



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO EM TELECOMUNICAÇÕES

Herman Abesse Alli

Análise Paramétrica de Antena de Linha Dobrada e Espiral para Aplicação em RFID

MOSSORÓ

2023

Herman Abesse Alli

Análise Paramétrica de Antena de Linha Dobrada e Espiral para Aplicação em RFID

Dissertação apresentada ao Mestrado em Telecomunicações do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Mestre em Telecomunicações.

Linha de Pesquisa: Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado

Orientador: Idalmir de Souza Queiroz Junior, Prof. Dr.

MOSSORÓ

2023

©Todos os direitos estão reservados à 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 nº 9.279/1996, e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tornar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata, exceto as pesquisas que estejam vinculadas ao processo de patenteamento. Esta investigação será base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) seja devidamente citado e mencionado os seus créditos bibliográficos.

A398a Alli, Abesse Alli.
Análise paramétrica de antena de linha dobrada
e espiral para aplicações em RFID / Abesse Alli
Alli. - 2023.
97 f. : il.

Orientador: Idalmir de Souza Queiroz Júnior.
Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal
Rural do Semi-árido, Programa de Pós-graduação em
Sistemas de Comunicação e Automação, 2023.

1. Antena de microfita. 2. Antenas Dipolo. 3.
RFID. 4. Antenas dobradas . I. Júnior, Idalmir de
Souza Queiroz, orient. II. Título.

Ficha catalográfica elaborada por sistema gerador automático em conformidade
com AACR2 e os dados fornecidos pelo autor(a).

Biblioteca Campus Mossoró / Setor de Informação e Referência

Bibliotecária: Keina Cristina Santos Sousa e Silva

CRB: 15/120

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.

Herman Abesse Alli

Análise Paramétrica de Antena de Linha Dobrada e Espiral para Aplicação em RFID

Dissertação apresentada ao Mestrado em Telecomunicações do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Mestre em Telecomunicações.

Linha de Pesquisa: Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado

Defendida em: 31 /07 /2023.

BANCA EXAMINADORA

Idalmir de Souza Queiroz Junior, Prof. Dr. (UFERSA)
Presidente

Humberto Dionísio de Andrade, Prof. Dr. (UFERSA)
Membro Examinador

José Alfredo Ferreira Costa, Prof. Dr. (UFRN)
Membro Examinador

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente ao único Deus, criador dos céus e da terra, a ao nosso senhor Jesus Cristo, único soberano da Criação que reinará para sempre, por iluminar minha vida e me abençoar com toda sorte de bênçãos.

Ao professor Idalmir pela grande paciência, sou grato a Deus pela disposição de sempre ajudar e pelo paciente e criterioso trabalho de orientação.

A minha Esposa pelo companheirismo e pela dedicação, por acreditar em meus objetivos e me mostrar que persistência e determinação são fundamentais para alcançá-los.

A minha família, em sempre conceder apoio em todos os meus projetos de vida.

Aos professores do Mestrado por me proporcionarem uma ótima formação acadêmica.

E por fim a todos que contribuíram, direta ou indiretamente, para a conclusão desta importante etapa da minha vida, meu muito obrigado.

RESUMO

Nesta dissertação serão apresentadas duas configurações de antenas dipolo modificadas e quatro de antenas espirais com aplicação em identificação por radiofrequência conhecido pelo acrônimo RFID (Radio Frequency Identification). A função primária do RFID é obter dados gravados em um circuito integrado através de ondas eletromagnéticas. O sistema RFID é formado basicamente pelo transponder que geralmente está em um dispositivo que deve fornecer informação para o interrogador. No presente trabalho visa somente desenvolver o elemento irradiante sem o qual não tem como haver comunicação entre o transponder e o interrogador. Em se tratando de uma tecnologia wireless, se faz necessário o uso de antenas que sejam pequenas e com boa eficiência para a devida operação em dispositivos portáteis, as modificações em espiral e dobrada visam obter redução do espaço ocupado, permitindo a redução dos custos na construção dos dispositivos. As antenas de microfita foram projetadas no software HFSS (High-Frequency Structure Simulator) com objetivo de operar na faixa de 2,4 ~2,483 GHz, que faz parte da ISM (Industrial Scientific and Medical). Foi utilizado o dielétrico FR4 sem plano de terra. Serão apresentadas as simulações e as medições dos protótipos construídos e os parâmetros das antenas referentes à largura de faixa, ganho, e diagrama de irradiação.

Palavras-chave: antenas de microfita; RFID; antena meandro.

ABSTRACT

In this dissertation, two modified dipole and four spiral antenna configurations with application in radio frequency identification known by the acronym RFID (Radio Frequency Identification) will be presented. The primary function of RFID is to obtain data recorded on an integrated circuit through electromagnetic waves. The RFID system is basically formed by the transponder that is usually in a device that must provide information to the interrogator. This work aims only to develop the element of the transponder that is used in the RFID system. The radiating element without which it is impossible to have communication between the transponder and the interrogator. Because it is a wireless technology, it is necessary to use antennas that are small and with good efficiency for proper operation in portable devices, the spiral and folded modifications aim to obtain a reduction in occupied space, allowing the reduction of construction costs of the devices. The microstrip antennas were designed using the software HFSS (High-Frequency Structure Simulator) with the objective of operating in the 2.4 ~2.483 GHz range, which is part of the ISM (Industrial Scientific and Medical). The FR4 dielectric with no ground plane was used. Simulations, measurements of the built prototypes and the parameters of the antennas regarding bandwidth, gain, and irradiation diagram will be presented.

Keywords: microstrip antennas; RFID; meander antenna.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Padrão de irradiação da antena.....	15
Figura 2 - Regiões de uma antena.....	16
Figura 3 - Tipos de perdas existentes na antena.....	17
Figura 4 - Campo compacto de medidas de antenas.....	18
Figura 5 - Circuito equivalente de uma linha de transmissão.....	19
Figura 6 - Carta de Smith com círculos de resistências normalizados.....	21
Figura 7 - Curvas da carta de Smith de retâncias normalizadas.....	22
Figura 8 - Carta de Smith com diversas curvas de carga normalizada.....	23
Figura 9 - Onda com Polarização elíptica.....	24
Figura 10 - Polarização do campo elétrico (a) Polarização de mão-direita e (b) Polarização de mão-esquerda.....	25
Figura 11 - Classificação dos diferentes métodos de análises de Microfitas.....	28
Figura 12 - configuração de microfita fechadas para análises pelo método de diferenças finitas.....	30
Figura 13 - Corte transversal da alimentação da antena e distribuição do campo elétrico na sua estrutura.....	32
Figura 14 - Modelo de linha de transmissão da antena de microfita.....	34
Figura 15 - Inserção de linha de microfita em antena patch.....	35
Figura 16 - Configuração do campo elétrico no patch.....	37
Figura 17 - Patch inserido no dielétrico com permissividade efetiva.....	38
Figura 18 - Influência da frequência de operação na permissividade efetiva.....	38
Figura 19 - Vista lateral da antena de microfita e franjamento.....	39

Figura 20 - Características do campo eletromagnético. (a) Parede elétrica, (b) Parede Magnética.....	40
Figura 21 - Distribuição de carga e densidade de corrente no patch.....	40
Figura 22 - Alimentação da antena patch com sonda coaxial.....	42
Figura 23 - Alimentação por fita de microfita.....	43
Figura 24 - Alimentações com acoplamento por abertura.....	44
Figura 25 - Alimentações com acoplamento por proximidade.....	44
Figura 26 - Circuitos equivalentes do método de alimentação de uma antena patch. (a) Linha de microfita, (b) Sonda Coaxial, (c) Acoplamento por abertura, (d) Acoplamento por proximidade.....	45
Figura 27 - Dipolo infinitesimal.....	46
Figura 28 - Distribuição de corrente.....	48
Figura 29 - Vista superior da antena.....	50
Figura 30 - Geometria básica da antena dipolo tipo meandro.....	51
Figura 31 - Dipolo com ranhuras para operação dual-band.....	52
Figura 32 - Campo de retroespalhamento para diferentes impedâncias conectadas na antena.....	52
Figura 33 - Antena espiral filamentar equiangular.....	55
Figura 34 - Antena espiral planar.....	56
Figura 35 - Antena espiral com cavidade.....	56
Figura 36 - Antena espiral proposta para 915MHz.....	65
Figura 37 - Parâmetro definidos da antena espiral para frequência de 915MHz.....	58
Figura 38 - Modificações de antena de dipolo de meio onda. (a) antena dipolo M0, (b) antena meandro M1, (c) Antena Meandro M2, (d) Antena Espiral M3, (e) Antena Espiral M4, (f) Antena Espiral M5, (g) Antena Espiral M6 (Autoria Própria).....	60
Figura 39 - Analisador de redes vetoriais miniVNA TINY.....	62
Figura 40 - Antena Dipolo M0.....	63

Figura 41 - Coeficiente de reflexão simulada e medida da antena M0.....	64
Figura 42 - Diagrama de radiação da antena M0 para 2,45GHz: a) Tridimensional, b)2D.....	64
Figura 43 - Carta de Smith para banda passante da Antena M0.....	64
Figura 44 - Antena Meandro M1.....	65
Figura 45 - Coeficiente de reflexão simulada e medida da antena M1.....	66
Figura 46 - Diagrama de radiação da antena M1 para 2,41GHz: a) Tridimensional, b)2D.....	67
Figura 47 - Carta de Smith na banda passante da Antena M1.....	67
Figura 48 - Antena Meandro M2.....	68
Figura 49 - Coeficiente de reflexão simulado e medido da antena M2.....	69
Figura 50 - Diagrama de radiação simulada da antena M2 para 2,40GHz: a) Tridimensional, b)2D...	70
Figura 51 - Carta de Smith na banda passante da Antena M2.....	70
Figura 52 - Antena Espiral M3.....	71
Figura 53 - Coeficiente de reflexão simulado e medido da antena M3.....	72
Figura 54 - Diagrama de radiação simulada da antena M3 para 2,41GHz: a) Tridimensional, b)2D...	73
Figura 55 - Carta de Smith na banda passante da Antena M3.....	73
Figura 56 - Antena Espiral M4.....	74
Figura 57 - Coeficiente de reflexão simulada e medida da antena M4.....	75
Figura 58 - Diagrama de radiação simulada da antena M4 para 2,44 GHz: a) Tridimensional, b)2D..	76
Figura 59 - Carta de Smith na banda passante da Antena M4.....	77
Figura 60 - Antena Espiral M5.....	77
Figura 61 - Coeficiente de reflexão simulado e medido da antena M5.....	79
Figura 62 - Diagrama de radiação simulada da antena M5 para 2,44 GHz: a) Tridimensional, b)2.....	79
Figura 63 - Carta de Smith na banda passante da Antena M5.....	80

Figura 62 - Antena Espiral M6.....	81
Figura 63 - Coeficiente de reflexão simulado e medido da antena M6.....	82
Figura 64 - Antena espiral M6.....	83
Figura 65 - Coeficiente de reflexão simulado e medido da antena M6.....	84
Figura 66 - Diagrama de radiação simulada da antena M6 para 2,45GHz: a) Tridimensional, b)2D..	85
Figura 67 -Carta de Smith na banda passante da antena M6.....	85
Figura 68 -Antenas fabricadas.....	85
Figura 69 - Ganho e distâncias verticais e horizontais normalizadas das antenas analisadas.....	87

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Unidades básicas das dimensões das antenas.....	59
Tabela 2 - Dimensões resultantes da simulação da Antena M0.....	61
Tabela 3 - Dimensões resultantes da simulação da Antena M1.....	64
Tabela 4 - Dimensões resultantes da simulação da Antena M2.....	67
Tabela 5 - Dimensões resultantes da simulação da Antena M3.....	70
Tabela 6 - Dimensões resultantes da simulação da Antena M4.....	73
Tabela 7 - Dimensões resultantes da simulação da Antena M5.....	77
Tabela 8 - Dimensões resultantes da simulação da Antena M6.....	80
Tabela 9 - Ganhos das antenas analisadas.....	83
Tabela 10 - Comparativos entre as simulações e medições.....	85
Tabela 11 - Comparativo das alterações nas dimensões em relação à antena M0.....	85

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- \hat{a}_z - Vetor unitário no eixo z.
- A_x - Vetor potencial no eixo x
- A_y - Vetor potencial no eixo y
- t – Espessura do elemento irradiante
- h – Espessura do material dielétrico da antena de microfita
- I_e - Corrente no dipolo cilindro finito
- L – Comprimento do patch
- W – Largura do patch
- c – Velocidade da luz no vácuo
- f_r – Frequência de ressonância da antena
- W_0 – Largura da linha de microfita
- L – Comprimento da linha de microfita
- R_r - Resistência de irradiação
- R_p - Valor residual
- R_{in} – Resistência de entrada na frequência de ressonância
- B_1 - Susceptância da fenda de entrada da antena patch.
- G_1 – Condutância de entrada na frequência de ressonância
- y_0 – Comprimento do inset-feed.
- Y_{in} - Admitância de entrada da antena de microfita
- Z_d - Impedância de entrada de uma antena dipolo finito cilíndrico
- Z_c – Impedância característica de uma linha de transmissão qualquer
- Z_0 – Impedância característica da linha de microfita
- Z_{ent} - Impedância de uma linha de transmissão
- Z_{in} – Impedância de entrada do patch
- z_c = impedância da carga normalizada
- Z_{0m^a} - Impedância característica da antena de microfita sem dielétrico
- C_a - Capacitância por unidade de comprimento da microfibras sem dielétrico
- Q – Fator de qualidade
- E_x – Campo elétrico na direção x
- E_y – Campo elétrico na direção y
- E_z – Campo elétrico na direção z

H_x – Campo magnético na direção x
H_y – Campo elétrico na direção y
H_z – Campo elétrico na direção z
k_x – Número de onda na direção x
k_y – Número de onda na direção y
k_z – Número de onda na direção z
r – Dimensão radial em coordenadas esféricas
U – Intensidade de Radiação
W_{rad} – Densidade de radiação (W/m²)
P_{rad} – Potência de radiação (W)
D – Diretividade
P_{in} – Potência de entrada
P_{loss} – Potência de perdas
e₀ – Eficiência da antena
e_r – Eficiência de reflexão
e_c – Eficiência de condução
e_d – Eficiência do dielétrico
G – Ganho da antena
S(1,1) – Perda de Retorno
D – Densidade de fluxo elétrico
E – Campo elétrico
J – Densidade de corrente elétrica
H – Intensidade de campo magnético
dB – Decibel
VNA (Vector Network Analyzer).
BW – Largura de banda da antena
RL – Perda de Retorno
RFID- Radio –Frequency Identification(Identificação por rádio frequência)
RHCP- Right-Hand Circular Polarization(Polarização circular de mão direita)
LCP-Left-Hand Polarization(Polarização circular de mão esquerda)
TM_x – Modos de ressonâncias transversal magnéticos
CATR- Compact Antenna Test Range(Campo compacto de medida de antenas)

LISTA DE SÍMBOLOS

ϵ_r – Permissividade elétrica relativa

ϵ_{ref} – Permissividade elétrica relativa efetiva

λ_0 – Comprimento de onda na frequência de ressonância

μ – Permeabilidade magnética do meio

γ -Constante de propagação do campo na linha de transmissão

ϵ – Permissividade elétrica do meio

θ – Eixo azimutal em coordenadas esféricas

ϕ_A -Potencial no ponto A

Γ - Coeficiente de reflexão

Γ_r - parte real do coeficiente de reflexão

Γ_i - parte imaginária do coeficiente de reflexão

ω - Frequência angular

SUMÁRIO

1.	INTRODUÇÃO	16
2.	OBJETIVOS	177
2.1.	Objetivo Geral.....	177
2.2.	Objetivos Específicos	177
3.	ENGENHARIA DE ANTENAS.....	177
3.1.	Diagrama de Irradiação	187
3.2.	Regiões do campo.....	19
3.3.	Eficiência das antenas e Ganho	200
3.4.	Métodos de medição de parâmetros de Antena	222
3.5.	Impedância de entrada e Carta de Smith.....	233
3.6.	Polarização e Perda de retorno	288
3.7.	Largura de banda e Frequência de ressonância	311
4.	Métodos de análise de Estrutura planar	322
4.1.	Método quase estático	333
4.1.2.	Método de transformação conforme modificado.....	333
4.1.3.	Método de diferença finita	344
4.2.	Métodos de onda Completa	366
5.	Antenas de Microfitas	367
5.2.	Modelo da Linha de transmissão aplicado antena <i>patch</i>	388
5.2.1.	Efeito dos campos de bordas na antena <i>patch</i>	422
5.3.	Modelo da cavidade ressonante para antena de microfita	455
5.4.	Técnicas de alimentação de antenas de microfitas	488
6.	Antenas de dipolo	522
6.2.	Dipolo infinitesimal.....	522
6.3.	Dipolo de comprimento finito	544
6.3.1.	Antena dipolo planar e suas variações	566
7.	Antenas espirais.....	59
8.	Materiais e métodos	655
9.	Resultados e discussões	688
9.1.	Antena dipolo M0	686
9.2.	Antena Meandro M1	722
9.3.	Antena Meandro M2	755
9.4.	Antena Espiral M3.....	788
9.5.	Antena Espiral M4.....	822
9.6.	Antena Espiral M5.....	855

9.7. Antena Espiral M6.....	888
9.8. Discussões	933
10. CONSIDERAÇÕES FINAIS	977
REFERÊNCIAS	9898

1. INTRODUÇÃO

Os sistemas RFID remontam a segunda guerra mundial, onde eram utilizados em aviões para identificar os aviões inimigos. Em 1948, Harry Stockman foi o primeiro a mostrar comunicação através de energia refletida, enquanto que o primeiro uso comercial do RFID foi no rastreamento de animais nos EUA.

Em 1987, na Noruega, foi utilizado o RFID no pedágio de veículos motorizados. Antes de 2003, a falta do desenvolvimento de sistemas de gerenciamento de banco de dados e de um padrão internacional que permitisse interoperabilidade entre os diferentes fabricantes restringiu, inicialmente, o avanço nas tecnologias RFID,

Já em 2003 surge o EPC GLOBAL SYSTEM com o início da padronização necessária para o crescimento da tecnologia.

Sistemas de identificação por radiofrequência é baseado em sistema de obtenção de dados sem fios, através de ondas eletromagnéticas, também conhecidas pelo acrônimo RFID o qual é composto por dois elementos básicos o *transponder(tag)* e o *interrogator*(também denominado *reader*), O sistema RFID pode ser dividido em duas camadas, a camada física e a camada de TI(tecnologia da informação), na camada física encontram-se a *tag* e *leitor(reader)* e a zona de interrogação que consiste em todo espaço tridimensional no qual ocorre o fluxo de dados entre a *tag* e o *leitor*.

A *tag* consiste basicamente de uma antena e um *chip* que tem a função de armazenamento das informações que são trocas entre *tag* e o *leitor*, a antena pode ser constituído por uma antena de microfita, cujas características de baixo peso e pequenas dimensões possibilitam a inserção, por exemplo, em pequenas etiquetas, rastreamento de itens em uma linha de produção. As *tag's* precisam de energia para transmitir a informação para o leitor, para isso, ela consegue energia a partir da onda eletromagnética enviada pelo leitor que possibilita energia para alimentar a memória como os circuitos de controle. RFID podem ser classificados como passivos no qual as *tag* não possui bateria ele absorve energia emitido pelo leitor, há também semi-passivo os quais possuem bateria para funcionamento dos circuitos internos, mas para comunicação através da energia do leitor. Já os RFID ativos são aqueles que possuem bateria tanto para seus circuitos internos quanto para fornecer energia para estabelecer comunicação por ondas eletromagnéticas.

Os *tag's* utilizam memórias para armazenar as informações a depender da aplicação, é possível encontrar RFID com memórias leitura(*ROM*), memória de acesso aleatório(*RAM*), e

também memórias programáveis (EEPROM). RFID pode ter várias formas e tamanhos, podendo operar em ampla faixa de frequência.

Em qualquer processo de manufatura, logística, controle de qualidade, gerenciamento de estoque em gerais e dentre outros processos fabris a possibilidade de rastreamento de cada item em uma cadeia de processo há aumento da eficiência e melhor gerenciamento de todo o processo, uma vez que, cada item pode ser identificado em tempo real e isso de forma autônomo pode ser implementado com sistema baseado em identificação por radiofrequência.

Segundo Albert (2013), os RFID na frequência de microondas possuem custos maiores em comparação com os de frequências menores e possuem faixa de operação entre 2,45 GHz a 6,8 GHz.

Já Karmakar (2010) cita que os RFID nas frequências de microondas têm as vantagens de obter maiores taxas de leitura, tamanho reduzido, confiabilidade, antenas mais direcionais o que possibilita maior precisão na determinação da zona de cobertura. RFID, além disso permite aumento de canais e maior confiabilidade para operar próximo a metais.

2. OBJETIVOS

2.1. Objetivo Geral

O presente projeto visa estudar antenas de microfita na faixa de 2,4 GHz a 2,483GHz, além de realizar estudos paramétricos das antenas propostas. Ilustrar as análises comparativas quanto os principais parâmetros das antenas tais como irradiação, perda de retorno, ganho e seus respectivos diagramas de *Smith*.

2.2. Objetivos Específicos

- Projetar e simular antenas dipolo, dipolo dobrado e dipolo espiral;
- Comparar os resultados computacionais de cada configuração
- Fabricar as antenas simuladas;
- Realizar as medições das antenas construídas;
- Comparar os resultados computacionais simulados e os resultados medidos

3. ENGENHARIA DE ANTENAS

Nesta seção visa apresentar os principais parâmetros e propriedades que definem o comportamento de antenas no espaço livre. Estes parâmetros e propriedades têm a importância pelo fato de caracterizar as antenas para diversas aplicações no mundo real,

definir sua aplicabilidade de uma antena para determinados serviços de telecomunicações bem como para validar o procedimento de projeto das antenas.

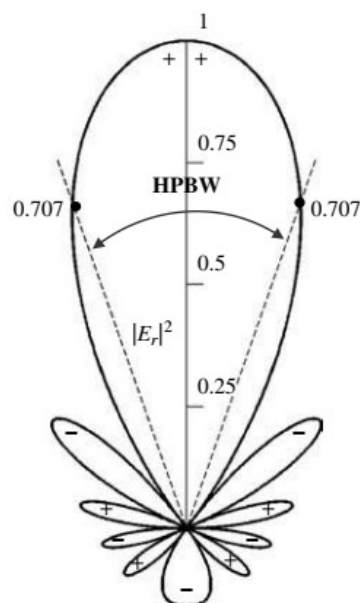
3.1. Diagrama de Irradiação

Em Balanis (2014) o diagrama de radiação de uma antena é definido como uma função matemática ou representação gráfica das propriedades de radiação das antenas em função das coordenadas espaciais. Dentre as propriedades de radiação, uma de interesse prática é a distribuição bi ou tridimensional da energia irradiada em função da posição do observador ao longo de um percurso ou superfície de raio constante.

Na Figura 1, está representada o diagrama de campo em escala linear mostrando magnitude do campo elétrico ou magnético em função da angulação espacial, o parâmetro de largura de feixe de meia potência (HPBW) é definido como a região entre dois ângulos de um plano que contém o maior feixe no qual onde as retas que contêm o ângulo que passa pelo ponto no qual a intensidade é metade do valor do feixe.

A determinação do padrão de irradiação de uma antena em sistemas RFID possibilita a determinação da sua zona de interrogação, que é toda a sua área de cobertura de troca de informação entre a *tag* e o *interrogator*.

Figura 1- Padrão de irradiação da antena



Fonte: Balanis, 2014

Para Balanis (2014) a intensidade de radiação é definida para uma dada direção a

potência irradiada por unidade do ângulo sólido ($d\Omega = \sin\theta \cdot d\theta \cdot d\phi$) sendo o cálculo da intensidade em uma dada direção é obtido pela multiplicação da distância pela densidade da radiação, ou ainda pode ser definido como a potência radiada por ângulo sólido conforme a Equação 3.1:

$$U = r^2 W_{rad} \quad (3.1)$$

É importante salientar que intensidade é um parâmetro de campo distante.

Já diretividade é definida como a razão da intensidade de radiação, em uma dada direção, pela média da intensidade de radiação total em todas as direções, de acordo com Equação 3.2, como sendo,

$$D = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (3.2)$$

Pode-se interpretar a Equação 3.2 como sendo a razão da intensidade de radiação de uma antena qualquer pela intensidade de radiação de uma antena *isotrópica*. A diretividade também pode ser calculada tomando a antena de dipolo de meia-onda como referência.

Conforme definido por Batista (2004, p.15), consideram-se práticas de gestão do conhecimento as atividades que reúnam as seguintes características: 1) são executadas regularmente; 2) sua finalidade é gerir a organização; 3) baseiam-se em padrões de trabalho; 4) são voltadas para produção, retenção, disseminação, compartilhamento ou aplicação do conhecimento dentro das organizações. Assim, as atividades ligadas a gestão do conhecimento são aquelas que de alguma forma têm como objetivo a produção antecipada ou posterior de algum ativo a ser utilizado nos demais processos organizacionais.

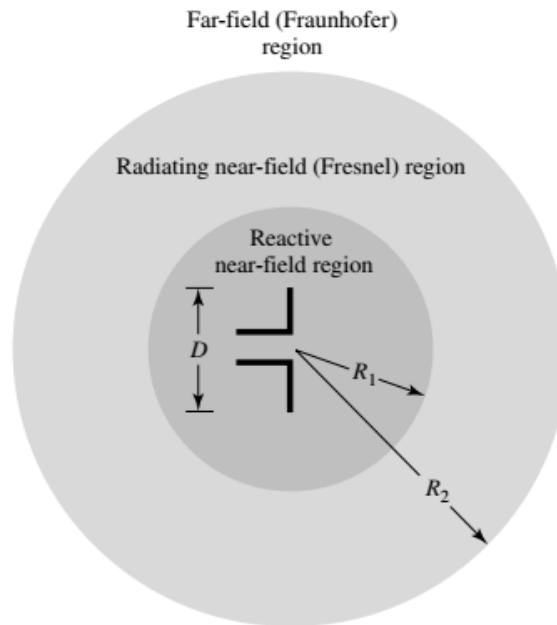
Para Choi, Poon e Davis (2008) mais importante que identificar uma prática de trabalho específica, é entender como práticas de trabalho são aplicadas em conjunto com outras práticas complementares. Percebe-se que a incidência de atitudes direcionadoras à gestão do conhecimento não podem estar retidas em um único setor, ou em uma atividade exclusiva, sendo imprescindível que as práticas estejam correlacionadas, permeando todo o ambiente organizacional.

3.2. Regiões do campo

O espaço ao redor de uma antena é dividido em três regiões: campo próximo reativo, campo próximo radiante(Fresnel) e campo distante(Fraunhofer).A Figura 2 ilustra essas regiões. Em Balanis(2014) o campo próximo reativo é definido como a região imediatamente

ao redor da antena a qual é predominante na região de raio R_1 menor que $0,62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$, onde D é a maior dimensão da antena e λ é o comprimento de onda

Figura 2- Regiões de uma antena



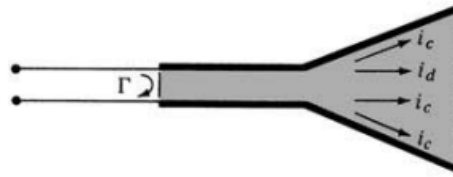
Fonte: Balanis,2014

Já a região de campo próximo radiante é a região cujo o raio R_2 é maior que R_1 e menor que $\frac{2D^2}{\lambda}$. Enquanto que a região de campo distante (Fraunhofer) é definida a região do campo onde a distribuição do campo angular é independente da distância da antena onde o raio interno desta região é igual a $\frac{2D^2}{\lambda}$.

3.3. Eficiência das antenas e Ganho

A eficiência das antenas visa através de números adimensionais quantificarem as perdas da antena, tais como perda na alimentação e na estrutura interna da antena. Na Figura 3 mostra uma ilustração das perdas em cada região da antena sendo verificada que há perdas de retorno do sinal, na condução dos condutores e no dielétrico.

Figura 3- Tipos de perdas existentes na antena



Fonte: Balanis, 2014

A eficiência geral da antena é dada conforme a Equação 3.3.

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (3.3)$$

Na qual:

e_0 = eficiência total

e_r = eficiência de reflexão = $(1 - |\Gamma|^2)$

e_c = eficiência de condução

e_d = eficiência do dielétrico

Onde Γ é denominado coeficiente de reflexão da tensão nos terminais da antena. Conforme Balanis (2014) os valores de e_c e e_d podem ser determinados experimentalmente, no entanto, não podem ser separados. Logo, é mais conveniente escrever a eficiência total como na Equação 3.4.

$$e_0 = e_{cd}(1 - |\Gamma|^2) \quad (3.4)$$

Sendo e_{cd} é a eficiência da radiação da antena.

Outra medida útil para descrever o comportamento da antena é o ganho, esse parâmetro leva em conta tanto a diretividade quanto a eficiência da antena (A.Balanis, 2014).

O ganho (G) em uma dada direção é definido como a razão da intensidade de radiação que deve ser obtida se a potência recebida pela antena foi irradiada isotropicamente, ou ainda de acordo com Milligan (2005) é a habilidade da antena de direcionar a potência de entrada

nos seus terminais em radiação em uma determinada direção. A Sua expressão matemática é encontrada na Equação 3.5.

$$G = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (3.5)$$

No qual:

P_{in} = potência na entrada da antena

$U(\theta, \varphi)$ = intensidade de radiação em uma dada direção

3.4. Métodos de medição de parâmetros de Antena

As medidas de antenas visam validar os parâmetros que os modelos matemáticos fornecem. Para Balanis (2016), o modo de medição é mais conveniente é a antena operando no modo de recepção, já que as antenas podem obedecer ao princípio da reciprocidade, por isso, as características como ganho, diagrama de radiação e dentre outros da antena em modo de recepção será idênticas ao modo transmissão.

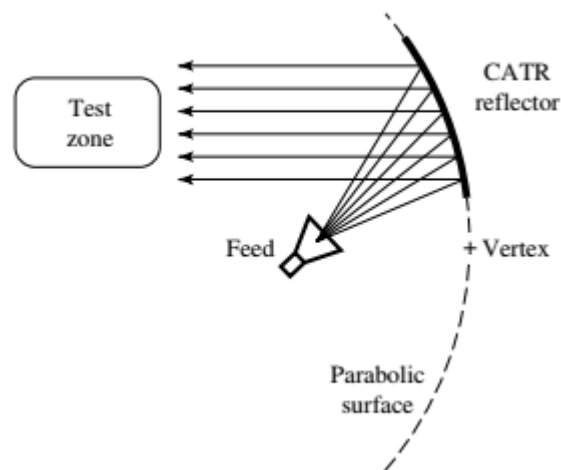
Para Huang *et al*(2008), as medições mais importantes são do padrão de irradiação e a impedância, a impedância pode ser valorado para uma faixa definida de frequência de operação da antena. Ainda Huang *et al*(2008) afirma que as medições do padrão da antena são realizadas geralmente na região do campo distante, no qual a variação da fase da frente da onda através da abertura da antena de teste é menor que $2,5^\circ$.

De acordo com Balanis (2016) classifica a infraestrutura para medição de antenas em campos exteriores e interiores. Campo exterior é medição feita ao tempo, isto é, sem proteção das condições ambientais, enquanto que a medição de campo interior são medições realizadas em espaço curto, isto é, possui restrição de espaço. Há dois tipos básicos de campo de antenas utilizados, que são os campos de reflexão e os campos de espaço livre, no caso de medição por campo de reflexão a altura da antena fonte é ajustada de modo que o campo refletido no solo e o campo que atinge a antena em teste (campo direto) se combine construtivamente. Enquanto que os campos de espaço livre são projetados para inibir as interferências das circunvizinhanças, nesses métodos incluem campos elevados, campos inclinados, câmara anecóica, campos compactos e campo de campo eletromagnéticos próximos.

As câmaras Anecóicas permitem um ambiente controlado; protegendo as medições contra variações climáticas e interferências eletromagnéticas, ela possui as suas paredes cobertas com absorvedores RF, cuja espessura varia inversamente proporcional à frequência de operação.

Medidas de antenas de microondas requerem ondas planares uniforme, o que pode ser feita na região de campo distante e, portanto, exige grandes distâncias, esse requisito pode ser alcançado por campo compacto de medida de antenas (*CATR*), esse dispositivo gera ondas planas em uma distância curta, que consiste em uma antena emissora de ondas em direção a um refletor paraboloide, o qual converte a onda esférica incidente em ondas planares em uma distância em até 20m. (BALANIS, 2016). Na Figura 4 é ilustrado a forma como é sintetizado as ondas planas no *CATR*.

Figura 4- Campo compacto de medidas de antenas

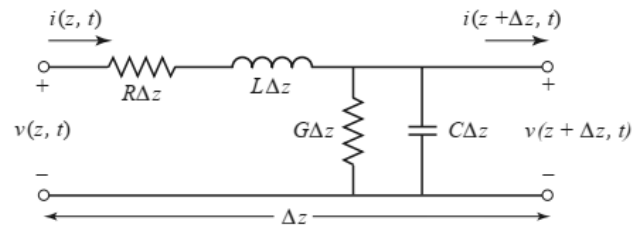


Balanis(2016) cita que campo compacto possui algumas desvantagens como radiação direta da fonte em direção à antena teste e difração nas bordas do refletor.

3.5. Impedância de entrada e Carta de Smith

O casamento de impedância entre a antena e a linha de alimentação visa otimizar a transferência de potência para a antena. A diferença básica entre a teoria dos circuitos e a teoria da linha de transmissão é o tamanho elétrico. A teoria dos circuitos considera que a rede é muito menor que o comprimento de onda, enquanto que a teoria da linha de transmissão considera o tamanho da rede na ordem de frações a vários comprimentos de onda. Na Figura 5, mostra o circuito equivalente de uma linha de transmissão, na qual é ilustrada uma corrente $i(z, t)$ em uma linha de transmissão, assim como, os parâmetros de perdas como resistências (R), indutância (L) e a condutância (G) por comprimento da linha.

Figura 5- Circuito equivalente de uma linha de transmissão



Fonte: Pozar, 2012

Com aplicação das leis de Kirchhoff, pode se obter uma equação de onda para tensão e corrente conforme as Equações 3.6 e 3.7.

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \quad (3.6)$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \quad (3.7)$$

A partir das Equações 3.6 e 3.7 é possível obter a equação da impedância de uma linha de transmissão com perdas de acordo com a posição conforme a Equação 3.8.

$$Z_{ent} = Z_0 \left[\frac{Z_C + Z_0 \tan(\gamma z)}{Z_0 + Z_C \tan(\gamma z)} \right] \quad (3.8)$$

Em que:

Z_0 = impedância característica da linha

Z_C = impedância da carga

z = distância do ponto de interesse

γ = constante de propagação

Fica evidente pela equação que a impedância de entrada é influenciada pela posição, ou seja, à distância e a frequência de operação, isso pode ser utilizado para métodos de casamento de impedância da linha de microfitas com uma antena *patch*.

A carta de Smith é um gráfico útil para análise e soluções de problemas de linha, o gráfico é composto por círculos baseado no coeficiente de reflexão que calcula a variação da

impedância da linha de transmissão conforme se move ao longo da linha.

Conforme Pozar (2012) a carta fornece uma ferramenta para análise de fenômenos sem necessidade de cálculos numéricos detalhados. Ela é desenhada em círculos do raio constante, sendo o raio igual ou menor que o módulo do coeficiente de reflexão $|\Gamma| \leq 1$. Considerando que no coeficiente de reflexão, Γ , sempre está presente a impedância características da linha como variável, e no intuito de utilizar um gráfico para qualquer tipo de linha, então, a carta é baseada na normalização da impedância da carga.

Na Equação 3.9 é visto a normalização da impedância de carga Z_L , enquanto que a Equação 3.10 é mostrado o coeficiente de reflexão com a impedância da carga normalizada pela impedância característica cada linha.

$$z_c = \frac{Z_L}{Z_o} = r + jx \quad (3.9)$$

$$\Gamma = \frac{z_c - 1}{z_c + 1} = \Gamma_r + j\Gamma_i \quad (3.10)$$

Em quem:

z_c = impedância da carga normalizada.

Z_L = impedância da carga.

r = resistência normalizada

x = reatância normalizada

Z_o = impedância característica da linha.

Γ = coeficiente de reflexão.

Γ_r = parte real do coeficiente de reflexão

Γ_i = parte imaginária do coeficiente de reflexão

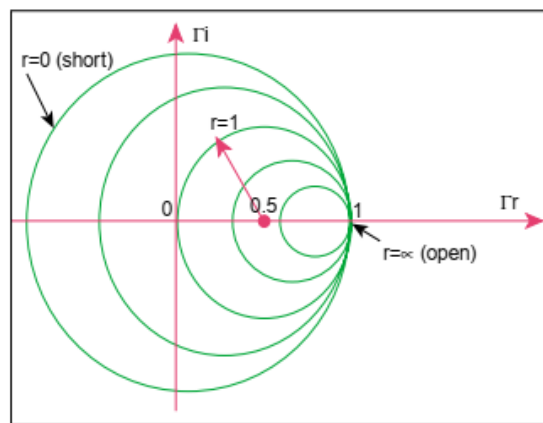
A substituição da Equação 3.9 nas 3.10 e igualando os termos e com alguns arranjos resulta nas Equações 3.11 e 3.12.

$$\left[\Gamma_r - \frac{r}{1+r} \right]^2 + \Gamma_i^2 = \left[\frac{1}{1+r} \right]^2 \quad (3.11)$$

$$[\Gamma_r - 1]^2 + \left[\Gamma_i - \frac{1}{x}\right]^2 = \left[\frac{1}{x}\right]^2 \quad (3.12)$$

As Equações 3.11 e 3.12 estão na mesma forma das equações geral do círculo, possibilitando criar círculos de resistências e reatâncias normalizadas conforme a Figura 5 e 6, respectivamente.

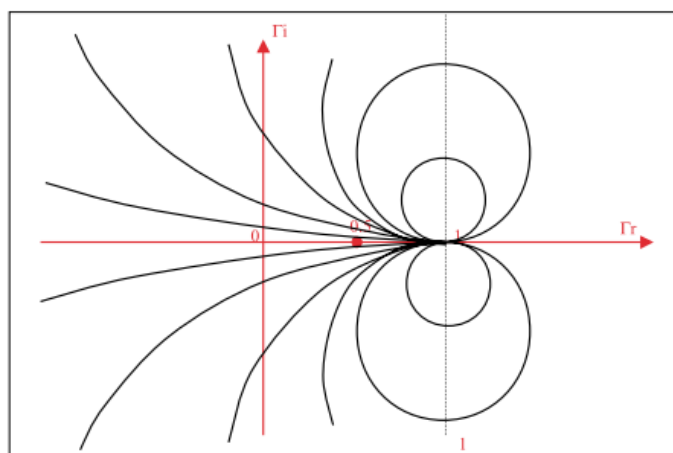
Figura 6- Carta de Smith com círculos de resistências normalizados



Fonte: CHAN et.al, 2000

Todos os pontos ao longo dos círculos da Figura 5 possuem as mesmas resistências normalizadas. Na Figura 7 apresenta as curvas (cor preta) nas quais a reatância normalizada é constante.

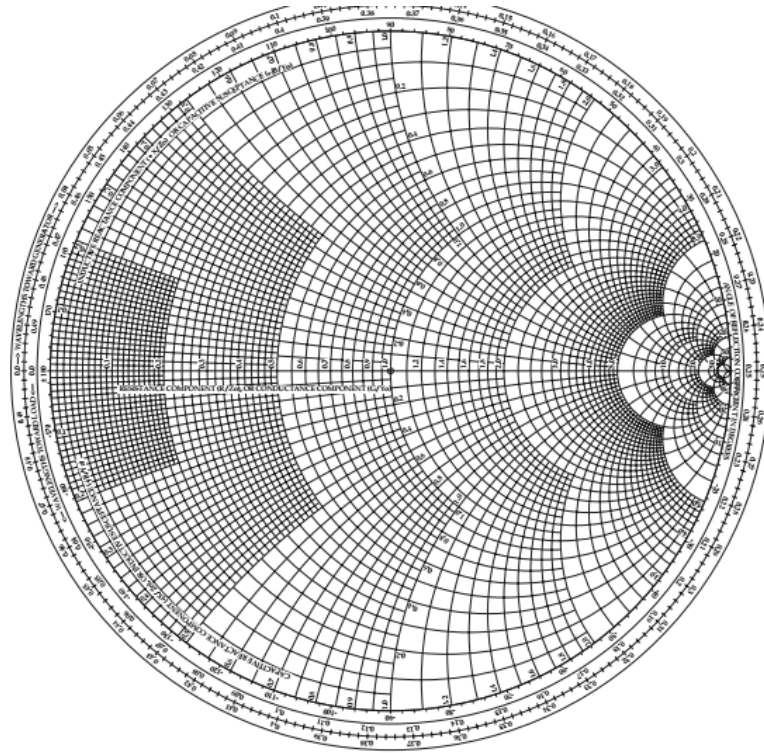
Figura 7- Curvas da carta de Smith de reatâncias normalizadas



Fonte: CHAN et.al, 2000

Na Figura 8 tem a ilustração da carta de Smith completa com diversas curvas. A carta de *smith* possui três escalas na periferia do círculos externos que são postas por conveniência. Ele é desenhado dentro de um círculo unitário ($|\Gamma| \leq um$) (SADIKU, 2012). A real utilidade da carta de *Smith* é a possibilidade de fornecer o coeficiente de reflexão a partir das impedâncias (admitâncias) normalizadas e vice-versa usando as impedâncias (admitâncias) fornecidas na carta (POZAR, 2012).

Figura 8- Carta de Smith com diversas curvas de carga normalizada.



Fonte: Pozar, 2012

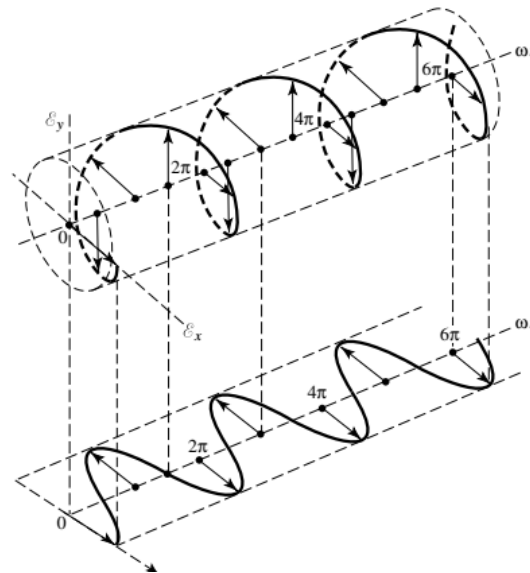
Outra utilidade da carta de *Smith* é a possibilidade de calcular o casamento de impedância de uma linha com a carga no final da linha.

Uma volta completa na carta equivale a uma distância de meio comprimento de onda. Movimento no sentido horário na carta representa um deslocamento na linha em direção ao gerador, semelhantemente deslocamento no sentido anti-horário na carta equivale a um deslocamento na linha em direção à carga. (SADIKU, 2012).

3.6. Polarização e Perda de retorno

A polarização é a propriedade do campo eletromagnético com a variação do tempo descreve sua intensidade e direção do vetor campo elétrico, especificamente o traço que a extremidade do vetor campo elétrico realiza considerando um observador fixo no eixo com a mesma direção de propagação da onda. Na Figura 9 tem uma representação de uma onda com polarização elíptica.

Figura 9- Onda com Polarização elíptica



Fonte : Balanis, 2014

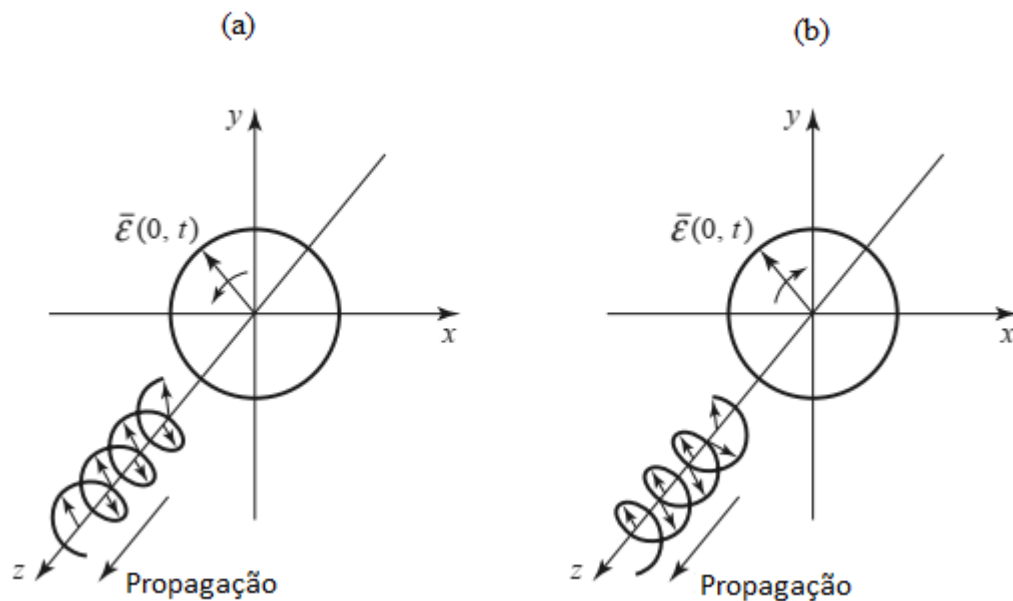
A polarização pode ser ainda definida como a curva traçada pela ponta do vetor que representa o campo instantâneo. De acordo com Balanis (2016) A polarização da onda pode ser definida em termos da onda emitida e da onda recebida por uma antena.

A polarização da onda irradiada é definida como a polarização da onda plana no campo distante da antena na direção radial da antena, enquanto que a polarização da onda incidente é definida como a polarização da onda plana na qual resulta na maior potência nos terminais da antena (BALANIS, 2016).

A polarização de mão-direita (RHCP) ocorre quando os dedos da mão direita estão no sentido de rotação do campo elétrico e o polegar aponta no sentido de propagação do campo, já para a polarização de mão-esquerda (LHCP) ocorre exatamente quando os dedos da mão direita estão no sentido de rotação do campo elétrico o polegar aponta no sentido oposto da propagação do campo (POZAR, 2012).

Na Figura 10, mostra duas situações para rotação do vetor campo elétricas em $x=0$, na letra (a) o campo gira no sentido anti-horário e na letra (b) no sentido horário.

Figura 10- Polarização do campo elétrico (a) Polarização de mão-direita e (b) Polarização de mão-esquerda



Fonte: Pozar, 2012 (adaptado)

Um campo elétrico no domínio do tempo se propagando no sentido negativo do eixo z pode ser definido de acordo com a Equação 3.13

:

$$E(z; t) = \hat{a}_x E_x(z; t) + \hat{a}_y E_y(z; t) \quad (3.13)$$

Os campos harmônicos instantâneos no eixo x e y podem ser representados conforme a Equação 3.14:

$$\begin{aligned} E_x(z; t) &= E_x \cos(\omega t + kz + \phi_x) \\ E_y(z; t) &= E_y \cos(\omega t + kz + \phi_y) \end{aligned} \quad (3.14)$$

Em que:

E_x = Amplitude do campo elétrico no eixo x

E_y = Amplitude do campo elétrico no eixo y

A polarização linear de um campo harmônico no qual o vetor do campo elétrico em um determinado ponto é sempre orientado na mesma linha reta para todo instante de tempo. A

diferença de fase entre os campos no eixo x e y da Equação 3.14 para polarização linear é dada pela Equação 3.15:

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = n\pi, \quad n = 0,1,2,3, \dots \quad (3.15)$$

A polarização circular de um campo harmônico pode ser definida como sendo o traçado circular realizado pelo vetor do campo elétrico, para qualquer instante de tempo, em um determinado ponto do espaço. A diferença de fase entre os campos no eixo x e y da Equação 3.14 para polarização circular é dada por (BALANIS 2016).

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \left\{ +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi - \left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, \quad n = 0,1,2,3, \dots \right. \quad (3.16)$$

O sinal positivo e negativo da Equação 3.16 é aplicado para polarização de mão-direita e mão esquerda, respectivamente.

Segundo Karmakar (2010), em sistemas de RFID a polarização linear apresenta melhor diretividade e maior penetração do feixe. Já a polarização circular em sistemas de RFID diminui a penetração do feixe do sinal, mas devido ao aumento da largura do feixe há aumento da área de cobertura. A polarização circular tem a vantagem de possibilitar o uso de vários RFID próximos sem interferência.

A perda de retorno (RL) visa observar a faixa de frequência de operação da antena. Este parâmetro indica a razão entre a quantidade de potência que é refletida pelos terminais da antena em função da potência inserida nos terminais da antena. É plotado em função da frequência e expresso pela Equação 3.17 (POZAR, 2012)

$$RL = -20 \log \log |\Gamma| \quad (3.17)$$

A letra gama Γ representa o coeficiente de reflexão da onda. A perda de retorno pode também ser obtida por meio da matriz de espalhamento (matriz S) por esta ser uma melhor representação das medidas de ondas incidentes, refletidas e transmitidas (POZAR, 2012).

3.7. Largura de banda e Frequência de ressonância

A largura de banda pode ser definida como uma faixa de frequência que contém uma frequência central (que normalmente é frequência de ressonância do dipolo) na qual as características da antena estão dentro de valores aceitáveis, ou ainda, pode ser definido como a faixa de frequência na qual certas características da antena se adequa a um padrão

especificado, também pode ser definida como a razão entre a frequência superior e inferior da faixa aceitável de operação da antena (BALANIS, 2016).

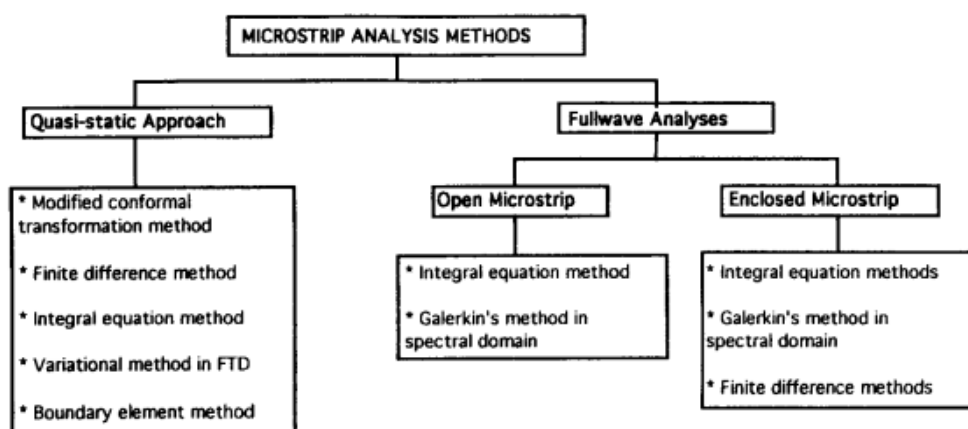
Para aplicações de antenas, a largura de banda é a região na qual a perda de retorno é igual ou inferior a -10dB , já a frequência de ressonância é definida como sendo a frequência onde há a menor perda de retorno para uma determinada largura de banda.

4. Métodos de análise de Estrutura planar

Segundo Pozar (1992) os métodos de análise do comportamento de antenas convencionais, assim como antenas de microfita, tem a vantagem de reduzir o custo, tempo de implantação e assim aperfeiçoar parâmetros.

Gupta (1996) cita que os principais objetivos das análises de linhas microfita são calcular a impedância características e a constante de propagação. Gupta (1996) ainda cita que os tipos de análise de estruturas planares dividem se em dois grupos principais, sendo os métodos aproximados quase-estático no qual as ondas eletromagnéticas são tratadas como onda TEM, isto é, tanto o campo magnético quanto o elétrico são perpendiculares à direção de propagação e a impedância característica é calculada a partir da capacitância eletrostática da linha. Essa é adequada para a frequência de operação abaixo da banda X. A Figura 11 ilustra os principais métodos de análise de linhas de microfita.

Figura 11- Classificação dos diferentes métodos de análises de Microfita



Fonte: Gupta, 1996

Já os métodos de onda completa levam em conta a natureza híbrida no modo de propagação da onda eletromagnética. Apesar da análise de onda completa ser mais complexa, no entanto, através dela pode se obter as variações da impedância características e da

velocidade de fase com a frequência da onda.

4.1. Método quase estático

Na prática as ondas eletromagnéticas nas linhas de microfita se propagam com modos TE e TM . A análise quase-estática considera o modelo de propagação como sendo o modo TEM puro e as características da microfita são calculadas considerando as capacitâncias estáticas da estrutura.

Considerando o C_α que a capacitância por unidade de comprimento da microfita considerando o substrato o ar, e C que é capacitância por unidade de comprimento da microfita considerando o substrato presente (GUPTA,1996), a impedância da linha de microfita pode ser calculada conforme a Equação 4.1.

$$Z_{0m} = Z_{0m}^a \left(\frac{C_\alpha}{C} \right)^{1/2} \quad (4.1)$$

Na qual:

Z_{0m}^a = Impedância características da microfita sem dielétrico.

C_α = Capacitância por unidade de comprimento da microfita sem dielétrico

Onde $Z_{0m}^a = 1 / (cC_\alpha)$ e c é a velocidade da luz no espaço livre.

4.1.2. Método de transformação conforme modificado

Esse método considera uma transformação da microfita um capacitor com duas placas paralelas, que podem ser calculadas pela derivada logarítmica da função de θ_4 e do parâmetro $k = K' / K$, conforme a Equação 4.2.

$$z = - \frac{2hK}{\pi} \frac{d}{dz'} \ln[\theta_4(z', k)] \quad (4.2)$$

Sendo $K = K(m)$ e $K' = K'(m)$ são integrais completas de primeira ordem de módulo m . A razão W/h pode ser encontrada conforme as Equações de 4.3.a 4.5.

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \frac{d}{d\zeta} \ln[\theta_4(\zeta, k)] \quad (4.3)$$

$$dn^2(2k\zeta) = \frac{E(m)}{K(m)} \quad (4.4)$$

$$Z_{0m}^a = \frac{1}{2} \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{K'}{K} \quad (4.5)$$

Onde μ_0 e ε_0 são a permeabilidade magnética e permissividade elétrica no espaço livre, Z_{0m}^a é a impedância da linha de microfita com o dielétrico substituído pelo ar. $E(m)$ é integral elíptica completa de segunda ordem e dn é função elíptica jacobiana. A derivada logarítmica da função $\theta_4(\zeta, k)$ é dado pela série exponencial da Equação 4.6.

$$\frac{d}{d\zeta} \ln[\theta_4(\zeta, k)] = 4\pi \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n\pi\zeta)}{e^{(2nk)} - e^{(-2nk)}} \quad (4.6)$$

Para a resolução desse conjunto de equação para calcular a razão de W/h, a partir de um dado valor de Z_{0m}^a pode se achar o valor de K'/K , o módulo m é encontrado por valores tabelados de K'/K , com o valor de m é possível calcular os valores de $E(m)$ e $K(m)$. Em seguida é calculado o valor de ζ na equação 4.4, logo com os valores de ζ e $k = K'/K$, encontra-se o valor de W/h com as Equações 4.3 e 4.6

4.1.3. Método de diferença finita

Gupta (1996) cita outro tipo de análise quase-estática é através das soluções numéricas das equações de Laplace na forma de diferenças finitas. O método das diferenças finitas é mais adequado para microfita fechadas. Assim como a espessura da microfita pode ser incluída nas análises. Os potenciais nos pontos A,B,C e D da Figura 4.2 nas proximidades do ponto P é dado conforme as Equações 4.7 a 4.10.

$$\phi_A = \phi_P - \frac{\Delta\partial\phi}{\partial x} + \frac{\Delta^2}{2!} \frac{\partial^2\phi}{\partial x^2} - \frac{\Delta^3}{3!} \frac{\partial^3\phi}{\partial x^3} + \dots \quad (4.7)$$

$$\phi_B = \phi_P + \frac{\Delta\partial\phi}{\partial x} + \frac{\Delta^2}{2!} \frac{\partial^2\phi}{\partial x^2} + \frac{\Delta^3}{3!} \frac{\partial^3\phi}{\partial x^3} + \dots \quad (4.8)$$

$$\phi_C = \phi_P - \frac{\Delta\partial\phi}{\partial y} + \frac{\Delta^2}{2!} \frac{\partial^2\phi}{\partial y^2} - \frac{\Delta^3}{3!} \frac{\partial^3\phi}{\partial y^3} + \dots \quad (4.9)$$

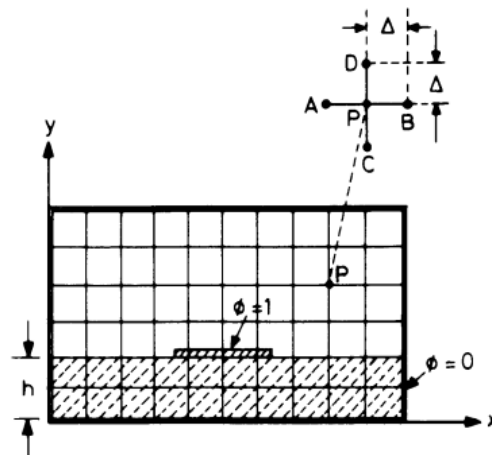
$$\phi_D = \phi_P + \frac{\Delta\partial\phi}{\partial y} + \frac{\Delta^2}{2!} \frac{\partial^2\phi}{\partial y^2} + \frac{\Delta^3}{3!} \frac{\partial^3\phi}{\partial y^3} + \dots \quad (4.10)$$

Desconsiderando os valores de ordem superiores e considerando $\frac{\partial^2\phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2\phi}{\partial y^2} = 0$, resulta na Equação 4.11.

$$\phi_A + \phi_B + \phi_C + \phi_D \cong 4\phi_P \quad (4.11)$$

Uma das formas de solucionar a Equação 4.11 é baseada nos métodos das relaxações, com a imposição de um valor inicial para ϕ em todos os pontos da malha conforme a Figura 12 (GUPTA, 1996).

Figura 12- configuração de microfita fechadas para análises pelo método de diferenças finitas



Fonte: Gupta, 1996

Finalmente, resultado é modificado sucessivamente conforme a Equação 4.12:

$$new \phi_p = old \phi_p - \alpha R_p \quad (4.12)$$

Em que :

α = Constante que determina a velocidade da convergência

Já R_p é denominado o valor residual e é calculado conforme a Equação 4.13.

$$R_p = \phi_p - \frac{(\phi_A + \phi_B + \phi_C + \phi_D)}{4} \quad (4.13)$$

Logo, o cálculo é executado até que seja alcançado erro desejado, a velocidade de convergência é determinada pela constante α . Segundo Gupta (1996) os potenciais próximos à fronteira entre dielétrico e o ar precisam ser alterados. Tendo os valores dos potenciais da malha da Figura 11 é possível obter a carga conforme a Equação 4.14.

$$Q = \epsilon_0 \epsilon_r \oint E_n \cdot d_s \quad (4.14)$$

A integral da Equação 4.14 deve incluir a microfita que está em análise. Sendo que a capacitância é calculada pela razão entre a carga e tensão. As Equações de 4.7 a 4.14 são aplicadas considerando a microfita com o dielétrico e o dielétrico substituído pelo ar, no intuito de calcular os valores C e C_a , respectivamente (GUPTA, 1996).

4.2. Métodos de onda Completa

Os modelos de onda completa, por sua vez, utilizam formulações matemáticas mais sofisticadas, não consideram o método empírico e exigem um maior esforço computacional. Uma das formas de se aplicar estes modelos é analisar o domínio espectral. Os métodos de análise neste domínio são numericamente precisos e mais simples do que outros métodos no domínio do espaço. A escolha do modelo a ser utilizado depende não só do problema a ser resolvido como também da necessidade (BALANIS, 2014) (SILVEIRA, 2016).

Para Gupta (1996) a análise de onda completa leva em conta o modo híbrido de propagação na linha. Uma das vantagens da análise de onda completa é demonstrar o comportamento dispersivo da linha de microfita, como a variação da impedância características e da velocidade de fase em função da frequência. Enquanto as análises quase estáticas procuram obter os valores de capacitância, os métodos de onda completa buscam obter a constante de propagação. Em frequência abaixo de 5GHz os resultados obtidos das análises quase-estática coincide com os métodos de onda completa. Esses métodos são realizados considerando a linha de microfita como um retângulo fechado ou abertos, para isso são utilizadas as séries ou integrais de Fourier respectivamente (GUPTA, 1996).

5. Antenas de Microfitas

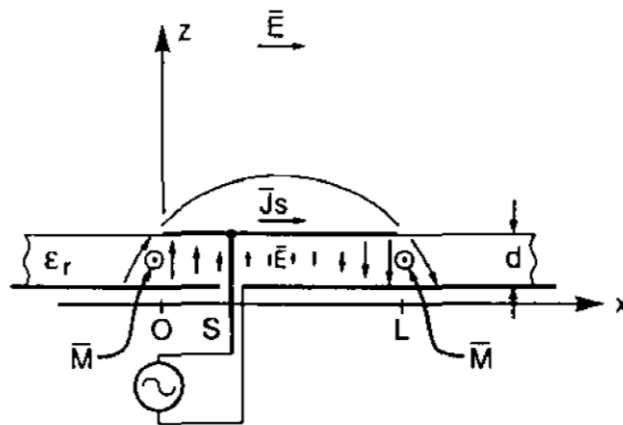
Uma antena de microfita consiste de um metal sobre um substrato o qual possui um

plano de terra no lado oposto do substrato (MILLIGAN, 2005). Considerando uma antena de microfita retangular com alimentação por sonda, conforme na Figura 13, operando no modo de transmissão, haverá uma tensão entre a sonda e o plano de terra, o que leva o surgimento de corrente no patch ($\underline{J_s}$), um campo elétrico vertical entre o patch e o plano de terra (\underline{E}) e correntes magnética (\underline{M}) (POZAR, 1992).

Os patches consistem em placas de metal suspensas sobre grandes planos terrestres, sendo possível excitar a cavidade de diversas maneiras. Correntes elétricas fluem na placa e no plano terra ao redor da antena, e estes irradiam. Se usarmos sondas verticais para excitar a antena a partir de linhas coaxiais, as correntes que fluem nestas irradiam e adicionada ao padrão (MILLIGAN, 2005).

Segundo Pozar (1992) há duas formas de interpretar a radiação da antena, uma delas é considerar a antena como uma cavidade com duas fendas irradiantes localizadas em $x=0$ e $x=L$ (Figura 13) com correntes magnéticas equivalentes nessas fendas radiando na presença do terra, outra forma de interpretar a radiação é devido a densidade de corrente ($\underline{J_s}$) no *patch* com a presença do terra no dielétrico.

Figura 13- Corte transversal da alimentação da antena e distribuição do campo elétrico na sua estrutura



Fonte: Pozar, 1992

Uma antena de microfita é basicamente composta por um elemento radiante metálico conhecido como *patch* o qual possui espessura muito menor que o comprimento de onda no espaço livre, impresso sobre um dielétrico cuja espessura d está sobreposta ao plano de terra de conforme é ilustrada na Figura 13. A permissividade elétrica do dielétrico e a sua altura (d) possuem influência no desempenho da antena (BALANIS, 2016).

No geral a espessura do dielétrico é menor que 5% do comprimento de onda da onda no espaço livre, o que leva a considerar o componente do campo elétrico paralelo ao plano de terra relativamente muito pequeno no dielétrico (POZAR, 1992).

Para Wentworth (2009) as frequências de operação em projetos de engenharia de micro-ondas está entre 1 GHz a 40 GHz.

A antena de microfita tem sido aplicada em sistemas que requerem antenas com baixo peso, baixo custo e perfil reduzido (POZAR, 1992).

Há diversos tipos de dielétricos que são utilizados atualmente nas antenas de microfita, o que vai depender do tipo de aplicação. De acordo com Balanis (2016) dielétricos finos com alta permissividade são requeridos para aplicação de circuito de microondas onde é desejável ter campos confinados e menos acoplamento entre microfita.

Pozar (1992) mostra que a largura de banda da antena de microfita aumenta à medida que aumenta a altura do dielétrico(d) e, diferentemente, diminui com o aumento da permissividade relativa do dielétrico.

As principais perdas que as antenas de microfita possuem são as perdas de condução, as perdas no dielétrico e as perdas devido às ondas de superfície (POZAR, 1992).

As desvantagens da antena de microfita são a baixa eficiência, baixa potência, largura de banda estreita, no entanto, é possível aumento da eficiência com a altura do dielétrico levando em conta que o aumento da altura do dielétrico leva o surgimento de ondas de superfície (BALANIS, 2016).

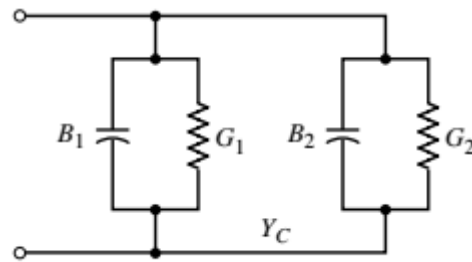
5.2. Modelo da Linha de transmissão aplicado antena *patch*

O modelo de linha de transmissão aplicado na antena *patch* modela a antena como sendo um circuito linha de transmissão aberta com uma pequena carga na extremidade final. Esse modelo é mais preciso para dielétrico mais fino, isto é, para “ d ” pequeno (POZAR, 1992).

Em Balanis (2016) cita que o modelo de linha de transmissão aplicado juntamente com o modelo da cavidade ressonante a antena de microfita retangular pode ser representada como duas fendas, cada fenda com largura W e altura h , separadas por uma distância L , já considerando o modelo da linha de transmissão a antena é representada, basicamente, por dois *slots* separada por uma linha de transmissão de comprimento L de baixa impedância características(admitância característica).

De acordo com Balanis (2016) o circuito equivalente da antena de microfita retangular pode ser dado conforme a Figura 14. Sendo as duas admitância em paralelo representando as aberturas (*slots*)

Figura 14- Modelo de linha de transmissão da antena de microfita



Fonte: Balanis, 2016

Em que a admitância de entrada, isto é, a primeira fenda (terminais) é dado pela Equação 5.1 :

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad (5.1)$$

Sendo:

G_1 = Condutância da entrada da antena

B_1 = Susceptância da entrada da antena

A condutância e susceptância são dadas pelas Equações 5.2 e 5.3, respectivamente:

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \quad \frac{h}{k_0} < \frac{1}{10} \quad (5.2)$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0,636 \ln \ln (k_0 h)] \quad \frac{h}{k_0} < \frac{1}{10} \quad (5.3)$$

Na qual:

W = Largura da microfita

λ_0 = Comprimento de onda no espaço livre

h = Altura do dielétrico

k_0 = Constante de onda

Para obter a admitância total de entrada da antena é necessário transferir a admitância da segunda fenda Y_2 para a entrada da antena, que no caso é a primeira fenda: conforme a Equação 5.4.

$$Y_{in} = Y_1 + \tilde{Y}_2 \quad (5.4)$$

Na qual:

\tilde{Y}_2 = Admitância da segunda fenda refletida para os terminais da antena (primeira fenda)

Em que a admitância da segunda fenda transferida para os terminais da antena é dada conforme a Equação 5.5..

$$\tilde{Y}_2 = G_1 - jB_1 \quad (5.5)$$

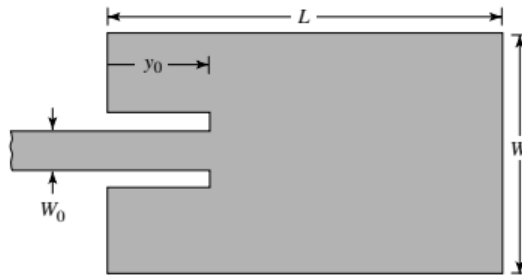
Logo, a admitância de entrada pode ser calculada a partir da Equação 5.6.

$$Y_{in} = Y_1 + \tilde{Y}_2 = G_1 + jB_1 + G_1 - jB_1 = 2G_1 \quad (5.6)$$

Segundo Balanis (2016) é possível adicionar no cálculo da admitância de entrada da antena a condutância mútua entre as duas fendas, mas, para antenas típicas a condutância mútua entre as duas fendas é pequena em relação a condutância própria da fenda de entrada (G_1).

Da Equação 5.2 é possível afirmar que para pequenos valores de h a impedância de entrada da antena independe de h , outra observação pode ser feita da Equação 5.6 na qual a impedância de entrada da antena diminuí com o aumento da largura da antena W , uma vez que G_1 é diretamente proporcional a largura W (BALANIS, 2016).

Tem sido demonstrado que a impedância de entrada da antena pode ser alterada com a implementação de uma inserção de linha de microfita na antena patch como é mostrado na Figura 15, denominado de *inset feed*, na qual o seu comprimento é denotado como y_0 .

Figura 15- Inserção de linha de microfita em antena *patch*

Fonte: Balanis, 2016

No intuito de obter casamento de impedância das antenas de microfita, é necessário que a parte imaginária da admitância da antena seja anulada. Considerando que a admitância da linha de microfita que alimenta a antena seja maior que a admitância de entrada da antena e considerando uma antena ressonante, utilizando a Figura 15 como referência, a impedância de entrada da antena depende da distância de y_0 conforme a Equação 5.7.

$$R_{in}(y = y_0) = R_{in}(y = 0) \cos \cos \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right)^2 \quad (5.7)$$

Em que:

L = comprimento da antena *patch*

Outros autores têm trabalhado para encontrar umas equações para a resistência de entrada da antena de microfita, conforme pode ser visualizada na Equação 5.8 na qual é possível encontrar a resistência de entrada da antena *patch* ressonante para comprimento L e largura W (JACKSON et.al, 1991).

$$R_{in} \approx 90 \frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \left(\frac{L}{W} \right)^2 (\Omega) \quad (5.8)$$

Na qual;;

ϵ_r = Permissividade do dielétrico

Outro parâmetro importante na teoria das linhas de transmissão é a impedância características da linha de microfita, que é demonstrado na Equação 5.9, a equação relaciona a impedância características de uma linha de microfita com sua largura (W), a altura do

dielétrico (h) e a permissividade efetiva ϵ_{eff} (BALANIS 2016).

$$Z_c = \left\{ \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \ln \left[\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right] \right\}, \quad \frac{W_0}{h} \leq 1$$

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{W_0}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1,444 \right) \right]}, \quad \frac{W_0}{h} > 1$$
(5.9)

A impedância característica de uma linha é útil no método de casamento de impedância por transformador de quarto-de-onda, na qual uma linha que alimenta uma carga puramente resistiva e que ao mesmo tempo possui comprimento igual a um quarto de onda (no caso de microfita posta em dielétrico considera o comprimento da onda que se propaga no dielétrico), pode ser facilmente encontrada conforme a Equação 5.10. Considerando uma linha de alimentação qualquer conectada a um transformador de quarto-de-onda com impedância igual a Z_{feed} que, por sua vez, alimenta uma carga R_L , logo, a impedância característica do transformador é calculada conforme a Equação 5.10

$$Z_C = \sqrt{Z_{feed} R_L} \quad (5.10)$$

Em que:

Z_C = Impedância característica do transformador

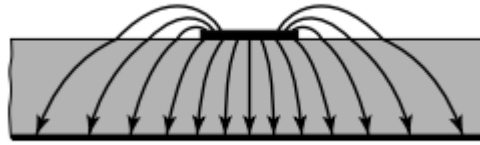
Z_{feed} = Impedância do alimentador

R_L = Resistência de uma carga conectada ao transformador

5.2.1. Efeito dos campos de bordas na antena *patch*

Devido às dimensões finitas da antena de microfita, o campo eletromagnético nas extremidades ultrapassa a fronteira da antena conforme a Figura 16 detalha (BALANIS, 2016).

Figura 16- Configuração do campo elétrico no *patch*

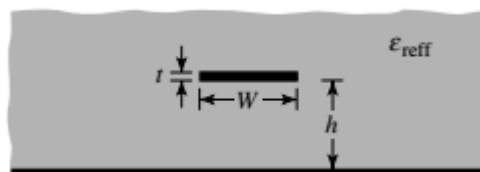


Fonte: Balanis, 2016

A quantidade de campo irradiado para além dos extremos da antena é em função das dimensões da antena, W , L e h . É possível diminuir o campo nas bordas da antena com o aumento da razão L/h , porém, deve-se atentar para a frequência de ressonância que se queira projetar.

Pelo fato dos campos se propagarem no dielétrico e no ar, é introduzida uma constante dielétrica efetiva, definida como uma constante dielétrica uniforme de modo que a microfita imersa nesse dielétrico possui as mesmas características elétricas (constante de propagação), que a microfita impressa no substrato. Na Figura 17 ilustra uma antena de microfita imersa no dielétrico com permissividade efetiva

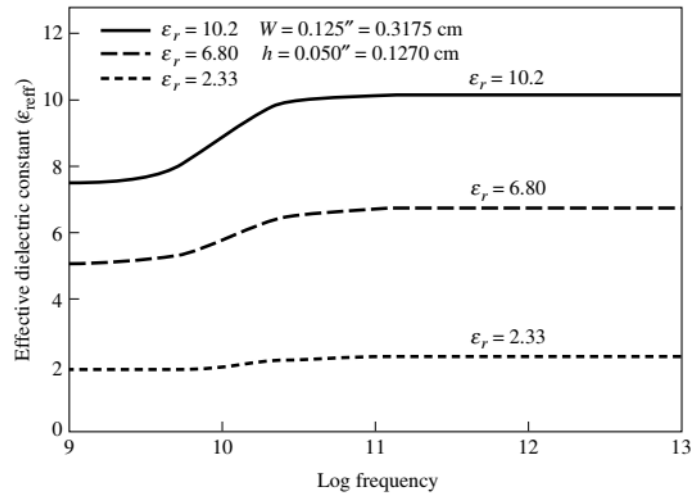
Figura 17- *Patch* inserido no dielétrico com permissividade efetiva



Fonte: Balanis, 2016

A medida que a frequência de operação aumenta a constante dielétrica efetiva se aproxima do valor real da permissividade do dielétrico, conforme é ilustrada na Figura 18, o que evidencia o aumento de linhas de campo no dielétrico a medida que aumenta a frequência de operação (BALANIS, 2016).

Figura 18- Influência da frequência de operação na permissividade efetiva



Fonte: Balanis, 2016

Para frequências baixas a permissividade efetiva é praticamente constante e menor do que a permissividade relativa do substrato, porém, na medida em que a frequência aumenta a constante efetiva aumenta até valores muito próximos da permissividade relativa do dielétrico. Para baixas frequências a permissividade efetiva é calculada conforme a Equação 5.11.

$$\epsilon_{r\epsilon f} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1} \quad (5.11)$$

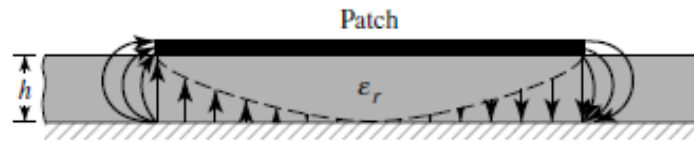
Na qual :

W= Largura da antena

h = é altura do dielétrico

A Figura 19, pode se notar que a maior parte do campo encontra se no dielétrico, no entanto demonstra que os campos nas suas extremidades possuem curvaturas entre o *patch* e o plano de terra que geralmente denominado como franjamento, isto introduz um aumento do comprimento elétrico da antena acima do seu comprimento físico (BALANIS 2016).

Figura 19- Vista lateral da antena de microfita e franjamento



Fonte: Balanis, 2016

. Os campos de bordas nas extremidades da antena ao longo do comprimento da antena são influenciados pelas dimensões da altura do substrato (h) e do comprimento da antena (L), logo, é possível relacionar a constante dielétrica efetiva com a variação efetiva do comprimento L dado pela relação da Equação 5.12 (BALANIS, 2016).

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (5.12)$$

A frequência de ressonância para o modo TM_{010} da antena considerando os campos de bordas é calculada de acordo com a Equação 5.13.

$$(f_{rc})_{TM010} = \frac{1}{2(L + 2\Delta L) \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \quad (5.13)$$

Na qual:

μ_0 = permeabilidade magnética do vácuo

ϵ_0 = permissividade do vácuo

Para Milligan (2005) os campos de bordas do patch para o plano terra excitam facilmente onda de superfície de ordem mais baixa de modo TM_0 que não possui corte de baixa frequência.

5.3. Modelo da cavidade ressonante para antena de microfita

Assim como o modelo de linhas transmissão para antenas patch, o modelo de cavidade permite simplificações na modelagem, mas, apesar da simplificação é possível encontrar informações importantes como eficiência, impedância e largura de banda. (POZAR, 1992).

Os campos entre o patch e o plano de terra podem ser calculados com boa aproximação, considerando a antena limitada por duas paredes elétricas (condutor perfeito) na parte inferior e superior e por paredes magnéticas nas laterais conforme a Figura 20.

Figura 20- Características do campo eletromagnético. (a) Parede elétrica, (b) Parede Magnética

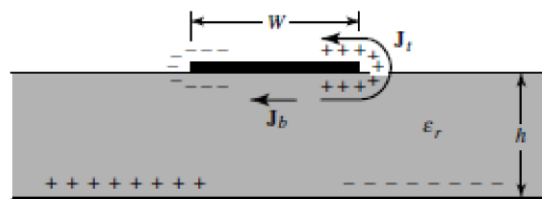


Fonte: Sterr, 2019

A imposição de paredes magnéticas nas laterais da antena no modelo de cavidade torna-se mais preciso para substratos mais finos, isto implica que para dielétricos mais finos o fator Q é maior (POZAR, 1992).

Quando o patch é energizado surge uma distribuição de cargas na parte inferior e superior do patch assim como no plano de terra conforme representado na Figura 21.

Figura 21- Distribuição de carga e densidade de corrente no patch



Fonte: Balanis, 2016

Balanis (2016) cita que a densidade de corrente J_b para maioria das antenas práticas é dominante, isto se dá pela pequena razão entre $h/w \ll 1$, no entanto, essa densidade de corrente pode diminuir com o aumento da razão h/w . Na prática, devido a densidade de corrente J_t não ser exatamente zero, há campo magnético tangente na extremidade do patch. Porém, na maioria das antenas a corrente J_b é dominante, mesmo assim, uma pequena corrente ainda flui em direção às extremidades da antena para a parte superior da microfita, porém, a condução dessa corrente diminui na medida em que a razão h/W diminui. Portanto, por se tratar de valores pequenos que podem ser desprezados, boas aproximações são obtidas

considerando paredes laterais como condutores perfeitamente magnéticos. O modelo de cavidade para antena com paredes magnéticas e elétricas e sem levar em consideração as perdas no material não há emissão de onda da cavidade impossibilita calcular as amplitudes dos campos elétricos e magnéticos, sendo assim, uma cavidade sem radiação, então, para possibilitar o cálculo das intensidades dos campos elétrico e magnético da antena patch é inserido artefato de perda na antena. Para levar em conta a perdas no modelo de cavidade pode ser considerado uma tangente de perda efetiva δ_{eff} .

Balanis (2016) ainda cita que devido a espessura da microfita ser pequena as ondas de campo geradas no dielétrico ao chegar na extremidade do *patch* é consideravelmente refletida e não radiada. No entanto, devido a altura do substrato ser muito menor do que o comprimento de onda no substrato, isso permite considerar variação do campo ao longo da altura do dielétrico constante, e ao mesmo tempo, considerar o campo elétrico aproximadamente perpendicular ao *patch*. Logo, a antena pode ser considerada como duas paredes perfeitamente elétrica (superior e inferior) e quatro paredes ao redor da antena como sendo perfeitamente magnética, logo, permite se considerar campos na cavidade ressonante como sendo campos transversais magnéticos (TM).

Considerando o campo elétrico perpendicular a superfície da placa metálica, cavidade truncada na mesma dimensão do patch, preenchida com um material de permissividade ϵ , tem que o vetor potencial A_x satisfaz a Equação 5.14 de onda homogênea:

$$\nabla^2 A_x + k^2 A_x = 0 \quad (5.14)$$

Considerando para somente modos TM e aplicando condições de contorno apropriadas, temos que os campos elétricos e magnéticos dentro da cavidade são:

$$E_x = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2 \right) A_x \quad (5.15)$$

$$E_y = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y} \quad (5.16)$$

$$E_z = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial z} \quad (5.17)$$

$$H_x = 0 \quad (5.18)$$

$$H_y = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial z} \quad (5.19)$$

$$H_z = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial y} \quad (5.20)$$

Aplicando condições de fronteira pode-se encontrar uma relação da frequência de ressonância em função dos modos e suas características geométricas, ilustrado na Equação 5.21.

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (5.21)$$

Na qual:

L = Comprimento do patch

H=altura do dielétrico

W= Largura do patch

m,n e p: números inteiros que representa os modos ressonantes na cavidade

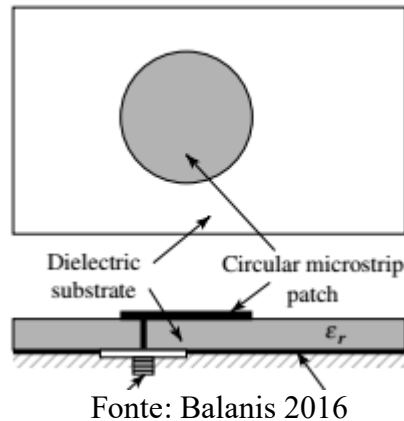
5.4. Técnicas de alimentação de antenas de microfita

Dentre os mais diversos, existem quatro métodos de alimentação mais comumente utilizados em antenas de microfita, sendo eles: sonda coaxial, linha de microfita, acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade. (BALANIS, 2016)

Na alimentação por sonda coaxial, ilustrada na Figura 22, o condutor interno de um cabo coaxial é conectado ao patch da antena de microfita enquanto a malha externa é ligada ao plano de terra. De acordo com Balanis (2016) esse método possui baixa radiação espúria, mas apresenta largura de banda estreita. Segundo Pozar (1992) alimentação por sonda coaxial tem a desvantagem de inserir radiação com polarização cruzada.

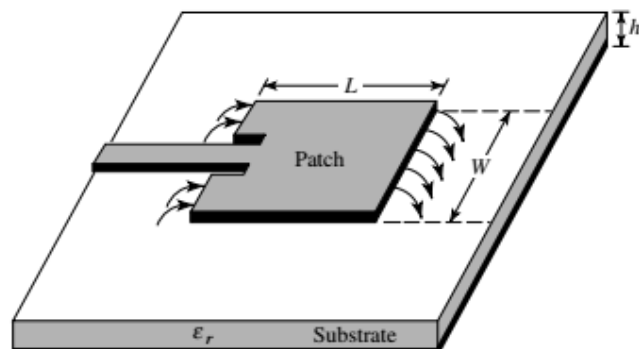
A localização do ponto de conexão do patch determina o casamento de impedância na frequência desejada. Possui largura de banda estreita e não é indicada para substratos de alta espessura (GARG et al., 2001).

Figura 22- Alimentação da antena *patch* com sonda coaxial



Na Figura 23 é ilustrada uma linha de alimentação de microfita ligada ao *patch* no mesmo plano e que, usualmente, possui largura muito menor que a do *patch*. A alimentação por linha de microfita é fácil de construir de forma simultânea com o próprio *patch*, de fácil casamento de impedância por meio do controle do *insetfeed* e de fácil modelagem. No entanto, ao passo que a largura da linha aumenta, também há o surgimento de radiação espúria, o que limita a largura de banda para valores entre 2 e 5% e ainda apresenta radiação com polarização cruzada(BALANIS, 2016).

Figura 23- Alimentação por fita de microfita

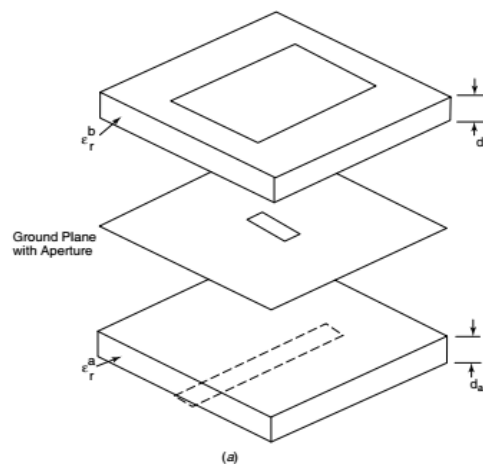


Na Figura 24 é visualizada a técnica de alimentação de acoplamento por abertura, para Balanis (2016) esse método apresenta maior dificuldade para construção e também apresenta largura de banda mais estreita. Em contrapartida, é relativamente fácil de modelar e possui radiação espúria moderada. A estrutura é composta de dois substratos separados por um plano

de terra. Na parte inferior do substrato de baixo há uma linha de alimentação de microfita cuja energia é induzida ao *patch* por meio de uma abertura no plano de terra. Pozar (1992) cita que esse arranjo permite usar um dielétrico fino com alta permissividade para a microfita de alimentação e um dielétrico relativamente espesso com baixa permissividade para a antena (*patch*). O casamento de impedância pode ser calculado ajustando o comprimento da abertura juntamente com a largura da microfita de alimentação. De acordo com Pozar (1992) a alimentação por abertura, o acoplamento máximo ocorre para casos que a abertura encontra-se no centro do *patch*.

Ainda Milligan(2005) cita que deve se alinhar a ranhura perpendicular ao fluxo de corrente para excitação máxima da mesma maneira que slots em guias de ondas e que para excitar o slot insere uma linha de transmissão de microfita através dele perpendicularmente.

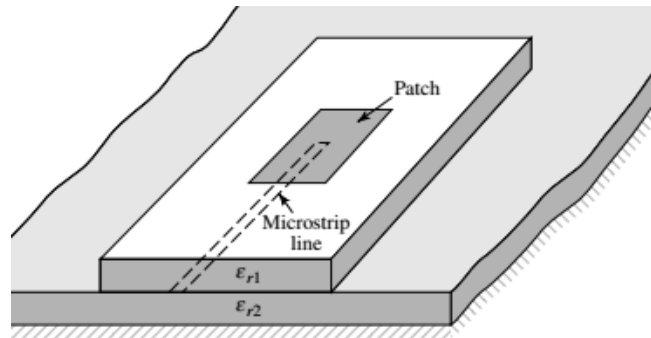
Figura 24- Alimentações com acoplamento por abertura



Fonte: Milligan, 2005

O acoplamento por proximidade é o que possui maior largura de banda dentre os quatro, maior que 13%. Apresenta facilidade de modelagem e baixa radiação espúria. O comprimento e largura do toco de alimentação permitem o controle do casamento de impedância. A Figura 25 ilustra este método de alimentação por acoplamento por proximidade.

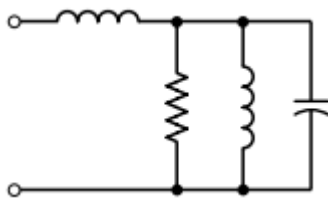
Figura 25- Alimentações com acoplamento por proximidade



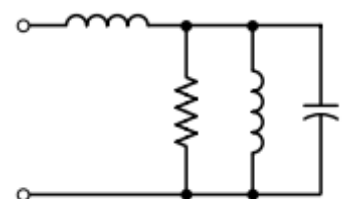
Fonte: Balanis 2016

. Segundo Pozar (1992) o método de alimentação com acoplamento por proximidade apresenta a vantagem da melhoria da largura de banda, uma vez que, torna possível aumentar a espessura do dielétrico o que permite o aumento da largura de banda e, ao mesmo tempo, sem o aumento da radiação espúria. O comportamento capacitivo desse tipo de alimentação é visto na Figura 25(d). Na Figura 26 é possível visualizar os circuitos equivalentes dos métodos de alimentação da antena *patch*.

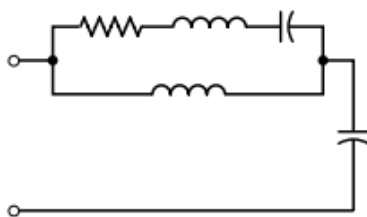
Figura 26- Circuitos equivalentes dos métodos de alimentação de uma antena *patch*. (a) Linha de microfitas, (b) Sonda Coaxial, (c) Acoplamento por abertura, (d) Acoplamento por proximidade



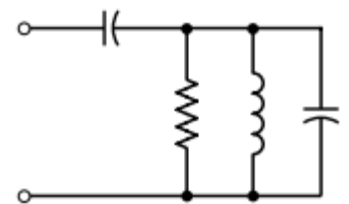
(a)



(b)



(c).



(d)

Nas Figuras 26 (a) ,(b) e (d) circuito RLC em paralelo representa a antena *patch*

enquanto que o elemento indutivo e capacitivo em série representa a alimentador, já na Figura 26 (c) o circuito RLC em série representa a antena.

6. Antenas de dipolo

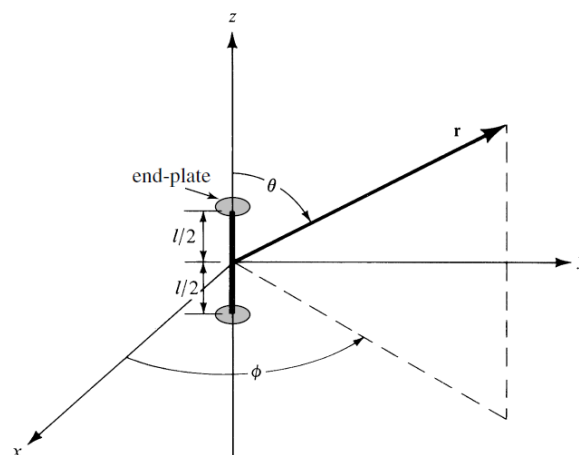
A antena de dipolo está no grupo das antenas frequentemente classificadas como antenas de fio, das quais estão incluídas as antenas de Yagi-Uda, de loop, monopolo, log-periódicas e dentre outras, as antenas de dipolo é as mais simples, baratas e largamente usadas (BALANIS, 2016).

Segundo Huang (2008), a antena de dipolo consiste basicamente de dois fios condutores de comprimento igual ao comprimento de onda.

6.2. Dipolo infinitesimal

Antena de dipolo infinitesimal tem sua definição para a situação onde seu comprimento l , muito menor do que o comprimento de onda, apesar de não ser muito prático em aplicações reais, no entanto, são úteis em casos de modelagem de geometrias mais complexas (BALANIS 2016). Na Figura 27 tem o esquema básico de uma antena de dipolo centrado na origem de sistema de coordenadas tridimensional.

Figura 27- Dipolo infinitesimal



Fonte: Balanis 2016

Considerando um fio condutor da antena de comprimento e raio muito menor que o comprimento de onda irradiada e/ou recebida, pode-se considerar a corrente na antena constante e dado pela seguinte relação:

$$I(z') = \hat{a}_z I_0 \quad (6.1)$$

A Equação 6.1 indica que a corrente na fonte (fio) somente tem componente no sentido do eixo z da Figura 6.1. Logo a partir do vetor potencial que é obtido da fonte de radiação da corrente no fio $I(z')$, e aplicando as ferramentas fornecida pelas equações de Maxwell no vetor potencial, além disso, pelo fato de existir simetria ao longo do ângulo ϕ , considerando que não há variação ao longo desse ângulo, tem-se que os campos resultantes podem ser dados conforme as Equações 6.2 a 6.6.

$$H_r = H_\theta = 0 \quad (6.2)$$

$$H_\phi = j \frac{k I_0 l \sin \theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (6.3)$$

$$E_r = j \frac{I_0 l \cos \theta}{2\pi r^2} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (6.4)$$

$$E_\theta = j\eta \frac{I_0 l \sin \theta}{2\pi r^2} \left[1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \quad (6.5)$$

$$E_\phi = 0 \quad (6.6)$$

Na qual:

l = Comprimento da antena

I_0 = Corrente elétrica

r = distância da origem do sistema de coordenadas a um ponto de observação

k = Número de onda

Aplicando somatória do vetor de Poynting em uma superfície esférica de raio constante é possível achar a potência total irradiada pela antena e encontra a resistência de entrada da antena, portanto, desconsiderando as perdas, a potência irradiada da antena e sua resistência de entrada são calculadas conforme abaixo:

$$P = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi W_r r^2 \sin \theta d\theta d\phi = \eta \frac{\pi}{3} \left| \frac{I_0 l}{\lambda} \right|^2 \left[1 - j \frac{1}{(kr)^3} \right] \quad (6.7)$$

$$R_r = 80\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2 \quad (6.8)$$

Em que:

W_r = Potência radiada em sentido radial

I_0 = Corrente máxima

k = número de onda

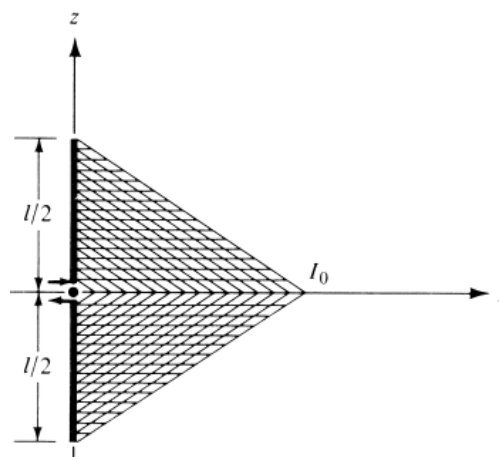
l = comprimento da antena

Segundo Balanis (2016), para uma antena ser considerada infinitesimal o comprimento deve ser muito menor que o comprimento de onda, isto é, $l \ll 0,02 \lambda$.

6.3. Dipolo de comprimento finito

A imposição de um modelo de distribuição de corrente no dipolo tem grande influência no resultado da resistência de radiação (BALANIS, 2016). Balanis (2016) ainda cita que a melhor representação da corrente no dipolo, cujo comprimento (l) varia entre 2 a 10% do comprimento de onda, é a distribuição triangular de corrente conforme a Figura 28.

Figura 28- Distribuição de corrente



Fonte: Balanis, 2016

No entanto, considerando um dipolo com raio idealmente zero e com uma distribuição senoidal no dipolo, o que se aproxima mais da realidade prática, conforme a Equação 6.9.

$$I_z(x' = 0, y' = 0, z') = \{\hat{a}_z I_0 \sin \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - z' \right) \right], 0 \leq z' \leq \frac{l}{2} \hat{a}_z I_0 \sin \sin \left[k \left(\frac{l}{2} + z' \right) \right], -\frac{l}{2} \leq z' \leq 0\} \quad (6.9)$$

A distribuição de corrente da Equação 6.9 mostra que para os pontos extremos do dipolo a corrente é zero, o que experimentalmente tem sido verificado (BALANIS 2016).

A partir da distribuição de corrente da Equação 6.9, e com extensivas manipulações matemáticas a resistência de radiação pode ser encontrada conforme a Equação 6.10.

$$R_r = \frac{\eta}{2\pi} \left\{ C + \ln \ln (kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin \sin (kl) [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] + \frac{1}{2} \cos \cos (kl) \left[C + \ln \ln \frac{kl}{2} + C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right] \right\} \quad (6.10)$$

Na qual:

C_i = Integral de cosseno

C = Constante de Euler

S_i = Integral de seno

Portanto, a resistência de entrada do dipolo finito é dada pela Equação 6.11 (BALANIS, 2016).

$$R_d = \frac{R_r}{\left(\frac{kl}{2}\right)} \quad (6.11)$$

A Equação 6.11 é válida para o caso ideal com a antena sem perda. Segundo Huang (2008) a reatância de entrada da antena dipolo é muito sensível ao raio da antena, com exceção para comprimentos próximos a meio comprimento de onda, outra observação é que quanto menor o raio maiores são as amplitudes da reatância de entrada da antena.

Em se tratando da antena de dipolo de meia-onda, segundo Huang (2008) as vantagens da antena de meio comprimento de onda são radiação omnidirecional no plano-H, a impedância não é sensível ao raio, e possuem impedâncias de entrada próximas as impedâncias características dos cabos de alimentação já padronizadas. Portanto, a impedância da antena de meio dipolo de onda é conforme a Equação 6.12.

$$Z_d = 73 + j42,5 \quad (6.12)$$

Apesar da equação 6.12 ser para dipolo de meia onda de fio condutor, o presente trabalho explora antena de dipolo de meio-onda de microfita, no entanto, o valor da Equação 6.12 já é uma boa aproximação da impedância por fornecer uma ordem de grandeza. Segundo Balanis(2016) a reatância da Equação 6.12 pode ser cancelada com métodos de casamento de impedância ou com a redução gradual do comprimento da antena, uma vez que, esta é função do comprimento

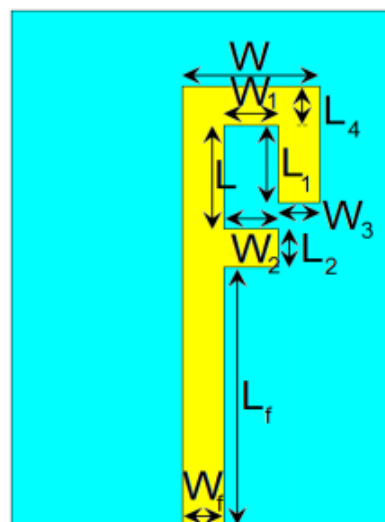
6.3.1. Antena dipolo planar e suas variações

Em se tratando de antenas de dipolo de microfitas, a impedância características da antena possui dependência das características geométricas da antena e do substrato assim como a permissividade do substrato (STEER, 2019).

Em antenas planares a reatância também tende a se tornar capacitiva à medida que sua dimensão é reduzida, assim como nas antenas infinitesimal.

Em Parchin (2019) foi projetado uma antena no formato F em substrato FR-4 operando na faixa de 2,2-2,6 GHz e na faixa de 5,3-6,8 GHz, a antena é visualizada na Figura 29.

Figura 29- Vista superior da antena



Fonte: Parchin, 2019

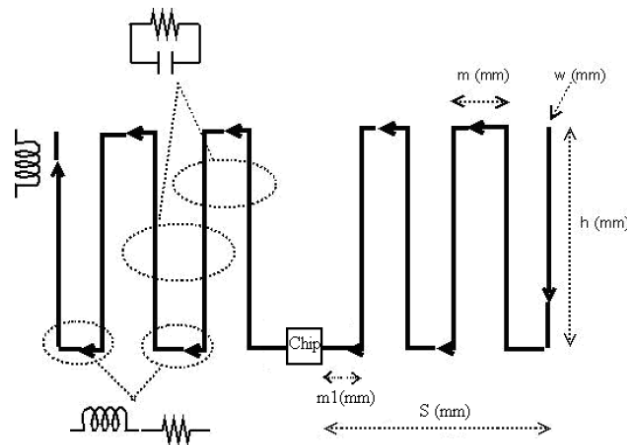
É demonstrado que as dimensões L_1 , W_1 e L_4 influenciam fortemente na ressonância e na perda de retorno na faixa de 2,2-2,6 GHz.

O princípio dos dipolos pode ser utilizado em antenas em formas de zigzague ou mais conhecido com antenas de meandro, que tem o objetivo de preencher o espaço para aplicações

em espaço pequeno, tendo muita utilidade em sistemas RFID.

Segundo Marrocco (2008) as antenas meandro apresentam frequência de ressonância menor do que seu equivalente dipolo em linha reta. A Figura 30 é ilustrada modelo típico de uma antena meandro, sendo possível verificar os acoplamentos entre braços do meandro, nos quais a corrente elétrica percorre em sentido contrário nos braços adjacentes do meandro .

Figura 30- Geometria básica da antena dipolo tipo meandro



Fonte: Xunxun, 2010.

Ainda Marrocco (2008) cita que as linhas horizontais controlam principalmente a resistência de radiação e a corrente nas linhas verticais adjacentes possuem fases opostas, sendo responsáveis por armazenamento de energia e perdas. O comprimento S do meandro pode alcançar facilmente dimensão maior que a metade do comprimento de onda, o que possibilita o ganho do meandro ser próximo do dipolo equivalente.

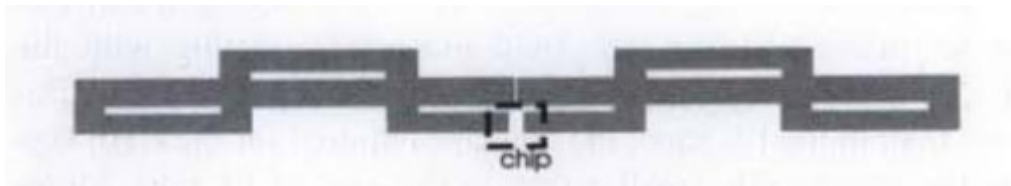
Da mesma forma McCormick (2015) cita que adição de capacitância mútua entre voltas do meandro influenciam tanto a frequência de ressonância como no coeficiente de reflexão. Esse cancelamento de campos nas voltas adjacentes provoca diminuição do ganho das antenas tipo meandro. A redução da largura de banda é outra característica inerente ao meandro.

No trabalho de McCormick (2015) foi projetado quatro tipos de antenas tipo meandro, sendo quadrática triangular, senoidal, que foram projetadas e simuladas em comparação a uma antena planar como referência. Na primeira etapa é mantida a área ocupada das modificações igual a antena de referência, nesse caso, a modificação quadrática apresentou maior deslocamento da frequência de ressonância, isso ocorre pela maior ocupação da antena no dielétrico no formato quadrático, e também maior redução da largura de banda, enquanto que a antena triangular apresentou menores reduções do ganho, da largura de banda e do ganho. Na segunda etapa o autor aplicou reduções proporcionais às suas respectivas variações

da frequência ocorrida na primeira etapa e aplicou na redução das antenas modificadas até à frequência de ressonância da antena de referência, chegando a conclusão que o meandro quadrático apresenta melhor resultado para redução do espaço, mas com maiores impactos negativos no ganho, na largura de banda e no coeficiente de reflexão

Jeon (2006) propõem uma antena dipolo com ranhuras no condutor para operar em duas faixas de frequências de 870 MHz e 2,45 GHz, os ranhuras funciona como “armadilhas” de condução de corrente o que leva o efeito de diminuição do dipolo sendo responsável pela frequência de 2,45GHz, já a frequência de ressonância menor ocorre devido a densidade de corrente no metal, a antena pode ser visualizada na Figura 31.

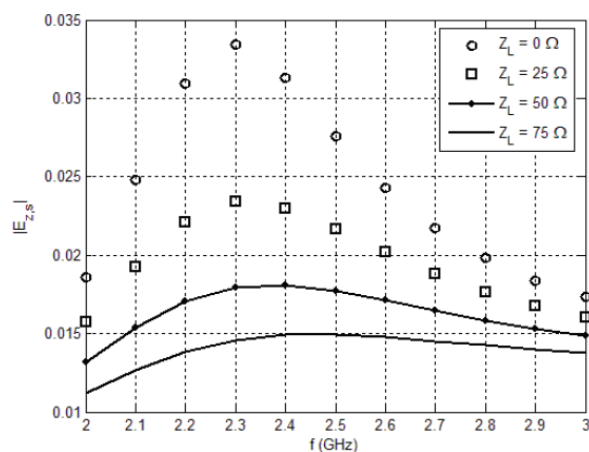
Figura 31- Dipolo com ranhuras para operação dual-band



Fonte: Jeon, 2006

Turco (2010) foi calculado o espalhamento do campo incidente na antena dipolo com aplicação em sistema de identificação por rádio-frequência, mostrando que o menor nível de espalhamento de campo ocorreu quando a antena é conectada em uma carga de 75Ω , que mostra melhor casamento de impedância, o que é uma vantagem para casos de tag com chip, pois esse caso há maior transferência de energia para a bateria do chip. Na Figura 32 é ilustrado o resultado obtido por Turco(2010).

Figura 32- Campo de retroespalhamento para diferentes impedâncias conectadas na antena



Fonte: Turco, 2010

Freitas (2019) foi obtido 18 antenas MMLA com variação na configuração no plano de terra ,o melhor resultado obtido parâmetro S11 foi de -62,6dB, com largura de banda variando de 20MHz a 120MHz.

7. Antenas espirais

Segundo Balanis (2016) a principal característica da antena em escala é a possibilidade de manter constante alguns parâmetros (impedância, padrão de irradiação, polarização e dentre outras) da antena mesmo com mudanças das dimensões físicas caso seja realizada mudança proporcionalmente na operação de frequência

Para Milligan (2005) estruturas em escalas contínuas ou log-periódicas não possuem fim, mas para obter antenas práticas é necessário truncar e isso pode ser feito com pequenos efeitos no padrão da antena e nessas estruturas a corrente é tida como desprezível após a região ativa da antena. O autor ainda cita que é possível encontrar a região ativa com a constante de truncamento que é utilizado para projetar a antena. Outras características presentes nas antenas independem da frequência são a capacidade de não irradiar na direção da expansão da antena, irradiar a maior parte da potência na sua região ativa e as dimensões da região ativa proporcional ao seu comprimento de onda.

Para que estruturas infinitas possuam aplicações práticas é necessário que a corrente diminua à medida que a distância aumente dos terminais de alimentação. Em certo ponto, a corrente é desprezível, portanto, a partir desse ponto a antena pode ser truncada. Logo, a antena truncada obtida possui a frequência de corte inferior, acima da qual, as características de irradiação são similares à estrutura infinita (BALANIS 2016).

Conforme Balanis(2016) uma antena modelada em escala que for completamente especificada por ângulos seu desempenho independe da frequência. Portanto, considere um condutor perfeito envolvido por um meio homogêneo e isotrópico, e sua superfície ou bordas sendo descrito por coordenadas esféricas de acordo com a Equação 7.1:

$$r = F(\theta, \phi) \quad (7.1)$$

Se a antena for dimensionada para uma frequência K vezes menor que a frequência original, a superfície geométrica deve ser feita K vezes maior para manter as mesmas

dimensões elétricas. Portanto a nova superfície é dada pela Equação 7.2.

$$r' = KF(\theta, \phi) \quad (7.2)$$

A invariabilidade de certas características da antena é dada somente pela rotação no sentido do ângulo ϕ . Para alcançar congruência da antena dada pela superfície da Equação 7.1 com a antena descrita pela curva dada na Equação 7.2, é necessário que a superfície dada pela Equação 7.2 sofra uma rotação de um ângulo C , rotação em θ torna-se impraticável já que é considerado que as duas pontas dos alimentadores devem estar posicionado simetricamente ao longo dos eixos $\theta=0,\pi$, logo, conforme a Equação 7.3:

$$KF(\theta, \phi) = F(\theta, \phi + C) \quad (7.3)$$

A Equação 7.3 implica que a igualdade é conseguida pela rotação C que depende do valor da constante K , no entanto, o padrão de radiação sofre uma rotação azimutalmente através do ângulo C , na direção de ϕ . Dessa forma, para uma antena ter características independentes da frequência deve ser projetada obedecendo conforme a Equação 7.4.

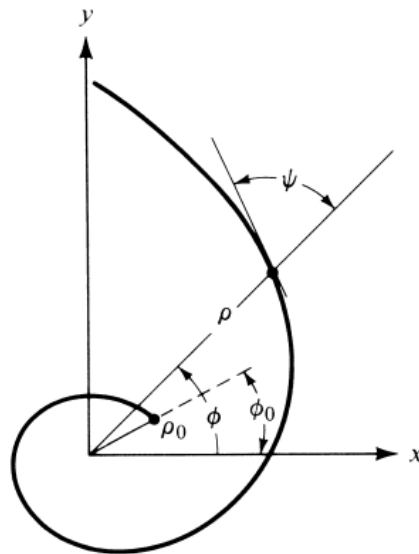
$$r = F(\theta, \phi) = e^{a\phi} f(\theta) \quad (7.4)$$

Na qual:

$$a = \frac{1}{K} \frac{dK}{dC}$$

Conforme Balanis (2016) a antena espiral equiangular pode ser definida como uma antena que sua geometria é baseada por ângulos. Segundo DYSON (1959) a menor frequência de operação ocorre quando o comprimento total da espiral é aproximadamente igual ao comprimento de onda. Na Figura 33 é ilustrada uma antena equiangular única contida no plano cartesiano.

Figura 33- Antena espiral filamentar equiangular.



Fonte: Balanis, 2016

Considerando a antena espiral planar da Figura 7.1, sua geometria é descrita conforme a Equação 7.5.

$$\phi = \tan \psi \ln \left(\frac{\rho}{\rho_0 e^{-a\phi_0}} \right) \quad (7.5)$$

Em que:

ρ = Distância radial em relação à origem

ρ_0 = Distância radial inicial da antena.

ϕ_0 = Ângulo inicial da antena

ψ = Ângulo entre a distância radial ρ e a tangente à espiral

Já uma superfície espiral equiangular sólida pode ser descrita a parte de dois limites da superfície conforme a Equações 7.6, 7.7 e 7.8. A Figura 7.2 ilustra a formação do braço P a partir de ρ_1 e ρ_2 das Equações 7.6 e 7.7.

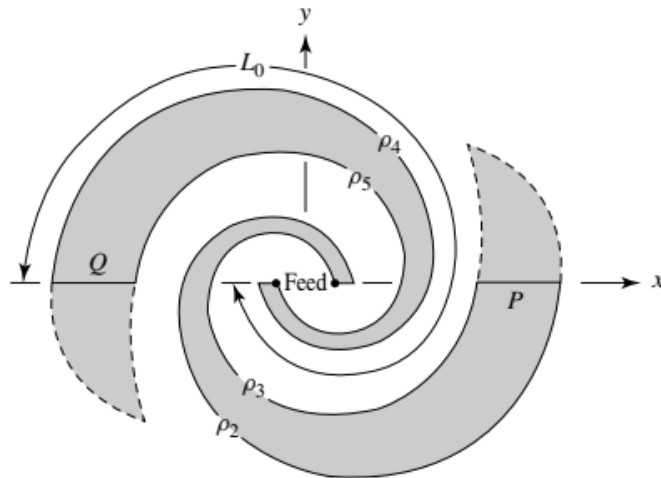
$$\rho_2 = \rho'_2 e^{a\phi} \quad (7.6)$$

$$\rho_3 = \rho'_3 e^{a\phi} = \rho'_2 e^{a(\phi - \delta)} \quad (7.7)$$

$$K = \frac{\rho_2}{\rho_1} = e^{-a\delta} < 1 \quad (7.8)$$

A Figura 34 ilustra uma antena espiral equiangular planar sólida, o braço condutor identificado como Q é formado semelhantemente ao braço P.

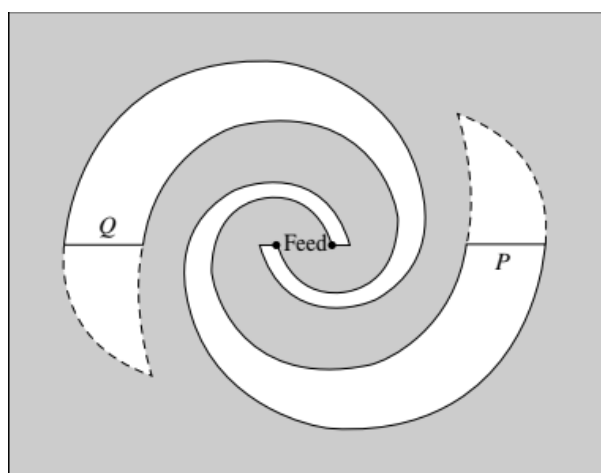
Figura 34- Antena espiral planar



Fonte: Balanis, 2016

A antena espiral planar com cavidade pode ser formada a partir da imagem complementar da espiral da Figura 34, obedecendo ao princípio de *Barbinet*. A antena espiral complementar formada a partir da Figura 34 é ilustrada na Figura 35. Huang et al (2008) afirma que se uma antena é idêntica a sua estrutura complementar a impedância de entrada é independente da frequência.

Figura 35- Antena espiral com cavidade



Fonte: Balanis, 2016

Segundo Dyson (1959), a maioria das características da antena espiral equiangular pode ser especificada apenas pelo comprimento do braço L_0 (Figura 33), a constante a (Equação 7.4) e da constante K . Dyson (1959) afirma que a radiação das antenas espiral com cavidade possui radiação bidirecional em relação ao plano da antena, possuindo polarização circular nas regiões próximas ao eixo do lóbulo principal.

Dyson (1959) afirma também que para frequências na qual o comprimento (braços) da antena equiangular é pequeno em relação ao comprimento de onda a polarização da onda irradiada é linear. Ainda Balanis(2016) afirma que antena de fenda equiangular apresenta menor variação na largura do feixe quando possuem braços mais largos e/ou com espirais de menor taxa de expansão.

Vinayagamoorthy (2011) cita que a antena espiral única possui menor ganho do que uma série de espirais. Em muitas aplicações exigem características unidirecionais como também tamanho reduzido, o que pode ser obtido com cavidades ou material absorvedor, que melhoram a impedância em baixas frequências e a razão axial.

Já em Stutzman (1990) é demonstrado que é possível reduzir as reflexões de corrente nas extremidades do espiral com a aplicação de material absorvedor em formas de anéis nas cavidades de perdas

Em J.H. Wang et al.(1991) demonstra que com a redução da espessura do substrato aumenta o aparecimento de ondas estacionárias e a perturbação do padrão de radiação, o que também dificulta o casamento de impedância. Um tipo de antena espiral planar é a antena de Arquimedes, que é amplamente utilizada devido à dimensão reduzida, baixo peso, alta eficiência, polarização circular, impedância estável e boa largura de banda. As antenas espirais quadráticas parecem ser menos independentes da frequência em altas frequências. Uma das desvantagens das antenas espiral e quadrática é seu comportamento dispersivo.

As principais antenas espirais encontradas na literatura são: espiral quadrática, estrela, espiral de Arquimedes e espiral equiangular.

Segundo Balanis (2016) a antena equiangular com fendas (Figura 34) tem a impedância de entrada convergente com o aumento da frequência e, ao mesmo tempo, se mantém constante para frequências para as quais o braço da espiral é maior que um comprimento de onda.

Dyson (1959) obteve resistência de entrada de um antena equiangular para banda de operação de 700 MHz a 2,5 GHz na faixa de 75 a 100Ω

Segundo Balanis (2016) para antena espiral em fendas radiando no espaço livre, sem dielétrico, para comprimento dos braços da espiral igual ou maior que um comprimento de

faixa de frequências, e manter características como padrão de irradiação, impedância e polarização constante em toda banda operacional. A antena foi projetada tendo em vista aplicações em RFID, com três voltas, para operação em 2,4 GHz, e construída sobre um substrato de papel. Essa antena, diferentemente da antena meandro, que foi alvo de estudo do presente trabalho, a corrente nas seções adjacentes percorrer no mesmo sentido o que evita o cancelamento dos campos e menor degradação da irradiação.

8. Materiais e métodos

No total foram simuladas 7 antenas, uma dipolo convencional identificada como M0 e duas modificações em antenas meandros com uma e duas voltas que foram identificados como M1 e M2, respectivamente, e 4 antenas espirais que foram identificadas como M3, M4, M5 e M6. As antenas foram construídas no substrato FR4 com altura de 1,58mm(h) sem utilização de plano de terra, com a espessura do cobre da antena foi considerado igual a 0,05mm.

Inicialmente foi calculado o comprimento aproximado da onda que se propaga no dielétrico através da Equação 8.1 que é a razão da onda guiada no dielétrico (λ_g) pela raiz quadrática da permissividade efetiva.

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (8.1)$$

Em que:

λ_g = Comprimento da onda guiada no dielétrico

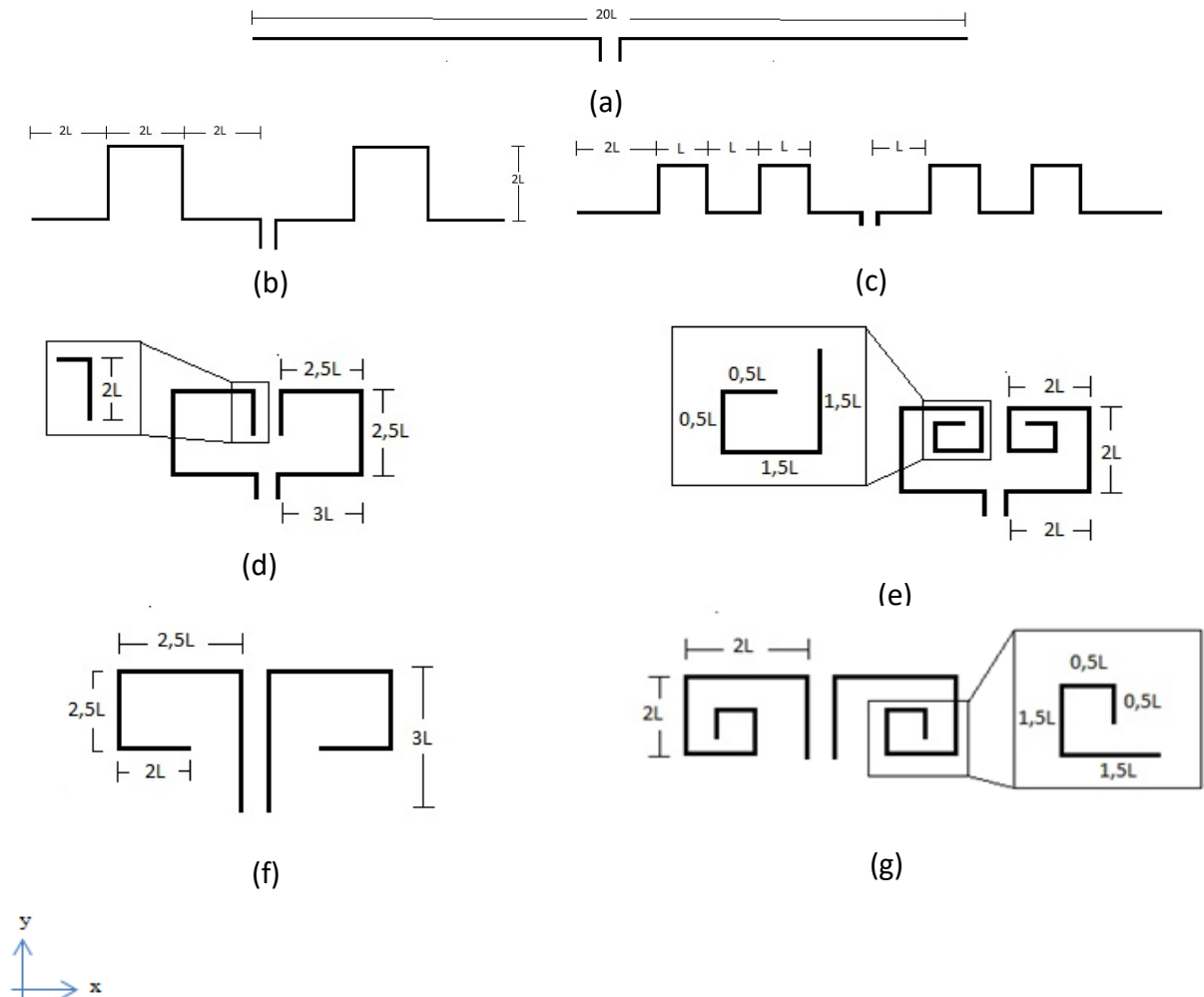
λ_0 = Comprimento da onda eletromagnética no espaço livre

ϵ_{ef} = Permissividade efetiva.

Com o comprimento da onda guiada no dielétrico é possível calcular o comprimento do dipolo de meia onda da antena M0, sendo, aproximadamente, é igual a metade do comprimento da onda guiada (λ_g). Conforme a Figura 37, a partir da antena M0 foi obtido a unidade básica (**L**) para construir as demais antenas, considerando que cada radiador (braço) da antena M0 seja igual dez vezes a unidade básica, as demais antenas foram subdividido em partes menos proporcionais a unidade **L**, de acordo com a Figura 38.

No presente trabalho será considerado a mesma direção dos radiadores como eixo da coordenada x do plano cartesiano e seu eixo vertical como sendo a coordenada y que corresponde a mesma direção dos alimentadores das antenas.

Figura 38- Modificações de antena de dipolo de meia onda. (a) antena dipolo M0, (b) antena meandro M1, (c) Antena Meandro M2, (d) Antena Espiral M3, (e) Antena Espiral M4, (f) Antena Espiral M5, (g) Antena Espiral M6 (Autoria Própria).



Fonte: Autoria Própria

As modificações M1, M2, M3, M4, M5 e M6 foram projetadas no intuito de manter o comprimento total do condutor do M0, visando diminuir o espaço ocupado e com isso, conseguir otimização do espaço ocupado. Esses aspectos de antena de microfitas são fundamentais para aplicações móveis no qual se busca dispositivos miniaturizados como é caso de aplicações diversas do RFID.

As subdivisões são proporcionais a unidade básica L da antena M0 ressonante que ficou como igual a 2,19mm, portanto, as subdivisões das demais seções de todas as antenas modificadas estão organizadas na Tabela 1.

Tabela 1-Unidades básicas das dimensões das antenas

Parâmetro	Resultado (mm)
L	2,19
$3L$	6,58
$2,5L$	5,48
$2L$	4,39
$1,5L$	3,29
$0,5L$	1,09

Fonte: Autoria Própria

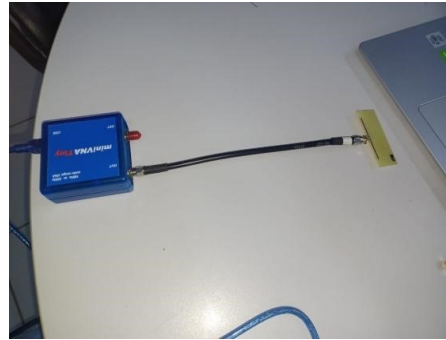
As antenas espirais M4 e M6 devido ao maior empacotamento e a largura da própria microfita, apresenta ligeira diferença nas seções finais em relação às medidas ilustradas da Tabela 1 e todas antenas manteve a simetria em relação a alimentação, isto é, as dimensões de ambos os braços da antena ficaram iguais.

É possível de antemão verificar que a antena M5 teve aumento considerável no eixo vertical já que sua primeira seção é três vezes a unidade básica($3L$). Pela própria topologia das modificações influência no aumento vertical das antenas enquanto diminui sua dimensão horizontal

No *software* HFSS foi imposta excitação entre os radiadores dos dipolos, e com a utilização das ferramentas de interação dos software (optimetric) para alcançar largura e o comprimento do alimentador que tivesse a menor perda de retorno, no simulador as posições de cada seção dos dois radiadores de todas as modificações foram projetada de forma que para cada incremento na largura ou altura dos alimentadores, o mesmo incremento é adicionada nas posições das seções permitindo que estas se desloquem na medida que os alimentadores são modificados.

Após realização dos esboços das antenas no software *HFSS*, foi realizada a fabricação das antenas sob o substrato RF4, em seguida, foi realizada a medição da perda de retorno com VNA(*Vector Network Analyzer*) miniVNA TINY, conforme a Figura 39.

Figura 39-Analisador de redes vetoriais miniVNA TINY



Fonte: Autoria Própria

A faixa de frequência utilizada na medição foi de 1GHz a 3GHz, faixa que atende os requisitos do projeto. de performance da antena para aplicação em sistema RFID.

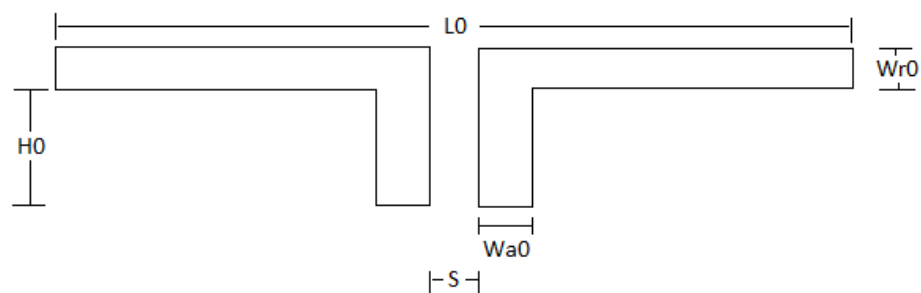
9. Resultados e discussões

Nesse tópico visa finalizar o presente trabalho com os resultados das dimensões físicas das antenas de dipolo de meia onda e suas modificações, assim como, ilustrar os resultados das simulações realizadas no *HFSS* das frequências de ressonância, carta de *Smith* e o padrão de irradiação das antenas desenhadas, assim como, gráficos comparativos da perda de retorno resultado das simulações e das medições.

9.1. Antena dipolo M0

A antena M0 teve um comprimento de cada radiador igual a 21,5 mm, o espaçamento entre os alimentadores $S=1,1\text{mm}$, totalizando um comprimento total considerando o espaçamento dos alimentadores igual a 45,1mm. Na Figura 40, é possível visualizar a antena M0 e suas dimensões.

Figura 40- Antena Dipolo M0



Fonte: Autoria Própria

A Tabela 2 demonstra os resultados das dimensões da antena ressonante em 2,42GHz, sendo ilustrado o comprimento do alimentador (H_0), comprimento total da antena (L_0), a largura do alimentador (W_{a0}) e a largura do radiador (W_{r0}).

Tabela 2- Dimensões resultantes da simulação da Antena M0

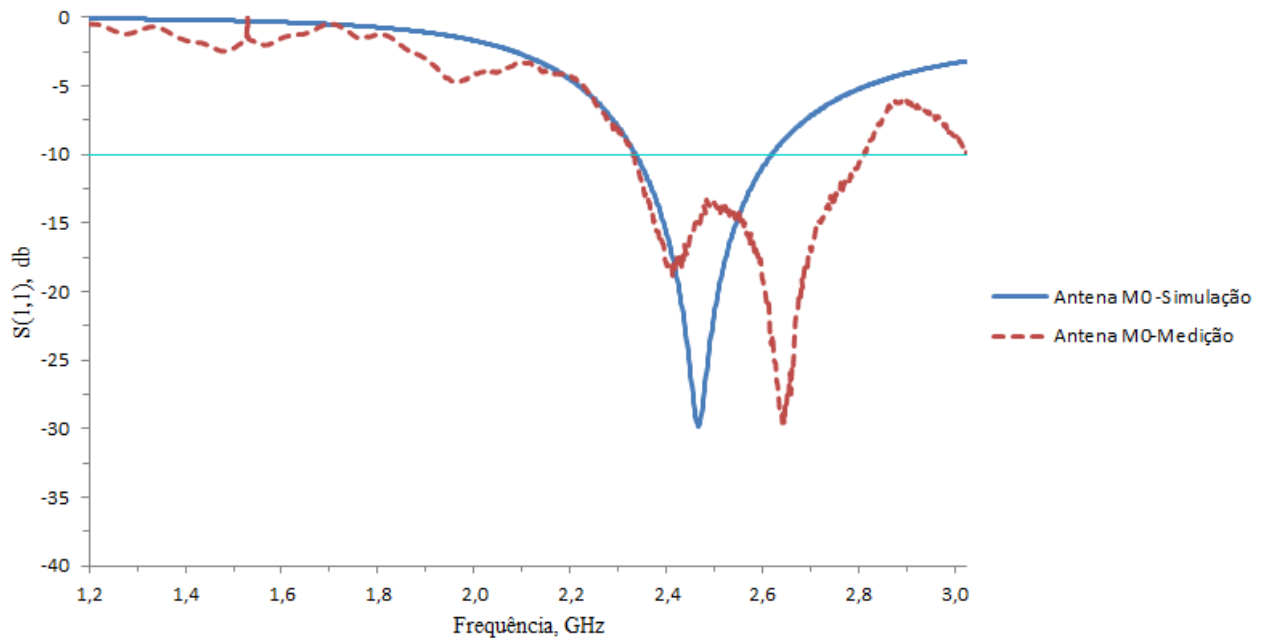
Parâmetro	Resultado (mm)
L_0	43,9
H_0	1
W_{a0}	1,4
W_{r0}	1
S	1,1

Fonte: Autoria própria

Na Figura 41 tem o gráfico comparativo dos valores simulados e medidos em laboratório da perda de retorno da antena M0 , com o menor valor igual a $RL = -29,78$ dB na frequência de 2,45GHz, apresentando largura de banda na faixa de 280MHz(2,32 GHz-2,60 GHz),

Já a medição da perda de retorno apresentou a banda passante igual a 480 MHz, cuja frequências inferior e superior ficaram entre 2,31 GHz a 2,79 GHz respectivamente, a frequência de ressonância ocorre em 2,62 GHz, na qual a perda de retorno resultou em -29,56dB.

Figura 41-Coeficiente de reflexão simulada e medida da antena M0

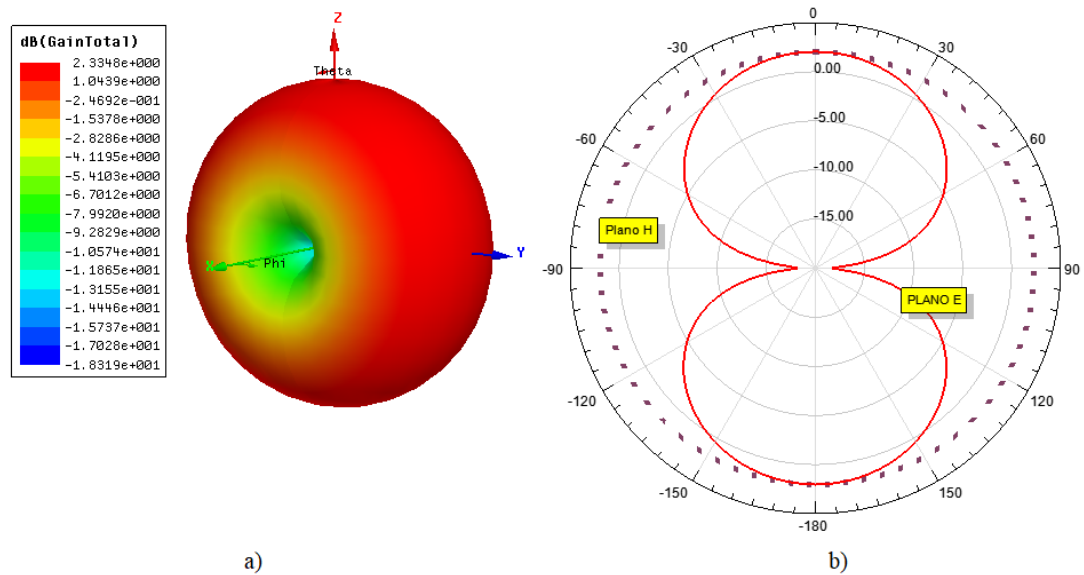


Fonte: Autoria Própria

Na Figura 42 é ilustrado padrão de irradiação tridimensional e no plano 2D simulados para frequência de 2,45GHz da antena M0, sendo possível verificar os aspectos omnidirecionais, essa característica se deve a ausência do plano de terra. O plano 2D representa os planos Elétricos e magnéticos principais.

A Figura 42 (b) o plano principal elétrico (Plano E) representado com cor vermelha e o plano principal magnético (plano H) representado por pontos, o ganho máximo simulado ficou aproximadamente igual a 2,33 dB. O comportamento omnidirecional do padrão de irradiação do dipolo M0 o torna atrativo para aplicações *wireless*.

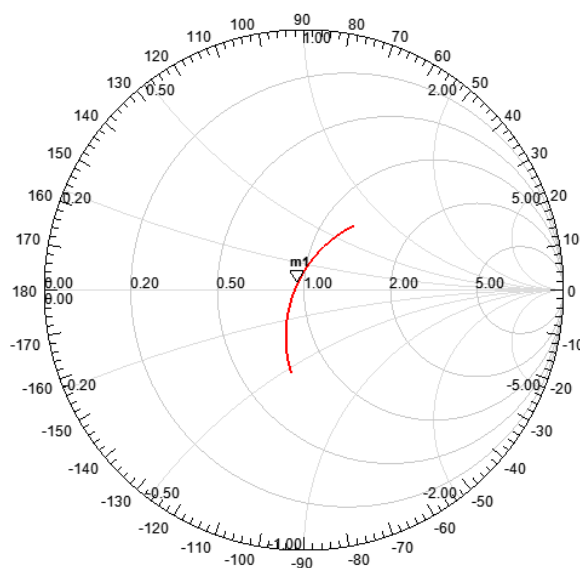
Figura 42- Diagrama de radiação da antena M0 para 2,45GHz: a) Tridimensional, b)2D



Fonte: Autoria Própria

A Figura 43 mostra a carta de *Smtih* na faixa da banda passada de 2,32 GHz a 2,60GHz , sua impedância normalizada na frequência de ressonância de 2,45GHz atingiu o valor de $0,9591 + j0,0661$. Mostrando bom casamento de impedância para esse frequência de operação

Figura 43- Carta de Smith para banda passante da Antena M0

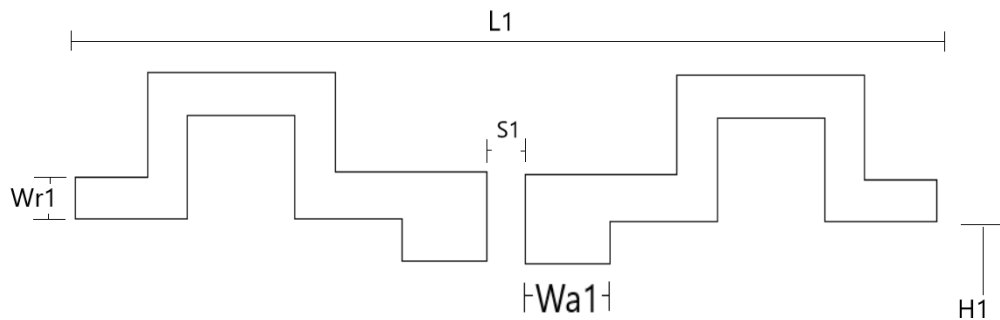


Fonte: Autoria Própria

9.2. Antena Meandro M1

A antena M1 apresentou comprimento de cada radiador igual 18,9mm, o espaçamento entre os alimentadores $S_1 = 2$ mm, a largura dos dois braços do radiador ficou constante igual a $W_{r1} = 1$ mm. Na Figura 44, é possível visualizar antena M1 e suas dimensões.

Figura 44- Antena Meandro M1



Fonte: Autoria Própria

A Tabela 3 ilustra os resultados das dimensões da antena ressonante em 2,41GHz, sendo ilustrado o comprimento do alimentador (H_1), comprimento total da antena (L_1), a largura do alimentador (W_{a1}) e a largura do radiador (W_{r1}). O comprimento da antena L_1 teve uma redução de aproximadamente 9,75% em relação ao comprimento L_0 da antena M0.

Tabela 3- Dimensões resultantes da simulação da Antena M1

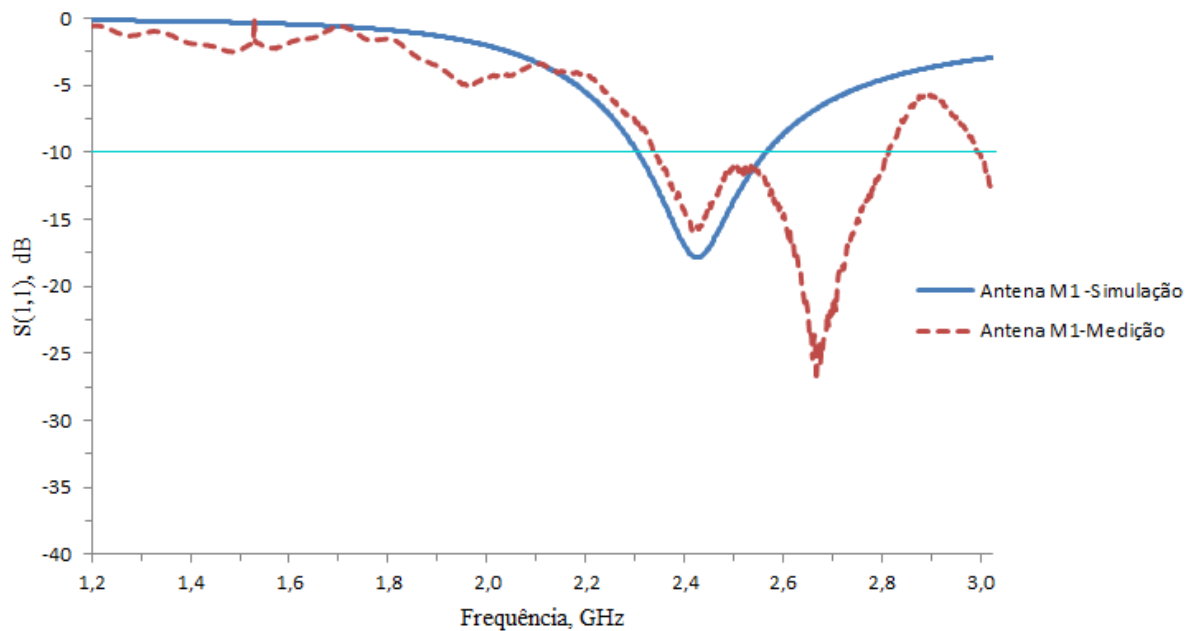
Parâmetro	Resultado(mm)
L_1	39,8
H_1	1
W_{a1}	7
W_{r1}	1
S_1	2

Fonte: Autoria própria

O coeficiente de reflexão (RL) simulado da antena M1 na frequência de ressonância de 2,41GHz apresentou valor de -17,86 dB, com a largura de banda(BW) igual a 160 MHz(2,29 GHz-2,55 GHz), enquanto que os valores medidos apresentaram largura de banda de 470MHz, sendo as frequências inferior e superior iguais a 2,32GHz e 2,79GHz, respectivamente.

Em 2,64 GHz apresentou o melhor casamento de impedância cujo valor de perda de retorno medido ficou em -27,02 dB, no entanto, possui resposta também satisfatória na faixa ISM, compatíveis para aplicações em 2,45GHz , os resultados comparativos podem ser visualizados na Figura 45.

Figura 45- Coeficiente de reflexão simulada e medida da antena M1

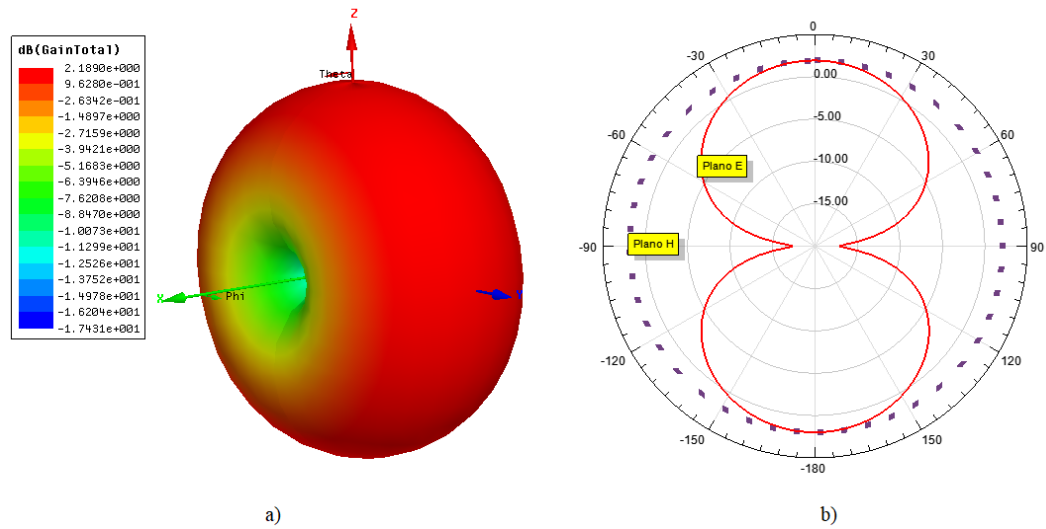


Fonte: Autoria Própria

Na Figura 46 é ilustrado padrão de irradiação tridimensional e no plano 2D simulados para frequência de ressonância igual a 2,41GHz da antena M1, sendo possível verificar o comportamento omnidirecional, assim como ocorre na antena M0, essas características se devem também devido a ausência do plano de terra.

Na Figura 46 (a) é visto que o ganho máximo simulado ficou igual a 2,19 dB, com redução de 7,81% do ganho em relação a antena M0, isso se deve, como previa a literatura, ao surgimento de acoplamento entre as dobras. Na Figura 46 (b) a plano 2D representa os planos Elétricos e magnéticos principais, o plano principal elétrico (Plano E) representado com cor vermelha e o plano principal magnético (plano H) representado por pontos

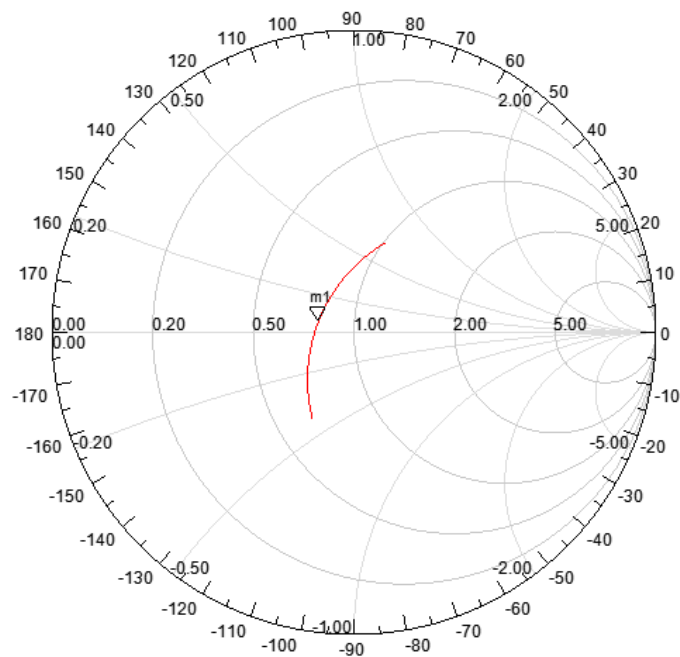
Figura 46- Diagrama de radiação da antena M1 para 2,41GHz: a) Tridimensional, b) 2D



Fonte: Autoria Própria

A Figura 47 mostra a carta de *Smtih* na faixa da banda passada de 2,29 GHz a 2,55 GHz, sua impedância normalizada na frequência de ressonância de 2,41GHz seu valor simulado apresentou valor igual a $0,7921 + j0,0708$ no ponto representado por m1.

Figura 47- Carta de Smith na banda passante da Antena M1

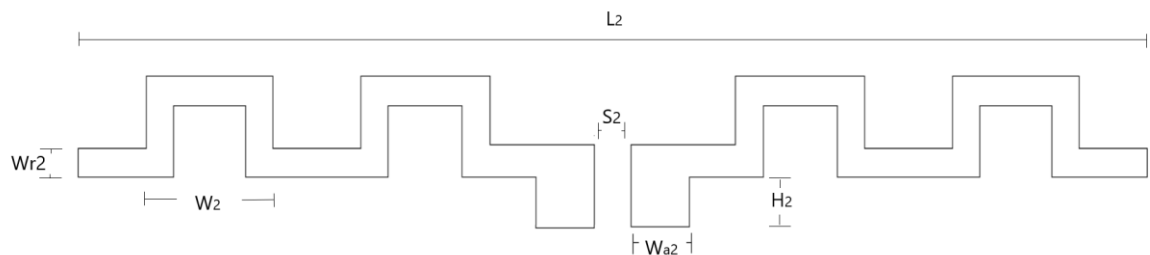


Fonte: Autoria Própria

9.3. Antena Meandro M2

A antena dipolo meandro M2 apresentou comprimento de cada radiador igual 19mm, o espaçamento entre os alimentadores $S_2 = 1,6$ mm, a largura dos dois braços do radiador ficou constante igual a $W_{r2} = 1$ mm e o espaçamento entre as fitas das dobra consecutivo W_2 igual a 4mm. Na Figura 48, é possível visualizar antena M2 e suas dimensões.

Figura 48 - Antena Meandro M2



Fonte: Autoria Própria

A Tabela 4 demonstra os resultados das dimensões da antena ressonante em 2,40GHz, sendo ilustrado o comprimento do alimentador (H_2), comprimento total da antena (L_2), a largura do alimentador (W_{a2}) e a largura do radiador (W_{r2}) e a distância entre dobras consecutivas (W_2). O comprimento da antena L_2 teve uma redução de aproximadamente 10,2% em relação ao comprimento L_0 da antena M0, já em relação a L_1 da antena M1 houve apenas redução de 0,5%.

Tabela 4- Dimensões resultantes da simulação da Antena M2

Parâmetro	Resultado(mm)
L_2	39,6
H_2	1
W_{a2}	5
W_{r2}	1
W_2	4
S_2	1,6

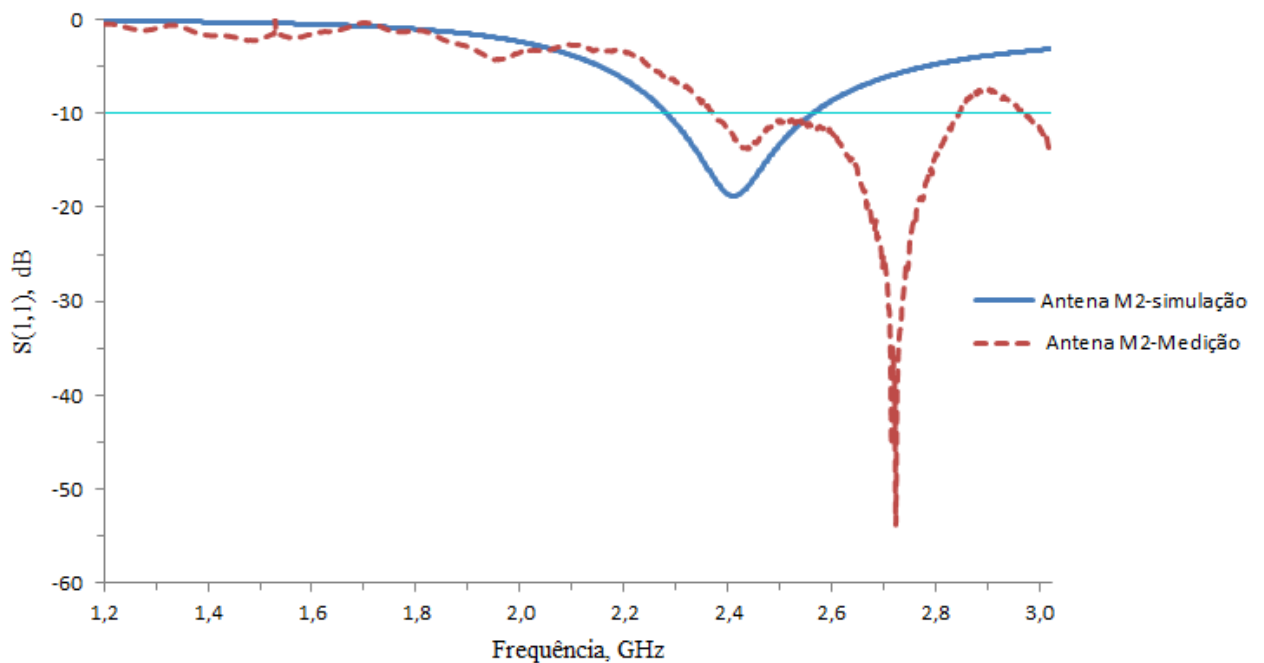
Fonte: Autoria própria

A redução de L_2 da antena M2 em relação a L_1 da Antena M1 foi de aproximadamente 0,2 mm. A distância entre dobras consecutivas ficou no valor de 4mm devido à largura da microfita maior que o valor sugerido na Tabela 1.

A Figura 49 ilustra o coeficiente de reflexão (RL) simulado da antena M2 na frequência de ressonância de 2,4GHz encontrando se na banda do *ISM*, nessa frequência a perda apresentou valor de -18,76 dB, com a largura de banda(BW) igual de 280MHz(2,27GHz-2,55 GHz),

A medição apresentou largura de banda de 470MHz cujo a frequência inferior e superior foram 2,35 GHz e 2,82 GHz respectivamente, com melhor casamento de impedância ocorrendo na frequência de 2,7GHz onde a perda de retorno atingiu valor igual a -53,76 dB. A medição da perda de retorno da antena M2 apresentou banda passando na faixa do *ISM*.

Figura 49- Coeficiente de reflexão simulado e medido da antena M2



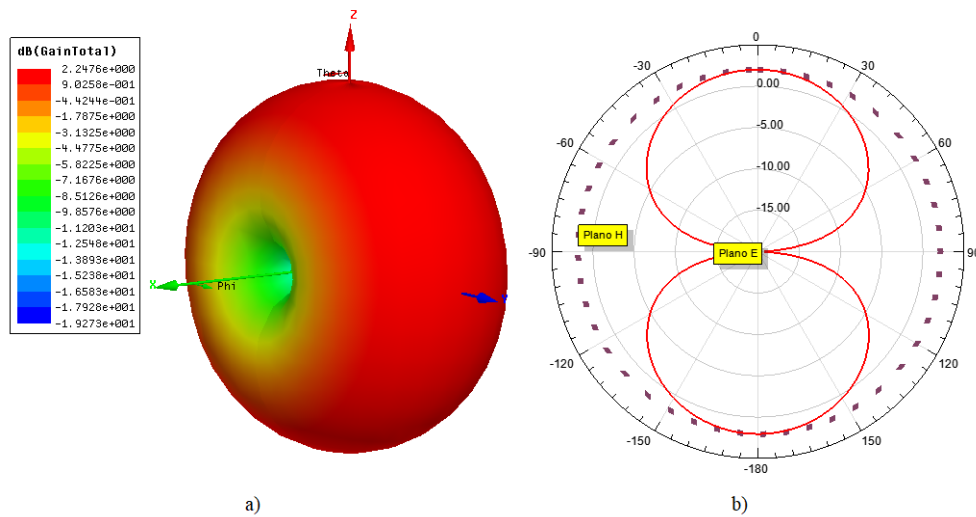
Fonte: Autoria Própria

Na Figura 50 apresenta o padrão de irradiação tridimensional e no plano 2D simulados para frequência de ressonância igual a 2,40GHz da antena M2, sendo possível verificar o comportamento omnidirecional, assim como ocorre na antena M0 e M1, essa características se deve também devido a ausência do plano de terra.

Na Figura 50 (a) ilustra o ganho máximo simulado de 2,25 dB, com redução de 4,7% do ganho em relação a antena M0, essa redução pode ser explicado também pelo surgimento de acoplamento entre as dobras. No entanto, devido melhor casamento de impedância da antena M2 em relação a antena M1, permitiu, que apesar do aumento de dobras, houvesse aumento do ganho de M2 em relação a antena M1.

Na Figura 50 (b) a plano 2D representa os planos Elétricos e magnéticos principais, o plano principal elétrico (Plano E) representado com cor vermelha e o plano principal magnético (plano H) representado por pontos

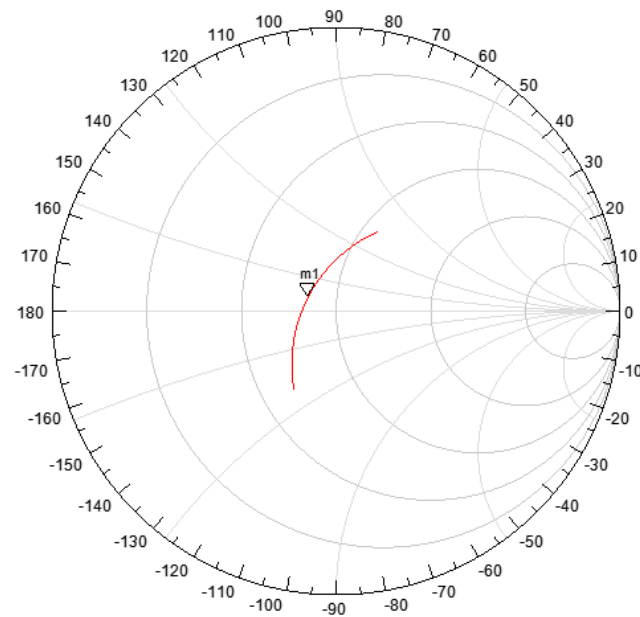
Figura 50- Diagrama de radiação simulada da antena M2 para 2,40GHz: a) Tridimensional, b)2D



Fonte: Autoria Própria

A Figura 51 ilustra a carta de *Smtih* na faixa da banda passada de 2,27GHz a 2,55 GHz, sua impedância normalizada simulada na frequência de ressonância de 2,40GHz apresentou valor igual a $0,8226 + j0,0956$.

Figura 51- Carta de Smith na banda passante da Antena M2

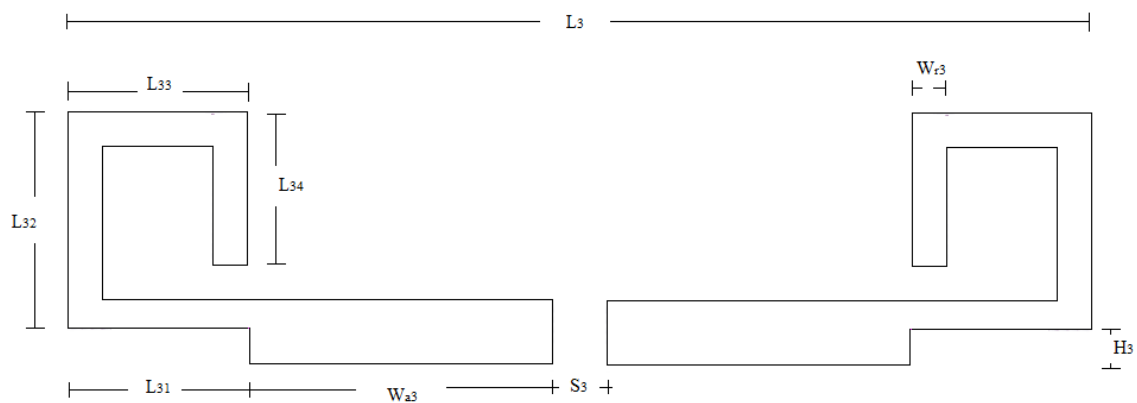


Fonte: Autoria Própria

9.4. Antena Espiral M3

A antena Espiral M3, conforme a Figura 52, teve o comprimento horizontal (L_3) igual a 29,9mm, o espaçamento entre os alimentadores (S_3) igual a 1 mm, a largura da microfita de ambos os lados do radiador ficou constante em todos as seções (W_{r3}) igual a 1mm e a altura do alimentador (H_3) igual a 1mm.

Figura 52- Antena Espiral M3



Fonte: Autoria Própria

A Tabela 5 demonstra os resultados das dimensões da antena com ressonante em 2,41GHz de acordo com as simulações, nela é ilustrado o comprimento do alimentador (H_3), comprimento total horizontal da antena (L_3), a largura do alimentador (W_{a3}) e a largura do radiador (W_{r3}) e o comprimento das seções L_{31} , L_{32} , L_{33} e L_{34} que estão ilustradas na Figura 50.

O comprimento total horizontal L_3 da antena M3 teve uma redução de aproximadamente 32% em relação ao comprimento L_2 da antena M2, no entanto, a antena M3 teve comprimento vertical maior que o comprimento correspondente da antena M2 devido à seção L_{32} .

Tabela 5- Dimensões resultantes da simulação da Antena M3

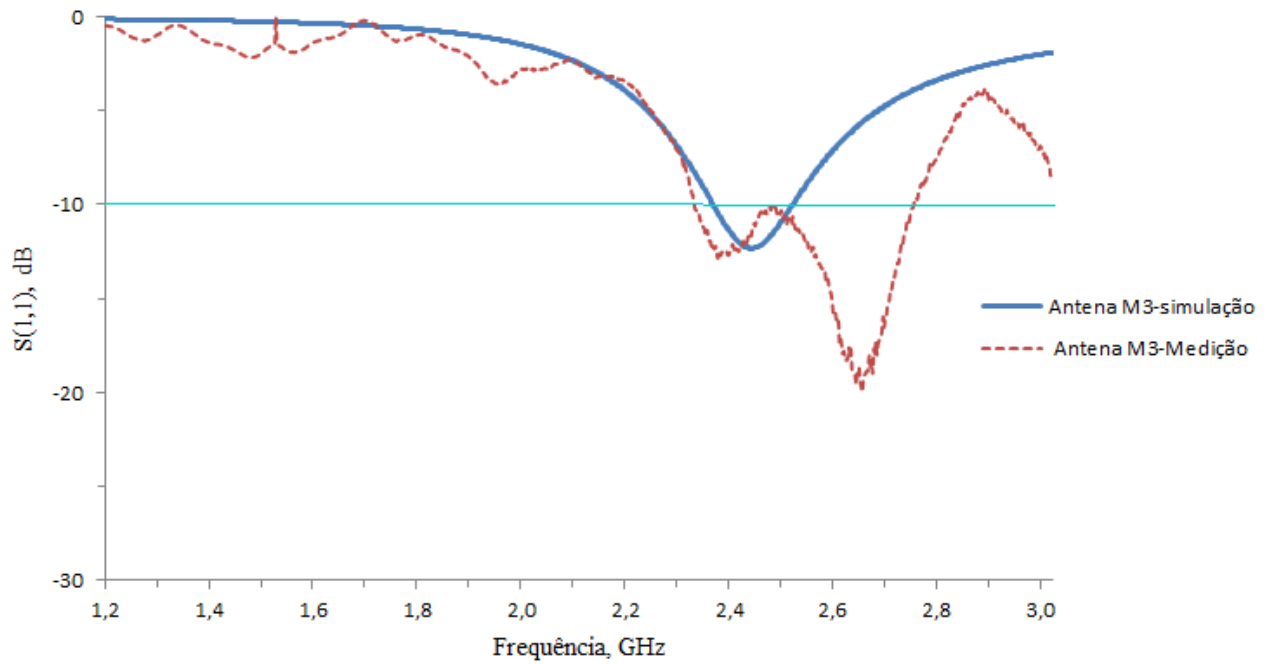
Parâmetro	Resultado(mm)
L_3	29,9
H_3	1
W_{a3}	9
W_{r3}	1
S_3	1
L_{31}	5,45
L_{32}	6,375
L_{33}	5,375
L_{34}	4,3

Fonte: Autoria própria

A Figura 53 ilustra o gráfico do coeficiente de reflexão simulado da antena M3 na frequência de ressonância de 2,43 GHz, nessa frequência a perda de retorno apresentou valor de -12,31dB, com BW de 150 MHz(2,35 GHz-2,50GHz). A largura de banda medido ficou em torno de 410 MHz (2,32 GHz -2,73GHz), o gráfico também ilustra que nos dados da medição, a frequência de ressonância acontece em 2,63 GHz, na qual a perda de retorno medido ficou em torno de -19,96 dB.

Apesar de apresentar melhor casamento de impedância em 2,63 GHz, a antena M3 possui aplicabilidade para frequências na faixa do *ISM*, já que nessa faixa o RL ficou abaixo dos -10dB. .

Figura 53- Coeficiente de reflexão simulado e medido da antena M3

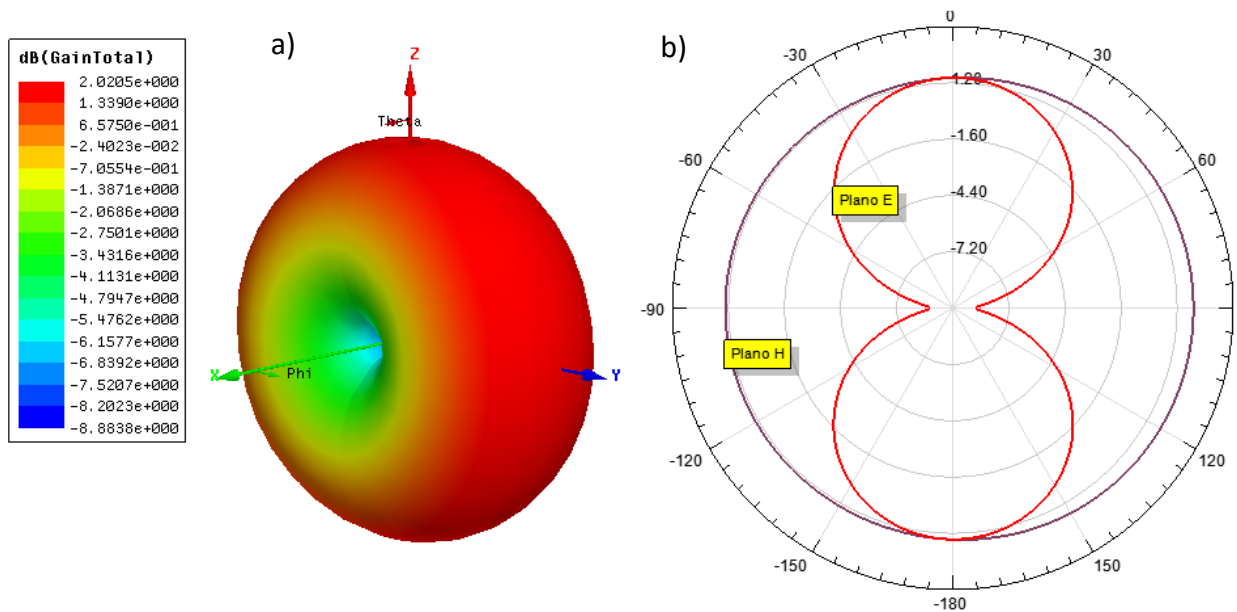


Fonte: Autoria Própria

A Figura 54 (a) ilustra o ganho máximo simulado de 2,02 dB da antena M3, cujo ganho é menor do que das antenas anteriores M0, M1 e M2, o que explica esse piora no ganho é degradação do sinal devido ao casamento de impedância com margem para melhorias.

Na Figura 54 (b) a plano 2D representa os planos Elétricos e magnéticos principais, o plano principal elétrico (Plano E) representado com cor vermelha e o plano principal magnético (plano H) representado por pontos

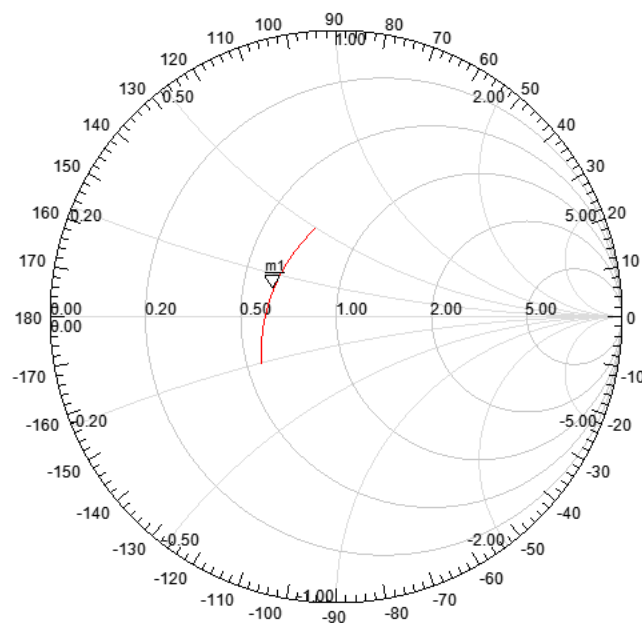
Figura 54- Diagrama de radiação simulada da antena M3 para 2,41GHz: a) Tridimensional, b) 2D



Fonte: Autoria Própria

A Figura 55 mostra a carta de *Smith* na faixa da banda passada de 2,34 GHz a 2,48 GHz, sua impedância normalizada simulada na frequência de ressonância de 2,41GHz apresentou valor igual a $0,6310 + j0,1319$, o que mostra também a possibilidade de melhorias no casamento de impedância da antena M3 com a redução da parte reativa da antena e aumenta da parte real(resistiva).

Figura 55- Carta de Smith na banda passante da Antena M3

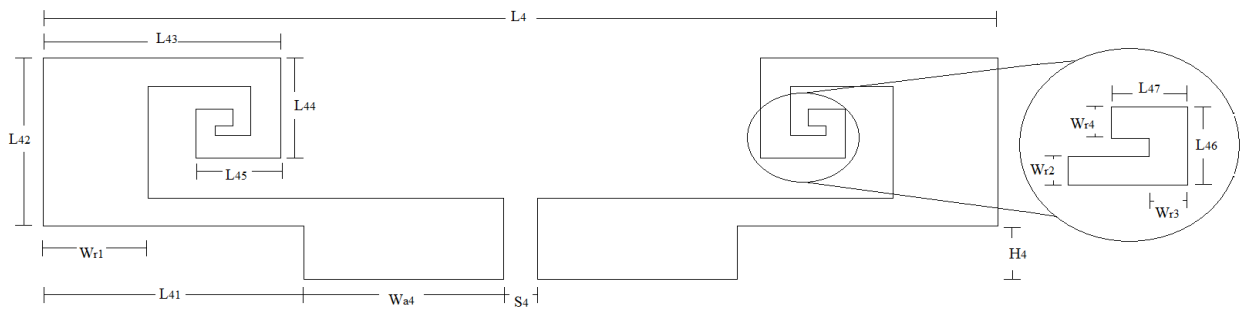


Fonte: Autoria Própria

9.5. Antena Espiral M4

A antena Espiral M4 teve o comprimento horizontal total (L_4) igual a 33,6 mm, o espaçamento entre os alimentadores (S_4) igual a 1mm, alimentador (H_4) igual a 2,1mm e a largura do alimentador (W_{a4}) igual a 9mm. A antena foi projetada de forma a manter simetria em relação à alimentação, conforme a Figura 56. As seções que não têm as larguras identificadas apresentam largura igual a 1mm.

Figura 56- Antena Espiral M4



Fonte: Autoria Própria

A Tabela 6 ilustra os resultados das dimensões da antena com ressonante em 2,44 GHz de acordo com as simulações, nela é ilustrado o comprimento do alimentador (H_4), comprimento total horizontal da antena (L_4), a largura do alimentador (W_{a3}). As seções finais que apresentaram largura inferior a 1mm foram W_{r2} , W_{r3} e W_{r4} as demais dimensões estão na Tabela 6

Tabela 6- Dimensões resultantes da simulação da Antena M4

Parâmetro	Resultado (mm)
L_4	33,6
H_4	1,3
W_{a4}	12
W_{r1}	4
W_{r2}	0,8
W_{r3}	0,6
W_{r4}	0,5
S_4	1
L_{41}	5,1
L_{42}	5
L_{43}	8,3

L_{44}	3,4
L_{45}	3,2
L_{46}	1,8
L_{47}	1

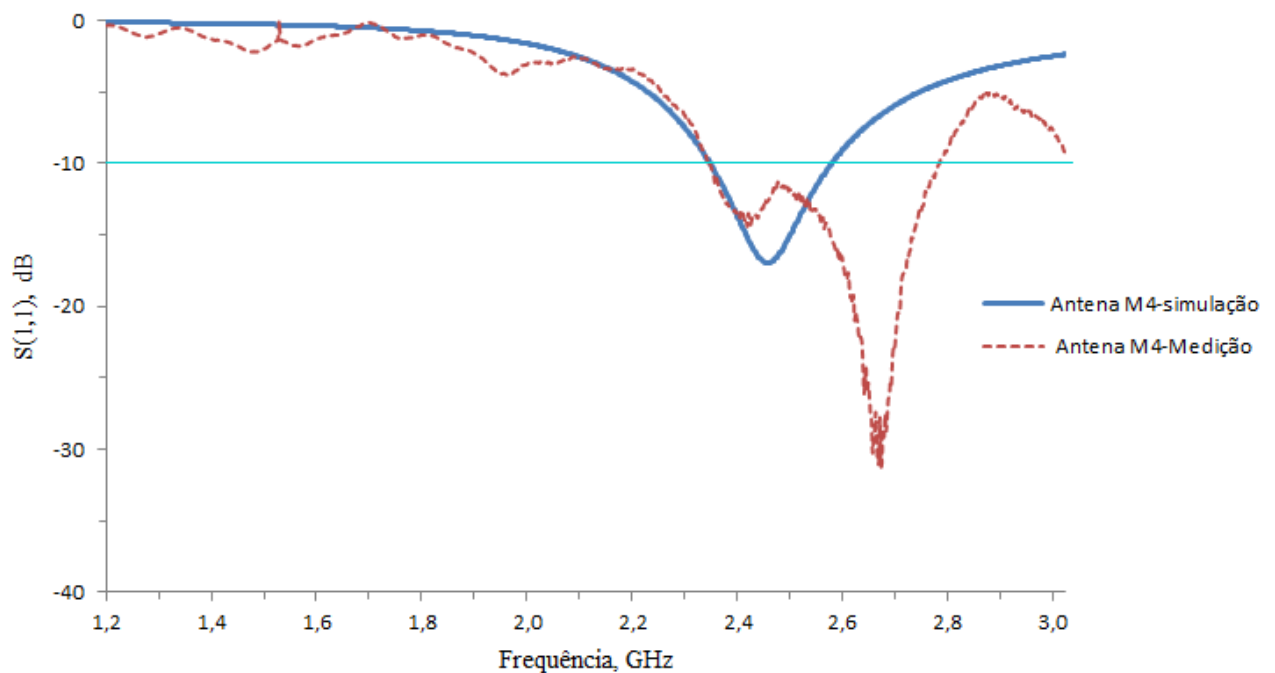
Fonte: Autoria própria

A antena M4 teve seu comprimento horizontal(L_4) total maior que o comprimento horizontal da antena M3, as seções $L_{41}(2L)$, $L_{42}(2L)$, $L_{46}(0,5L)$, $L_{44}(1,5L)$ apresentaram comprimentos maiores que os valores da Tabela 1, o comprimento de L_{41} ficou maior aproximadamente 3 mm em comparação a Tabela 1 no qual essa distância é de 4,28mm($2L$).

A Figura 57 ilustra o coeficiente de reflexão (RL) simulado da antena M4 na frequência de ressonância de 2,44 GHz, nessa frequência a perda de retorno apresentou valor de -16,93 dB, com largura de banda de 230MHz.

Os valores medidos da antena M4 apresentam largura de banda de 430MHz(2,33GHz-2,76 GHz) no qual teve melhor casamento de impedância com RL igual a -31,22 dB na frequência de ressonância de 2,65GHz no. Da mesma forma a antena M4 teve a perda de retorno abaixo de -10 dB para a frequência operação projetada(*ISM*).

Figura 57- Coeficiente de reflexão simulada e medida da antena M4



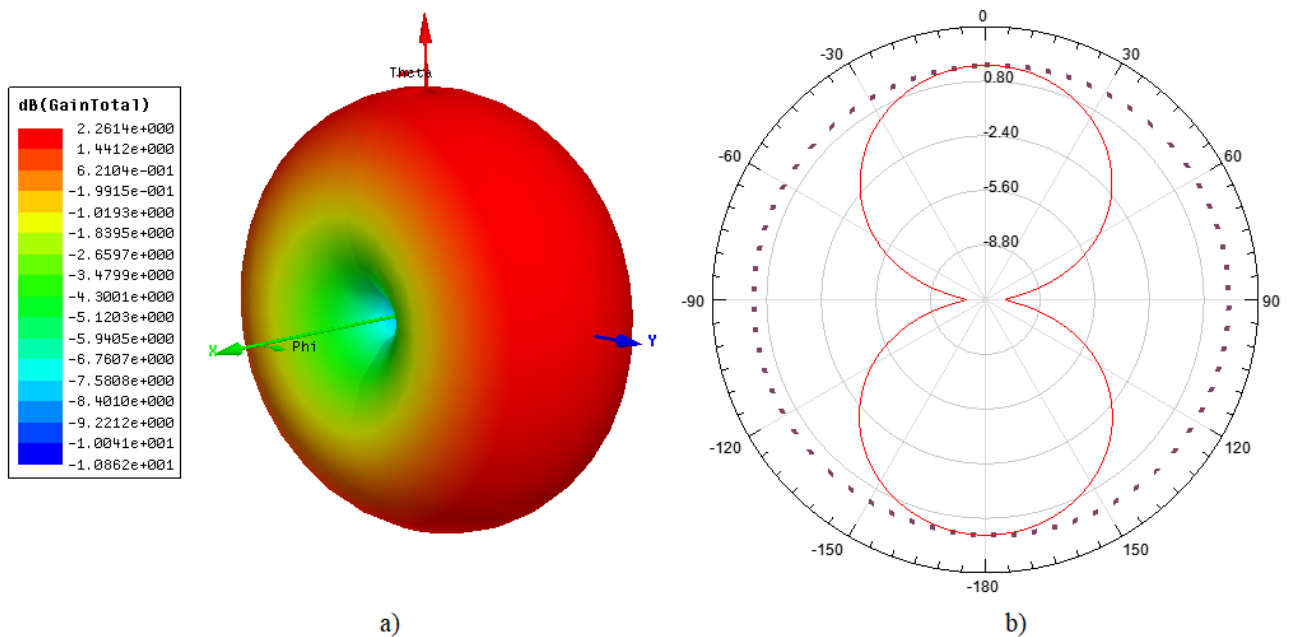
Fonte: Autoria Própria

A Figura 58 (a) ilustra padrão de irradiação da antena M4 tanto no plano tridimensional

como no plano 2D, o ganho máximo simulado apresentou valor de 2,26 dB, cujo o valor ficou maior que os das antenas M3, o fato das antenas terem semelhança com antenas dipolos de meia onda as diretividade e ganho crescem com aumento do comprimento da antena até um comprimento de onda, a antena M4 ficou maior que antena M3 horizontalmente mesmo tendo maiores voltas, perda de retorno da antena M4 apresentou melhor casamento de impedância em comparação a M3,

O plano 2D representa os planos Elétricos e magnéticos principais, o plano principal elétrico (Plano E) representado com cor vermelha e o plano principal magnético (plano H) representado por pontos

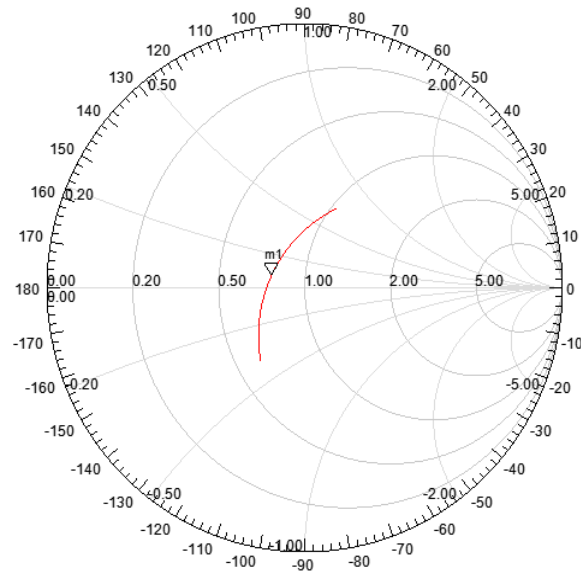
Figura 58- Diagrama de radiação simulada da antena M4 para 2,44 GHz: a) Tridimensional, b) 2D



Fonte: Autoria Própria

A Figura 59 mostra a carta de *Smtih* na faixa da banda passada de 2,33 GHz a 2,57 GHz, sua impedância normalizada simulada na frequência de ressonância de 2,44 GHz apresentou valor igual a $0,7727 + j0,0831$, o que mostra também a possibilidade de melhorias no casamento de impedância da antena M4 com a redução da parte reativa da antena e aumenta da parte real(resistiva).

Figura 59- Carta de Smith na banda passante da Antena M4

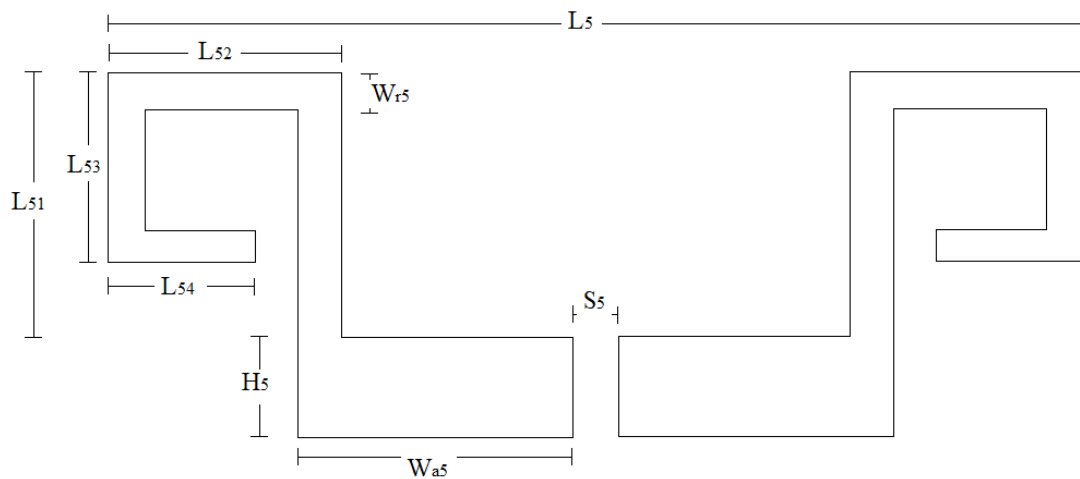


Fonte: Autoria Própria

9.6. Antena Espiral M5

A antena Espiral M5 teve o comprimento horizontal total (L_5) igual a 29,78 mm, o espaçamento entre os alimentadores (S_5) igual a 1mm, alimentador (H_5) igual a 2,8mm e a largura do alimentador (W_{a5}) igual a 9,07 mm. A antena foi projetada de forma a manter simetria em relação à alimentação, conforme a Figura 60. As seções que não têm as larguras identificadas apresentam largura igual a 1mm.

Figura 60- Antena Espiral M5



Fonte: Autoria Própria

A Tabela 7 ilustra os resultados das dimensões da antena com ressonante em 2,44 GHz de acordo com as simulações, nela é ilustrado o comprimento do alimentador (H_5), comprimento total horizontal da antena (L_5), a largura do alimentador (W_{a5}), separação entre os dois alimentadores (S_5) e todas as seções (L_{51} , L_{52} , L_{53} e L_{54}) tiveram a mesma largura de 1mm (W_{r5}).

Tabela 7- Dimensões resultantes da simulação da Antena M5

Parâmetro	Resultado (mm)
L_5	29,78
H_5	2,8
W_{a5}	9,07
W_{r5}	1
S_5	1
L_{51}	6,3
L_{52}	6,27
L_{53}	5,37
L_{54}	4,31

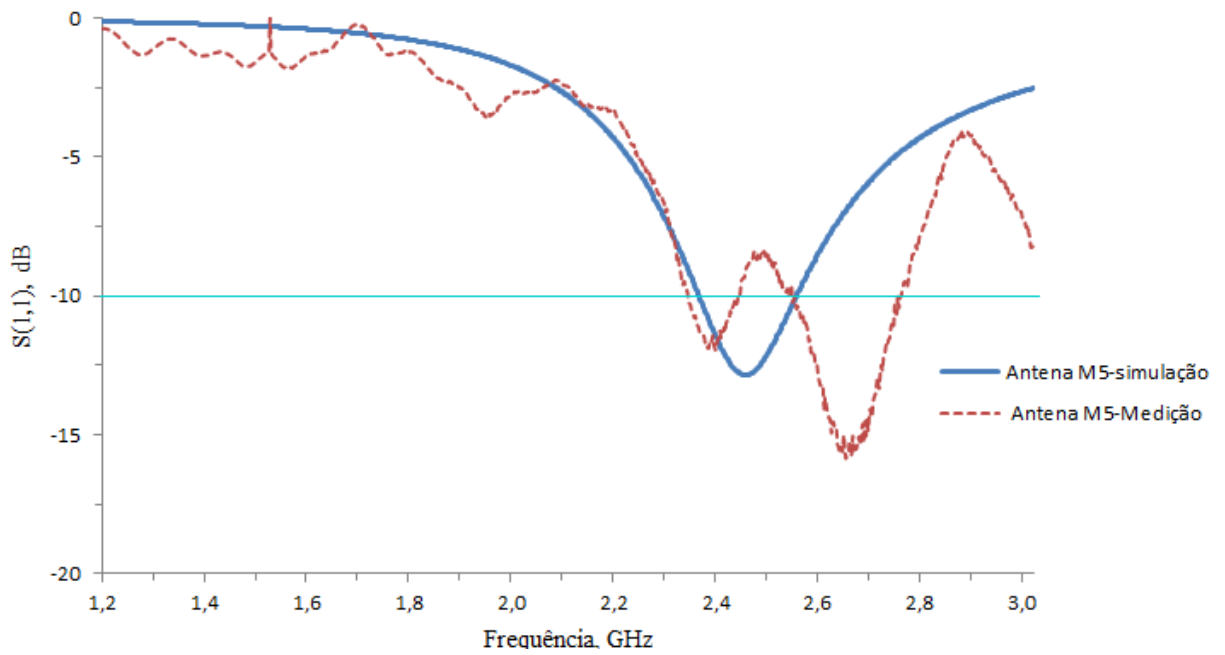
Fonte: Autoria própria

A antena M5 foi a que apresentou maior aumento no eixo vertical(y), com aproximadamente 44% de aumento em relação a antena M3, isso se deve pela própria geometria sugerida, pois, a primeira seção L_{51} foi aproximada para três vezes a unidade básica(L). No entanto, foi a que apresentou melhor redução no eixo x (horizontal).

O coeficiente de reflexão (RL) simulado da antena M5, conforme é mostrado na Figura 61, ilustra a frequência de ressonância em 2,44 GHz, nessa frequência a perda de retorno apresentou valor de -12,84 dB e largura de banda igual a 190 MHz.

Já os valores medidos da perda de retorno apresentaram basicamente dois modos de ressonância, o primeiro modo de ressonância resultou em 2,38GHz com RL igual -11,95 dB e a largura de banda do primeiro modo ressonante resultou em 100MHz(2,33GHz-2,434GHz), já o segundo modo de ressonância apresentou valor de 2,63 GHz com RL igual a -15,84dB a largura de banda medido resultou em 210MHz(2,53 GHz-2,74 GHz).

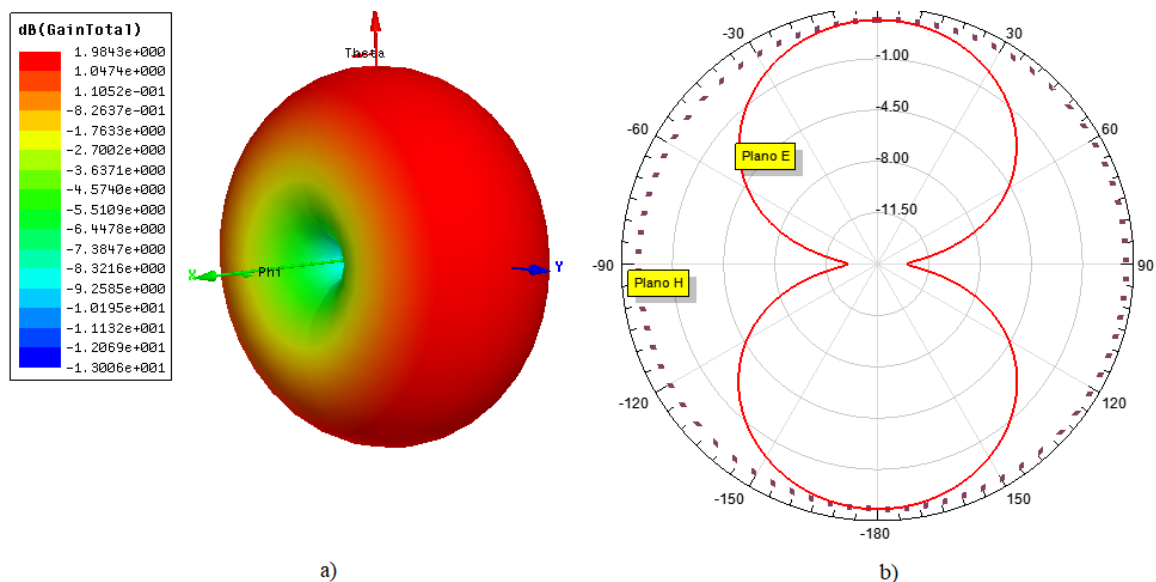
Figura 61- Coeficiente de reflexão simulada e medida da antena M5



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 62 (b) a plano 2D representa os planos Elétricos e magnéticos principais, o plano principal elétrico (Plano E) representado com cor vermelha e o plano principal magnético (plano H) representado por pontos, da mesma forma que as antenas anteriores a antena M5 apresenta comportamento omnidirecional na direção do eixo z , com ganho máximo de 1,98dB, com diretividade aproximadamente igual a antenas anteriores analisadas.

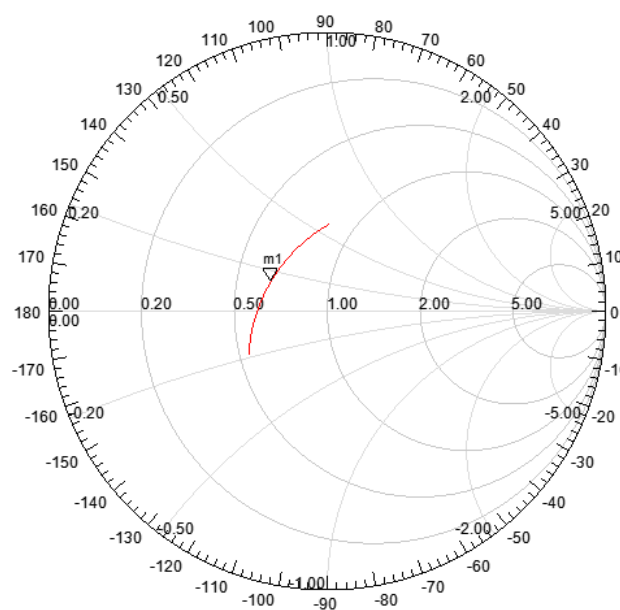
Figura 62- Diagrama de radiação simulada da antena M5 para 2,44 GHz: a) Tridimensional, b)2D



Fonte: Autoria Própria

A carta de *Smith* da antena M5 apresenta banda passada de 2,33 GHz a 2,57 GHz, sua impedância normalizada simulada na frequência de ressonância de 2,44GHz apresentou valor igual a $0,7727 + j0,0831$, o que mostra também a possibilidade de melhorias no casamento de impedância da antena M4 com a redução da parte reativa da antena e aumenta da parte real(resistiva), conforme pode ser visualizada na Figura 63.

Figura 63- Carta de Smith na banda passante da Antena M5

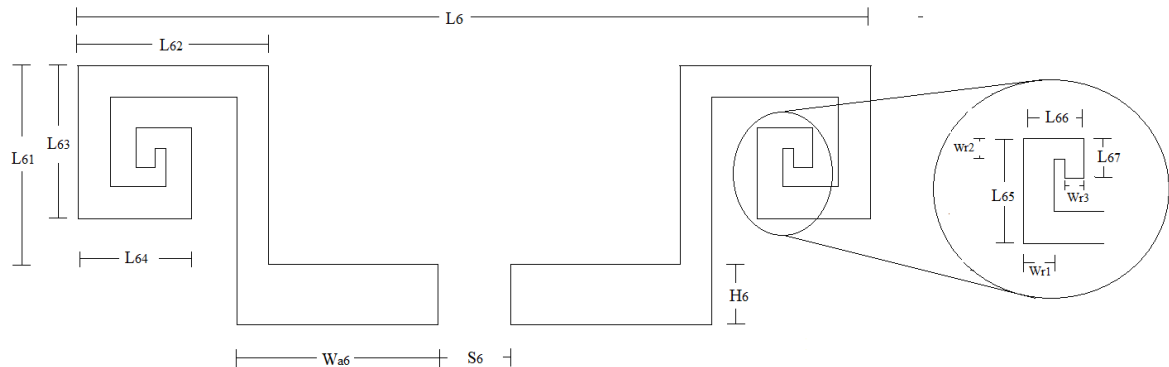


Fonte: Autoria Própria

9.7. Antena Espiral M6

A antena espiral M6 projetada resultou no comprimento horizontal total (L6) igual a 30,71 mm, o espaçamento entre os alimentadores (S6) igual a 2mm, alimentador (H6) igual a 1,97mm e a largura do alimentador (Wa6) igual a 8,95mm. A antena foi projetada de forma a manter simetria em relação à alimentação, conforme a Figura 64.

Figura 64 - Antena Espiral M6



Fonte: Autoria Própria

Na Tabela 8 é possível visualizar os resultados das dimensões da antena ressonante em 2,43 GHz de acordo com as simulações, sendo o comprimento do alimentador (H_6), comprimento total horizontal da antena (L_6), a largura do alimentador (W_{a6}), separação entre os dois alimentadores (S_6) e todas as seções (L_{61} , L_{62} , L_{63} , L_{64} , L_{65}) tiveram a mesma largura de 1mm, somente as duas últimas seções que tiveram a largura reduzidas

A dimensão horizontal da antena M6 teve o comprimento horizontal (L_6) maior que o comprimento horizontal da antena M5 (L_5), no entanto, se deu ao aumento da separação entre os alimentadores da antena M6 (S_6).

A largura do alimentador (W_{a6}) da antena M6 teve uma ligeira diminuição em relação a largura do alimentador da antena M5. Enquanto que as seções finais teve a largura diminuídas conforme se pode visualizar na tabela

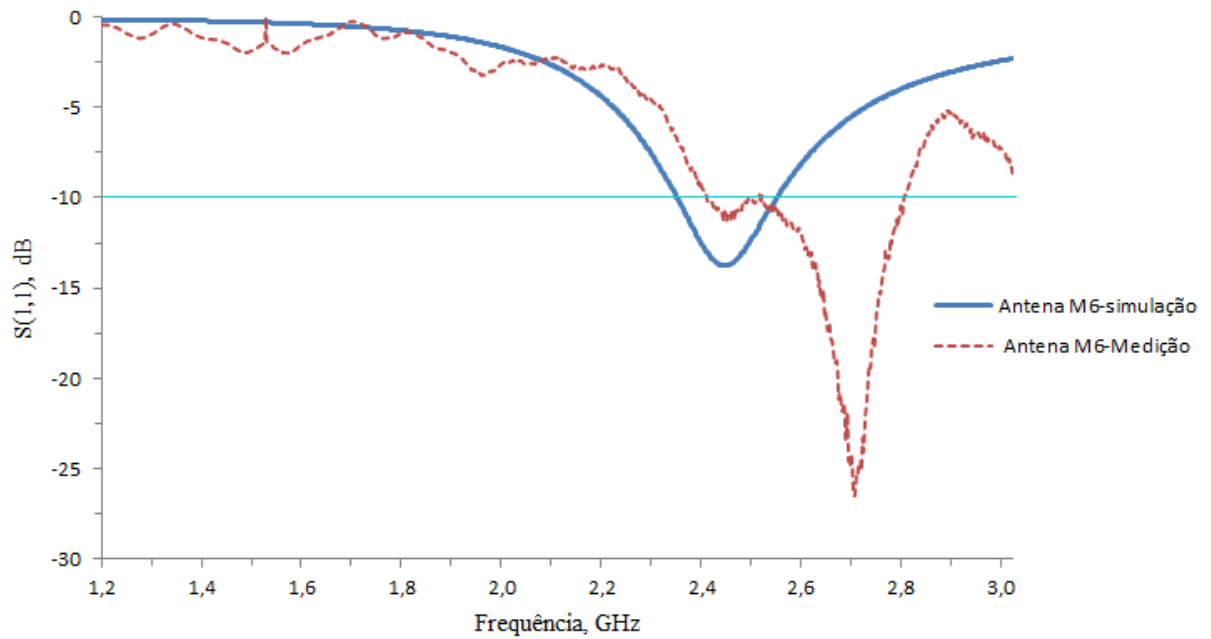
Tabela 8- Dimensões resultantes da simulação da Antena M6

Parâmetro	Resultado (mm)
L_6	30,71
H_6	1,97
W_{a6}	8,95
W_{r1}	1
W_{r2}	0,8
W_{r3}	0,5
S_6	2
L_{61}	4,32
L_{62}	6,4
L_{63}	5
L_{64}	4,3
L_{65}	3,22
L_{66}	2,3
L_{67}	1,1

Na Figura 65 é possível visualizar o coeficiente de reflexão (RL) simulado e medido da antena M6, ilustra a frequência de ressonância em 2,43 GHz, nessa frequência a perda de retorno apresentou valor de -13,76 dB e largura de banda igual a 190 MHz(2,34 GHz-2,54 GHz).

Enquanto que os valores medidos da perda de retorno apresentaram largura de banda de 390MHz(2,39 GHz-2,78 GHz) com melhor casamento de impedância ocorrendo em torno de 2,68 GHz, na qual RL resultou em -26,5 dB, apesar na frequência de 2,5GHz os valores medidos da perda de retorno possuíram valores ligeiramente acima -10dB,mas já em 2,51 GHz o RL voltou a diminuir conforme pode ser visto na Figura 63.

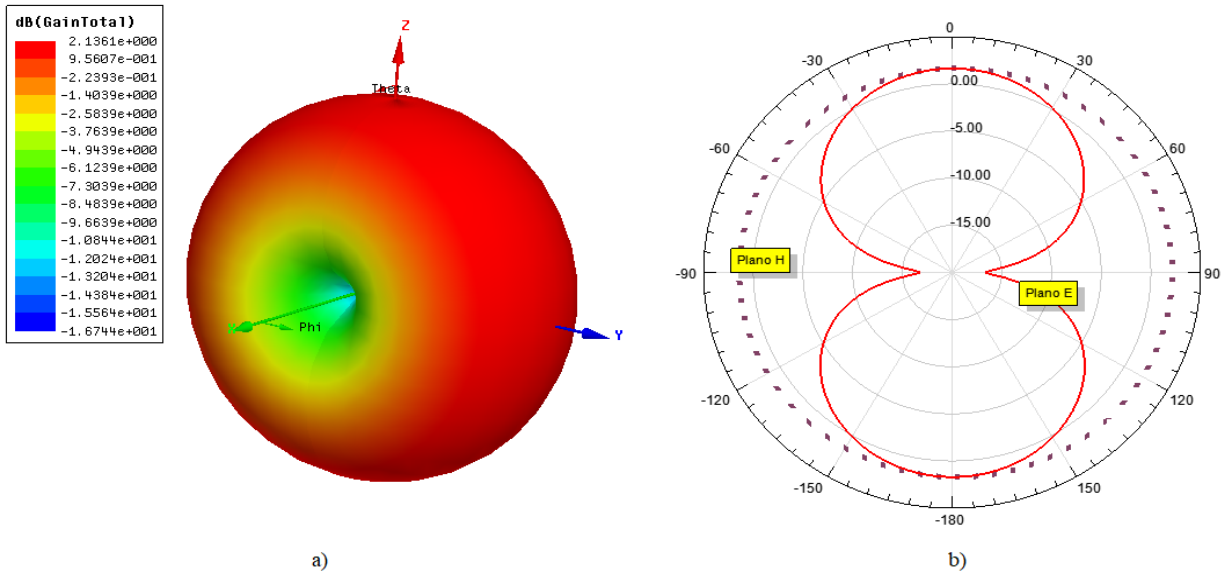
Figura 65- Coeficiente de reflexão simulado e medido da antena M6



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 66 (b) a plano 2D representa os planos Elétricos e magnéticos principais, o plano principal elétrico (Plano E) representado com cor vermelha e o plano principal magnético (plano H) representado por pontos, da mesmo forma que as antenas anteriores a antena M6 apresenta comportamento omnidirecional na direção do eixo z , com ganho máximo de 2,13 dB, com diretividade aproximadamente igual as antenas anteriores analisadas.

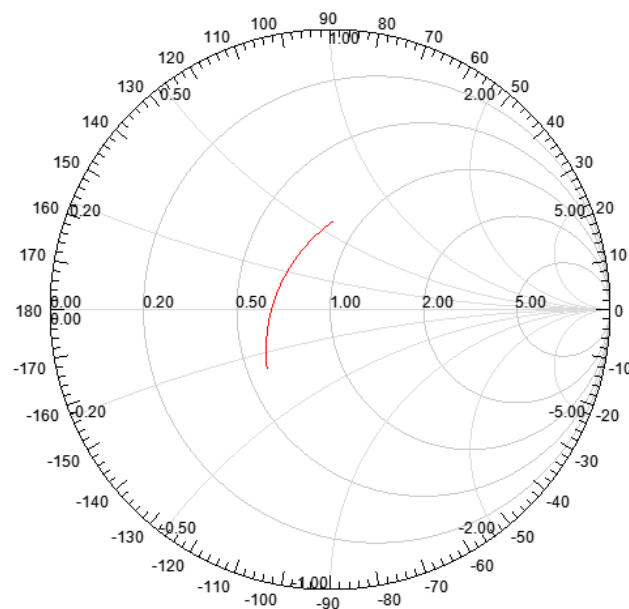
Figura 66- Diagrama de radiação simulada da antena M6 para 2,45GHz: a) Tridimensional, b) 2D



Fonte: Autoria Própria

A Figura 67 ilustra a carta de *Smith* simulada da antena M6 na banda passante de 2,34 GHz a 2,54GHz(simulação), sua impedância normalizada simulada na frequência de ressonância simulada de 2,43 GHz apresentou valor igual a $0,6754 + j0,1153$, o que mostra também a possibilidade de melhorias no casamento de impedância da antena M6 com a redução da parte reativa da antena e aumenta da parte real(resistiva), conforme pode ser visualizada na Figura 67.

Figura 67- Carta de Smith na banda passante da Antena M6



Fonte: Autoria Própria

9.8. Discussões

Na Figura 68 é ilustrado todas as antenas(M0 a M6) fabricadas para as realizações das medições no laboratório. A régua na foto permite verificar a ordem de grandeza das antenas fabricadas.

Figura 68-Antenas fabricadas



Fonte: Autoria Própria

Na tabela 9 estão esquematizados os resultados comparativos entre os valores do ganho das simulações no software *HFSS*.

Tabela 9-Ganhos das antenas analisadas

Antena	Ganho (dB)
M0	2,33
M1	2,18
M2	2,25
M3	2,02
M4	2,26
M5	1,98
M6	2,13

Fonte: Autoria Própria

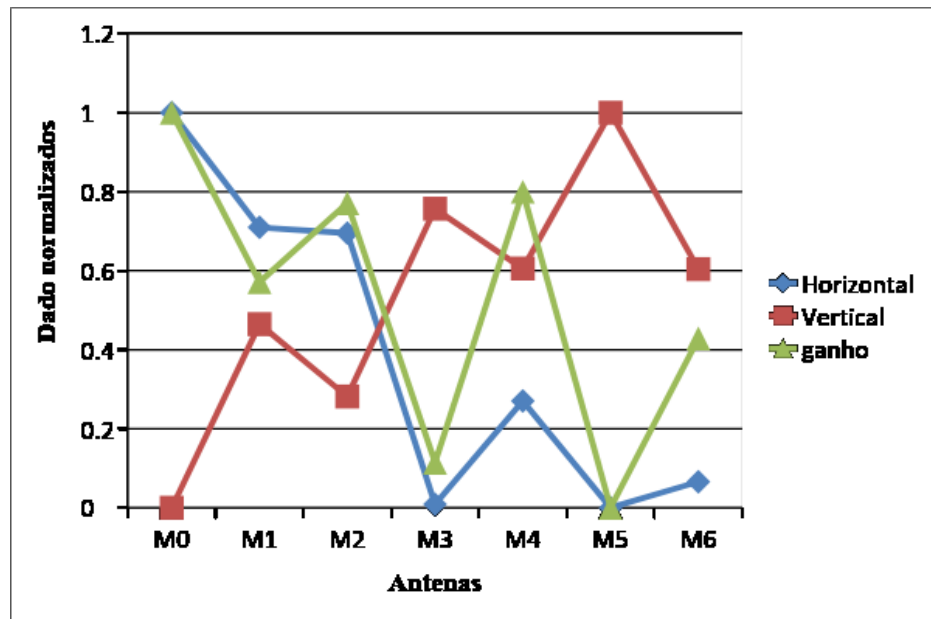
Da antena M0 a M2 como previa a literatura, houve perda de ganho da antena devido ao surgimento de indutância e capacitância entre as dobras do meandro, o que influencia negativamente por acrescentar mecanismo de perda na antena. Pode-se perceber que o comprimento horizontal da antena influencia diretamente o ganho da antena, juntamente com a Figura 69, percebe que as antenas com menor ganho são as que possuem menor comprimento horizontal.

Da mesma forma, entre a antena M3 e M4 que possuem topologia semelhantes, apesar da antena M4 ter mais dobras internas, porém, M4 apresentou comprimento horizontal 4mm maior que o comprimento horizontal da antena M3 o que influenciou o aumento do ganho da antena M4 em relação a M3.

No gráfico 69 é visualizado os valores normalizados dos comprimentos verticais e horizontais totais, considerando o comprimento horizontal total, os comprimentos na direção x do plano cartesiano e na direção vertical as distâncias na direção y do plano cartesiano, tomando como exemplo a antena M0 da Figura 38, o comprimento horizontal total da antena contabilizado é L_0 enquanto que a distância vertical total considerado são H_0 e W_{r0}

Importante salientar que apesar da antena M5 ter tido um aumento vertical acentuado em relação a M0, no valor de 7,1 mm em relação a antena M0, no entanto, obteve uma diminuição de 14,12mm em relação ao comprimento total horizontal da antena M0. Sendo que apesar das seções adjacentes provocar acoplamento outro fator importante que vai influenciar na degradação do ganho da antena é o sentido da corrente nas seções adjacentes, isto é, caso as correntes nas seções adjacentes percorrerem o mesmo sentido os campos eletromagnéticos terão efeito aditivo e, portanto, menor impacto na diminuição do ganho.

Figura 69-Ganho e distâncias verticais e horizontais normalizadas das antenas analisadas



Fonte: Autoria Própria

Ainda é possível analisar a partir da Figura 60 que o ganho das antenas teve forte influência dos comprimentos horizontais (eixo x), tendo o mesmo comportamento.

Na Tabela 10, é possível analisar as informações da frequência de ressonância e da largura de banda tanto nas simulações quanto nas medições realizadas em laboratório. Percebe-se que todas as antenas apresentaram largura de banda que engloba a faixa *ISM*, no entanto, com deslocamento das frequências de ressonância para valores em torno de 2,65 GHz.

A largura de banda das medições apresentaram valores maiores que os valores apresentados pelas simulações. A antena M5 tinha dois modos de frequência de ressonância conforme mostrado na Tabela 10.

Tabela 10-Comparativos entre as simulações e medições

Antenas	Freq. de Ressonância (GHz)		BW (MHz)	
	Simulação	Medição	Simulação	Medição
M0	2,45	2,62	280	480
M1	2,41	2,64	160	470
M2	2,4	2,7	280	470
M3	2,43	2,63	150	410
M4	2,44	2,65	230	430

M5	2,44	2,38	190	100
		2,63		210
M6	2,43	2,68	190	390

Fonte: Autoria Própria

Na Tabela 11, é demonstrado os resultados comparativos da redução e aumento em milímetro tanto no eixo x e como no eixo y de todas as modificações, isto é, da antena M1 a M6 em relação a antena dipolo M0, cuja as dimensões no eixo x e no eixo y são 43,9mm e 2mm, respectivamente. Os resultados ilustrada a redução que todas as antenas modificadas (M1, M2, M3, M4 e M6) apresentou no eixo x em comparação a antena M0 e também os aumentos ocorridos de todas as modificações no eixo y em relação a antena M0

Tabela 11-Comparativo das alterações nas dimensões em relação à antena M0

Antenas	Aumento no eixo y (mm)	Redução no eixo x (mm)
M1	3,3	4,1
M2	2	4,3
M3	5,38	14
M4	4,3	10,3
M5	7,10	14,12
M6	4,29	13,19

Fonte: Autoria Própria

Percebe-se que a antena M5 obteve a melhor redução no eixo x, no entanto, foi a antena que apresentou menor ganho apresentado na simulação. Para verificar a antena que apresentou melhor compactação basta subtrair os aumentos do eixo y das reduções no eixo x, fazendo isso, chega-se à conclusão que a antena que apresentou a melhor compactação foi a antena M6, seguida pela antena M3.

10. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente trabalho demonstrou a possibilidade da operacionalidade das antenas fabricadas na para aplicação em RFID, apesar das frequências com melhores casamento de impedância ocorrerem na faixa de 2,6GHz , ainda assim, os coeficiente de reflexão S(1,1) das antenas apresentaram valores abaixo de -10dB para frequências entre 2,4GHz a 2,48 GHz. inicialmente propostas.

Deve-se acentuar que a literatura classifica a faixa de frequências que vai de 2,45GHz a 6,8 GHz como faixa de operação em microondas para em RFID.

Todas as antenas modificadas da antena M0 tiveram redução no comprimento horizontal, apesar de que as antenas de M1 a M6 apresentam aumento do comprimento do alimentador o que influenciou seu aumento da vertical, porém, a redução horizontal (radiadores) foi mais acentuada em comparação ao aumento vertical.

Todas as antenas tiveram padrão de irradiação praticamente igual a antena de dipolo convencional, o que demonstra que apesar das modificações realizadas a manutenção da simetria entre os radiadores e a ausência do plano de terra garantiu a semelhança do padrão de irradiação com a antena de dipolo convencional

Foi demonstrado também que certos parâmetros como o comprimento total no eixo x da antena possuem maiores influências no ganho da antena.

Para futuros trabalho com base nas antenas apresentadas no trabalho, fica como sugestão, a utilização de outras técnicas de alimentação para melhorias do ganho e possíveis aumento da largura da banda. A utilização de outros tipos de dielétricos que possam ser viáveis em aplicações em sistemas eólicos, solares ou plantas de produção de combustíveis verdes como o Hidrogênio.

REFERÊNCIAS

- BALANIS, C. A. Teoria de Antenas: Análise e Síntese. Rio de Janeiro: LTC.2014
- BOBAE KIM, S.H. Planar Spiral Coil Design for a Pulsed Induction Metal Detector to Improve the Sensitivities. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, pag. 1501 a 1504. 2014
- CHAN, K. C., & HARTER, A. Impedance matching and the Smith chart- the fundamentals. *RF antennas TX/RX*. IEEE, 52-66. 2000
- CHEN, Z. N. Handbook of Antenna Technologies. Singapore: Springer.2016
- CRISTINA, TURCU. Radio Frequency Identification Fundamentals and Applications, Design Methods and Solutions, INTECH. 2010
- DYSON, J. D. The Equiangular Spiral Antenna, *IRE Trans. Antennas Propagat*, Vol. AP-7, pp. 181–187, April 1959.
- FENG, Y. & NELSON, R.M., “High-frequency RFID tags: an analytical and. *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 58-62.
- JACKSON D. R and N. G. ALEXOPOULOS N.G, ‘Simple approximate formulas for input resistance, bandwidth and efficiency of a resonant rectangular patch, ’ *IEEE Trans AP*, 407–410, 1991.
- EM Software & Systems-S.A. Ltd. FEKO User’s Manual. Stellenbosch, South Africa. 2005
- ISWARYA A., B. PRIYALAKSHMI, Fabrication of Low-Cost Antenna for RFID Applications, *International Science Press*, pp. 2257-2263, 2016.
- LOZANO-NIETO, ALBERT. RFID Design Fundamentals and Applications, New York, CRC Press, 2013.
- MARROCCO, G.. The Art of UHF RFID Antenna Design: Impedance-Matching. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 50. 2008
- GARG, Ramesh el. al. *Microstrip Antenna Design HandBook*. Norwood: Artech House, 2001.
- GUPTA, K. C. *Microstrip Lines and Slot lines*. Boston: Artech House, 1996
- J.H. WANG AND V. K. TRIPP. Design and Simulation of a planar Archimedes spiral antenna. *IEEE transmission on antennas and propagation*, 39. 1991
- JEON S., Y. Y. Dual Band Dipole Antenna for ISO 1800-6/ISO 18000-4 Passive RFID Tag

Applications. IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Digest, 4285-4288, 2006.

HUANG Biao, YAN Guo-zheng, LI Qian-ru. A four spiral slots microstrip patch antenna for radiotelemetry capsules based on FDTD. Journal of Zhejiang University, p.1560-1567, 2007.

KARMAKAR, N. C. Handbook of Smart Antennas for RFID System. New Jersey: John Wiley & Sons, 2010

MARROCCO, G. The Art of UHF RFID Antenna Design: Impedance-Matching and Size-Reduction Techniques. IEEE Antennas and Propagation Magazine, pp. 66-79, 2008

MCCORMICK, S. Planar dipole input resistance vs. trace thickness for different materials. Adelphi (MD): US Army Research Laboratory (US), 2015

MCCORMICK, Simulation Comparisons of Three Different Meander Line Dipoles. Adelphi: US Army Research Laboratory (US), 2015

MILLIGAN, T. A. Modern Antenna Design. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.

NASER OJAROUDI PARCHIN, H. J.-A. Dual-Band Monopole Antenna for RFID Applications. MDPI, pp. 2-10, 2019.

POZAR, D. M. Microstrip Antenna. Massachusetts: IEEE, Vol. 80. 1992

POZAR, D. M. Microwave Engineering. Massachusetts: John Wiley & Sons Inc., 2012.

RAMESH GARG, P. B. Microstrip Antenna Design Handbook. Boston, London: Artech House, 2000.

RIBEIRO, J. A. Engenharia de antenas: fundamentos, projetos e aplicações. São Paulo: ÉRICA, 2012.

SADIKU, M. N. Elementos de Eletromagnetismo. 5. ed. Bookman, 2012.

SILVEIRA, R. Um estudo teórico sobre o uso das antenas de microfita. CONGRESSO NACIONAL DE EDUCAÇÃO. Natal, 2016

STEER, M. Microwave and RF Design (third Edition ed., Vol. 2). North Carolina: NC State University, 2019

STUTZMAN, D. G. Wideband arrays with variable element sizes. Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceeding H, Vol. 137, no., Vol 137, pp. 238-240. 1990.

TRIPP, J. W. Design and Simulation of a planar Archimedes spiral antenna. IEEE trans on antennas and propagation, 39. 1991.

TURCU, C. Development and Implementation of RFID Technology. Rijeka: IntechOpen, 2009

VINAYAGAMOORTHY, K. Design and Implementation of Wide Baluns for Archimedean Spiral Antennas. Brisbane, Australia, 2011.

XUNXUN, W. Design of Passive UHF RFID Tag Antennas and Industry. University of Gävle, Gävle, 2010.

YI HUANG, K. B. Antennas -From Theory to Practice. Chichester: John Wiley and Sons 2008.