fonte: Autoria própria, 2019

A carta de Smith é mostrada na Figura 46. A impedância da antenna está casada em torno de 50Ω . Observa-se que a parte imaginária possui um valor baixo próximo a zero e a parte real está próximo de 1,0 que corresponde ao centro da carta.

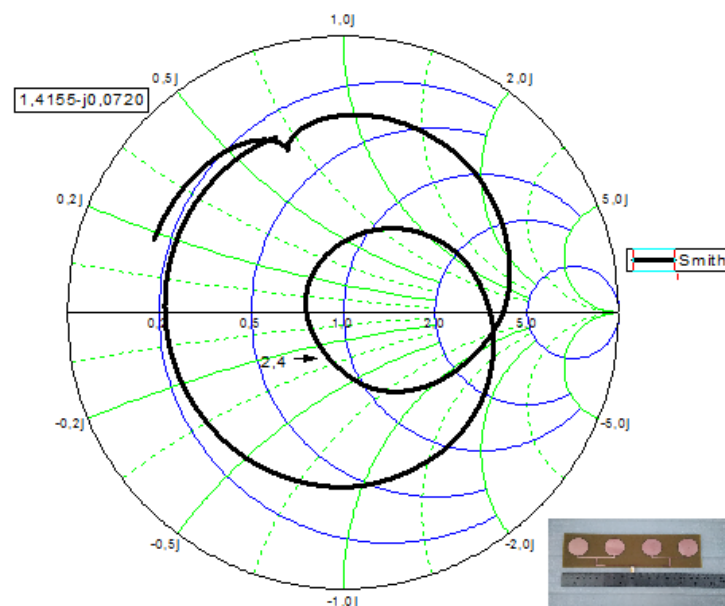


Figura 46-Carta de Smith do arranjo linear 1x4

Fonte: Autoria própria, 2019

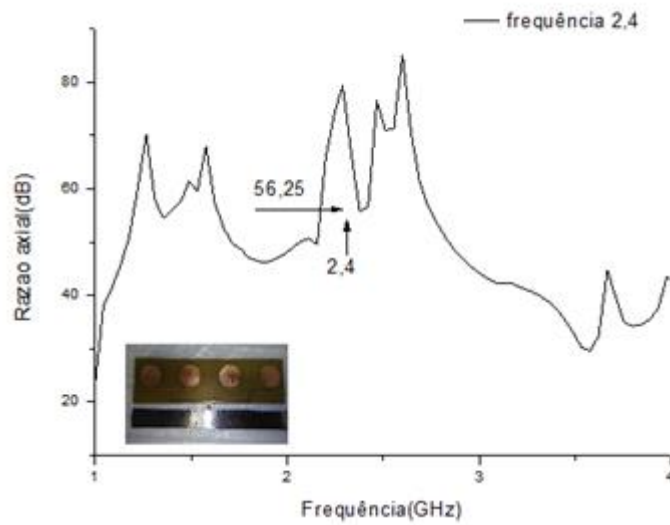


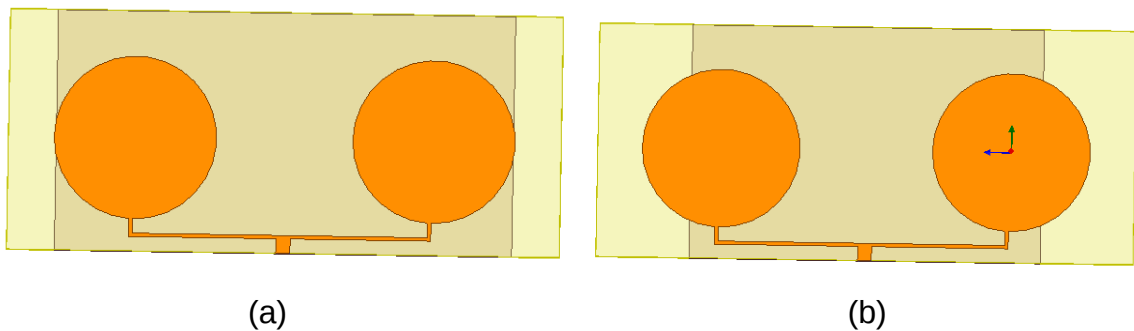
Figura 47- Razão axial do arranjo 1x4

Fonte: Autoria própria, 2019

A Figura 47, apresenta a razão axial da antena, mostrando que esse arranjo possui uma polarização linear.

5.3 ESTUDO PARÂMETRICO

Com o intuito de deixar a antena mais omnidirecional e poder fechar o link em 2,4GHz em uma rede WLAN é realizado um estudo paramétrico truncando o plano de terra. Inicialmente truncou apenas 10mm, 20mm, 30mm e 50mm da vertical do plano de terra dos arranjos 1x2. As antenas com o plano de terra truncado são mostradas na figura 48. A parte destacada corresponde a parte metálica o plano de terra.



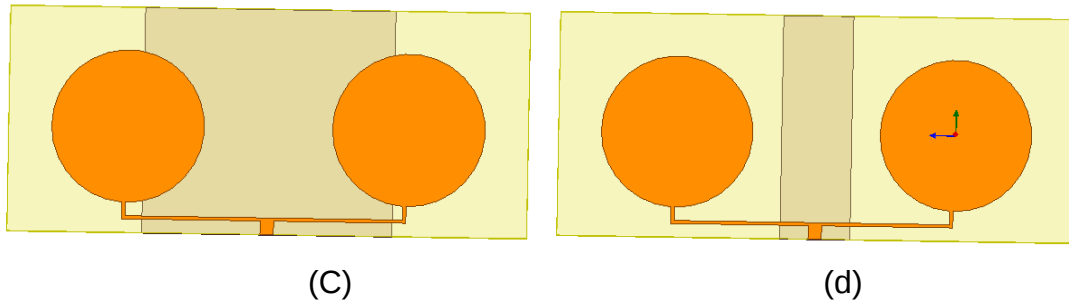


Figura 48- Antenas com Plano de Terra truncado

Fonte: Autoria Própria, 2019

A perda de retorno desses arranjos é mostrado na Figura 49. A antenna com arranjo com plano de terra +50mm ressoou fora da faixa de frequência em 4,5 GHz.

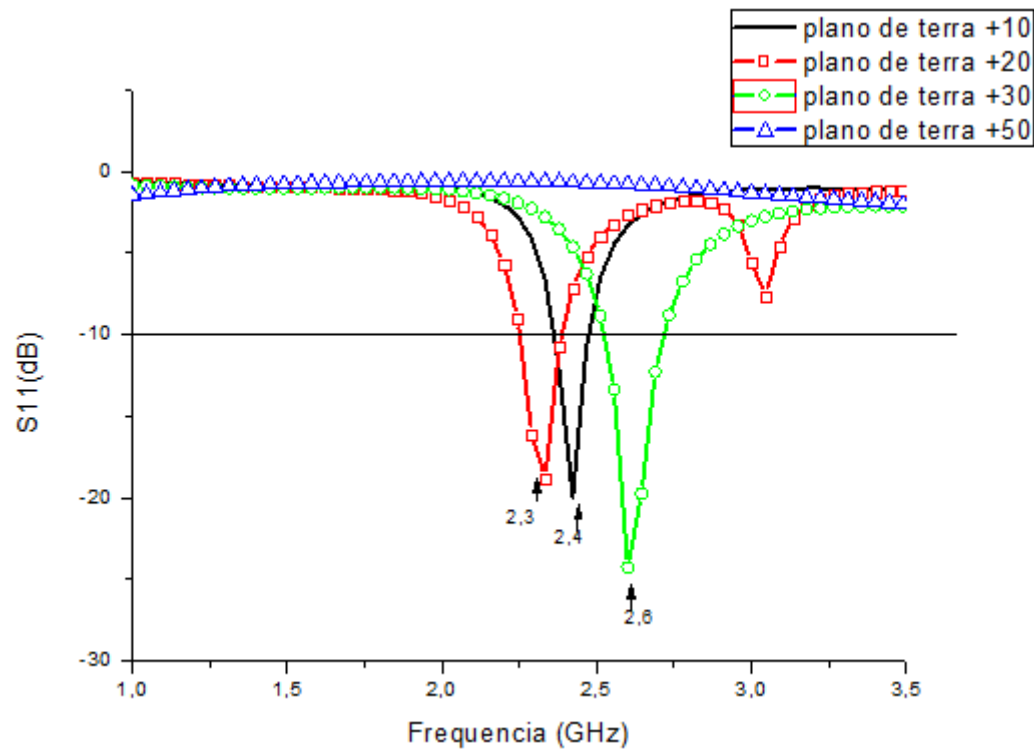


Figura 49- Perda de retorno dos arranjos com plano de terra truncado

Fonte: Autoria própria, 2019

O diagrama de radiação das antenas mostradas na figura 48 é apresentado na Figura 50. As linhas em vermelho representam o plano XZ ($\varphi = 0^\circ$) e plano XZ ($\varphi = 90^\circ$) representado pelo traço roxo.

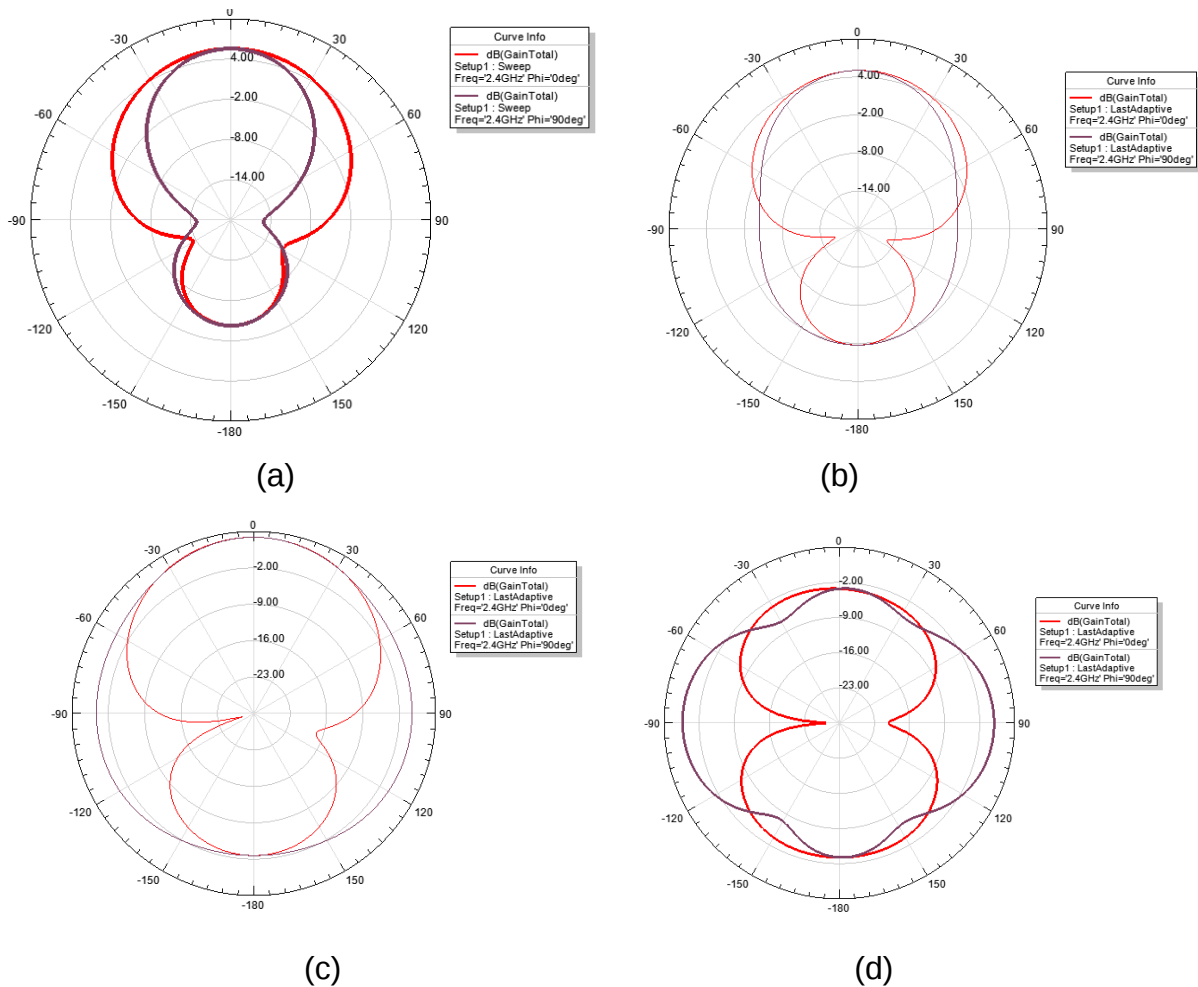


Figura 50-(a) Padrão de radiação retirando 10mm do plano de terra. (b) padrão de radiação retirando 20mm do plano de terra.(c) Padrão de radiação retirando 30mm do plano de terra. (d) Padrão de radiação retirando 30mm do plano de terra

Fonte: Autoria Própria, 2019

Observa-se na Figura 48 e na Figura 50 que quanto mais se trunca o plano de terra, mais a antena apresenta um padrão de radiação omnidirecional. Porém, ao alterar o plano de terra do arranjo da antena, o ganho é alterado. Há uma diminuição drástica no ganho em relação a antena com plano de terra cheio, o ganho é mostrado na Figura 51. O ganho da Figura 51 (a) é 5.89dB, a Figura 51 (b) é de 5,03dB, a Figura 51 (c) é de 3,89 e a Figura 51 (d) é de 1,53dB.

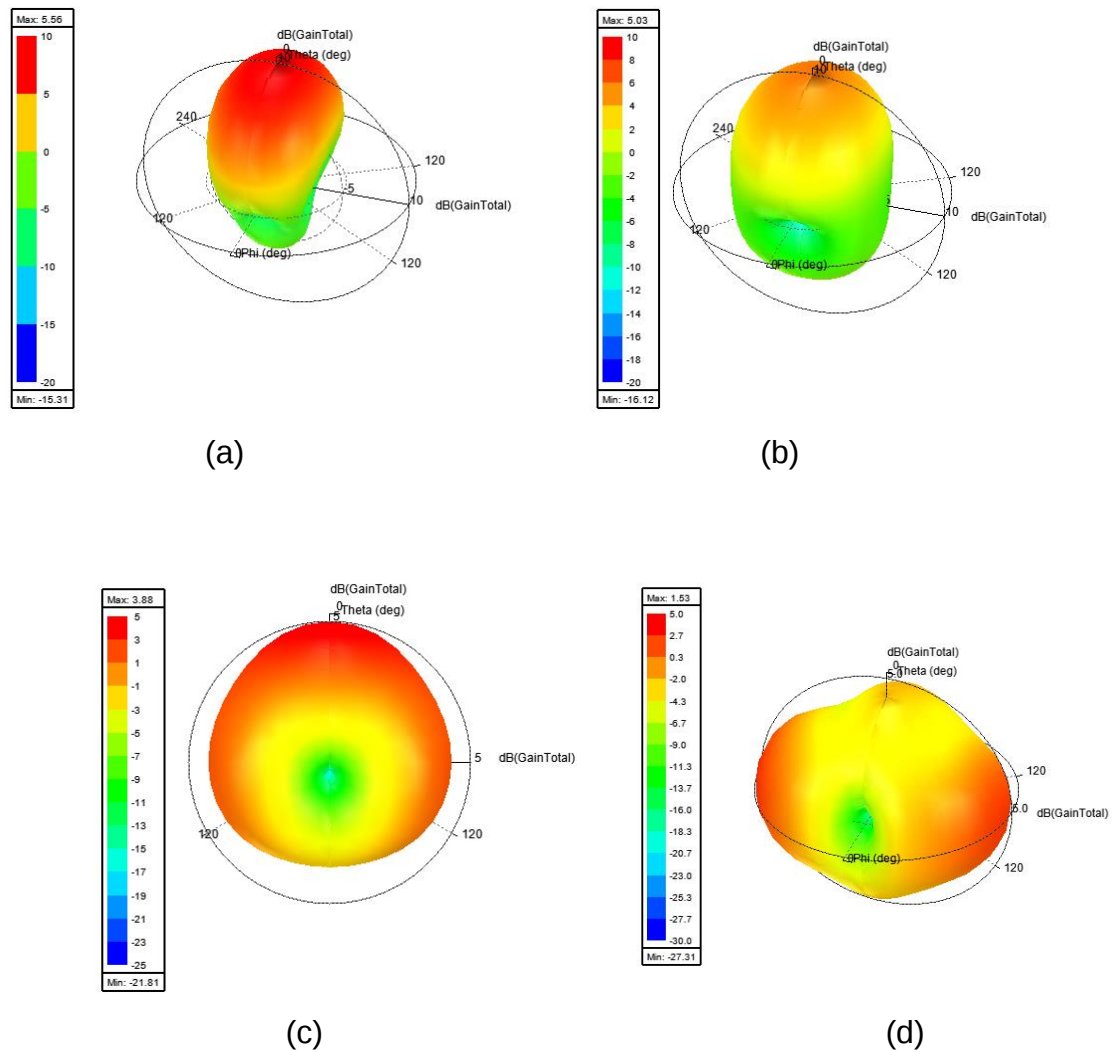


Figura 51- (a) Padrão de radiação 3D retirando 10mm do plano de terra. (b) Padrão de radiação retirando 20mm do plano de terra. (c) Padrão de radiação retirando 30mm do plano de terra. (d) Padrão de radiação retirando 50mm do plano de terra.

Fonte: Autoria Própria, 2019

A Figura 51, mostra que, a medida em que se aumenta a retirada do plano de terra, o ganho do arranjo diminui. A polarização dos arranjos com plano de terra truncado é mostrada na Figura 52. A grande diferença em relação ao plano de terra cheio é que ao truncar o plano de terra a polarização se torna linear.

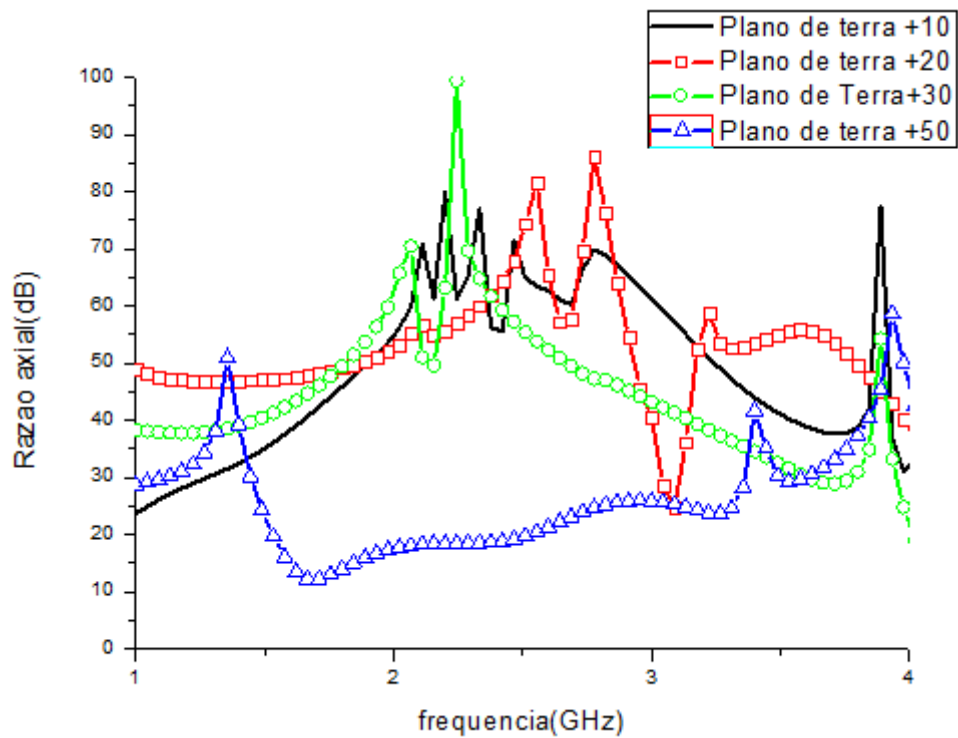


Figura 52- Razão axial dos arranjos com plano de terra truncado

Fonte: Autoria Própria, 2019

O mesmo estudo foi feito com o arranjo 1x4. Devido o arranjo 1x4 ser maior que o arranjo 1x2, é retirado uma maior quantidade do plano de terra. Foi retirado 20mm, 50mm, 70mm e 110mm. Na figura 53 é mostrado as antenas com plano de terra truncado.

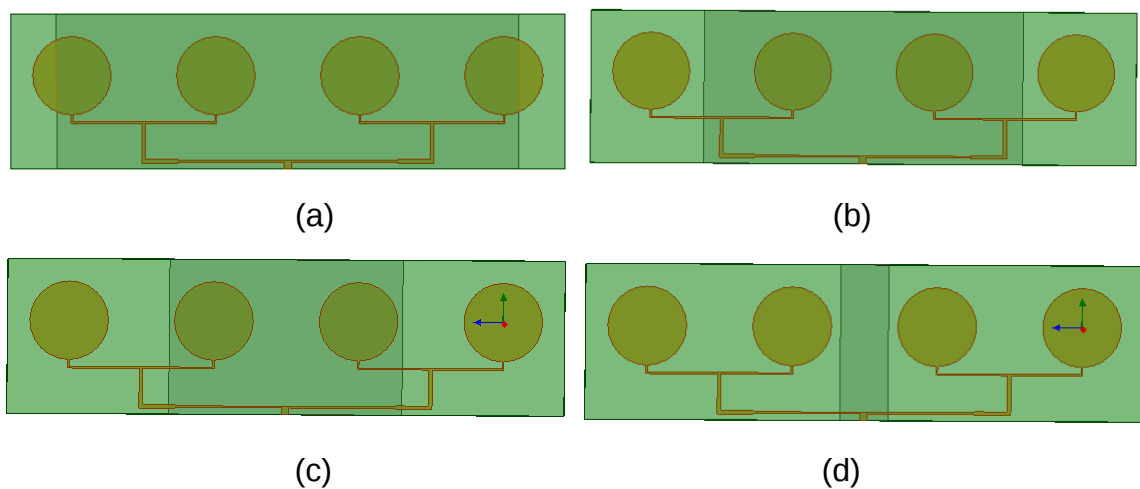


Figura 53-Arranjos 1x4 com plano de terra truncado

Fonte: Autoria Própria, 2018

A perda de retorno dos arranjos é mostrada na Figura 54. Observa-se que o arranjo com plano de terra +70mm não ressoou na frequência de projeto.

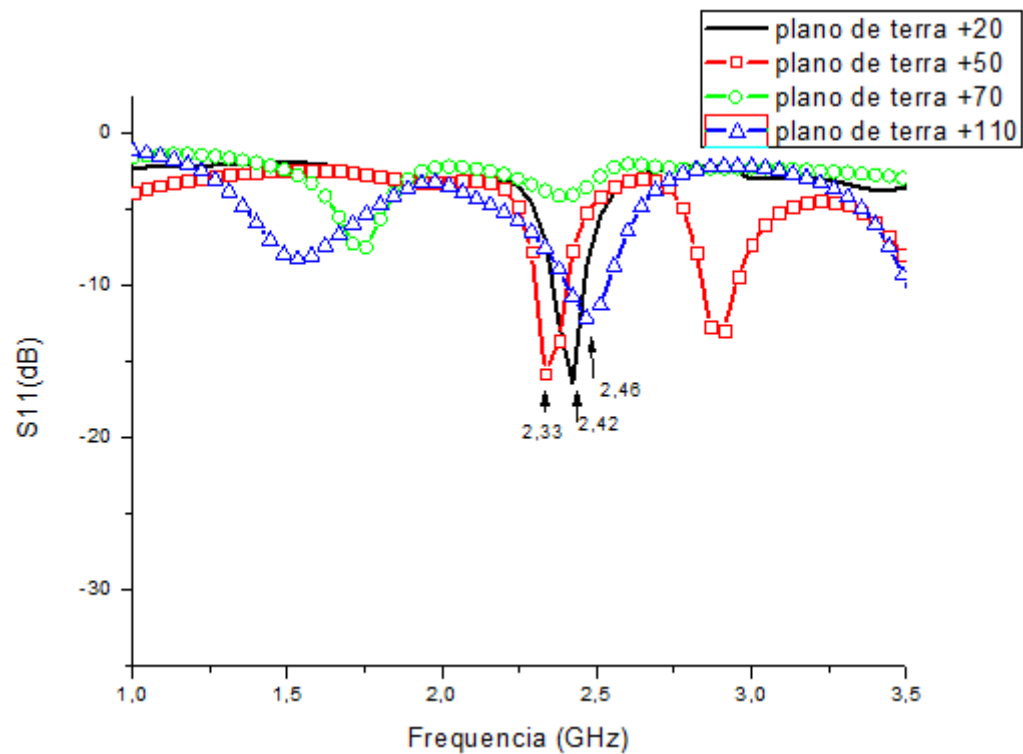
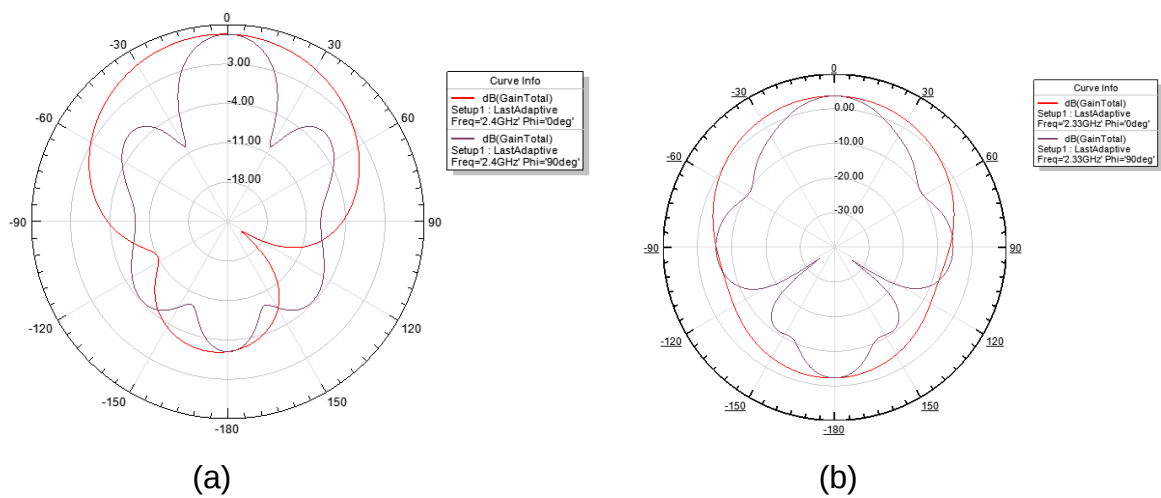


Figura 54-Perda de retorno para os arranjos 1x4

Fonte: Autoria própria, 2019

Na Figura 55 é mostrado o diagrama de radiação dessas antenas. Foi observado que quanto mais se retira o plano de terra mais omnidirecional se comporta as antenas.



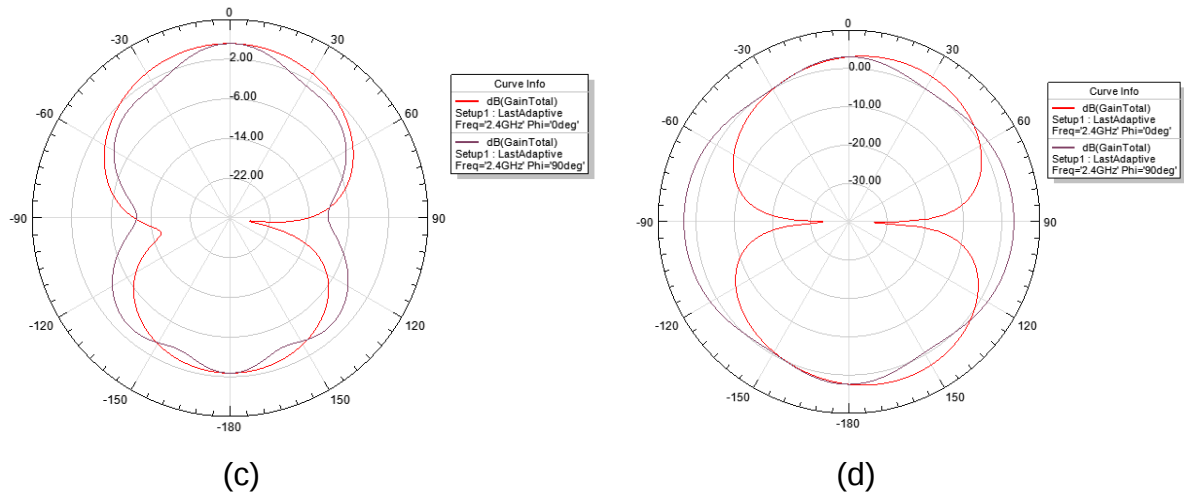
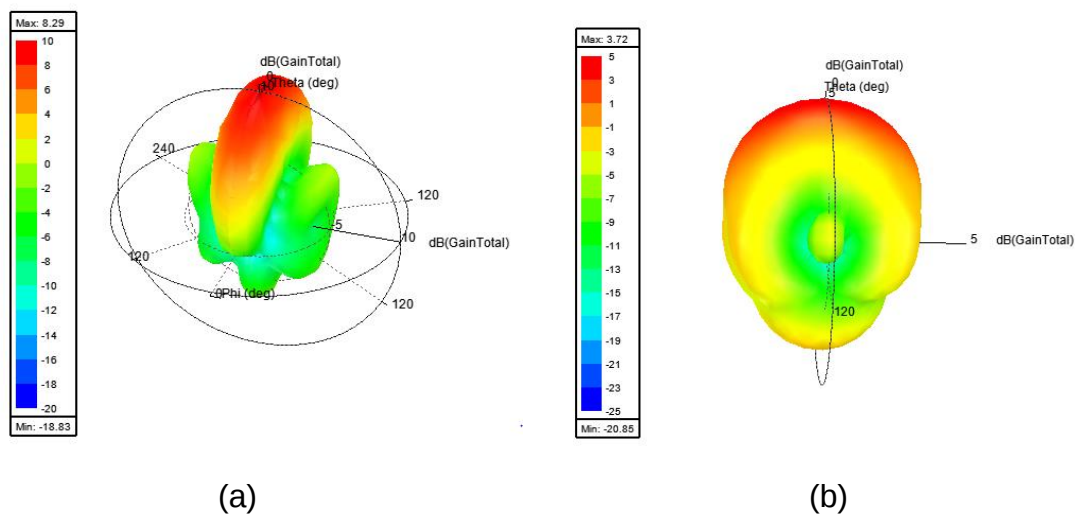


Figura 55-(a) Diagrama de radiação para antena com 20mm do plano de terra retirado. (b) diagrama de radiação da antena com 50mm do plano de terra retirado. (c) Diagrama de radiação com 70mm do plano de terra retirado. (d) Diagrama de radiação com 110mm do plano de terra retirado.

Fonte: Autoria Própria, 2019

A medida que era retirado o plano de terra a além da antena ficar mais omnidirecional, o ganho da antena cai conforme mostra a Figura 56. Esse modelo é semelhante à o arranjo linear com 2 *patches*. O ganho da Figura 56 (a) é de 8,29dB, o ganho da Figura 56 (b) é de 3,72dB, o ganho da Figura 56 (c) é de 5,08dB, o ganho da Figura 56 (d) é de 3,83dB.



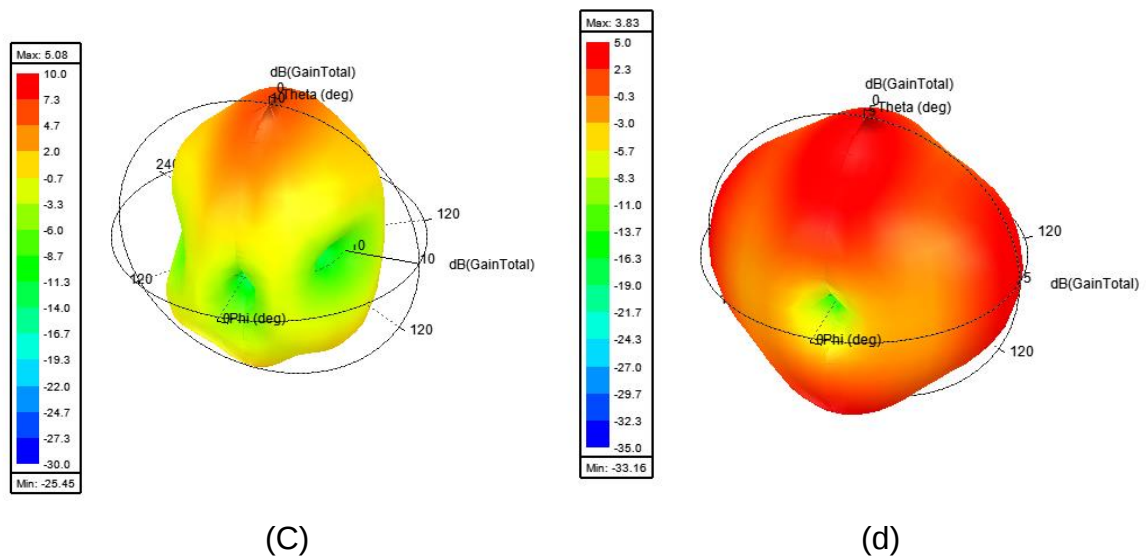


Figura 56-(a) Diagrama de radiação 3D da antena retirado 20mm do plano de terra. (b) diagrama de radiação da antena retirado 50mm do plano de terra. (c) diagrama de radiação da antena retirado 70mm do plano de terra. (d) Diagrama de radiação da antena retirado 110mm do plano de terra.

Fonte: Autoria Própria, 2019

Ao retirar o plano de terra, as antenas apresentam padrões mais omnidirecional. As polarizações desses arranjos com 4 *patches* também são lineares, conforme Figura 57.

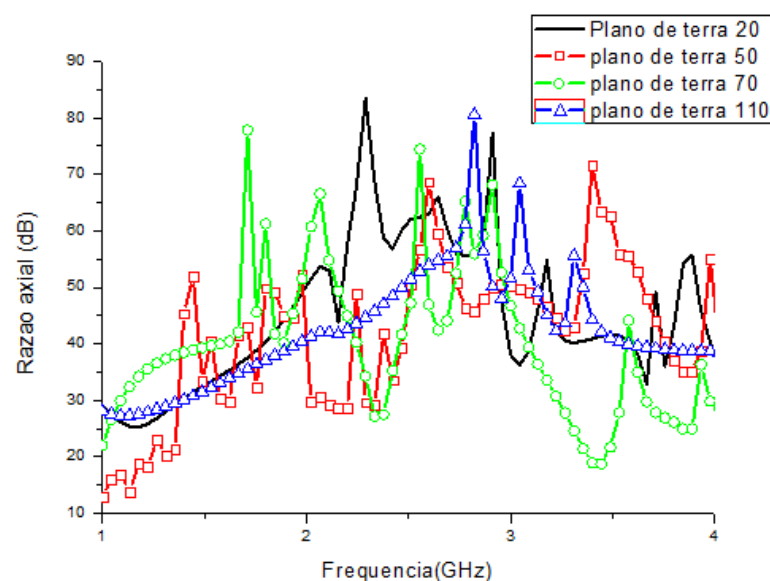


Figura 57- Razões axiais para configurações diferentes da antena

Fonte: Autoria Própria, 2019

A antena de Keshtkar, Keshtkar e Dastkhosh (2008) é mostrada na figura 58 ela é projetada para 4,2GHz, diferentemente da antena de projeto. A alimentação da antena é por cabo coaxial com impedância de 50Ω .

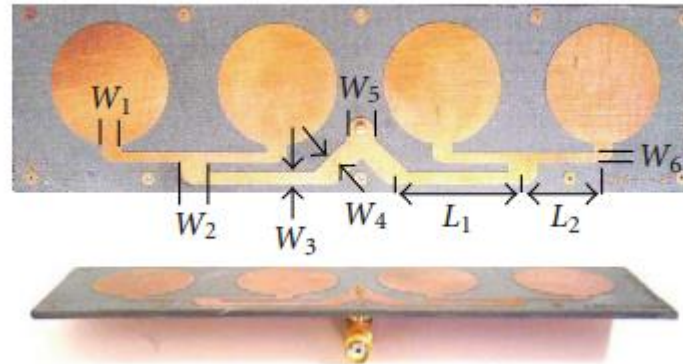


Figura 58-Arranjo de Antena

Fonte: Keshtkar, Keshtkar e Dastkhosh (2008)

O diagrama de radiação observado por Keshtkar et al (2008) é direcional.

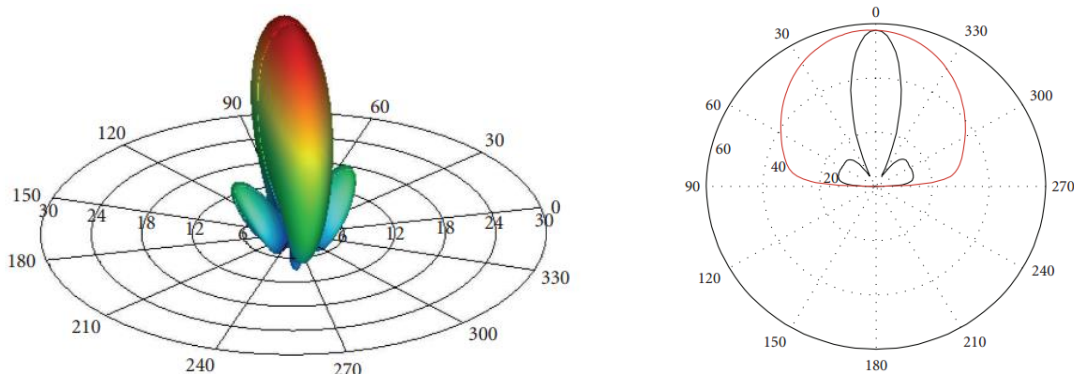


Figura 59-(a)Diagrama de radiação 3D. (b) Diagrama de radiação 2D

Fonte: Keshtkar, Keshtkar e Dastkhosh (2008)

Ainda com o intuito de obter um padrão mais omnidirecional foi retirado em ambos os arranjos uma área igual a área do *patch*. A Figura 60(a) e 60 (b) mostram como foi retirado o metal desses dois arranjos.

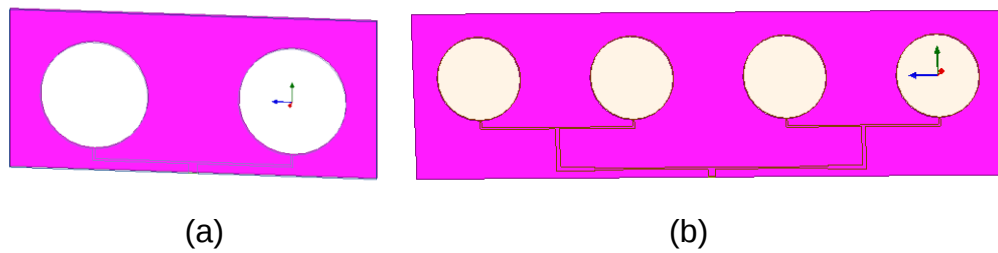


Figura 60-(a) Arranjo 1x2 com área igual ao do *patch* retirado do plano de terra. (b) Arranjo 1x4 com área igual ao do *patch* retirado do plano de terra

Fonte: Autoria própria, 2019

O arranjo linear de dois *patches* apresenta o padrão de radiação conforme a Figura 61.

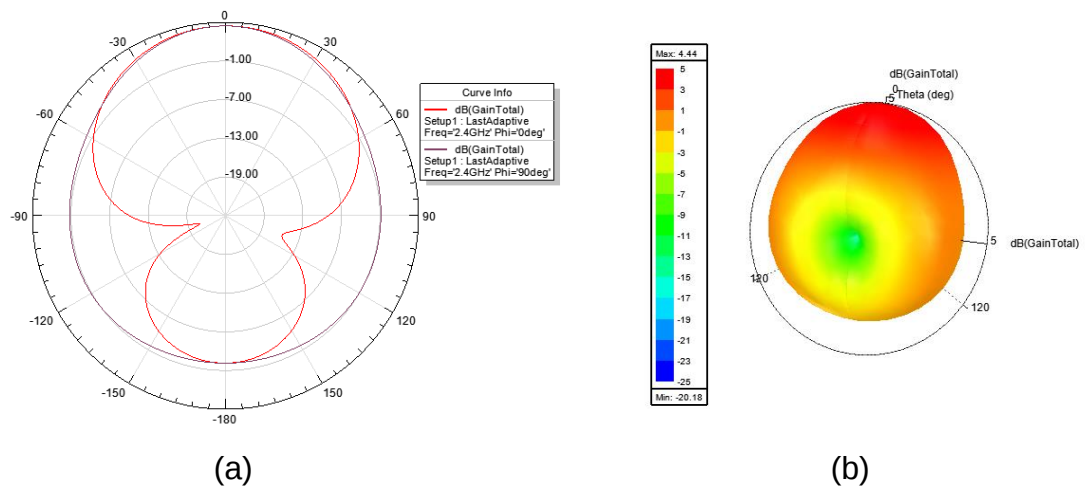


Figura 61- (a) Padrões de radiação 2D do arranjo1x2 retirado área igual a área do *patch*. (b) Padrão de radiação 3D do arranjo 1x2 retirado área igual a área do *patch*.

Fonte: Autoria Própria, 2019

O padrão de radiação do arranjo 1x4 está de acordo com a figura 62. É obtido um padrão de radiação semelhante aos outros estudos paramétricos.

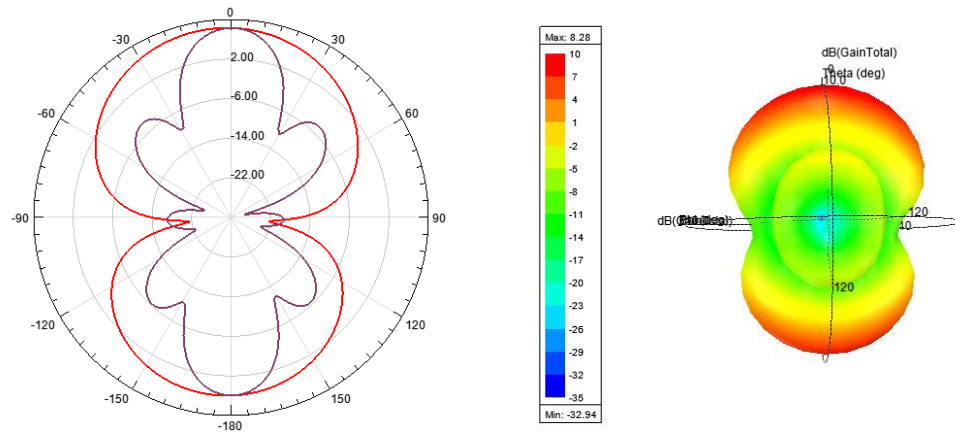


Figura 62- (a) Padrões de radiação 2D do arranjo 1x4 retirado área igual a área do *patch* (b) Padrão de radiação 3D do arranjo 1x4 retirado área igual a área do *patch*

Fonte: Autoria Própria, 2019

Outro parâmetro observado nos arranjos foram a distribuição dos campos elétricos e a densidade de corrente nos arranjos. Esses parâmetros são usados no modelo da linha de transmissão e método da cavidade. A distribuição do campo elétrico está de acordo com as Figura 63 e 64 respectivamente.

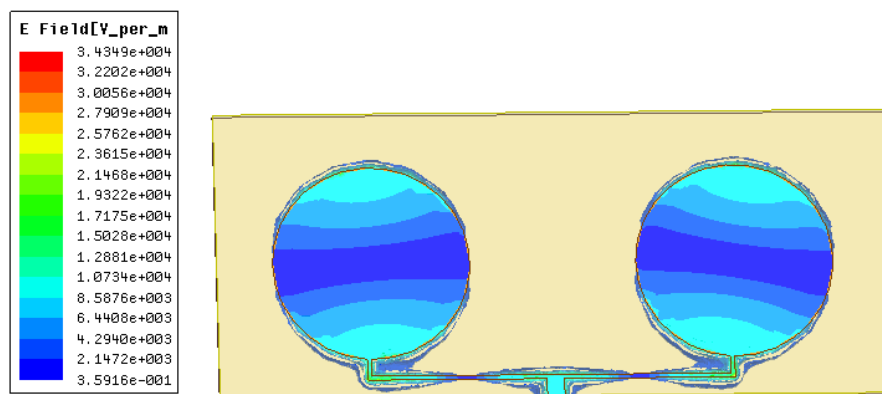


Figura 63- Distribuição dos Campos elétricos

Fonte: Autoria Própria, 2019

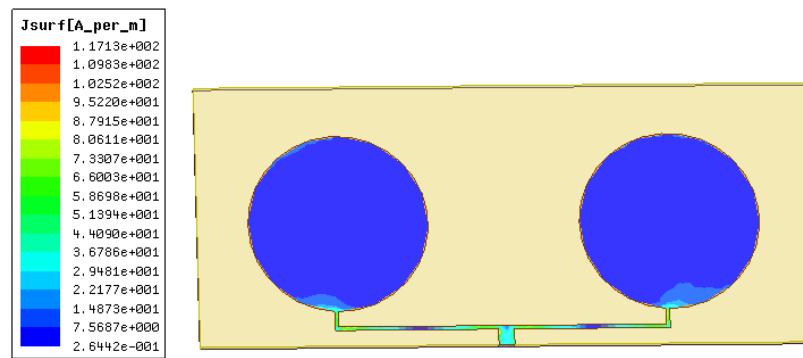


Figura 64-Densidade de corrente

Fonte: Autoria Própria, 2019

A distribuição do campo elétrico e da densidade de corrente também foi observado no arranjo com 4 *patches* conforme as Figuras 65 e 66 respectivamente. Essas distribuições de corrente mostram uma maior concentração na linha de alimentação do que o patch.

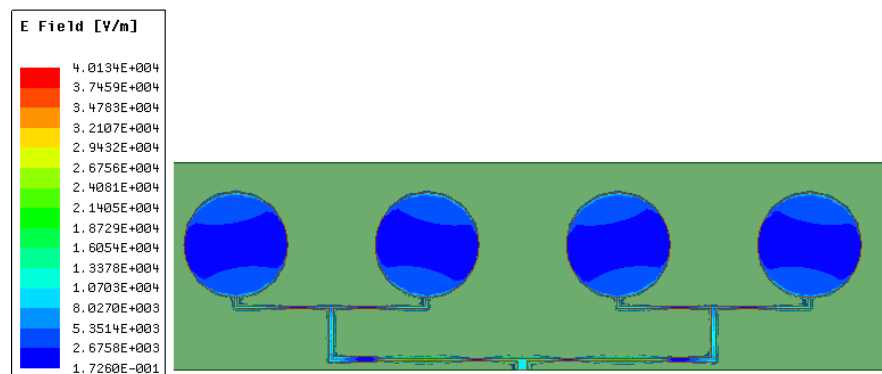


Figura 65- Distribuição dos campos elétricos no arranjo 1x4.

Fonte: Autoria Própria, 2019

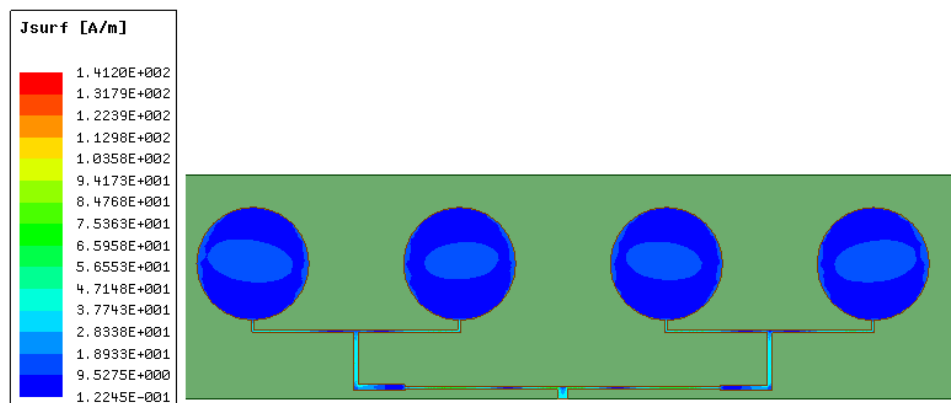


Figura 66- Densidade de Corrente

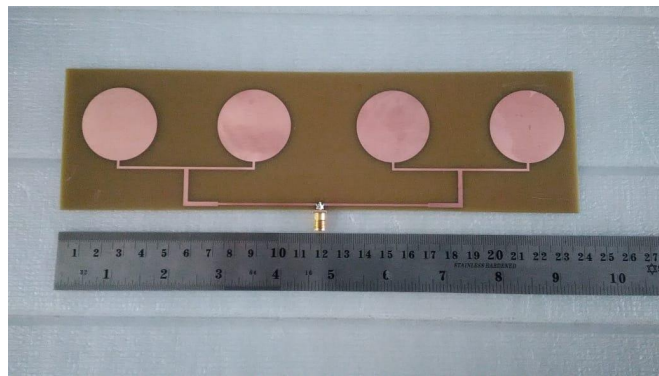
Fonte: Autoria Própria, 2018

Como observado nas Figuras 63 a 66, os campos e a distribuição de corrente são mais concentrados nas linhas de alimentação. O mesmo comportamento é repetido nos arranjos com plano de terra truncado.

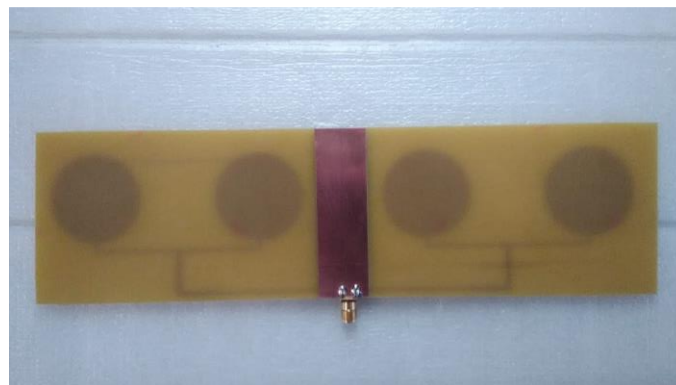
Após esse estudo paramétrico, foi escolhido dentre os dois arranjos a antena que obteve o padrão mais omnidirecional após ser retirado o plano de terra. Com isso, para fabricação foi utilizado a antena 53 (d).

5.4 ARRANJO LINEAR 1X4 COM PLANO DE TERRA TRUNCADO

O arranjo linear 1x4 fabricado foi retirado 110mm conforme a Figura 53 d do plano de terra conforme mostrado na figura 67.



(a)



(b)

Figura 67-(a) Arranjo linear 1x4 parte da frente.(b) Plano de terra truncado do arranjo 1x4

Fonte: Autoria própria, 2019

Com as dimensões do arranjo fabricado com plano de terra truncado após ser feito as simulações foi realizado as medições dos mesmos parâmetros que as antenas com plano de terra completo. O arranjo da antena fabricado está de acordo com a Figura 67.

A Figura 68 mostra a antena ressoando na frequência de 2,4. A largura de banda da antena simulada e medida estão de acordo com a Tabela 9.

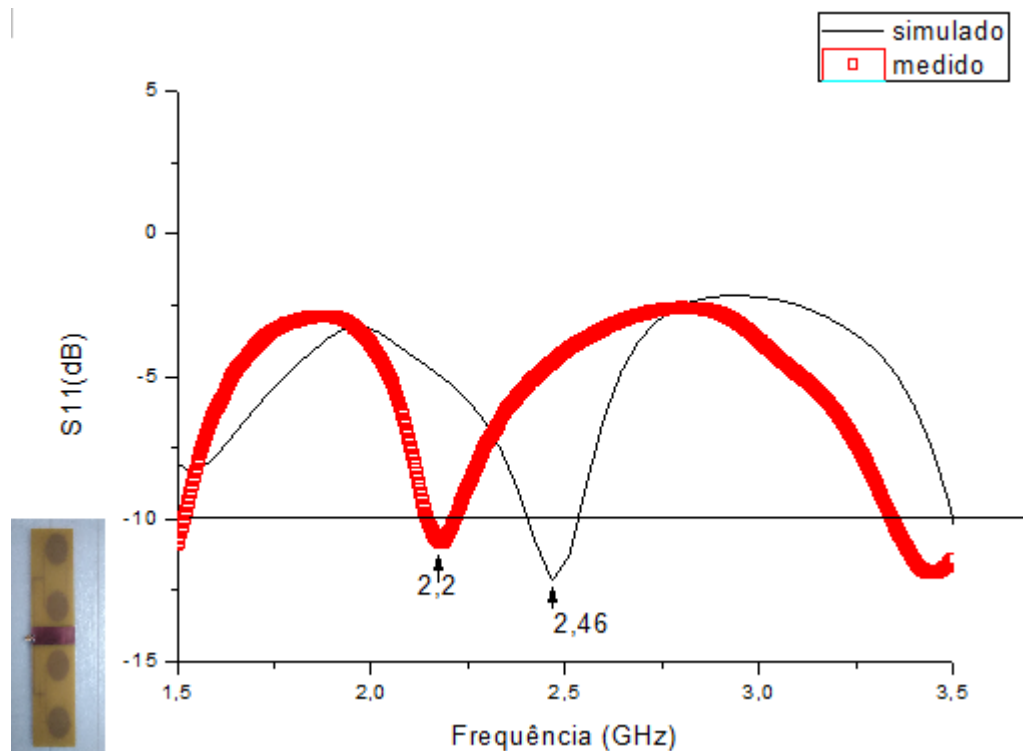


Figura 68-Perda de retorno do arranjo linear 1x4 com plano de terra truncado:
simulado x medido

Fonte: Autoria própria, 2019

Tabela 9-Comparativo entre valores do arranjo com plano de terra truncado

Antena	Frequência central (GHz)	Largura de banda (dB)
Simulada	2,46	210
Medida	2,2	150

Fonte: Autoria própria, 2019

A antena ressoou na faixa de projeto. Devido a retirada de uma parte do plano de terra houve um aumento da largura de banda em relação a antena com plano de terra cheio. O padrão de radiação da antena medida está mostrada na Figura 69.

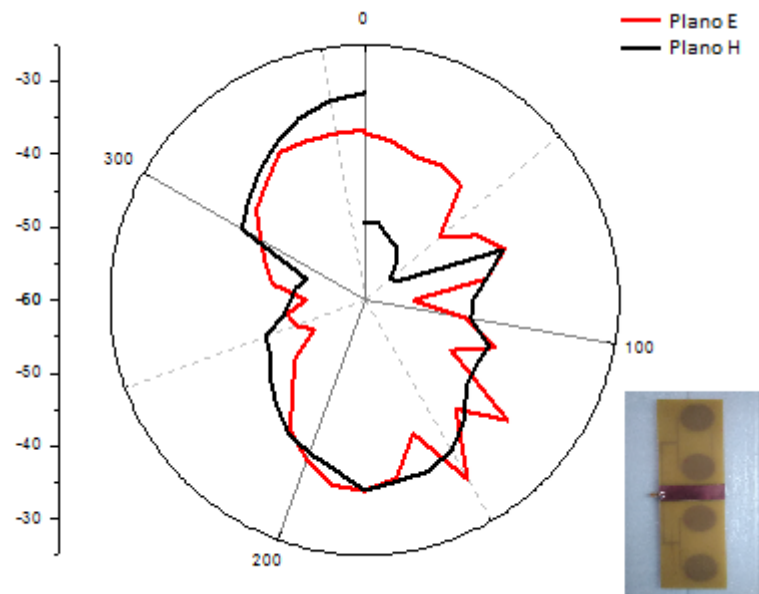


Figura 69- Padrão de radiação 2D do arranjo com plano de terra truncado

Fonte: Autoria Própria, 2019

Observa-se na Figura 69 que a antena possui um padrão de radiação omnidirecional semelhante à o diagrama simulado. Analisando os diagramas do arranjo com plano truncado, observa-se o comportamento de um agrupamento linear uniforme do arranjo. Os elementos constitutivos são colocados na mesma direção, igualmente espaçados entre si, alimentados por corrente de igual amplitude e cada elemento tem um avanço de fase constante de valor sobre o seu precedente agrupamento.

O campo distante total, num dado ponto do espaço, é obtido pela soma dos campos distantes devido a cada elemento do agrupamento, usando-se as aproximações habituais nas amplitudes e fases.

Usando a equação 97, pode medir o ganho por comparação de acordo com a antena padrão. O ganho medido é de 2,78dB.

6 LINK DE TESTE EM 2,4GHz

Após realizar as medições das antenas foi necessário testá-las na prática. Foi realizado um link de 2,4 GHz entre uma torre de telecomunicação e uma empresa de alimentos. Por isso foi realizado o estudo de dois arranjos de antenas, pois o arranjo aumentava o ganho. A preocupação com os dois arranjos com plano de terra cheio é crucial, pois as antenas precisam ter o diagrama de radiação diretivo para que o link esteja executado de maneira que não haja perdas na propagação e daí o surgimento menor de lóbulos indesejados no diagrama de radiação da antena. O link pode ser visto de acordo com a Figura 70.

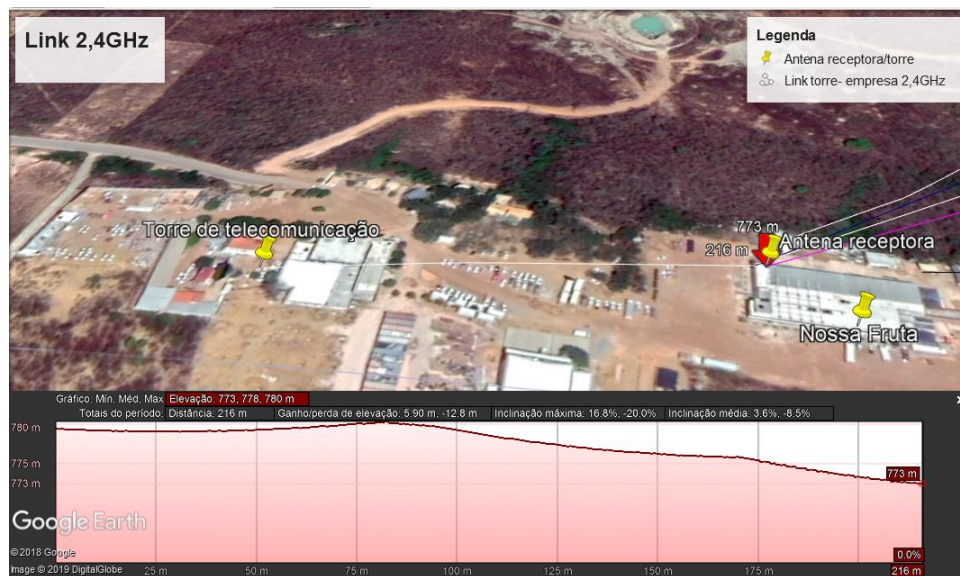


Figura 70-Link de comunicação entre a torre e a antena

Fonte: Autoria própria, 2019

A Figura 70 mostra que foi utilizado uma visada direta entre a torre onde se encontrava o rádio e a antena transmissora e a antena receptora no topo da empresa. A distância entre as duas antenas é de 216m em linha reta. O perfil de elevação está tratado de acordo com a figura 70. O esquema de comunicação usado nesse link está mostrado na figura 71.

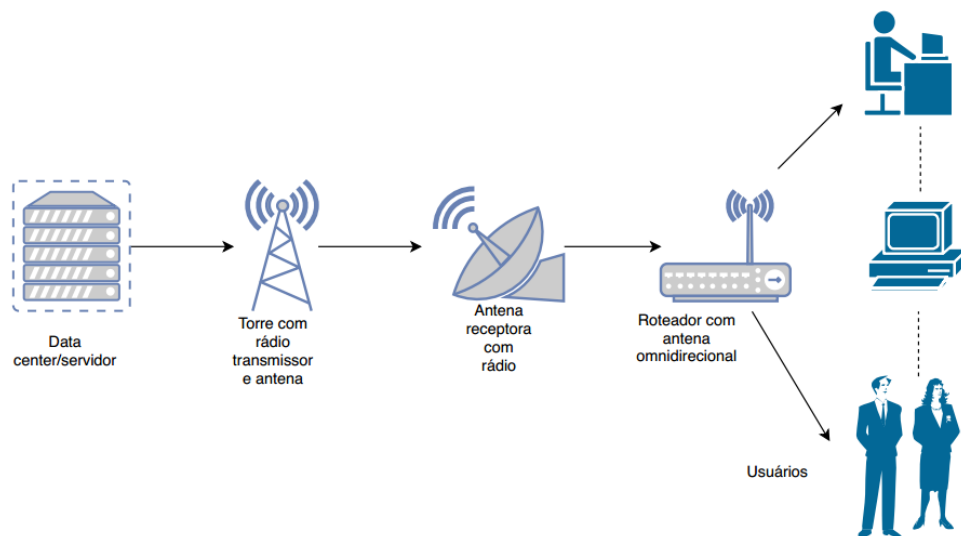


Figura 71-Funcionamento do Link 2,4GHz

Fonte: Autoria própria, 2019

Para esse link foi utilizado um data center com um servidor que conectava até um rádio que junto com uma antena parabólica em 2,4 GHz estava na torre responsável para transmitir o sinal. Na mureta do prédio de recepção foi colocado uma antena receptora junto com um rádio 2,4GHz para receber o sinal e mandar para um roteador onde estava a antena omnidirecional que é responsável por mandar o sinal final para os usuários. A antena omnidirecional é a antena com plano de terra truncado que foi fabricado. A importância do estudo paramétrico para truncar o plano de terra e obter um padrão omnidirecional era para poder fechar o link de comunicação entre as antenas.

6.1 EQUIPAMENTOS UTILIZADOS

Para fechar esse enlace de rádio foi utilizado os equipamentos apresentados na Figura 72.



Figura 72- Equipamentos utilizados para enlace de rádio

Fonte: Autoria própria, 2019

Foi utilizado dois rádios do tipo BULLET M2 HP com frequência de operação de operação 2,412-2,462 GHz e potência de saída de 25dBm e um consumo máximo de energia de 7 Watts segundo dados do fabricante. As especificações técnicas desse rádio são mostradas na Tabela 10.

Tabela 10-Especificações técnicas do rádio 2,4GHz

Especificações de potência 2,4GHz TX 11b/g			Especificações de potência 2,4GHz RX 11b/g		
Data rate	Avg. TX	Tolerance	Data rate	Sensitivity	Tolerance
6-24Mbps	28 dBm	+/- 2dB	24Mbps	-83dBm	+/-2dB
36 Mbps	25 dBm	+/- 2dB	36Mbps	-80dBm	+/-2dB
48Mbps	24 dBm	+/- 2dB	48Mbps	-77dBm	+/-2dB
54Mbps	23 dBm	+/- 2dB	54Mbps	-75 dBm	+/-2dB

Fonte: Autoria própria, 2019

Para a transmissão do sinal foi usado uma antena na torre há uma altura de 18,50 m. Embora a torre seja de 25 metros não se pode colocar a antena transmissora no topo devido já possuírem outros rádios em outras alturas e essa foi a altura

disponibilizada para trabalho. A antena transmissora é instalada conforme a figura 73 (b) e 76 (c).



(a)



(b)



(c)

Figura 73- (a) antena transmissora. (b) Antena Instalada na torre. (c) Visão da torre no local da recepção

Fonte: Autoria própria, 2019

Os dados da antena transmissora são apresentados de acordo com a tabela 11.

Tabela 11- Especificações técnicas da antena transmissora.

Parâmetros	Especificações técnicas
Frequência	2,4 – 2,5 GHz
Ganho	20dBi
VSWR	<1.5:1
Polarização	Linear Vertical ou horizontal
Máxima potência	50W
Impedância	50Ω
Largura de banda	120MHz

Fonte: Autoria própria, 2019

A antena e o rádio transmissor são colocados conforme figura 77 (a) e figura 77 (b)



Figura 74-(a) Antena receptora 1x2. (b) Antena Receptora 1x4

Fonte: Autoria própria, 2019

A instalação foi feita de uma antena por vez. Primeiro testou-se com o arranjo da antena 1x2 que obteve boa recepção, porém testando-se para distâncias maiores, essa antena não foi tão eficiente, pois devido sua frequência não estar perfeitamente na faixa de frequência e sua impedância não está bem casada em 50Ω, reduzindo a eficiência. Já a antena com arranjo linear de 4 *patches* por possuir um ganho melhor

quando comparado com a antena com 2 *patches* e possuir a frequência de acordo com a faixa de operação mostrou-se um melhor desempenho.

Para rotear o sinal foi colocado a antena omnidirecional no roteador conforme mostra a figura 75.



Figura 75- Antena 1x4 com plano de terra truncado em roteador

Fonte: Autoria própria, 2019

Após instalado todo o enlace de rádio foi necessário fazer as medições para testar se o sinal de *wi-fi* estava com boa qualidade. Para isso foi configurado um IP fixo, os testes estão de acordo com a figura 76 (a), 76 (b) e 76 (c). Os testes foram realizados para a antena com o plano de terra truncado utilizando um aplicativo de análise de *wi-fi*. O teste foi realizado com o arranjo linear de 4 *patches* como RX. Os testes foram realizados próximo ao roteador, pois se distanciar muito do equipamento o alcance do sinal diminui, pois, o padrão de radiação não é semelhante à antena de um dipolo.



(a)

(b)

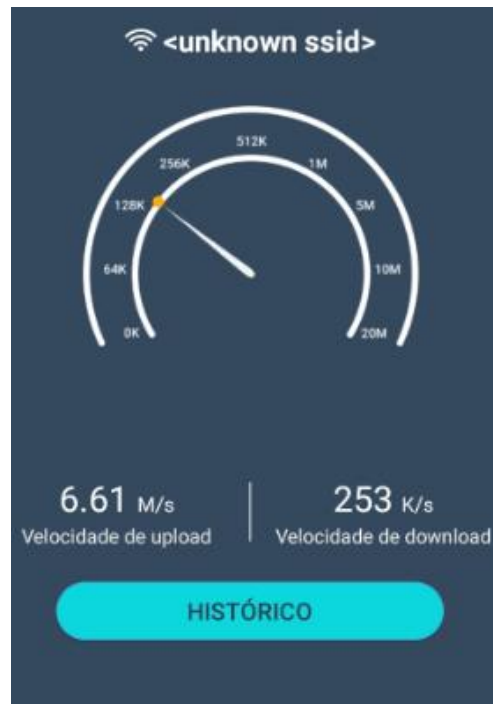


Figura 76- (a) Analisador do wi-fi. (b) Analisador do equipamento. (c) Teste de velocidade.

Fonte: Autoria própria, 2019

7 CONCLUSÃO

O projeto mostrado nesse trabalho apresenta dois arranjos aplicados para WLAN. Observou-se que os arranjos respeitam os protocolos de comunicação. As antenas projetadas para 2,4GHz conseguiram ressoar na faixa de frequência de projeto como observado no capítulo 5 que mostrou a relação entre as antenas medidas, as antenas simuladas e a teoria de projeto, assim como, observado no capítulo 3 que mostram os protocolos e normas que as antenas devem seguir. As antenas podem ser usadas em sistemas *wi-fi* ou links de rádio de 2,4GHz.

A antena projetada mostrou bom desempenho em termos de perdas de retorno e radiação. O estudo realizado nesse trabalho identificou a influência do número de elementos no arranjo da antena de microfita e a influência do truncamento do plano de terra nos diagramas de radiação. Os conceitos relativos ao projeto de antenas foram aplicados de maneira eficaz.

Com a retirada do plano de terra sobre o arranjo projetado foi possível observar sua influência tanto na perda de retorno quanto nos diagramas de radiação das antenas, além da densidade linear de corrente nos elementos condutores com auxílio do software *ANSYS HFSS®*.

Os padrões de radiação encontrado nas medições das antenas fabricadas mostraram-se semelhantes aos resultados simulados, o que enfatiza a importância das simulações antes do processo de fabricação.

Ao observar a carta de *Smith* mostrou um descasamento entre as antenas e a linha de alimentação, que pode ser melhorado aplicando-se um *inset-feed* ou transformador de quarto de onda. Estes arranjos de antenas fabricados podem ser aplicados a diversos canais do sistema WLAN.

Observou-se nos testes realizados que as antenas podem ser usadas como antenas receptoras de sinais, em especial o arranjo linear com 4 *patches* com plano de terra completo, pois obteve um melhor comportamento na recepção do sinal. Isso pode ter ocorrido devido o ganho desse arranjo ser maior.

A vantagem de se utilizar arranjos de antena de microfita para aplicação em WLAN é que essas antenas possuem um baixo custo para sua fabricação, são pequenas, leves e podem se adequar a superfície dos dispositivos. No caso do arranjo com plano de terra truncado pode-se adequar a antena para ficar dentro do roteador

se for necessário. Com isso fabricantes de roteadores podem tornar seus equipamentos mais estéticos e ainda ter a facilidade de trabalhar com antenas internas a seus equipamentos.

6.1 RECOMENDAÇÕES DE TRABALHOS FUTUROS

Algumas recomendações se fazem necessárias para trabalhos futuros com base no projeto desenvolvido nesse trabalho. As principais recomendações são:

- Realização de casamento de impedância
- Aplicação de arranjos de antena usando outros substratos
- Aplicações de técnicas de inteligência artificial para otimizar as dimensões físicas e as propriedades de radiação da antena.
- Utilizar metamateriais em arranjos lineares com 2 e 4 *patches*.
- Alterar os arranjos para realizar uma rede doméstica.
- Realizar teste das antenas com outras distâncias e com obstáculos na frente
- Usar as antenas fabricadas como Tx.
- Medir intensidade do sinal e perda no espaço entre Tx e Rx.

REFERÊNCIAS

ALMEIDA, Josenildo Henrique Gurgel de. **Desenvolvimento de Programa em Matlab para Aplicação de Projetos de Antenas de Microfita Retangular**. 2017. 63 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal Rural do Semi - Árido, Mossoró, 2017

ANDERSON, D. L. **S-Parameter Theory and Applications**. Hewlett-Packard Journal. 1967.

ASSUNÇÃO JUNIOR, Adaildo Gomes. **Uma Nova Proposta de Antena Planar Multibanda Para Comunicação Móveis**. 2007. 98 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2007.

BALANIS, Constantine A. **Antenna Theory: Analysis and Design**. 3 ed. New Jersey: John Wiley & Sons. p.1073. 2005.

BOYLESTAD, R. L. **Introductory Circuit Analysis**. 12 ed. United States of America: Prentice-Hall. p. 1200. 2010.

CHAN, K-C., HARTE, A.. **Impedance matching and the smith chart – the fundamentals. RF antennas tx/rx**. p. 52-66. jul. 2000.

ALMEIDA FILHO, V. A. **Arranjo de log-periódicos compactos em microfita com elementos fractais de koch**. 100 f. Dissertação (Mestrado) - Curso Engenharia Elétrica da UFRN. Natal, 2010.

GHAVAMI, M. et al. **Ultra Wideband: Signals and Systems in Communication Engineering**. West Sussex: John Wiley & Sons. p. 278. 2004.

GIBSON, W. C. **The Method of Moments in Electromagnetics**. United States of America: Chapman & Hall/CRC. p. 289. 2008.

HUANG, Yi, BOYLE, Kevin. **Antennas:** From Theory to Practice. Singapore: John Wiley & Sons. p 379. 2008.

INSTITUTO DE ENGENHEIROS ELETRICISTAS E ELETRÔNICOS. **IEEE 802.11:** IEEE Standard for Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications. Estados Unidos: Ieee, 1997. 459 p. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/654749>>. Acesso em: 04 nov. 2018.

INSTITUTO DE ENGENHEIROS ELETRICISTAS E ELETRÔNICOS. **802.11A:** IEEE Standard for Telecommunications and Information Exchange Between Systems - LAN/MAN Specific Requirements - Part 11: Wireless Medium Access Control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: High Speed Physical Layer in the 5 GHz band. Estados Unidos: Ieee, 1999. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/815305>>. Acesso em: 04 nov. 2018.

INSTITUTO DE ENGENHEIROS ELETRICISTAS E ELETRÔNICOS. **802.11B/COR 1-2001:** IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Networks - Specific Requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Higher Speed Physical Layer (PHY) Extension in the 2.4 GHz Band - Corrigendum 1. Estados Unidos: Ieee, 2001. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/972833>>. Acesso em: 04 nov. 2018.

INSTITUTO DE ENGENHEIROS ELETRICISTAS E ELETRÔNICOS. **802.11G:** IEEE Standard for Information Technology- Telecommunications and Information Exchange Between Systems- Local and Metropolitan Area Networks- Specific Requirements Part II: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Estados Unidos: Ieee, 2003. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1210624>>. Acesso em: 04 nov. 2018

J.R.James and P. S. Hall, **Handbook of microstrip antenas**, London, UK: Peter Peregrinus Ltd.,1989.

KESHTKAR, Asghar; KESHTKAR, Ahmad; DASTKHOSH, A. R.. Circular Microstrip Patch Array Antenna for C-Band Altimeter System. **International Journal Of Antennas And Propagation**, [s.l.], v. 2008, p.1-7, 2008. Hindawi Limited. <http://dx.doi.org/10.1155/2008/389418>.

KUMAR, G.; RAY, K. **Broadbanding microstrip antenas**. [S.l]: Artech House, 2003.

LAVOR, Otávio Paulino. **Bi Anisotropia em Antenas de Microfita Retangular e Estruturas Circulares Modificadas**. 2015. 123 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2015.

LUNA, D. R. et al. **Microstrip Patch Antennas with Metamaterial Inspired Substrates and Superstrates**. 2013 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC). p. 1-4. ago. 2013.

MAILLOUX, Robert J.. **Array Antenna Handbook**. 2. ed. S.l: Artech House, 2005.

M-J. Ho, *et al*, **IEEE 802.11g OFDM WLAN Throughput Performance**, IEEE, pp.2252-2256, 2003.

MORAIS, José Haroldo Cavalcante. **Estudo de Antenas Patch de Microfita Miniaturizadas em Banda Larga para Aplicação em dispositivos móveis e Portáteis**. 2011. 75 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2011.

OLIVEIRA, Elder Eldervitch Carneiro de. **Antenas de Microfita com Patch Quase-fractal para aplicações em redes WPAN/WLAN**. 2008. 117 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Programa de Pós - Graduação em Engenharia Elétrica e da Computação na Ufrn, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2008.

OLIVEIRA, Maciel Alves de. **Projeto de Antenas e Superfícies Seletivas de Frequência a Partir de Transformações Polares**. 2017. 155 f. Dissertação

(Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Instituto Federal de Ciência e Tecnologia da Paraíba, João Pessoa, 2017.

POZAR, David M.. **Microwave engineering**. 3. ed. New York: Wiley-india, 2005.

SADIKU, M. N. O. **Elements of Electromagnetics**. 3 ed. England: Oxford University Press.p. 896. 2014.

SANTOS, Heric Weverton dos. **Desenvolvimento de Antenas de Microfita Miniaturizadas com Polarização Circular para Sistema de Comunicação sem Fio**. 2016. 66 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2016.

SILVA, Isaac Barros Tavares da. **Projeto e Análise de Antena de Microfita com Utilização de Metamaterial do Tipo CSRR**. 2014. 115 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal Rural do Semi - Árido, Mossoró, 2014.

Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications, IEEE Standard 802.11, 1999.