

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

PROJETO DE ANTENAS MULTIBANDAS INTEGRADAS PARA TERMINAIS 4G

HÉLIO RENATO OEIRAS FERREIRA

DM 05 / 2014

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil

2014

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

HÉLIO RENATO OEIRAS FERREIRA

PROJETO DE ANTENAS MULTIBANDAS INTEGRADAS PARA TERMINAIS 4G

DM 05 / 2014

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2014

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

HÉLIO RENATO OEIRAS FERREIRA

PROJETO DE ANTENAS MULTIBANDAS INTEGRADAS PARA TERMINAIS 4G

Dissertação submetida à Banca Examinadora do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da UFPA para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica na área de Telecomunicações, elaborada sob a orientação do Prof. Dr. Gervásio Protásio dos Santos Cavalcante.

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil

2014

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

Ferreira, Hélio Renato Oeiras, 1985-
Projeto de antenas multibandas integradas
para terminais 4g / Hélio Renato Oeiras
Ferreira. - 2013.

Orientador: Gervásio Protásio dos Santos
Cavalcante.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal
do Pará, Instituto de Tecnologia, Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Belém,
2013.

1. Antenas (eletrônica). 2. Sistemas de
comunicações móveis. 3. Telefonia celular. 4.
Antenas ultra banda larga. I. Título.

CDD 22. ed. 621.38224

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PROJETO DE ANTENAS MULTIBANDAS INTEGRADAS PARA TERMINAIS 4G

AUTOR: HÉLIO RANATO OEIRAS FERREIRA

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA O EXAME DE DEFESA DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, NA ÁREA DE TELECOMUNICAÇÕES, E APROVADO NA SUA FORMA FINAL PELA BANCA EXAMINADORA DESIGNADA PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DO INSTITUTO DE TECNOLOGIA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ EM 26 DE FEVEREIRO DE 2014.

Prof. Dr. Gervásio Protásio dos Santos Cavalcante (PPGEE – UFPA) – ORIENTADOR

Prof. Dr. Fabrício José Brito Barros (CAMPUS TUCURUI – UFPA) – MEMBRO
EXTERNO

Profa. Dra. Jasmine Priscylla Leite de Araújo (UFPA) – MEMBRO EXTERNO
VISTO:

Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes – Coordenador do PPGEE/ITEC/UFPA
UFPA / ITEC / PPGEE

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao meu Deus Pai Todo Poderoso que permitiu ter chego até aqui, pôs Porque dele e por ele, e para ele, são todas as coisas; glória, pois, a ele eternamente. Amém! Romanos 11:36.

A minha Mãe Sra. Gisele Socorro Oeiras Ferreira, que sempre foi para mim um exemplo de vida, em todas as áreas e etapas de minha vida, a minha esposa Rafaela Barbosa da Costa Oeiras Ferreira que têm sido minha fiel companheira, amiga e conselheira, a minha filha e a todos os familiares e amigos por estarem sempre ao meu lado me apoiando em todos os momentos.

Ao Prof. Gervásio Protásio Cavalcante, por sua orientação, companheirismo, confiança, paciência e ajuda em todos os momentos que mais precisei.

Ao Prof. Fabrício José Brito Barros, pela credibilidade a mim atribuída, por sua amizade e por valiosas contribuições ao trabalho.

Meu agradecimento ao Prof. Ronaldo Oliveira que acompanhou meus passos desde a graduação e por ser meu maior incentivador ao ingressar nos estudos avançados.

Ao meu amigo Alexandre da Silva Rocha que foi meu companheiro de graduação e teve suas contribuições no início desta pesquisa.

Aos Professores: Jasmine Araújo, Joseane Rodrigues, Bruno Líra, pelo auxílio e pelos ensinamentos a mim repassados ao longo do caminho.

Aos amigos de trabalho que constituem o LCT: Nelson Mateus, Allan Costa, Allan Braga, João Victor, Diego Kasuo, Walter Martins, Ramz Fraiha, Regina Nascimento pela parceria e por valiosas contribuições ao trabalho.

A todos os demais profissionais do programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará.

SUMÁRIO

Lista de Ilustrações	x
Lista de Tabelas	xiii
Lista de Siglas	xiv
Resumo	xv
Abstract	xvi
1 Introdução	1
1.1 Objetivos da Dissertação	4
1.2 Composição da Dissertação	5
2 Fundamentação Teórica	6
2.1 Parâmetros Fundamentais de Antenas	7
<i>2.1.1 Diagrama de Radiação</i>	7
<i>2.1.2 Regiões de Campo</i>	8
<i>2.1.3 Diretividade</i>	9
<i>2.1.4 Ganho</i>	10
<i>2.1.5 Largura de Banda</i>	10
<i>2.1.6 Impedância de Entrada</i>	12
2.2 Parâmetros de reflexão	12
<i>2.2.1 Coeficiente de Reflexão de Tensão na Carga</i>	12
<i>2.2.2 Perda de Retorno</i>	13
<i>2.2.3 ROE(Relação de Onda Estacionária)</i>	14
2.3 Antenas Filamentares	15
<i>2.3.1 Dipolo de Meio Comprimento de Onda</i>	15
<i>2.3.2 Monopolo de Quarto de Onda</i>	18
2.4 Considerações Finais	20
3 Antenas Multibandas	21
3.1 Linha de Microfita	21
3.2 Distribuição Superficial de Corrente e Impedância de entrada	22
<i>3.2.1 Distribuição superficial de corrente para a associação dos dois</i>	24

<i>primeiros elementos</i>	
3.2.2 <i>Impedância de entrada para a associação dos dois primeiros elementos</i>	25
3.2.3 <i>Distribuição superficial de corrente para a associação dos três elementos</i>	26
3.2.4 <i>Impedância de entrada para a associação dos três elementos ressonantes</i>	29
3.3 Considerações Finais	30
4 Projeto e Simulação da Antena	31
4.1 Projeto da Linha de microfita	32
4.2 Parâmetros de simulação	33
4.3 Simulação das etapas do projeto da antena com tripla ressonância	35
4.3.1 <i>Antena com um elemento ressonante e operação em 2 GHz</i>	35
4.3.2 <i>Antena com dois elementos ressonantes e operação em 2 GHz e 2,5 GHz</i>	40
4.3.3 <i>Antena com três elementos ressonantes e operação em 2 GHz, 2,5 GHz e 3 GHz</i>	44
4.4 Considerações Finais	50
5 Confeção, Medições e Testes do Protótipo da Antena	51
5.1 Processo de confeção e medição da antena proposta	51
5.1.1 <i>Confeção e montagem</i>	51
5.1.2 <i>Medição e comparação</i>	53
5.1.2.1 <i>Resultados comparativos</i>	54
5.1.2.2 <i>Testes utilizando a antena proposta</i>	58
5.2 Considerações Finais	62
6 Conclusões	63
Referências Bibliográficas	64
Publicações	69

Lista de Ilustrações

Figura 2.1. Diagrama polar normalizado de potência em dB de um dipolo $\lambda/2$ simulado no CST.	7
Figura 2.2. Diagramas Principais de planos E e H de uma antena dipolo infinitesimal	8
Figura 2.3. Regiões de campo de uma antena	9
Figura 2.4. Identificação dos pontos utilizados para calculo de $BW_f(\%)$	11
Figura 2.5. Dipolo de meio comprimento de onda	15
Figura 2.6. Impedância de entrada do dipolo em função do seu comprimento	16
Figura 2.7. Distribuição de corrente de um Dipolo de $\lambda/2$	17
Figura 2.8. Distribuição de corrente em uma antena dipolo de $\lambda/2$	17
Figura 2.9. Diagrama tridimensional do dipolo de meio comprimento de onda	18
Figura 2.10. Antena monopolo sobre um plano terra infinito	18
Figura 2.11. Distribuição de corrente em uma antena monopolo $\lambda/4$ sobre um plano terra infinito	19
Figura 2.12. Diagrama de radiação do monopolo sobre um plano terra infinito	20
Figura 3.1. Linha de microfita	21
Figura 3.2. Impedância característica da linha de microfita	22
Figura 3.3. Antena com elementos isolados em (a) Primeiro elemento, (b) Segundo elemento e (c) Terceiro elemento	23
Figura 3.4. Antena com dois elementos	24
Figura 3.5. Distribuição de Corrente em 2 GHz	25
Figura 3.6. Gráfico comparativo de impedâncias de entrada entre o primeiro elemento e com o segundo	26
Figura 3.7. Antena com três elementos radiantes	27
Figura 3.8. Distribuição de Corrente em 2 GHz	27
Figura 3.9. Distribuição de Corrente em 2,5 GHz	28
Figura 3.10. Distribuição de Corrente em 3,5 GHz	28
Figura 3.11. Comparação entre as impedâncias de entrada das antenas com dois elementos e com três elementos	29
Figura 3.12. Gráfico simulado no CST para a reatância da antena proposta em função da frequência	30
Figura 4.1. Linha de microfita	32
Figura 4.2. Gráfico de perda de retorno para linha de microfita com carga resistiva	33

Figura 4.3. Circuito equivalente para a linha de microfita	33
Figura 4.4. Pulso gaussiano no domínio do tempo	34
Figura 4.5. Pulso gaussiano no domínio da frequência	34
Figura 4.6. Antena com um único elemento	35
Figura 4.7. Gráfico do coeficiente de reflexão (Γ_c) em função da frequência	36
Figura 4.8. Gráfico de perda de retorno para antena com um elemento	36
Figura 4.9. Gráfico do VSWR para antena com um elemento	37
Figura 4.10. Gráfico de impedância de entrada parte real e parte imaginária	38
Figura 4.11. Distribuição de Campo elétrico tridimensional	38
Figura 4.12. Distribuição superficial de corrente na antena	39
Figura 4.13. Diagrama de radiação tridimensional da antena com um elemento	39
Figura 2.14. Diagrama polar da antena com um elemento radiante	40
Figura 4.15. Antena com dois elementos ressonantes	40
Figura 4.16. Gráfico do coeficiente de reflexão para a antena com dois elementos	41
Figura 4.17. Gráfico de perda de retorno para a antena com dupla ressonância	42
Figura 4.18. Gráfico do VSWR para a antena com dupla ressonância	42
Figura 4.19. Gráfico de impedância de entrada parte real e parte imaginária para a antena com dupla ressonância	43
Figura 4.20. (a) Campo Elétrico em 2 GHz e (b) Campo Elétrico em 2,5 GHz	43
Figura 4.21. (a) Diagrama 3D em 2 GHz e (b) Diagrama 3D 2,55 GHz	44
Figura 4.22. Diagrama Polar em 2 GHz e (b) Diagrama polar em 2,5 GHz	44
Figura 4.23. Antena proposta com três elementos ressonantes	45
Figura 4.24. Gráfico do coeficiente de reflexão na antena com três elementos ressonantes	45
Figura 4.25. Gráfico de perda de retorno para a antena com três elementos ressonantes	46
Figura 4.26. Gráfico do VSWR da antena com tripla ressonância	47
Figura 4.27. Gráfico de Impedância de entrada parte real e parte imaginária em função da frequência de ressonância	47
Figura 4.28. (a) Campo Elétrico em 2 GHz, (b) Campo Elétrico em 2,5 GHz e (c) Campo Elétrico em 3,5 GHz	48
Figura 4.29. (a) Diagrama 3D em 2 GHz, (b) Diagrama 3D em 2,5 GHz e (c) Diagrama 3D em 3,5 GHz	49
Figura 4.30. (a) Diagrama Polar em 2 GHz, e (b) Diagrama polar em 2,5 GHz	49

Figura 4.30. (b) Diagrama Polar em 3,5 GHz	50
Figura 5.1. Desenho ilustrativo da antena proposta e suas configurações	52
Figura 5.2. Imagens da Antena em (a) frente do protótipo e em (b) traseira do protótipo	53
Figura 5.3. Setup de medição dos parâmetros de reflexão da antena proposta	54
Figura 5.4. Gráfico comparativo do coeficiente de reflexão na antena proposta	55
Figura 5.5. Gráfico comparativo de perda de retorno da antena proposta	55
Figura 5.6. Gráfico comparativo do VSWR da antena proposta	56
Figura 5.7. Gráfico de impedância total de entrada da antena proposta	57
Figura 5.8. Cenário de teste de recepção da antena proposta	58
Figura 5.9. Sinal recebido na frequência de 2 GHz	59
Figura 5.10. Sinal recebido na frequência de 2,5 GHz	59
Figura 5.11. Sinal recebido na frequência de 3,5 GHz	60
Figura 5.12. Setup de conexão entre antena e o aparelho	61
Figura 5.13. Dispositivo conectado apenas ao cabo para antena rural	61
Figura 5.14. Dispositivo com a antena conectada no cabo	62

Lista de Tabelas

Tabela 2.1. Conversão entre perda de retorno, SWR, GAMMA, Potência Transmitida e Potência Refletida	14
Tabela 5.1. Lista de materiais utilizados na confecção no protótipo da antena	52
Tabela 5.2. Tabela comparativa entre resultados simulados e medidos	56
Tabela 5.3. Tabela comparativa entre resultados simulados e medidos	57
Tabela 5.4. Tabela apresentando o detalhamento dos testes	60

Lista de Siglas

ITU	International Telecommunication Union.
IMT-2000	International Mobile Telecommunications-2000.
UMTS	Universal Mobile telecommunications System.
HSPA	High Speed Packet Access.
GSM	Global System Mobile.
CDMA	Code Division Multiple Access.
EV-DO	Evolution Data Optimized.
TD-SDMA	Time Division Synchronous Code Division Multiple Access.
WIMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access.
LTE	Long Term Evolution.
WLAN	Wireless Local Area Network.
DCS	Digital Cellular System.
PCS	Personal Communications Service.
WiBro	Wireless Broadband.
ISM	Industrial, Scientific and Medical.
HFSS	High Frequency Structure Simulator.
FDD	Frequency Division Duplexing.
TDD	Time Division Duplexing.
CST	Computer Simulation Technology.
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers.
BW	Bandwidth.
RF	Radiofrequência.
VSWR	Voltage Stand Wave Ratio.
FIT	Técnica de Integração Finita.
ROE	Relação de Onda Estacionária.
FEM	Método dos Elementos Finitos.
MoM	Métodos dos Momentos.
FDTD	Diferenças Finitas no Domínio do Tempo.
LCT	Laboratório de Computação e Telecomunicações
UFPA	Universidade Federal do Para.
PEC	Condutor Elétrico Perfeito.

RESUMO

O presente trabalho apresenta um projeto e análise de uma antena monopolo planar multibanda operante nas frequências de 2000 MHz, 2500 MHz e 3500 MHz para aplicação em dispositivos móveis 3G e 4G. Dentre essas faixas estão contidos os espectros 3G (1895-2165 MHz), 4G (2500-2690 MHz) e 4G (3400-3600 MHz) utilizadas pelo LTE e WIMAX 3,5. Para o desenvolvimento desse estudo foi tomado como referência uma antena dual-band de Hua-Ming Chen projetada para operar em sistemas ISM 1800 MHz, redes Wireless e Bluetooth 2400 MHz. O projeto proposto neste trabalho é uma modificação na estrutura da antena dual-band adaptada para tripla ressonância simultânea em frequências utilizadas em redes móveis 4G. Para alcançar o objetivo proposto utilizou-se para simulação o software CST® MICROWAVE STUDIO baseado no método Integração Finita no Domínio, as simulações foram feitas no domínio do tempo. Após obtenção satisfatória dos resultados simulados, um protótipo da antena foi confeccionado para medição e teste, os resultados apresentados são coerentes aos obtidos na simulação, o que valida o método proposto.

Palavras-chave: antena monopolo planar multibanda, LTE e WIMAX, 3G e 4G.

ABSTRACT

This paper presents a design and analysis of a planar monopole antenna operating in multiband frequencies of 2000 MHz, 2500 MHz and 3500 MHz for use in 3G and 4G mobile devices. Among these bands are contained 3G (1895-2165 MHz), 4G (2500-2690 MHz) and 4G (3400-3600 MHz) spectra used by LTE and WIMAX 3.5. For the development of this study was taken as reference Hua-Ming Chen's dual-band antenna designed to operate at ISM systems (1800 MHz), wireless networks and Bluetooth (2400 MHz). The project proposed in this work is a modification in the structure of the dual-band antenna adapted for simultaneous triple resonance frequencies used in 4G mobile networks. To achieve the proposed objective was used to simulate the CST® MICROWAVE STUDIO software based on the Finite Integration method in Domain; the simulations were done in the time domain. After obtaining satisfactory simulated results, a prototype antenna was built to test and measurement; the presented results are consistent with those obtained in the simulation, which validates the proposed method.

Keywords: planar monopole antenna multiband, LTE and WIMAX, 3G and 4G.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Com o advento das inovações tecnológicas dos sistemas de modulações digitais, os sistemas de comunicações móveis convergiram para a digitalização de seus serviços. Com o surgimento das tecnologias 3G e 4G, houve um aumento significativo nas taxas de transferência de dados.

No início do século XXI, o ITU (*International Telecommunication Union*) especificou padrões para a evolução 3G, que fizeram parte do projeto IMT-2000 (*International Mobile Telecommunications-2000*) padrão especificado para implantação da tecnologia 3G. Nesta tecnologia, as taxas de transferências de dados de 144 Kbps passaram a ser de 384 Kbps em movimento e até 2 Mbps em ambientes fechados [1].

Dentre as tecnologias utilizadas no 3G podem ser apontadas: UMTS (*Universal Mobile telecommunications System*) – HSPA (*High Speed Packet Access*) da família GSM (*Global System Mobile*), CDMA2000 - EV-DO (*Evolution Data Optimized*) da família CDMA (*Code Division Multiple Access*), e outros como TD-SDMA (*Time Division Synchronous Code Division Multiple Access*) e WIMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*). O 3G ainda teve uma evolução com a chegada do LTE (*Long Term Evolution*) possibilitando alcance na transferência de dados entre 5-12 Mbps, este último é conhecido popularmente como 3,5G ou 3G MAX.

Atualmente, o mundo já caminha para a quarta geração da comunicação móvel, também conhecido popularmente como 4G, os padrões que regem a implantação do 4G é o IMT-Advanced (4G) anunciado em outubro de 2010 pelo ITU, as tecnologias utilizadas são LTE-Advanced e Wimax IEEE 802.16m, que permitem alcançar taxas de transferências de dados dez vezes superior às redes atuais [2]. O 4G já se encontra presente em quase todos os continentes e opera em diversas frequências no mundo. A tecnologia LTE permite utilizações em 700 MHz, 1800 MHz ou 2100 MHz, 2500 MHz e 3500 MHz, e ou WIMAX em 3500 MHz.

No Brasil a tecnologia 4G, inicialmente funcionará em 2500 MHz, porém após se concretizar a digitalização da TV aberta no Brasil, o 4G também funcionará em 700 MHz, hoje ocupado pelos canais de TV aberta analógica.

Nos estados brasileiros as localidades com mais de 30 mil habitantes devem adotar o padrão até 31 de Dezembro de 2017. Esse cenário de mudanças tecnológicas faz com que à medida com que os sistemas de comunicações móveis evoluam, ocorra uma demanda

proporcional no projeto de elementos radiadores miniaturizados capazes de operarem em múltiplas frequências e serem integrados nos dispositivos móveis portáteis. Essa demanda se remete à necessidade de utilização de dispositivos móveis capaz de suportar diversas tecnologias como 3G, 4G, e etc. Uma antena que opera simultaneamente em 2000 MHz, 2500 MHz e 3500 MHz, é uma antena com tripla operação ou antena multibanda.

Em virtude da demanda de projeto de antenas multibandas, muitos autores estão empenhados em projetar antenas que sejam capazes de atender as especificações de projeto estabelecido pelas comunicações móveis, como estruturas miniaturizadas, ressonância em múltiplas frequências distintas.

Dentre os numerosos trabalhos relacionados a antenas monopolo multibandas destacam-se alguns disponíveis na literatura [3]-[30].

O autor Qi-Tao Zhang [3], propôs um monopolo planar retangular alimentado por uma linha de microfita de 50Ω . Foram feitos cortes no formato de L no plano terra e um corte no formato de U na antena, além de dois cortes saindo da plaqueta proporcionando a antena um formato de E . Nos resultados obtidos à medida com que são alteradas as dimensões do corte no formato de U da antena, ocorre um deslocamento da frequência de ressonância, o que permite fazer com que a antena opere em bandas utilizadas pelas redes móveis. As alterações feitas no comprimento dos cortes no formato de L influenciam no casamento de impedância entre a antena e a fonte. Em um processo de otimização dos cortes nos formatos de U na antena e L no plano terra, obteve-se tripla ressonância em 1900 MHz, 2800 MHz e 5100 MHz.

Outro modelo de antena monopolo planar multibanda é proposto por Naser-Moghadasi [4], o objetivo foi desenvolver uma antena capaz de operar em sistemas de redes móveis portáteis. Um processo de parametrização é utilizado para obter a configuração que permitiu a operação em UMTS (1920-2170 MHz), WLAN (*Wireless Local Area Network*) (2400-2484 MHz), móvel WIMAX (IEEE 802.16e 2500-2690 MHz), WLAN (5150-5350/5725-5825 MHz), e (5795-6400 MHz). O autor utilizou como base uma antena monopolo planar simples que possuía uma única ressonância, foram introduzidos dois braços semi-circulares condutores no formato de anéis no elemento radiante, um interligado na extremidade superior da antena e outro na entrada da antena, dando a antena um aspecto de um gacho. Uma nova ressonância foi obtida para cada braço introduzido na antena, isso ocorreu devido as ramificações feitas no comprimento elétrico da antena. Qi-Tao Zhang ressalta que as frequências de ressonâncias obtidas, podem ser ajustadas para outras

frequências sem precisar alterar as dimensões da antena, somente alterando a configuração de uma ranhura de formato retangular feita no plano terra.

O autor Zhixi Liang, propôs um modelo de antena monopolo planar multibanda no formato de serpente [5], esta nova antena tem tripla ressonância e pode operar em até seis bandas diferentes de frequência, cujo sua estrutura pode ser utilizada em dispositivos móveis que utilizam o GSM (880-960 MHz), DCS (*Digital Cellular System*) (1720-1880 MHz), PCS (*Personal Communications Service*) (1850-1990 MHz), UMTS (1920-2170 MHz), WiBro (*Wireless Broadband*) (2300-2390 MHz) e ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) (2400-2480 MHz). As características da antena proposta, foram obtidas por otimização utilizando o software HFSS (*High Frequency Structure Simulator*) para simulação dos resultados.

A operação multibanda dessa antena está diretamente relacionada com as curvas feitas ao longo do seu comprimento total. O comprimento total é de aproximadamente 105 mm correspondente a ressonância em 920 MHz, uma curva feita no comprimento aproximado de 48 mm, permitiu ressonância 1800 MHz e 2050 MHz. O comprimento ressonante para a frequência de 2450 MHz é 36 mm. Nos diferentes comprimentos em que ocorrem as curvas no elemento radiante fornecem á antena, uma operação semelhante às antenas anteriormente citadas em que os diversos comprimentos criados para fluir a corrente de superfície atuam como filtros de ressonância.

As antenas propostas em [3]-[5], apresentam operações multibandas, e suas múltiplas operações estão relacionadas aos diversos percursos criados para fluir a corrente de superfície nos elementos radiantes, dando a elas vários comprimentos ressonantes de aproximadamente $\lambda/4$, essas observações são validas quando comparadas com estudados de antenas monopolos filamentos de quarto de onda sobre um plano terra [31], [32].

Neste contexto o autor Hua-Ming Chen, propôs uma antena monopolo dual-band com uma configuração simplificada, onde a antena proposta consiste de dois monopolos impressos de diferentes comprimentos elétricos [6]. Os elementos são eletricamente interligados em suas extremidades inferiores alimentados por uma linha de microfita de 50Ω . Cada monopolo possui comprimento de ressonância próximos de $\lambda_0/4$ das frequências de operações em 1800 MHz e 2400 MHz, onde λ_0 é o comprimento de onda central para cada ressonância obtida pela antena. A antena com dupla operação foi projetada para integração em dispositivos portáteis que utilizam sistemas ISM 1800 MHz e redes Wireless e Bluetooth 2400 MHz. Apesar da fácil configuração dessa antena, as bandas de operação obtidas não são interessantes para a aplicação simultânea em dispositivos móveis atuais 3G e 4G, pois um reajuste dos elementos monopolos seria necessário para ressoar em novas frequências de

interesse, além disso, uma abrangência maior em frequências de ressonâncias distintas se faz necessário, o que torna o projeto atual inviável para integração em dispositivos móveis modernos.

É neste contexto que este trabalho baseado nas características multibanda das antenas anteriormente citadas, propõe modificações na antena proposta por Hua-Ming Chen, a fim de obter um novo modelo capaz de operar simultaneamente em 2000 MHz, 2500 MHz e 3500 MHz. A escolha desse modelo possibilita a fácil configuração do comprimento ressonante dos monopolos planares.

A nova antena proposta neste trabalho será projetada para utilização em sistemas móveis atuais 3G e 4G. Serão feitas alterações nas dimensões dos monopolos existentes no antigo projeto e será introduzido mais um elemento monopolo radiador. Os elementos serão configurados para operarem no 3G (1895-2165 MHz), 4G (2500-2690 MHz) e 4G (3400-3600 MHz), ambas utilizadas pela maioria dos canais LTE/FDD (*Frequency Division Duplexing*) e LTE/TDD (*Time Division Duplexing*) no mundo.

As modificações propostas por este trabalho foram baseadas em resultados simulados no CST (*Computer Simulation Technology*), e apresentam características de propagação aceitáveis para integração nos dispositivos móveis portáteis atuais. As simulações foram validadas comparando as com resultados medidos do projeto final construído. A antena é de fácil fabricação e baixo custo.

1.1. Objetivos da Dissertação

Este trabalho tem como modo objetivo propor uma nova antena monopolo com tripla operação compreendida entre as frequências 3G (1895-2165 MHz), 4G (2500-2690 MHz) e 4G (3400-3600 MHz) utilizadas pelo LTE e WIMAX 3,5. Dentro dessa performance se almeja alcançar os processos de fabricação industrial, sendo integradas em aparelhos modernos de terceira e quarta geração como ifone, tablets, notebook, e etc. Dentro desse contexto, segue-se a programação:

- a) Análise das técnicas para projeto de antenas multibandas;
- b) Análise dos tipos de antenas multibandas disponíveis na literatura;

- c) Apresentar uma proposta de antena monopolo multibanda capaz operar em Redes 3G e 4G.
- d) Projeto e montagem desse protótipo.
- e) Avaliar os resultados obtidos.

1.2. Composição da Dissertação

Esta dissertação é composta de seis capítulos e um apêndice. Os assuntos referentes a cada capítulo e apêndice são os seguintes:

- Capítulo 1:** introdução ao trabalho proposto, sua motivação e objetivos, assim como uma revisão da literatura específica;
- Capítulo 2:** desenvolvem-se os conceitos fundamentais sobre a teoria básica de antenas a serem empregadas nesse estudo e são comentados alguns artigos que compõe o estado da arte da dissertação;
- Capítulo 3:** é apresentado a antena monopolo planar multibanda proposta e os estudos desenvolvidos para alcançar a geometria do projeto final da antena;
- Capítulo 4:** é destinado ao detalhamento das especificações do projeto da antena a ser fabricada, e a análise das modificações em suas estruturas realizadas por meio das simulações;
- Capítulo 5:** tratado detalhamento da montagem do protótipo da antena e procedimentos práticos para obtenção dos resultados;
- Capítulo 6:** conclusões;

CAPÍTULO 2

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Na norma IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) Definições Padronizadas e Termos para antenas (*IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas – IEEE Std 145-1983*), uma antena é definida como “um dispositivo para radiação ou a recepção de ondas de rádio” [33]. De outra forma, uma antena é compreendida como o dispositivo intermediário entre o espaço livre e o dispositivo guia de onda ou linha de transmissão.

As antenas estão presentes nos diversos sistemas de comunicação sem fio como: sistema via Satélite, sistemas de Radio e TV abertos, Redes Móveis e etc. Para cada aplicação são requeridas características estruturais e de radiação a ser levado em conta nas especificações de projeto da antena.

Parâmetros muito considerados na elaboração de projetos de antenas são: área de cobertura, tamanho reduzido, maior largura de banda, fácil construção e menor relação custo benefício.

No projeto de sua estrutura é levado em conta não apenas as dimensões da antena que devem estar dentro de uma característica padrão para sua implantação em um determinado sistema de comunicação, mais também sua área de cobertura que influenciará diretamente no desempenho do sistema de enlace de comunicação sem fio. Neste contexto, devem-se definir as características de irradiação da antena, que devem ser consideradas para satisfazer as condições de operação e um desempenho ótimo do sistema.

A determinação das características de radiação de uma antena está relacionada a obtenção de diversos parâmetros. Dentre os parâmetros fundamentais de antenas podem ser destacados: diagrama de radiação, regiões de campo, diretividade, ganho, largura de banda, impedância de entrada e parâmetros de reflexão.

Assim, neste capítulo, serão apresentados todos os conceitos teóricos relevantes para o desenvolvimento desta dissertação. Dentre estes conceitos destacam-se: os parâmetros fundamentais de antenas anteriormente mencionados, assim como, os conceitos referentes às antenas dipolo de meio comprimento de onda e antena monopolo de quarto de onda. O estudo destas antenas se faz necessário por serem as antenas mais versáteis e comumente usadas até hoje. As características dessas antenas serviram como base para o projeto de diversas antenas monopolos e dipolos modificados. Pois uma grande quantidade de diferentes antenas

encontradas no mercado partiu dos princípios básicos estudados sobre antenas monopolos e dipolos filamentosares. Sendo o projeto proposto nesse trabalho mais um fundamentado nestes conceitos teóricos.

2.1. Parâmetros Fundamentais de Antenas

2.1.1. Diagrama de Radiação

A representação gráfica das propriedades de radiação de uma antena em função das coordenadas espaciais define um diagrama de radiação [34]. Em geral, os diagramas de potência das antenas são normalizados e expressos em Decibéis (dB).

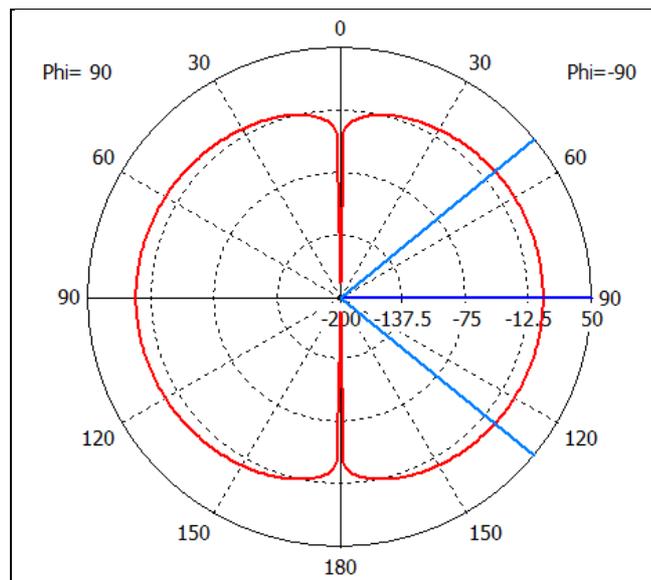


Figura 2.1. Diagrama polar normalizado de potência em dB de um dipolo $\lambda/2$ simulado no CST.

Uma antena polarizada linearmente em geral é descrito em termos dos diagramas principais, um contendo o vetor de campo elétrico, plano **E**, e outro contendo o vetor de campo magnético, plano **H**. A Figura 2.2, mostra um diagrama onde o plano x-z, (plano de elevação; $\phi = 0$) é o plano **E** principal, enquanto o plano o plano x-y (plano azimutal; $\theta = \pi/2$) é o plano **H** principal.

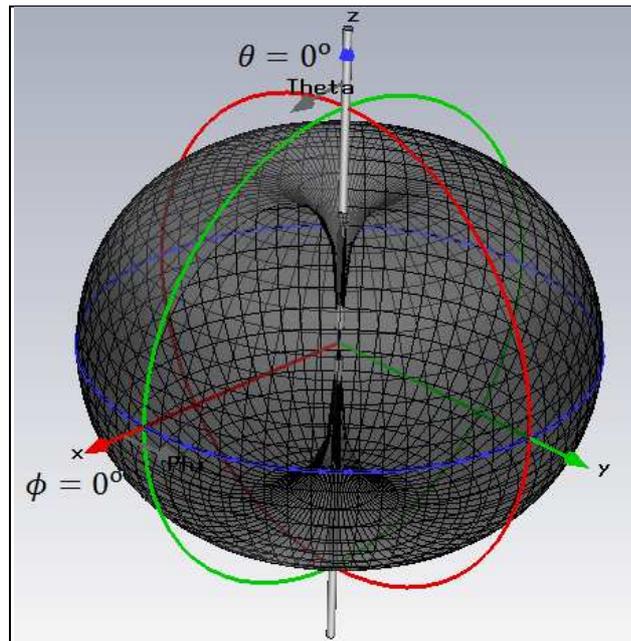


Figura 2.2. Diagramas Principais de planos **E** e **H** de uma antena dipolo infinitesimal

O diagrama da figura 2.2, é do tipo omnidirecional, comumente usado como referência para comparação com os diagramas obtidos nos projetos de antenas multibandas compactas [4]-[7], [10]-[13]. O diagrama é não direcional no plano azimutal [$f(\phi), \theta = \pi/2$], e direcional no plano de elevação [$g(\theta), \phi = constante$], onde tem diagrama essencialmente não direcional no plano (azimutal) e um diagrama direcional em qualquer outro plano ortogonal (elevação).

2.1.2. Regiões de Campo

A área que envolve uma antena é subdividida em três regiões, sendo elas: Região de campo próximo reativo, região de campo próximo radiante ou (região de Fresnel) e Região de campo distante ou (Região de Fraunhofer) [34].

A região de campo próximo reativo é definida como a porção da região de campo próximo imediatamente ao redor da antena, onde predomina o campo reativo. Em antenas monopolos multibandas é observado efeitos de variação na impedância de entrada, na largura de banda e na frequência de ressonância, devido à indução eletromagnética por elementos ressonantes muito próximos uns dos outros [5]-[10].

A região de campo próximo radiante (região de Fresnel) é definida como sendo a região de campo de uma antena entre a região de campo próximo e a região de campo

distante, onde predomina o campo radiante e a distribuição angular dos campos depende da distância à antena.

A Região de campo distante ou (Região de Fraunhofer), é definida como a região onde a distribuição angular dos campos independe à antena.

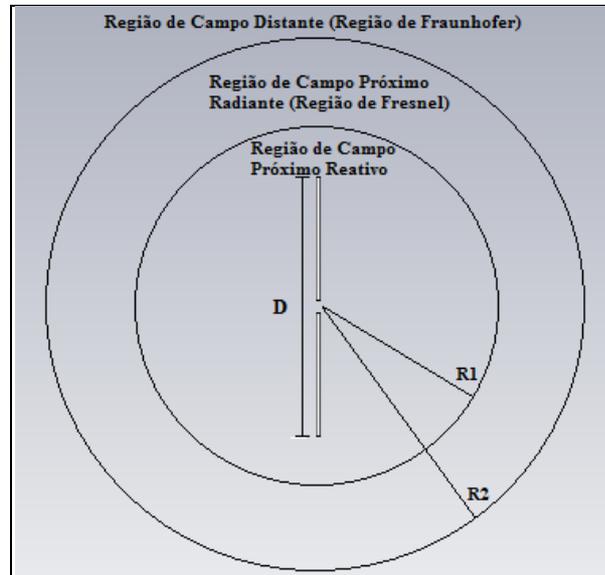


Figura 2.3. Regiões de campo de uma antena

Na figura 2.3, o raio $R_1 < 0,62\sqrt{D^3/\lambda}$ é a fronteira externa da região de campo próximo reativo, onde D é máxima Dimensão da antena e λ é o comprimento de onda, $R_2 < 2D^2/\lambda$ é a fronteira externa da região de campo próximo radiante.

2.1.3. Diretividade

A diretividade de uma antena é definida como a razão entre a intensidade de radiação (Potência) em uma dada direção de uma antena e a intensidade de radiação média (Potência média) da mesma antena [35].

A intensidade de radiação média é a potência total radiada dividida por 4π , essa se refere a potência que seria radiada por uma fonte isotrópica hipotética sem perdas que tem a mesma radiação em todas as direções [34]. Por tanto,

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2.1)$$

D = Diretividade (adimensional);

U = Intensidade de radiação (W/ unidade de ângulo sólido);

U₀ = Intensidade de radiação de uma fonte isotrópica (W/ unidade de ângulo sólido);

P_{rad} = Potência radiada total (W).

2.1.4. Ganho

O ganho de uma antena é aproximadamente relacionado com a diretividade, porém o ganho leva em conta não apenas as propriedades direcionais da antena mais também a eficiência da mesma.

O ganho de uma antena em uma dada direção é definido como a razão entre a intensidade de radiação, em uma dada direção, e a intensidade de radiação que seria obtida se a potência aceita pela antena fosse radiada isotropicamente [34].

$$\begin{aligned} \text{Ganho} &= 4\pi \frac{\text{intensidade de radiação}}{\text{potência total de entrada}} = \\ &= 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \text{ (adimensional)} \end{aligned} \quad (2.2)$$

A potência total radiada (P_{rad}) está relacionada à potência total de entrada (P_{in}) por [34]:

$$P_{rad} = e_{cd} P_{in} \quad (2.3)$$

onde e_{cd} é a eficiência de radiação da antena. No geral e_{cd} é de difícil cálculo, mas podem ser obtidas experimentalmente.

2.1.5. Largura de Banda

A largura de banda de uma antena é a faixa em que a antena opera sem alterar algumas de suas características de radiação especificada. A largura de banda absoluta BW (*Bandwidth*)

de uma dada antena pode ser compreendida entre dois pontos equidistantes de uma frequência central. O limiar utilizado para calcular a largura de banda BW da antena é definida entre dois pontos de 10 dB abaixo do nível máximo de radiação [36]. Dados por F_L e F_H , sendo respectivamente os pontos inferior e superior de frequência.

$$BW = F_H - F_L \quad (2.4)$$

De acordo com o estabelecido na norma do FCC (Federal Communications Commission) [37], a frequência central f_c é a média aritmética entre os limites da largura de faixa de operação de uma antena.

$$f_c = \frac{F_H + F_L}{2} \quad (2.5)$$

Para antenas de banda estreita a largura de banda relativa ou fracional (BW_f) é expressa como a razão entre a largura de banda absoluta e a frequência central [34], conforme figura 2.4.

$$BW_f(\%) = \frac{F_H - F_L}{f_c} \times (100) \quad (2.6)$$

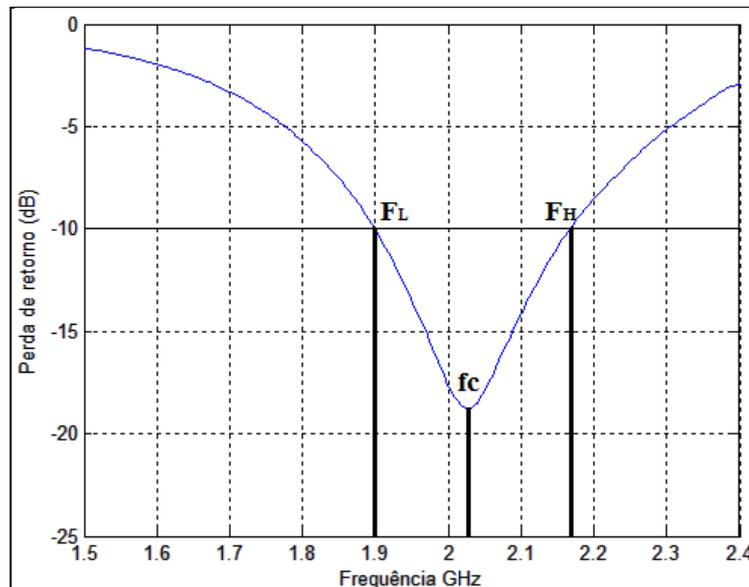


Figura 2.4. Identificação dos pontos utilizados para cálculo de $BW_f(\%)$

2.1.6. Impedância de Entrada

A impedância de entrada de uma antena é definida como a impedância apresentada nos terminais de entrada da antena, ou a razão entre tensão e corrente nos terminais de entrada da antena, ou a razão entre componentes apropriados de campos elétricos e magnéticos em um ponto [34]. A impedância total de entrada poder expressa por:

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.7)$$

onde,

Z_A = Impedância de entrada da antena em (ohms);

R_A = Resistência da antena em (ohms);

jX_A = Reatância da antena em (ohms).

2.2. Parâmetros de Reflexão

Em um sistema de transmissão é necessário que ocorra um perfeito desempenho do sistema de RF (*Radiofrequência*), para isso, deve-se ter um adequado casamento de impedância entre o transmissor, a linha de alimentação e a antena. Caso este casamento não seja adequado, ocorrerão ondas estacionárias de tensão e corrente, fazendo com que parte do sinal retorne ao transmissor. Dependendo dos níveis de ondas estacionárias pode até ocorrer um comprometimento ao desempenho do sistema ou queima do transmissor.

Os parâmetros de reflexão são utilizados para quantificar, medir e descrever o retorno do sinal emitido pelo transmissor. Alguns desses parâmetros podem ser destacados: Coeficiente de Reflexão de Tensão na Carga, Perda de Retorno e VSWR (*Voltage Stand Wave Ratio – Razão de Tensão de Onda Estacionária*).

2.2.1. Coeficiente de Reflexão de Tensão na Carga

A razão entre onda de tensão refletida e onda de tensão incidente na carga é denominada coeficiente de reflexão de tensão na carga Γ_c [38], dado por:

$$\Gamma_c = \frac{V_0^- e^{\gamma l}}{V_0^+ e^{-\gamma l}} \quad (2.8)$$

$V_0^- e^{\gamma l}$ = onda de tensão refletida em (Volts);

$V_0^+ e^{-\gamma l}$ = onda de tensão incidente em (Volts);

onde V_0^- e V_0^+ , são as amplitudes das ondas refletidas e transmitidas. Os sinais $-$ e $+$, representam as ondas se propagando ao longo de $-l$ e $+l$. O gamma (γ) é a constante de propagação.

O coeficiente de reflexão na carga também pode ser obtido por:

$$\Gamma_c = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} \quad (2.9)$$

Z_c = Impedância na carga em (ohms);

Z_0 = Impedância característica da linha em (ohms).

Os dispositivos portáteis utilizados em medidas de parâmetros de reflexão na carga (antena) baseiam-se nas equações anteriores para obtenção de coeficiente de reflexão e impedância de entrada [39], o mesmo acontece para os cálculos utilizados no CST, software baseado no método numérico FIT (*Técnica de Integração Finita*) usado para simulação eletromagnética em geral [40].

2.2.1. Perda de retorno

A perda de retorno é utilizada para definição da largura de banda de operação de uma antena, onde a mesma não sofre alteração em seus parâmetros fundamentais de radiação, sua escala é dada em decibéis (dB). A maioria dos autores utilizam o nível de 10 dB para definir a largura de banda [14]-[16]. Na Tabela 2.1, mostra a conversão entre perda de retorno e os parâmetros SWR, Gamma, perda de reflexão, potência transmitida e potência refletida, onde o nível de 10 dB representa 90 % de potência senta radiada pela antena e 10 % refletida[41].

Tabela 2.1. Conversão entre perda de retorno, SWR, GAMMA, Potência Transmitida e Potência Refletida.

Return Loss - dB	SWR	GAMMA	Reflection Loss - dB	Through Power - %	Reflected Power - %	Return Loss - dB	SWR	GAMMA	Reflection Loss - dB	Through Power - %	Reflected Power - %
1	17.39	0.891	6.868	0.206	0.794	21	1.20	0.089	0.035	0.992	0.008
2	8.72	0.794	4.329	0.369	0.631	22	1.17	0.079	0.027	0.994	0.006
3	5.85	0.708	3.021	0.499	0.501	23	1.15	0.071	0.022	0.995	0.005
4	4.42	0.631	2.205	0.602	0.398	24	1.13	0.063	0.017	0.996	0.004
5	3.57	0.562	1.651	0.684	0.316	25	1.12	0.056	0.014	0.997	0.003
6	3.01	0.501	1.256	0.749	0.251	26	1.11	0.050	0.011	0.997	0.003
7	2.61	0.447	0.967	0.800	0.200	27	1.09	0.045	0.009	0.998	0.002
8	2.32	0.398	0.749	0.842	0.158	28	1.08	0.040	0.007	0.998	0.002
9	2.10	0.355	0.584	0.874	0.126	29	1.07	0.035	0.005	0.999	0.001
10	1.92	0.316	0.458	0.900	0.100	30	1.07	0.032	0.004	0.999	0.001
11	1.78	0.282	0.359	0.921	0.079	31	1.06	0.028	0.003	0.999	0.001
12	1.67	0.251	0.283	0.937	0.063	32	1.05	0.025	0.003	0.999	0.001
13	1.58	0.224	0.223	0.950	0.050	33	1.05	0.022	0.002	0.999	0.001
14	1.50	0.200	0.176	0.960	0.040	34	1.04	0.020	0.002	1.000	0.000
15	1.43	0.178	0.140	0.968	0.032	35	1.04	0.018	0.001	1.000	0.000
16	1.38	0.158	0.110	0.975	0.025	36	1.03	0.016	0.001	1.000	0.000
17	1.33	0.141	0.088	0.980	0.020	37	1.03	0.014	0.001	1.000	0.000
18	1.29	0.126	0.069	0.984	0.016	38	1.03	0.013	0.001	1.000	0.000
19	1.25	0.112	0.055	0.987	0.013	39	1.02	0.011	0.001	1.000	0.000
20	1.22	0.100	0.044	0.990	0.010	40	1.02	0.010	0.000	1.000	0.000

Em projetos de antenas multibandas a perda de retorno fornece a largura de banda das frequências em que as antenas operam, sendo de fundamental importância para os projetistas, esse é o parâmetro utilizado para controlar as frequências de ressonância a partir de modificações iterativas nas estruturas a fim de se obter o protótipo final que atenda a motivação do projeto.

2.2.3. ROE (Relação de Onda Estacionária)

A relação de onda estacionária ROE também é encontrada na literatura com o nome VSWR. O ROE pode ser obtido pela equação dada por [38].

Para qualquer antena, em sua frequência de ressonância é apresentado uma impedância em seus terminais entrada, se a mesma for igual à impedância da linha de alimentação ao qual a antena é alimentada, tem-se a condição de casamento perfeito, ou seja, $ROE = 1$, a medida com que deslocamos a frequência do sinal para mais ou para menos, aumentamos a relação de onda estacionária, se o deslocamento na frequência exceder a largura de banda em a antena opera, teremos então uma condição de descasamento de impedância total ou uma relação de onda estacionária muito alta, $ROE \geq 1.92$, conforme tabela 2.1.

$$S = \frac{V_{m\acute{a}x}}{V_{m\acute{i}n}} = \frac{I_{m\acute{a}x}}{I_{m\acute{i}n}} = \frac{1 + |\Gamma_c|}{1 - |\Gamma_c|} \quad (2.10)$$

2.3. Antenas Filamentares

As antenas filamentosas são as antenas mais antigas, de fácil fabricação e em muitos casos, as mais versáteis. Suas estruturas são geralmente retas ou curvas. Dentre inúmeros modelos destacam-se: Dipolo de meio comprimento de onda e Monopolo de quarto de onda. Suas estruturas já foram bastante investigadas e são facilmente encontradas na literatura [31], [42]-[43]. Neste trabalho se faz necessário compreender as características de radiação dessas antenas, a completa compreensão desses fundamentos é o suporte necessário para o desenvolvimento do projeto proposto.

2.3.1. Dipolo de Meio Comprimento de Onda

Dentre as antenas filamentosas, o dipolo de meio comprimento de onda é o mais comum e utilizado no mercado [31], o comprimento do dipolo é $l = \lambda/2$, onde λ é o comprimento de onda da frequência de operação da antena. A impedância de entrada do dipolo de $\lambda/2$ é $Z_{in} = 73 + j42,5$, composta por uma soma de duas parcelas, uma contendo a parte real (resistência) da impedância de entrada e outra contendo a parte imaginária (reatância) da impedância de entrada. A parte imaginária da impedância de entrada da antena é uma função de seu comprimento. Para reduzir a zero a parte imaginária de Z_{in} , normalmente a antena tem seu comprimento reduzido até que a reatância se anule.

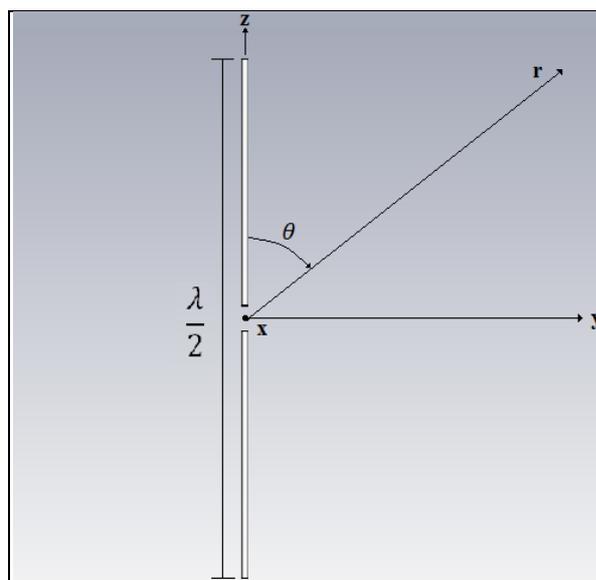


Figura 2.5. Dipolo de meio comprimento de onda

Nos gráfico da figura 2.6, mostra a variação de impedância de entrada parte real e parte imaginária de uma antena dipolo em função do comprimento total da antena.

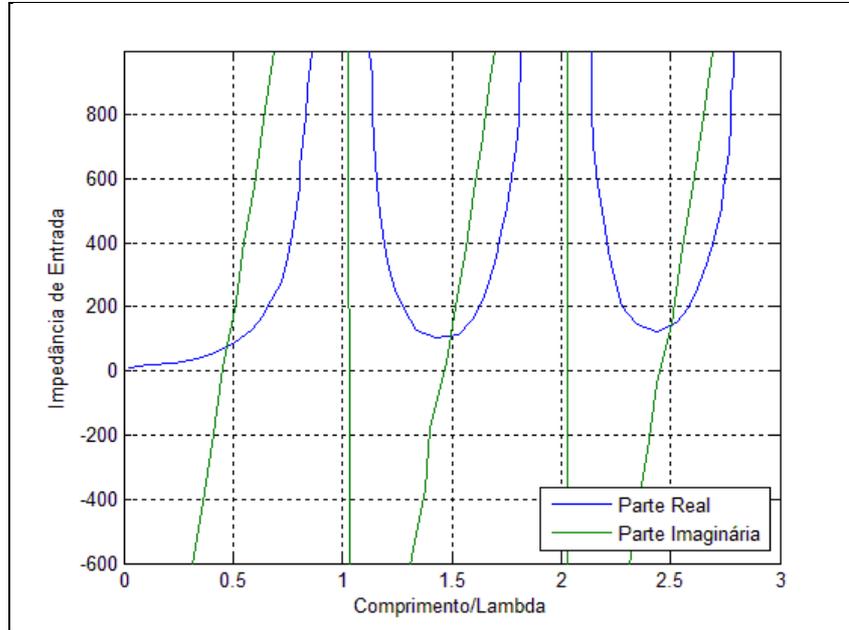


Figura 2.6. Impedância de entrada do dipolo em função do seu comprimento [31]

As componentes de campos Elétricos e Magnéticos de um dipolo de meio comprimento de onda podem ser obtidas usando de [31].

$$E_{\theta} \approx j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right] \quad (2.11)$$

$$H_{\phi} \approx j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right] \quad (2.12)$$

A distribuição de corrente estacionária ao longo do comprimento do dipolo de meio comprimento de onda é senoidal com um nulo na extremidade figura 2.7, onde a corrente estacionária máxima I_0 é igual a corrente de entrada I_{in} .

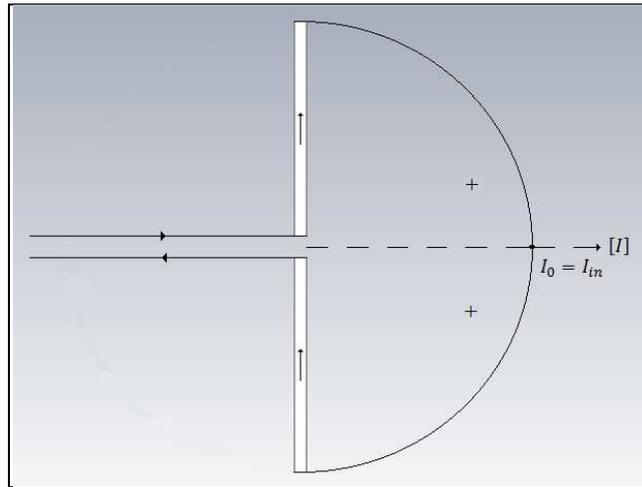


Figura 2.7. Distribuição de corrente de um Dipolo de $\lambda/2$

Uma antena dipolo de $\lambda/2$ foi simulada no CST para análise da distribuição de corrente ao longo do comprimento dos elementos, é possível verificar a afirmação feita [31], visualizando-se o mapa de cores da Figura 2.8 que apresenta a intensidade de corrente em A/m, a distribuição de corrente na antena é máxima nos terminais de entrada e nula em suas extremidades.

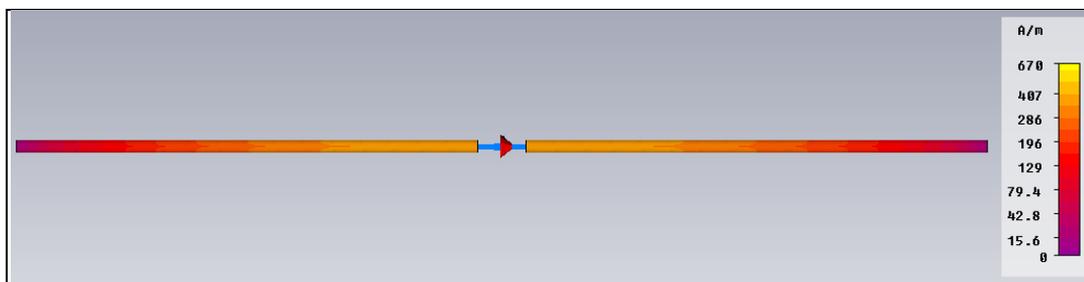


Figura 2.8. Distribuição de corrente em uma antena dipolo de $\lambda/2$

Na figura 2.9, mostra o diagrama de radiação normalizado tridimensional do dipolo de meio comprimento de onda. É observado que o diagrama é não direcional no plano de azimute [$f(\phi), \theta = \pi/2$], e direcional no plano de elevação [$g(\theta), \phi = constante$]. Esse tipo de diagrama é denominado omnidirecional.

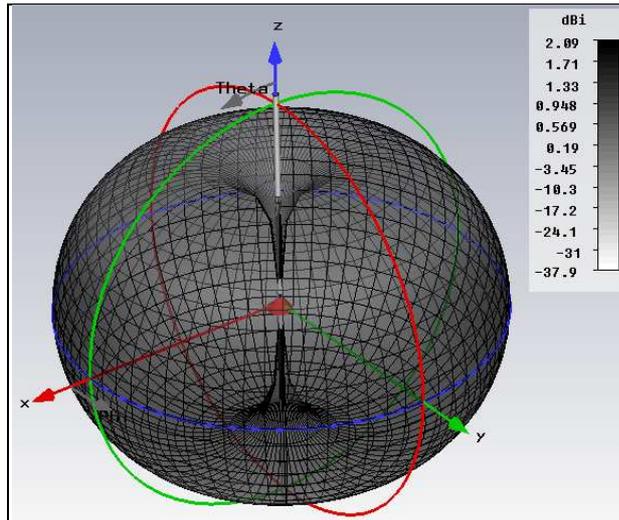


Figura 2.9. Diagrama tridimensional do dipolo de meio comprimento de onda

2.3.2. Monopolo de Quarto de Onda

Para um monopolo de $\lambda/4$ sobre o plano de terra, Figura 2.10, tem seus campos Elétricos e Magnéticos distantes dados por (2.11) e (2.12), A impedância de entrada de um monopolo de $\lambda/4$ é igual à metade da impedância de entrada do dipolo isolado de $\lambda/2$ [31]. A Figura 2.10 apresenta a antena monopolo de $\lambda/4$ sobre um plano terra infinito.

$$Z_{in}(monopolo) = \frac{1}{2} Z_{in}(dipolo) = \frac{1}{2} [73 + j42,5] = 36,5 + j21,25 \quad (2.13)$$

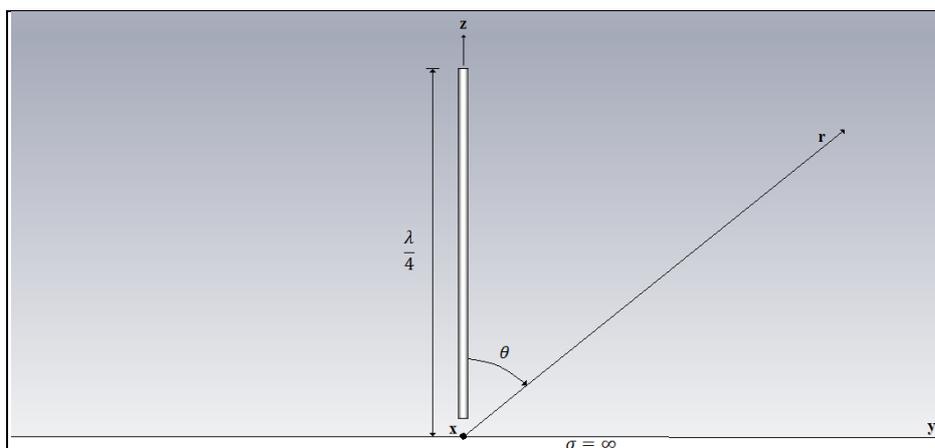


Figura 2.10. Antena monopolo sobre um plano terra infinito

A monopolo de $\lambda/4$ sobre o plano terra infinito foi simulada no CST para análise da distribuição de corrente no elemento radiante e diagrama de radiação, semelhante ao dipolo verifica-se que no terminal de entrada da antena, a corrente é máxima e decai ao longo do comprimento do elemento radiador até se anular em sua extremidade, como pode ser visualizado através da Figura 2.11, que apresenta a distribuição superficial de corrente no elemento radiante.

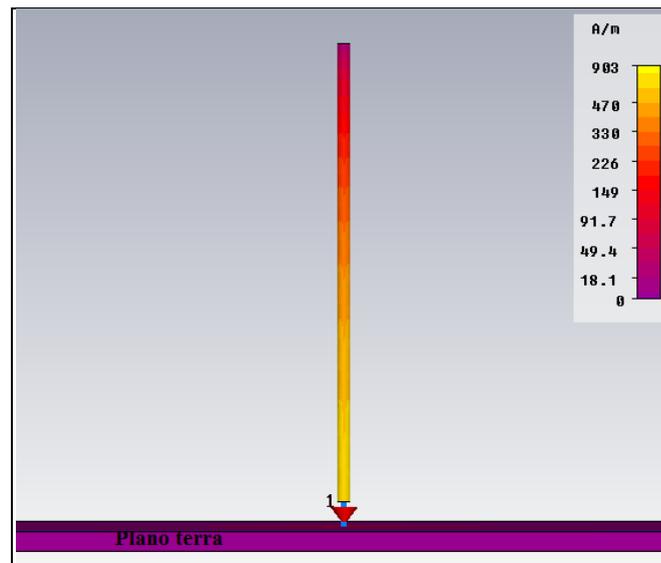


Figura 2.11. Distribuição de corrente em uma antena monopolo $\lambda/4$ sobre um plano terra infinito

O diagrama de radiação tridimensional do monopolo mostrado na Figura 2.12, é equivalente a metade do diagrama de radiação do dipolo de meio comprimento de onda da Figura 2.9.

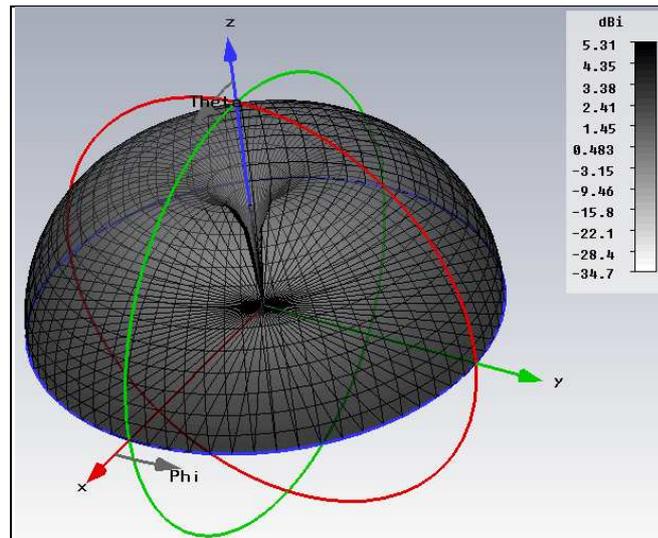


Figura 2.12. Diagrama de radiação do monopolo sobre um plano terra infinito

2.4 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os conceitos teóricos fundamentais para o desenvolvimento do projeto de antena proposto neste trabalho. No capítulo posterior será apresentado um estudo sobre antenas multibandas, mostrando o detalhamento dos passos utilizados para se chegar ao protótipo final.

CAPÍTULO 3

ANTENAS MULTIBANDAS

A antena proposta neste trabalho é uma evolução de uma antena de referência com dupla ressonância disponível na literatura [6]. A nova antena proposta neste trabalho possui três elementos radiantes de diferentes comprimentos de ressonâncias mutuamente alimentados por uma linha de microfita com impedância $Z_0 = 50\Omega$. A antena com tripla ressonância opera em múltiplas bandas de frequências utilizadas pelo 3G e 4G.

Neste capítulo, serão apresentadas as considerações necessárias para o desenvolvimento da antena proposta. Entre as considerações a serem estudadas destacam-se: linha de microfita de alimentação da antena, distribuição superficial de corrente na antena, efeitos ocasionados por indução eletromagnética nos elementos da antena e a impedância de entrada da antena.

3.1. Linha de Microfita

Para alimentar uma antena impressa ou de microfita, uma técnica muito utilizada é a linha de microfita [44], [45]. Uma linha de microfita consiste de uma fita metálica condutora separada de um plano terra por uma altura h composto por um dielétrico geralmente o substrato, para calcular a largura W é necessário especificar a altura h do substrato, a permissividade relativa do material ϵ_r e a impedância característica desejada Z_0 .

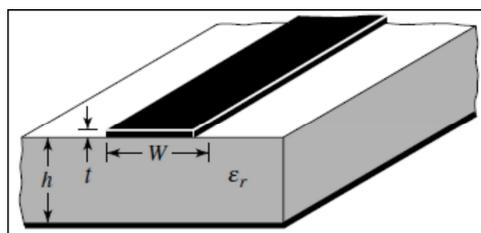


Figura 3.1. Linha de microfita

As equações para calcular a Largura W da linha de alimentação de microfita são dadas por [46]. Para valores em que a razão $W/h \leq 1$, é apresentado a expressão analítica:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left[\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right] \quad (3.1)$$

Para valores em que razão $W/h > 1$, tem-se:

$$Z_0 = \sqrt{\varepsilon_r} \left[\left(\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \right) x \left(\frac{W}{h} + 1,444 \right) \right] \quad (3.2)$$

Na figura 3.2, é apresentado o gráfico da impedância Z_0 em função da razão entre a largura da fita e a altura do substrato utilizando as equações (3,1) e (3.2).

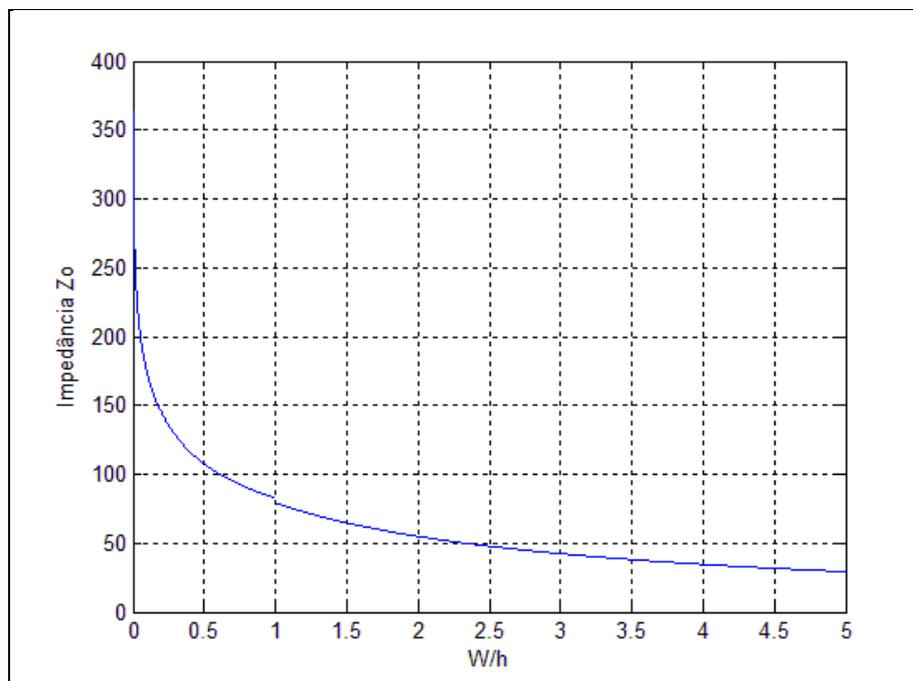


Figura 3.2. Impedância característica da linha de microfita

Uma gama de trabalhos relacionados á antenas multibandas, antenas de microfita e arranjos de antenas de microfita, utilizam linha de microfita para alimentação dos elementos radiantes [3]-[17], [47]-[52].

3.2. Distribuição superficial de corrente e Impedância de entrada

Para analisar os efeitos de distribuição superficial de corrente e de impedância de entrada na antena proposta, inicialmente foi necessário obter as características de radiação de

cada elemento isolado a fim de levantar quais seriam os efeitos ocasionados pela união simultânea dos três elementos. Para isso inicialmente utilizou-se o CST para simulação e análise dos resultados. Nos estudos feitos para cada elemento isolado, observa-se que os mesmos possuem características de radiação semelhantes as do monopolo de quarto de onda colocados sobre um plano terra estudado no capítulo 2. Nas figuras 3.3(a-c), mostra isoladamente o desenho de cada um dos elementos, onde seus comprimentos são diferentes, e suas configurações são as mesmas utilizadas pelos elementos da antena multibanda proposta. Cada antena é alimentada por uma linha de microfita de 50Ω , as configurações da linha de microfita foram obtidas a partir da equação (3.2) conforme estudado no item 3.1 deste capítulo.

O primeiro e o segundo elemento possuem comprimentos ressonantes de aproximadamente $0,2\lambda$, $L1 = 31 \text{ mm}$ e $L2 = 25 \text{ mm}$ respectivamente. O terceiro elemento possui comprimento ressonante um pouco menor, aproximadamente $0,17\lambda$, $L3 = 15,6 \text{ mm}$ e $w1 = w2 = w3 = 4 \text{ mm}$. Assim, os três elementos vibram no primeiro modo ressonante ($0,25\lambda$). Os parâmetros de radiação obtidos se assemelham as do monopolo estudado no capítulo 2.

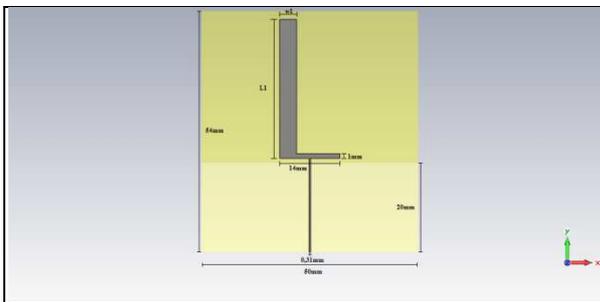


Figura 3.3(a). Primeiro elemento

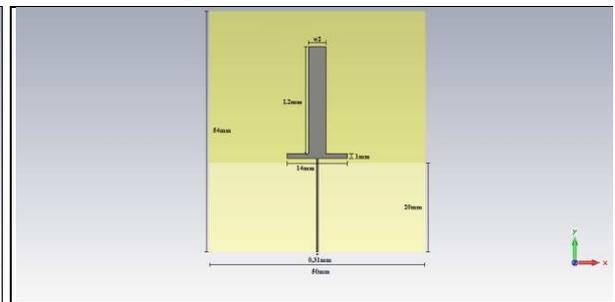


Figura 3.3(b). Segundo elemento

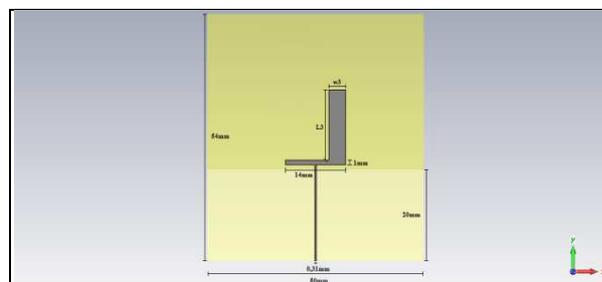


Figura 3.3(c). Terceiro elemento

3.2.1. Distribuição superficial de corrente para a associação dos dois primeiros elementos

Ao introduzir o segundo elemento ressonante da figura 3.3(b) na antena da figura 3.3(a), chega-se a uma nova estrutura com dois elementos ressonantes mutuamente alimentados por uma mesma linha de microfita conforme figura 3.4.

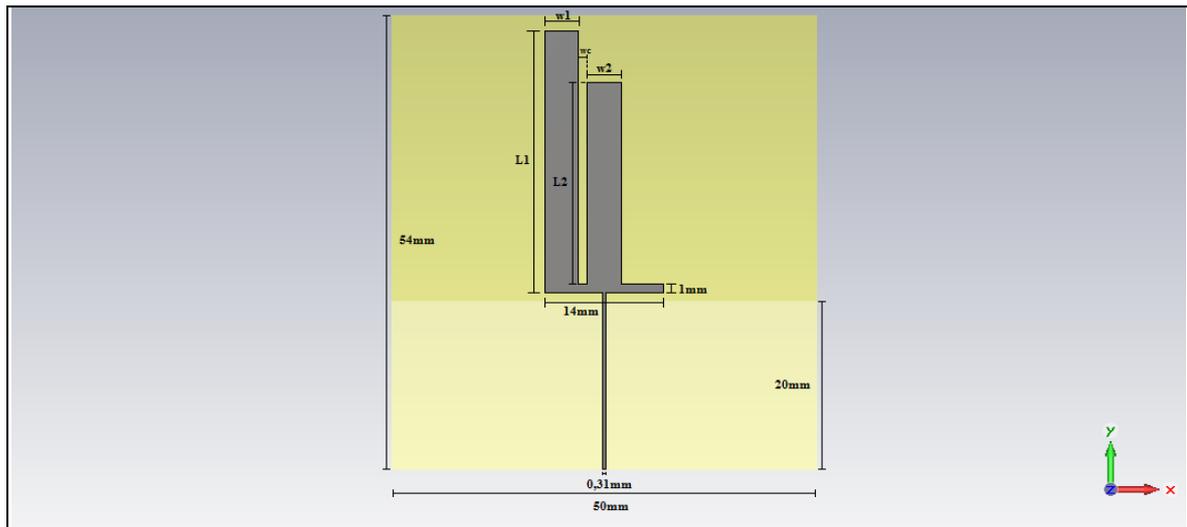


Figura 3.4. Antena com dois elementos

Aplicando uma excitação gaussiana centralizada na frequência de 2 GHz, foi observado que devido o comprimento elétrico do primeiro elemento ser próximo do primeiro modo ressonante ($0,25\lambda$), há maior concentração de distribuição de corrente superficial ao longo do primeiro elemento. Para o segundo elemento, a distribuição de corrente é o resultado da soma do resíduo de corrente ocasionada pela excitação e a corrente induzida pelos campos eletromagnéticos gerados pelo primeiro elemento conforme figura 3.5. É observado ainda que os níveis de corrente no segundo elemento gerado pela excitação são desprezíveis, o que torna sua influencia desprezível no diagrama de radiação total, isso ocorre por conta de seu comprimento ressonante está fora dos modos de ressonâncias para a frequência de 2 GHz.

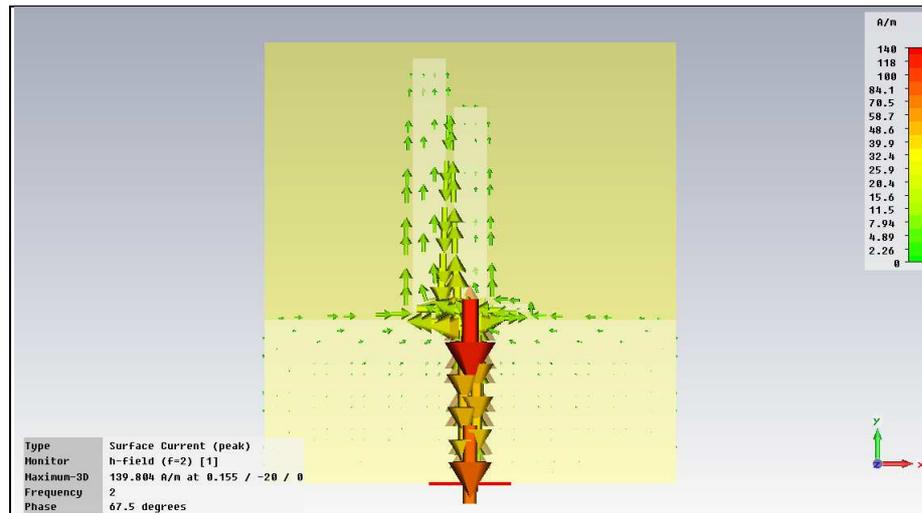


Figura 3.5. Distribuição de Corrente em 2 GHz

3.2.2. Impedância de entrada para a associação dos dois primeiros elementos

Com relação à impedância de entrada da antena, observou-se que ao introduzir o segundo elemento, apesar de mesmo está dentro da região de campo próximo reativo do primeiro elemento, o efeito reativo ocasionado pelo segundo elemento introduz pouca variação na impedância de entrada do primeiro elemento conforme figura 3.6. A minimização desse efeito se dá devido ser pequena a área paralela entre os elementos e o campo elétrico no elemento não ressonante ser baixo [31], logo pouca energia é armazenada entre os elementos não havendo por tanto efeito reativo significativo com a introdução do segundo elemento na antena.

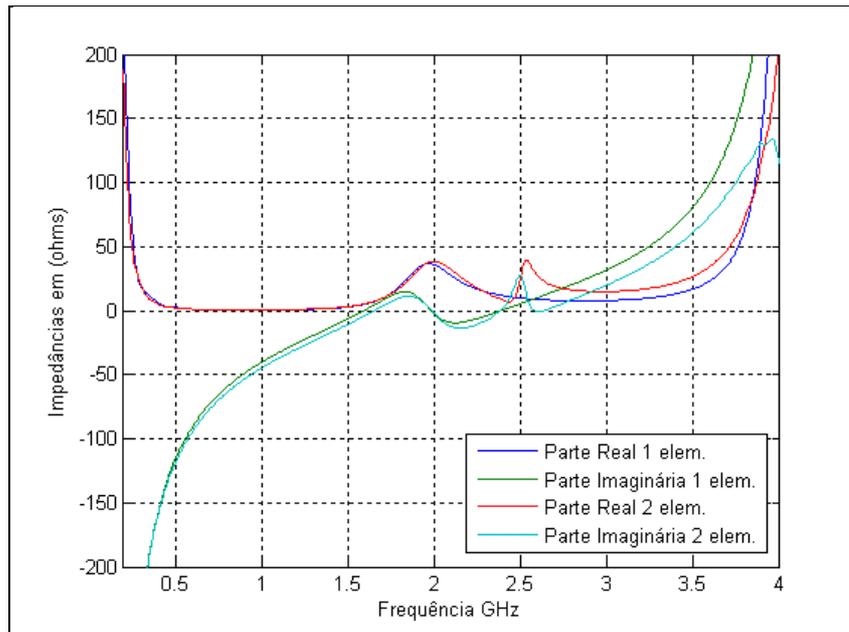


Figura 3.6. Gráfico comparativo de impedâncias de entrada entre o primeiro elemento e com o segundo

A análise para uma excitação feita com um sinal gaussiano centrado em 2,5 GHz é comparada a obtida anteriormente para a frequência 2 GHz. A diferença é que o elemento radiante predominante para a excitação em 2,5 GHz é o segundo elemento, e a influencia dos efeitos ocasionados pelo primeiro elemento no segundo são novamente desprezíveis assim como para o primeiro caso.

3.2.3. Distribuição superficial de corrente para a associação dos três elementos

A configuração da antena final proposta consiste da introdução do terceiro elemento radiante da figura 3.3(c) na antena da figura 3.4, resultando em uma única antena composta por três elementos radiantes conforme mostrado na figura 3.7.

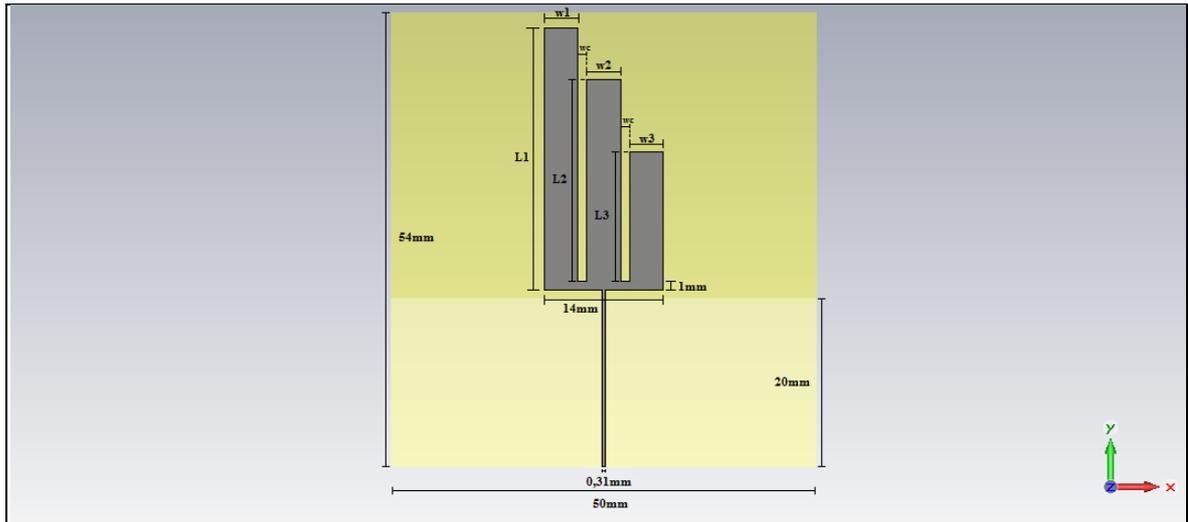


Figura 3.7. Antena com três elementos radiantes

Para esta nova antena, a distribuição de corrente para as excitações feitas individuais em 2 GHz e 2,5 GHz, não diferem das anteriormente estudadas no item 3.2.1, o que não ocasiona nenhuma mudança nas considerações feitas sobre as características de radiação para os dois primeiros elementos da antena anteriormente citado conforme figuras 3.8 e 3.9.

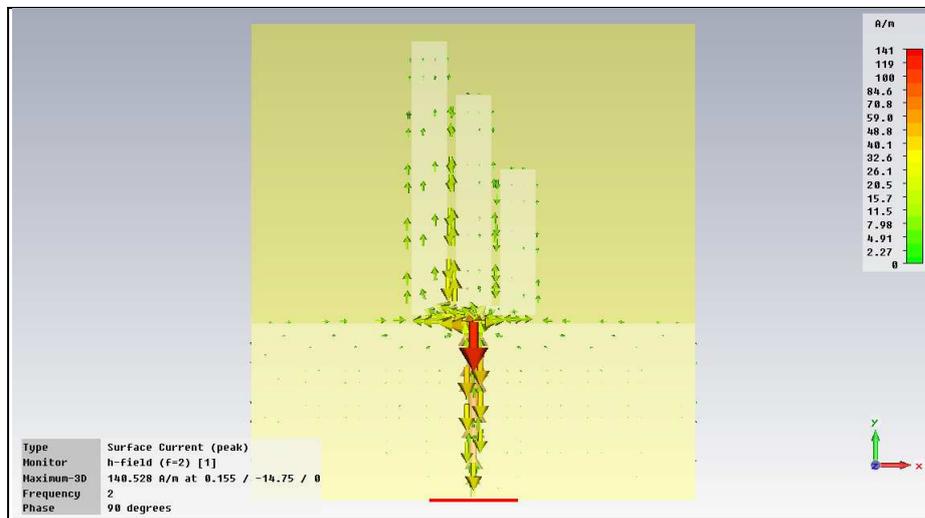


Figura 3.8. Distribuição de Corrente em 2 GHz

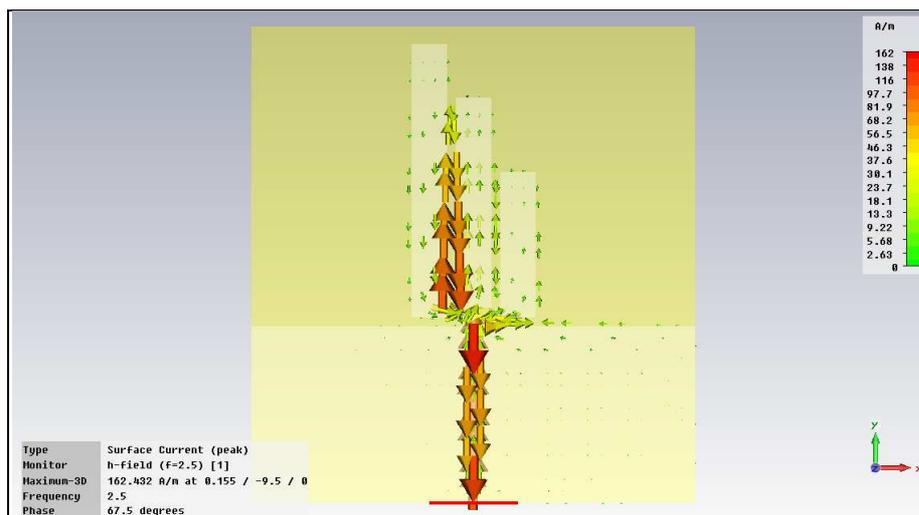


Figura 3.9. Distribuição de Corrente em 2,5 GHz

Reproduzindo os resultados para uma excitação em 3,5 GHz, observou-se que a distribuição superficial de corrente se concentra com maior intensidade no terceiro elemento de comprimento L3 e pouca corrente flui ao longo dos primeiro e segundo elementos conforme figura 3.10. Novamente a corrente que percorre os dois primeiros elementos é a resultante da soma da corrente residual gerada pela fonte e a corrente induzida pelos campos eletromagnéticos gerados pelo terceiro elemento em que predomina a ressonância.

Portanto é desprezível ou pouca influência ocorre na radiação total pelos elementos que não estão em ressonância, sendo predominantes os campos distantes gerados por um único elemento radiante sendo ele definido de acordo com a frequência utilizada.

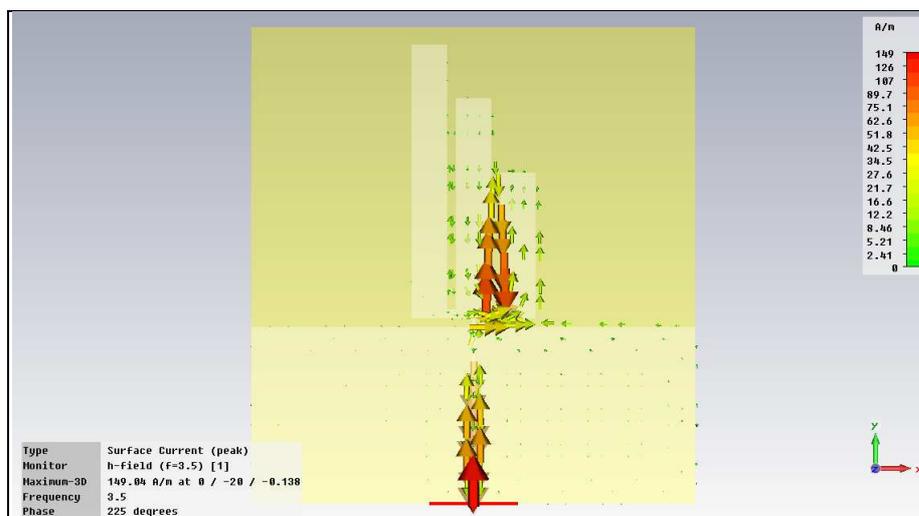


Figura 3.10. Distribuição de Corrente em 3,5 GHz

3.2.4. Impedância de entrada para a associação dos três elementos ressonantes

De maneira análoga ao efeito de impedância de entrada apresentado na seção 3.2.2 quando é introduzido o segundo elemento na antena, em que a impedância do primeiro elemento em relação à frequência de ressonância correspondente pouco se altera. Como já esperado esse efeito se confirma novamente quando introduzido o terceiro elemento na antena conforme é observado na figura 3.11.

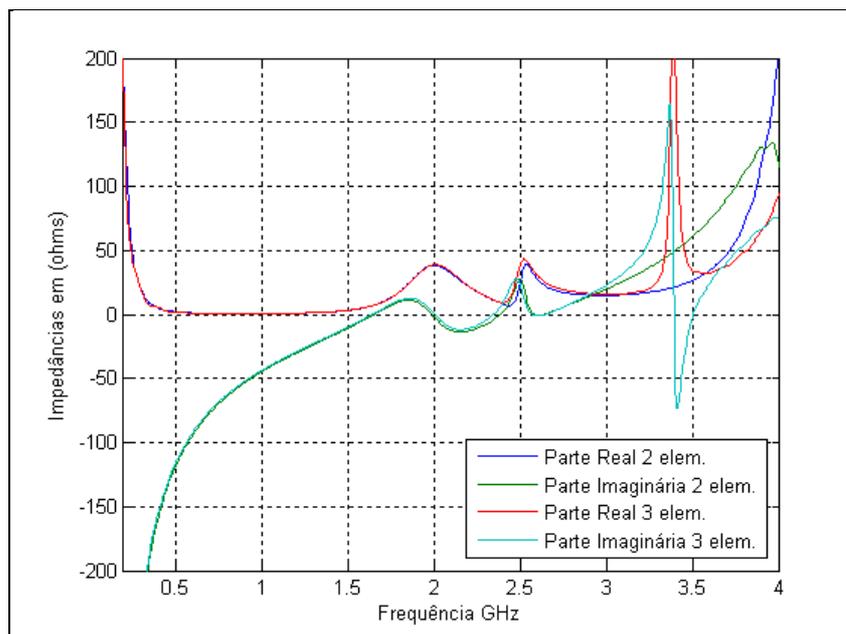


Figura 3.11. Comparação entre as impedâncias de entrada das antenas com dois elementos e com três elementos

A Impedância de entrada de uma antena pode ser expressa por uma soma de duas parcelas, uma contendo a parte real (Resistência da antena) e outra contendo a parte imaginária (Reatância da antena). A impedância de uma antena geralmente é definida no ponto em que a parte imaginária da impedância de entrada é zero conforme estudado no Capítulo 2.

A impedância da antena proposta é definida utilizando o mesmo método, onde a impedância apresentada nos terminais de entrada da antena tem valores aceitáveis para projeto e variam de acordo com as três frequências em que a antena foi projetada para operar. Há uma impedância associada para cada elemento ressonante da antena, essa característica é devido a mutua alimentação entre os três elementos da antena. Por tanto a parte imaginária da impedância total de entrada se anula em três pontos próximos das frequências de ressonância

da antena, nestes pontos são definidas as impedâncias de entrada para cada frequência que é exatamente a parcela contendo a parte real da impedância de entrada da antena conforme figura 3.12.

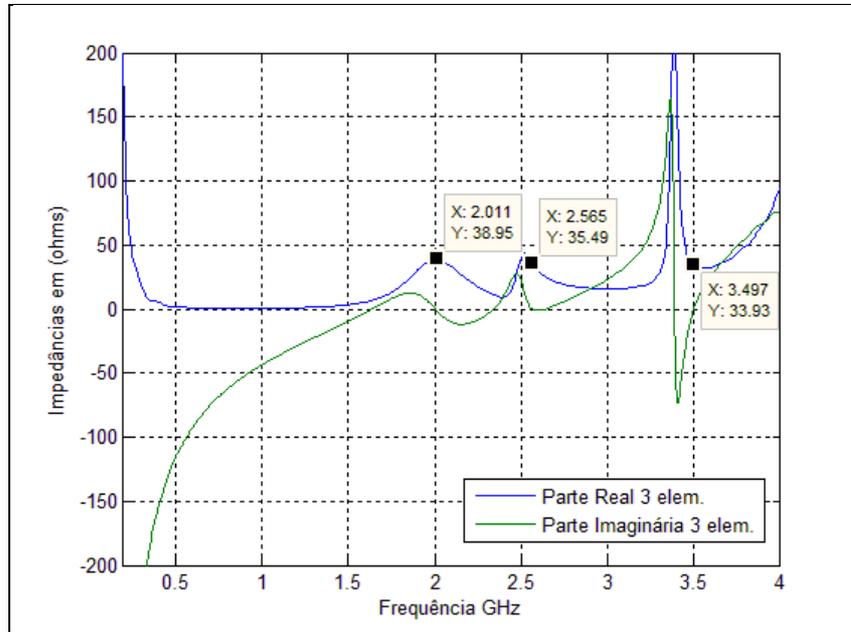


Figura 3.12. Gráfico simulado no CST para a reatância da antena proposta em função da frequência

3.3 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os estudos sobre o detalhamento do projeto proposto e análise dos principais efeitos eletromagnéticos ocasionados pela associação dos elementos radiantes. A mesma não apresenta grande interferência mútua entre elementos ou é desprezível, pois devido à espessura do material condutor ser muito pequena a área entre os elementos também é muito pequena, logo poucos efeitos reativos são introduzidos.

CAPÍTULO 4

PROJETO E SIMULAÇÃO DA ANTENA

Para elaborar os antigos projetos de antenas, antes da evolução dos computadores, o método utilizado era a técnica de projetos experimentais iterativos. Este método requeria um trabalho árduo, pois os pesquisadores tinham que confeccionar e medir diversas estruturas fazendo as devidas correções a cada iteração até chegar ao projeto final. Após a evolução dos modernos computadores esse método foi substituído por métodos numéricos e softwares simuladores de problemas de eletromagnetismo.

Os métodos numéricos são geralmente implementados em programas que executam linguagens de programação estruturada ou orientada a objeto, esses métodos são largamente utilizados para projetos e simulação de antenas, porém requerem alto processamento computacional para serem implementados sendo necessária a utilização de clusters de computadores de alta capacidade para uma resposta mais rápida. Alguns muito utilizados na solução de projetos de antenas são: Método dos Elementos Finitos (FEM), Métodos dos Momentos (MoM) e Método de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD), ambos utilizam as equações de Maxwell para solucionar problemas de eletromagnetismo.

Os simuladores de problemas de eletromagnetismo também são baseados em métodos numéricos, porém surgiram para diminuir os esforços computacionais e dar uma resposta mais rápida ao projetista. Esses programas trabalham com constantes numéricas aproximadas, possibilitando a diminuição dos processamentos computacionais sem comprometer a eficiência do método a ser utilizado pelo software. Em [33] é realizada uma análise que compara o desempenho de diversos softwares de eletromagnetismo. O HFSS [32], baseado no Método dos Elementos Finitos (FEM), e o CST [24], baseado na Técnica de Integração Finita [34], são exemplos de ferramentas disponíveis no mercado capazes de simular pequenas e grandes estruturas que compõem problemas eletromagnéticos, esses programas possuem ainda capacidades de processamento computacionalmente distribuídos.

Neste capítulo todos os resultados apresentados foram obtidos em simulações utilizando o software comercial *CST STUDIO SUITE 2009*. A escolha dessa ferramenta se deve ao fato de ser um dos principais recursos computacionais para simulação de problemas de eletromagnetismo atualmente utilizados no mercado.

A seguir serão apresentadas todas as simulações feitas no desenvolvimento do protótipo final. Na seção 4.1, será apresentado o projeto e simulação da linha de microfita

utilizada na alimentação da antena. Na seção 4.2 serão apresentados os parâmetros de simulação, e na seção 4.3 serão apresentadas as etapas do projeto de antena simulado no CST.

4.1. Projeto da Linha de microfita

As características da linha de microfita utilizada para alimentar todas as antenas, foram obtidas utilizando as equações apresentadas no capítulo 3. As características da linha são $w = 0,31mm$, $h = 0,138mm$, calculados para uma impedância característica $Z_0 = 50\Omega$.

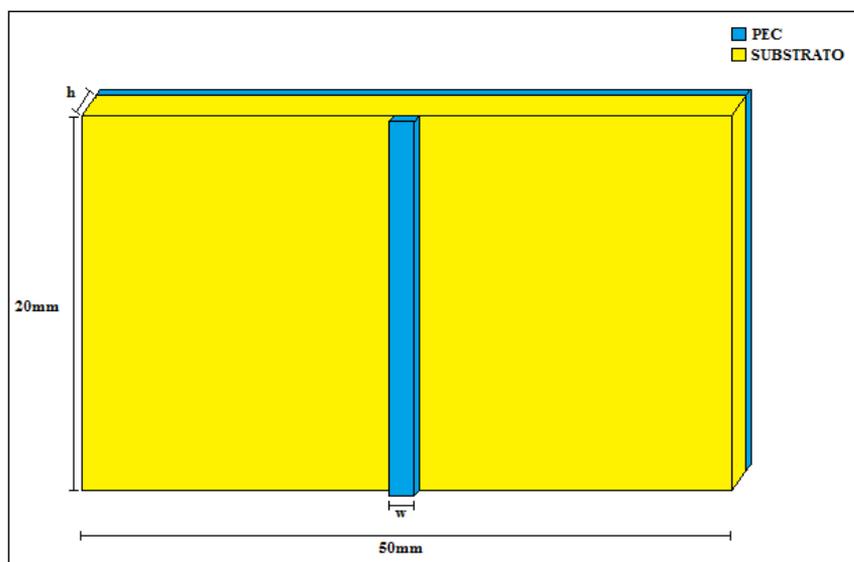


Figura 4.1. Linha de microfita

Na figura 4.2, apresenta a perda de retorno para a linha de microfita da figura 4.1, acoplada a uma carga resistiva linear de 50Ω conforme circuito equivalente mostrado na figura 4.3. De acordo com o gráfico apresentado o nível de perda de retorno para a faixa de (0,2 – 4) GHz, está a baixo de -10 dB , validando o uso da linha de microfita calculada para alimentar a antena proposta. Onde apresentou uma impedância característica de aproximadamente 47Ω .

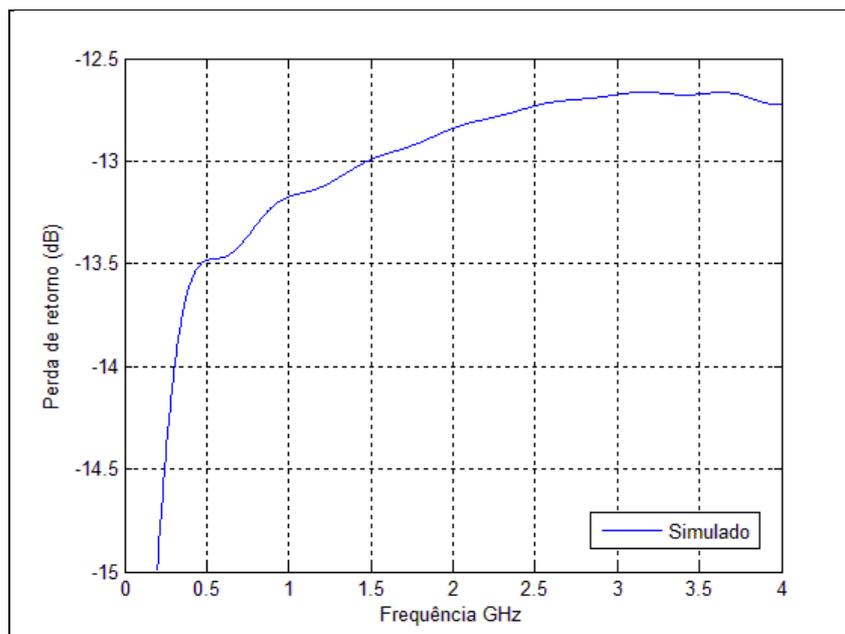


Figura 4.2. Gráfico de perda de retorno para linha de microfita com carga resistiva

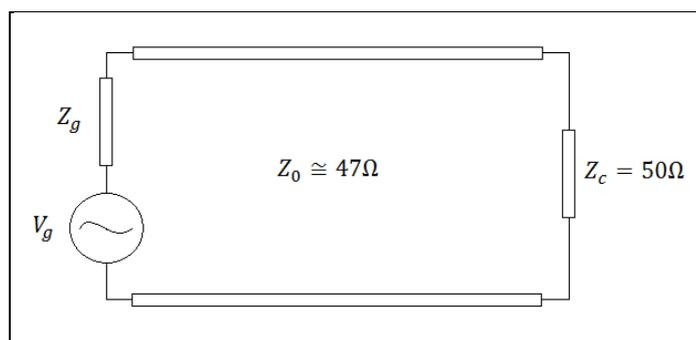


Figura 4.3. Circuito equivalente para a linha de microfita

4.2. Parâmetros de simulação

Para obtenção dos parâmetros de reflexão da antena proposta utilizou-se nas simulações um pulso gaussiano modulado no domínio do tempo e da frequência, o espectro do pulso no domínio do tempo e frequência são respectivamente apresentados nas figuras 4.4-4.5.

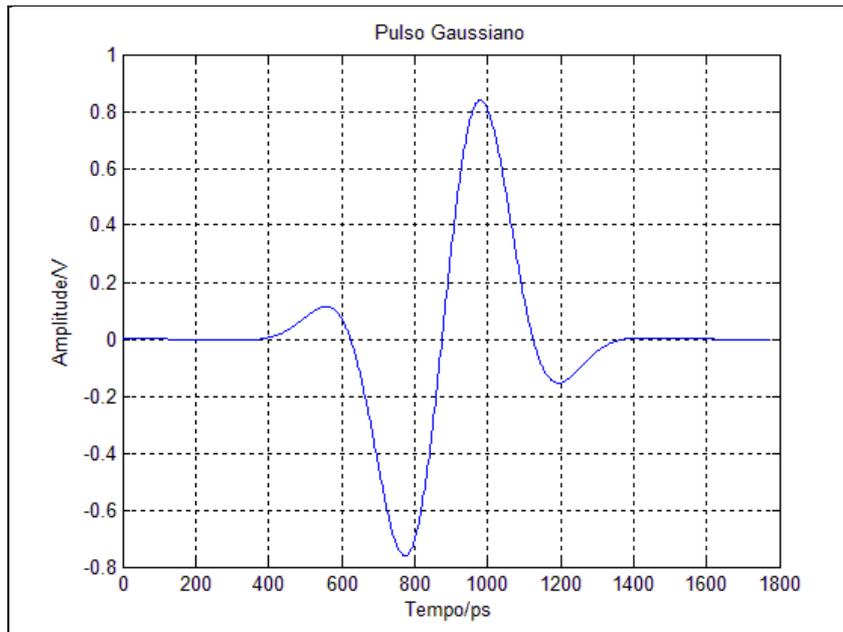


Figura 4.4. Pulso gaussiano no domínio do tempo

A banda do pulso está compreendida entre (1.7 - 5.5) GHz com uma largura de banda percentual de $BW_f(\%) = 105$.

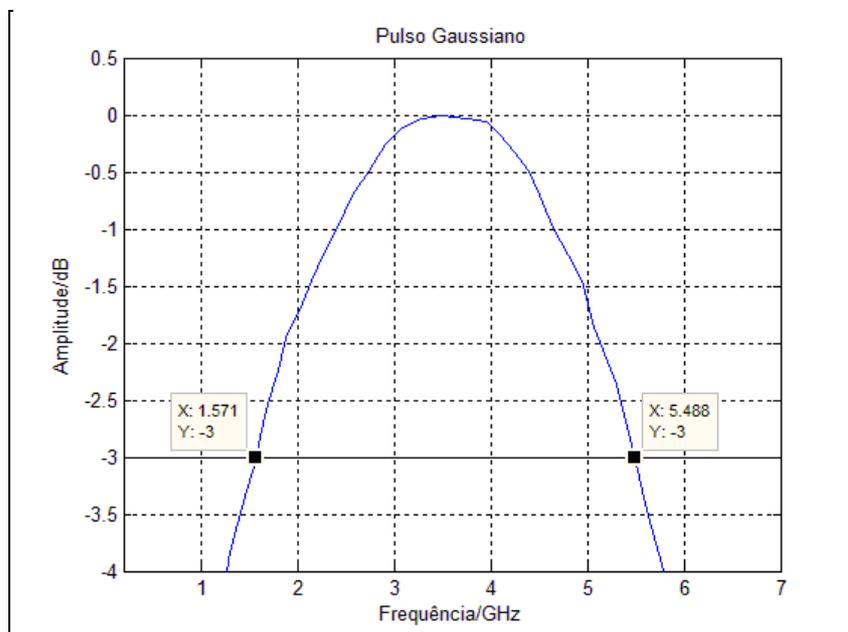


Figura 4.5. Pulso gaussiano no domínio da frequência

4.3. Simulação das etapas do projeto da antena com tripla ressonância

Neste tópico serão apresentadas todas as simulações feitas no desenvolvimento do projeto da antena final. Na seção 4.3.1 serão apresentadas as simulações feitas para antena com um único elemento ressonante projetado para operar na frequência de 2 GHz. Posteriormente na seção 4.3.2 é introduzido na simulação da antena um segundo elemento para a segunda ressonância da antena em 2,5 GHz. Por fim na seção 4.3.3, chega-se a estrutura final proposta introduzindo o terceiro elemento ressonante em 3,5 GHz.

4.3.1. Antena com um elemento ressonante e operação em 2 GHz

A figura 4.6, apresenta a antena montada no CST inicialmente com um único elemento projetado para operar na frequência de 2 GHz. As configurações da linha de microfitas e do elemento radiante foram apresentadas anteriormente no capítulo 3. Para a simulação da antena, uma porta de alimentação foi introduzida no início da linha de microfitas conforme a figura apresentada. O ponto de referência para obtenção dos parâmetros de reflexão é 1mm, após a célula onde a porta está definida.

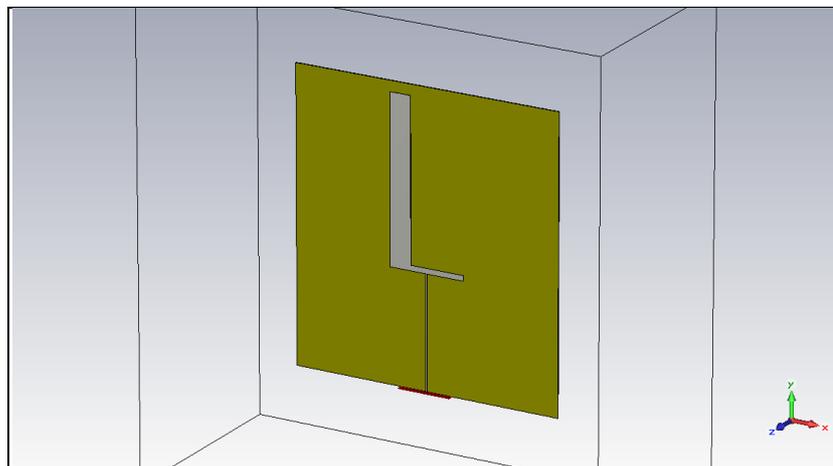


Figura 4.6. Antena com um único elemento

O gráfico do coeficiente de reflexão da antena em função da frequência obtido na simulação é mostrado na figura 4.7, observa-se que o menor valor da razão entre onda

refletida e onda incidente ocorre em aproximadamente de 2 GHz, o limiar de projeto em que os valores de Γ_c são aceitos são qualquer valores $\leq 0,316$ conforme tabela 2.1.

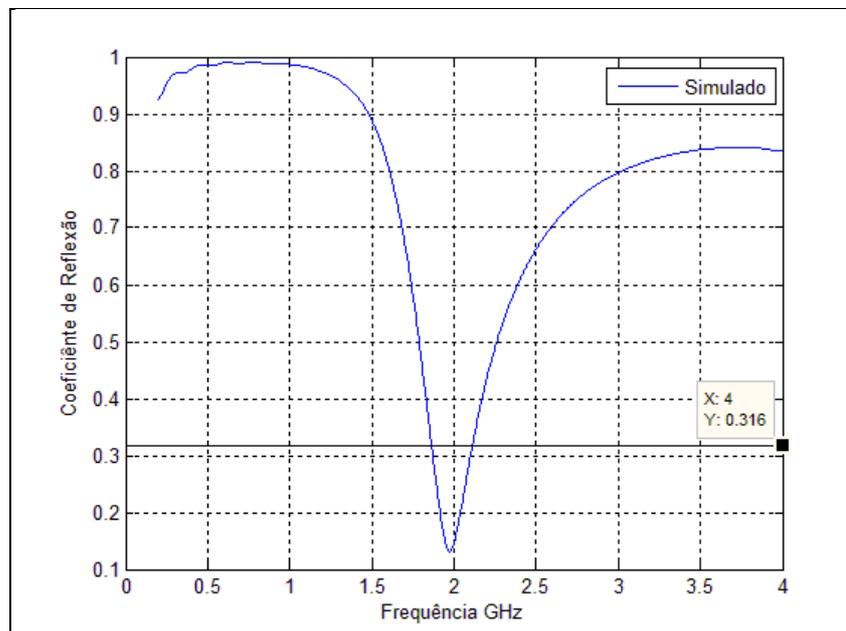


Figura 4.7. Gráfico do coeficiente de reflexão (Γ_c) em função da frequência

A figura 4.8 apresenta o gráfico de perda de retorno da antena. É observado no gráfico que a faixa em que a antena opera está compreendida entre 1864 MHz e 2110 MHz definida nos dois pontos de -10 dB do gráfico.

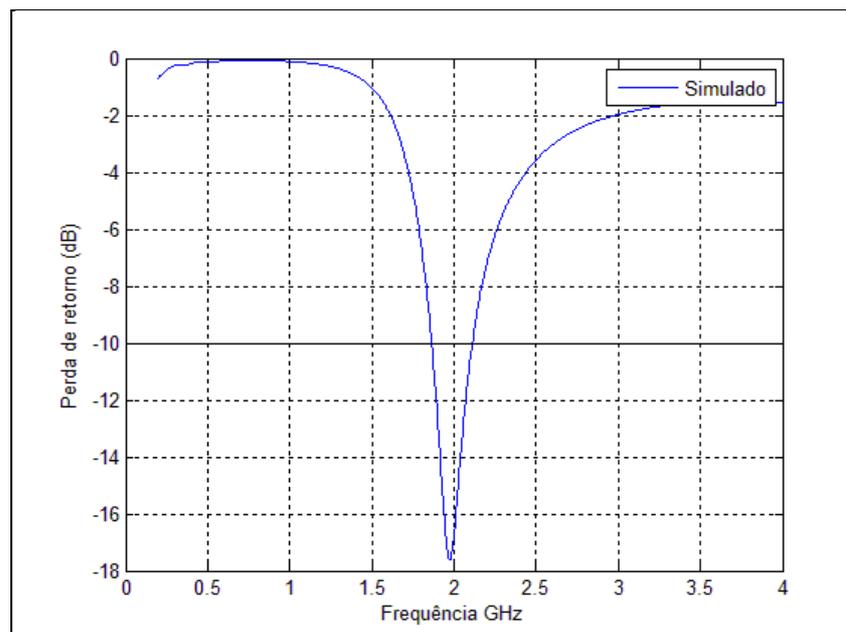


Figura 4.8. Gráfico de perda de retorno para antena com um elemento

Na figura 4.9 é apresentado o gráfico do VSWR onde os valores até 1.92 representam níveis de ondas estacionárias que não comprometem o desempenho do sistema. No gráfico do VSWR é observado que estes valores ocorrem na faixa em que a antena opera conforme comparado com o gráfico de perda de retorno da figura 4.8.

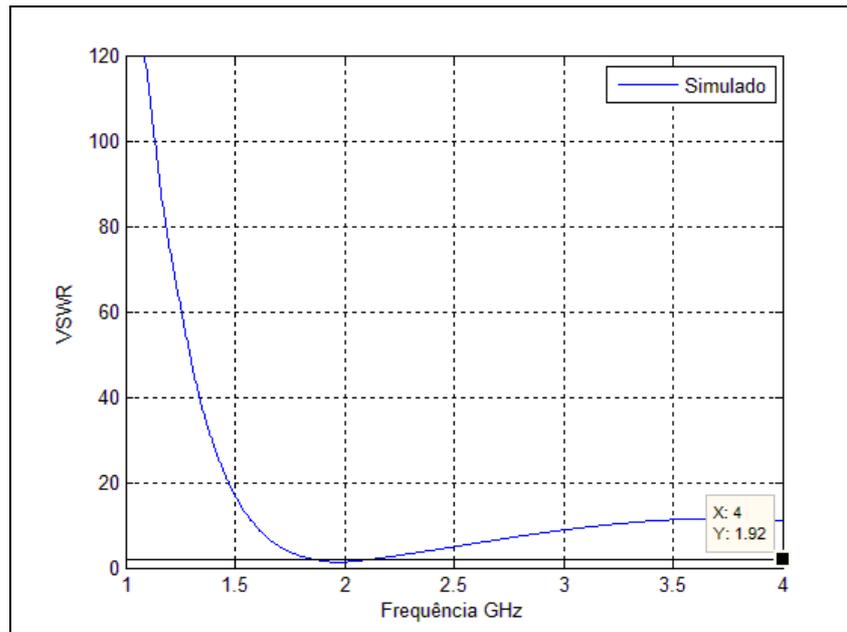


Figura 4.9. Gráfico do VSWR para antena com um elemento

O gráfico de impedância de entrada da antena é mostrado na figura 4.10. No gráfico observam-se duas curvas, uma para a parte real (resistência da antena) e outra para a parte imaginária (reatância da antena). A impedância de entrada obtida para a frequência de 1982 MHz onde ocorre a máxima transferência de energia radiada é de aproximadamente $36,57 \Omega$. Essa impedância é puramente real pois nessa região a contribuição da parte imaginária da impedância de entrada da antena é zero.

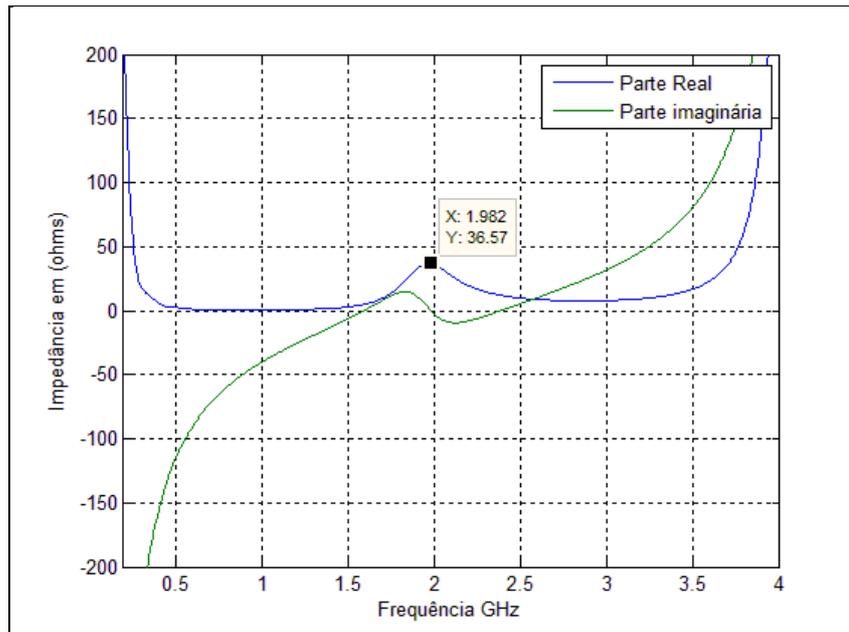


Figura 4.10. Gráfico de impedância de entrada parte real e parte imaginária

No gráfico de distribuição de campo elétrico tridimensional na antena, figura 4.11, observa-se que a maior intensidade de campo elétrico ocorre na região do elemento radiante.

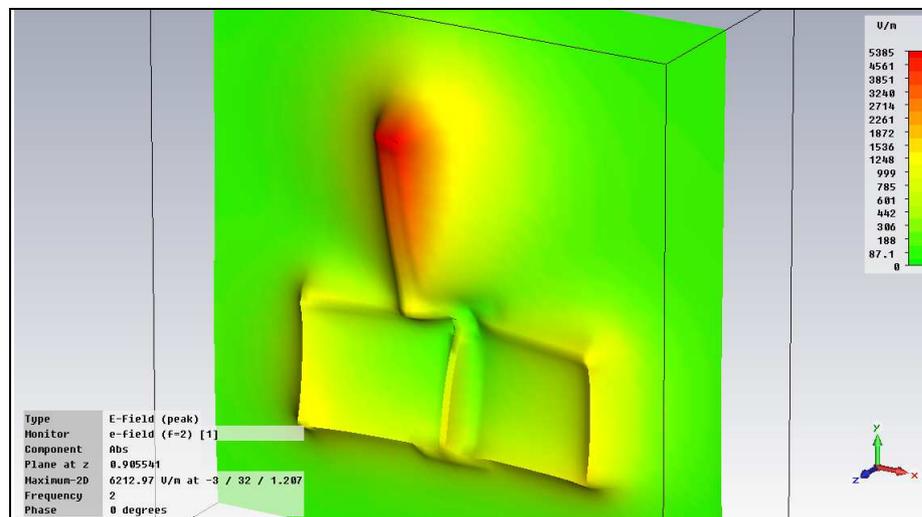


Figura 4.11. Distribuição de Campo elétrico tridimensional

Na figura 4.12, é mostrada a distribuição superficial de corrente na antena. Semelhantemente ao monopolo e ao dipolo estudados no capítulo 2, a distribuição de corrente ocorre com maior intensidade na entrada da antena e decai ao longo do seu comprimento até se anular na extremidade do elemento.

Também é observado que a máxima corrente superficial ocorre na linha de microfita da antena onde os campos elétricos gerados pela corrente de superfície se anulam ao longo da linha ou pouca energia é radiada pela linha. Isso ocorre por conta de a linha de microfita se tratar de uma linha de transmissão bifilar.

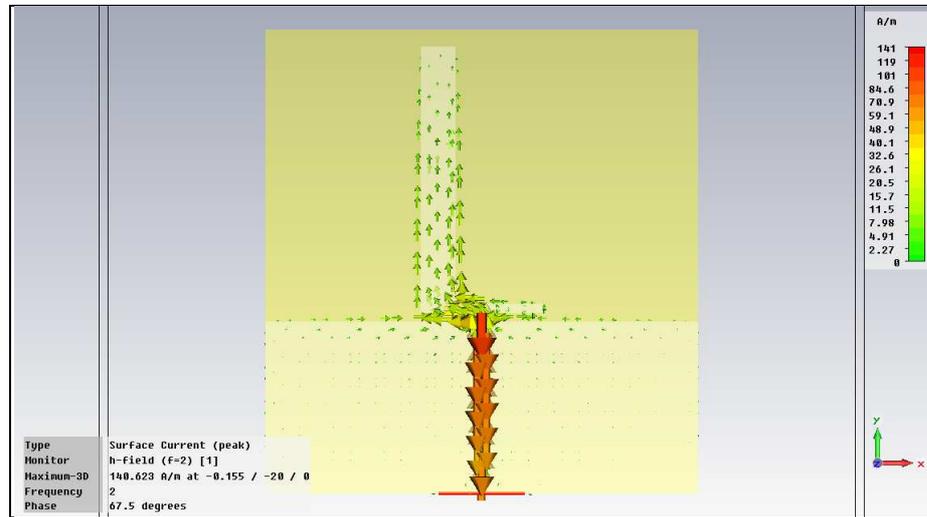


Figura 4.12. Distribuição superficial de corrente na antena

O diagrama de campo distante ou diagrama de radiação tridimensional da antena é mostrado na figura 4.13, a estrutura da antena é foi colocada dentro do diagrama que está com o efeito transparecido para melhor interpretação do diagrama. A máxima radiação da antena ocorre no plano de azimute plano x-z em que é apresentado o gráfico.

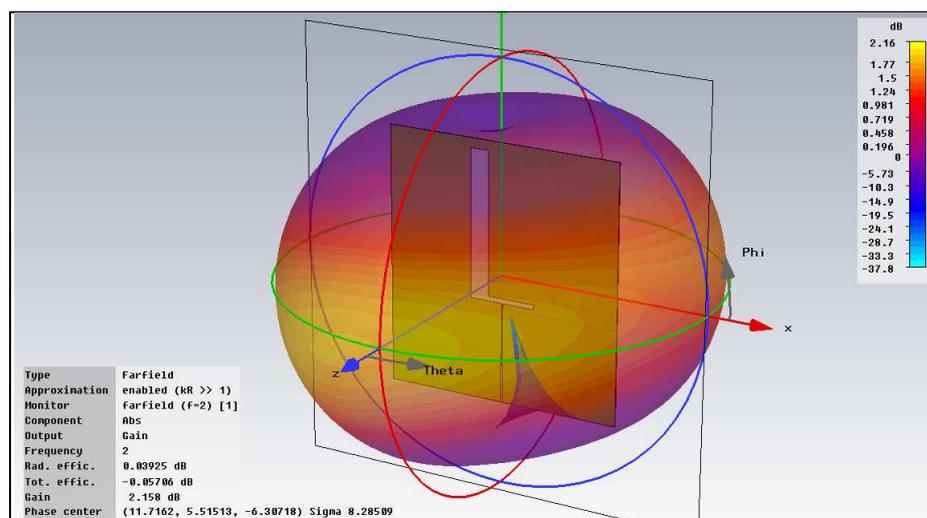


Figura 4.13. Diagrama de radiação tridimensional da antena com um elemento

O diagrama de radiação polar do plano de elevação é apresentado na figura 4.14. Observa-se que o diagrama de radiação obtido para a antena com um elemento novamente apresenta semelhança com o obtido para o dipolo de meio comprimento de onda estudado no capítulo 2.

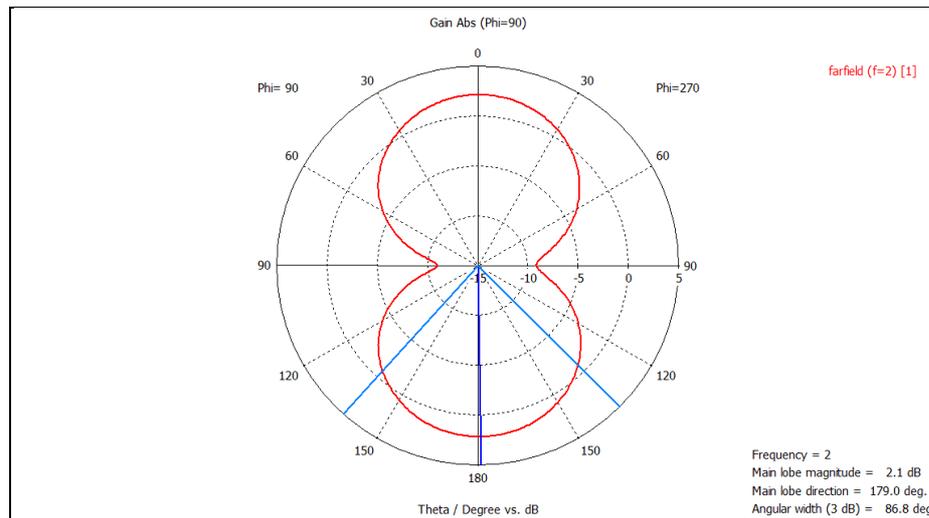


Figura 2.14. Diagrama polar da antena com um elemento radiante

4.3.2. Antena com dois elementos ressonantes e operação em 2 GHz e 2,5 GHz

Na figura 4.15, é mostrada a antena a ser simulada no CST nesta etapa. Foi introduzido um segundo elemento ressonante na antena anteriormente simulada, as configurações do segundo elemento foram apresentadas na seção 3.2 do capítulo 3.

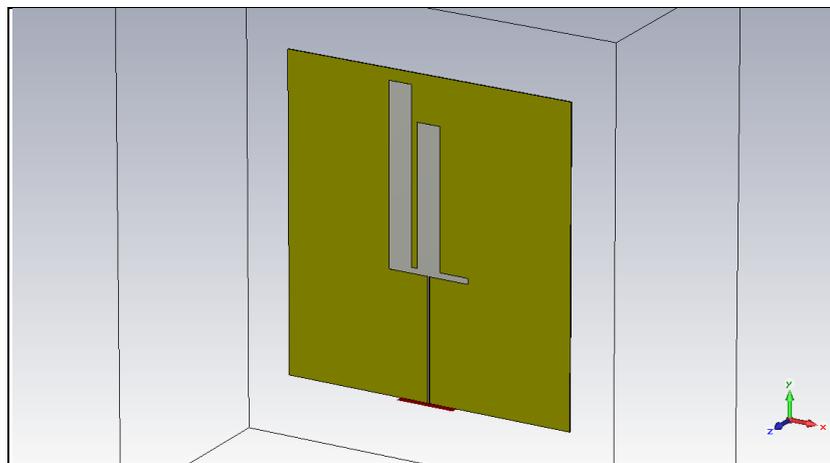


Figura 4.15. Antena com dois elementos ressonantes

Com a utilização de dois elementos radiantes na antena é observado no gráfico do coeficiente de reflexão da antena dois pontos em que o coeficiente de reflexão é menor que 0,316 conforme mostrado na figura 4.16. Os dois pontos mínimos em 2 GHz e 2,54 GHz, são as frequências de ressonâncias obtidas para cada elemento da antena.

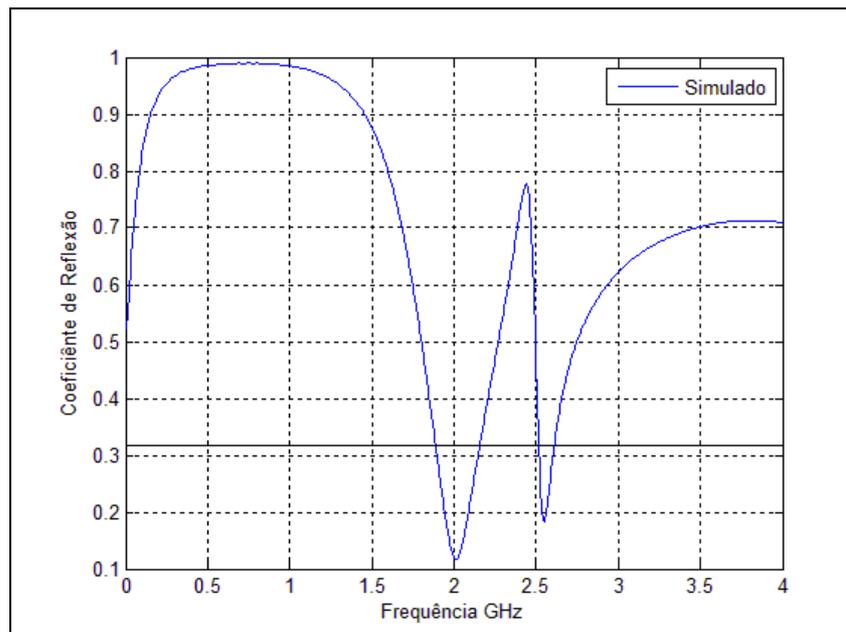


Figura 4.16. Gráfico do coeficiente de reflexão para a antena com dois elementos

Na figura 4.17, é apresentado o gráfico de perda de retorno para a antena com os dois elementos ressonantes. Para a ressonância em 2 GHz a cobertura vai de (1888-2156) MHz, e para a segunda ressonância em 2,54 GHz a cobertura vai de (2516-2608) MHz.

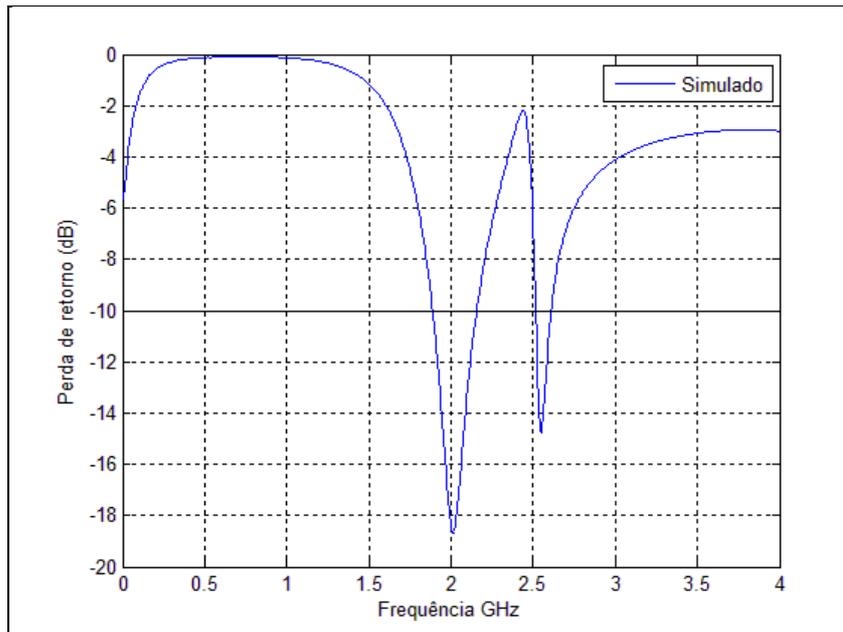


Figura 4.17. Gráfico de perda de retorno para a antena com dupla ressonância

A taxa de onda estacionária semelhante para caso anteriormente apresentado para a antena com um elemento, obtém-se valores aceitáveis ≤ 1.92 para as duas faixas de operação da antena conforme figura 4.18.

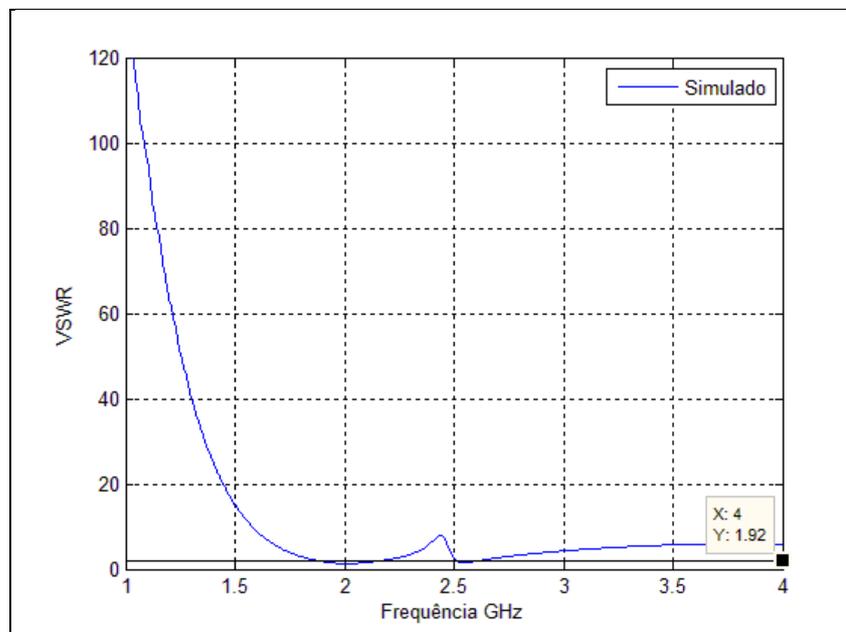


Figura 4.18. Gráfico do VSWR para a antena com dupla ressonância

Observa-se na figura 4.19, que há duas impedâncias de entrada para a antena, cada uma associada a uma frequência de ressonância, sendo $38,47 \Omega$ e $35,5 \Omega$ para as frequências de 2 GHz e 2,55 GHz respectivamente. Essas impedâncias são puramente reais, pois nesses pontos as partes imaginárias da impedância de entrada são nulas.

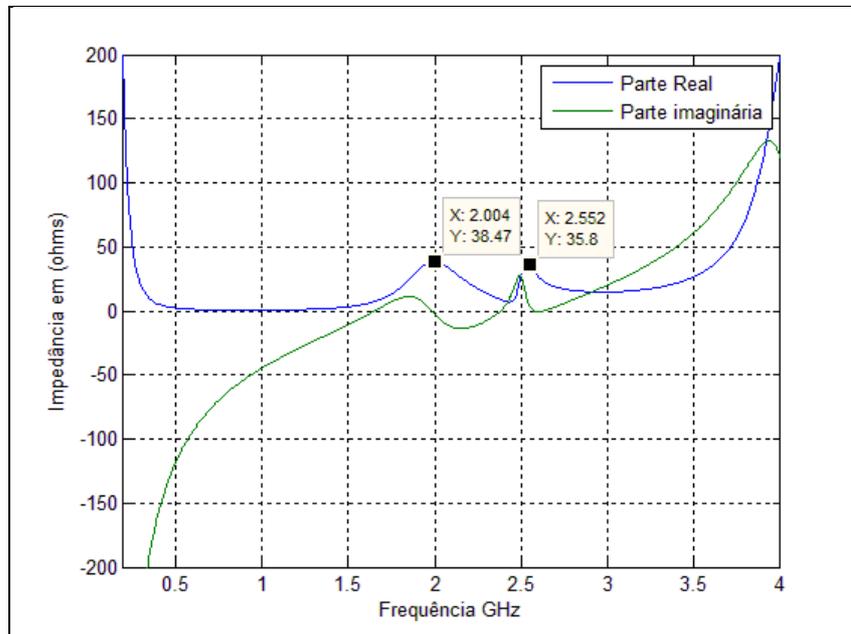


Figura 4.19. Gráfico de impedância de entrada parte real e parte imaginária para a antena com dupla ressonância

As figuras 4.20(a-b), mostram as distribuições de campos elétricos para as simulações feitas com um pulso em 2 GHz e outro em 2,5 GHz. Observa-se que na figura 4.20(a), frequência de 2 GHz, o campo elétrico se concentra com maior intensidade no primeiro elemento da antena, em que ocorre ressonância. Na simulação utilizando a frequência de 2,5 GHz observa-se que a concentração de campo elétrico é mais intensa no segundo elemento ressonante o qual foi projetado para esta frequência.

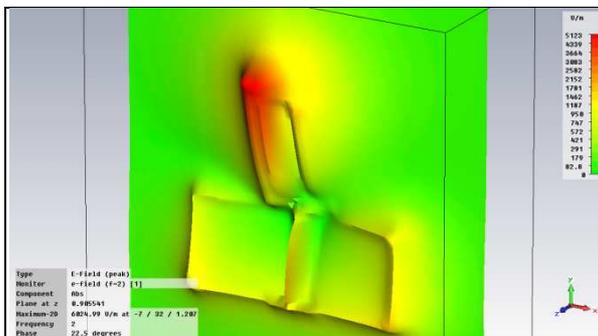


Figura 4.20(a). Campo Elétrico em 2 GHz

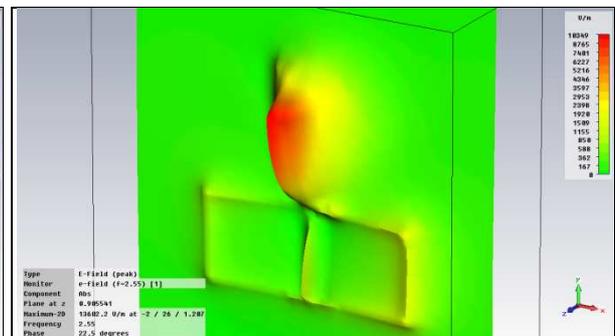


Figura 4.20(b). Campo Elétrico em 2,5 GHz

Nas figuras 4.21(a-b) são apresentados os diagramas de radiação tridimensional para as radiações em 2 GHz e 2,5 GHz respectivamente.

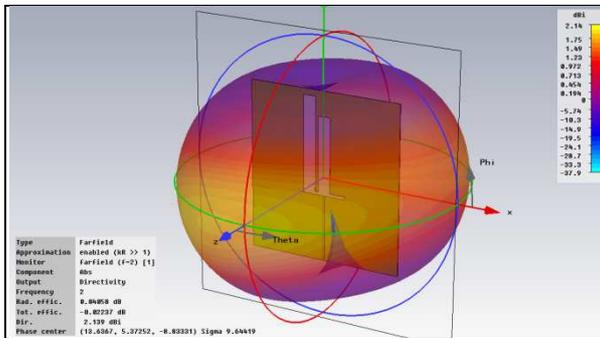


Figura 4.21(a). Diagrama 3D em 2 GHz

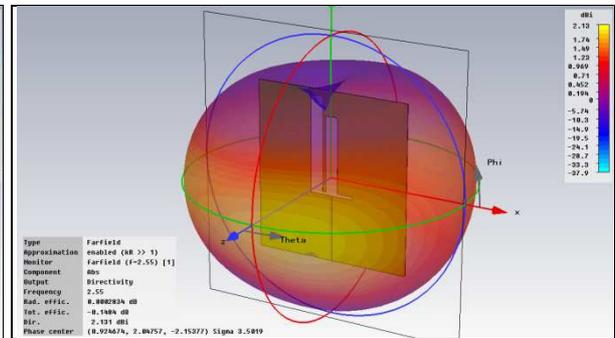


Figura 4.21(b). Diagrama 3D 2,55 GHz

Nas figuras 4.22(a-c) são apresentados os diagramas de radiação polar para as radiações em 2 GHz e 2,5 GHz respectivamente.

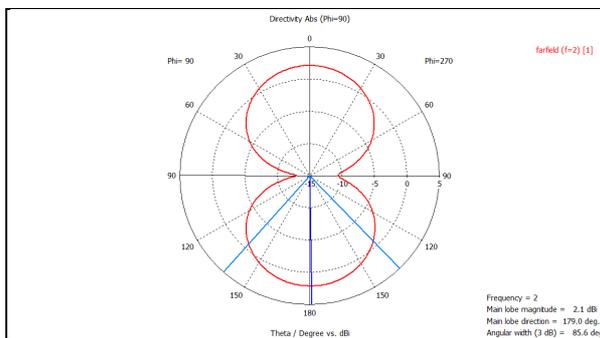


Figura 4.22(a). Diagrama Polar em 2 GHz

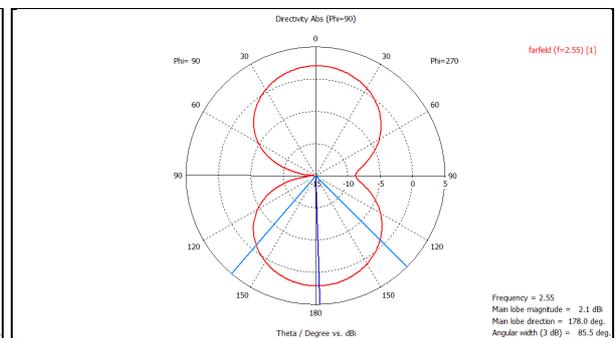


Figura 4.22(b). Diagrama polar em 2,5 GHz

4.3.3. Antena com três elementos ressonantes e operação em 2 GHz, 2,5 GHz 3,5 GHz

A antena mostrada na figura 4.23, é o protótipo final montado no CST para simulação e apresentação dos resultados simulados nesta seção. A antena final consiste da introdução do terceiro elemento ressonante dando a antena um formato de um garfo tridente. O terceiro elemento possibilita a antena uma terceira ressonância em 3,5 GHz. A configuração da antena mostrada nesta figura foi apresentada anteriormente na seção 3.2 do capítulo 3.

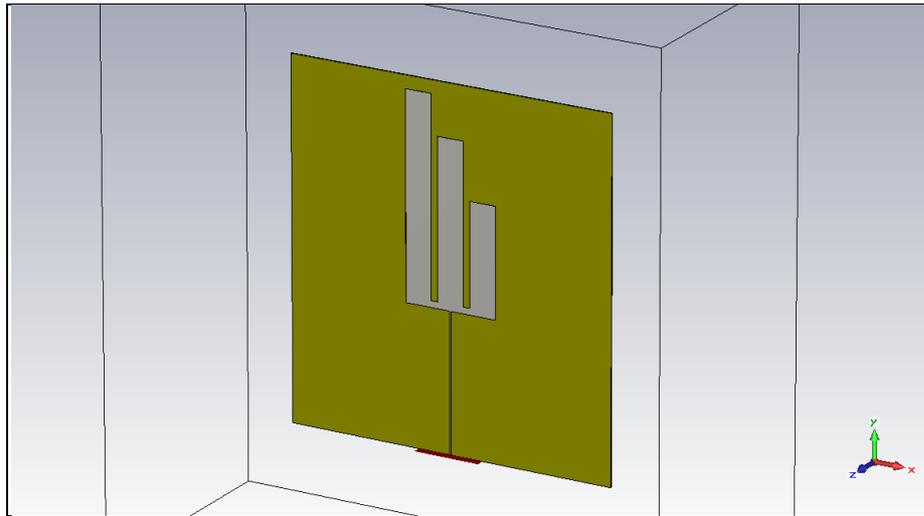


Figura 4.23. Antena proposta com três elementos ressonantes

Com a introdução do terceiro elemento ressonante na antena, observa-se no gráfico do coeficiente de reflexão obtido na simulação, que ocorrem três pontos em que o coeficiente de reflexão é menor que 0,316 conforme mostrado na figura 4.24. Os três pontos de mínimos valores obtidos em 2 GHz, 2,55 GHz e 3,47 GHz, são as frequências de ressonâncias obtidas para cada elemento da antena respectivamente.

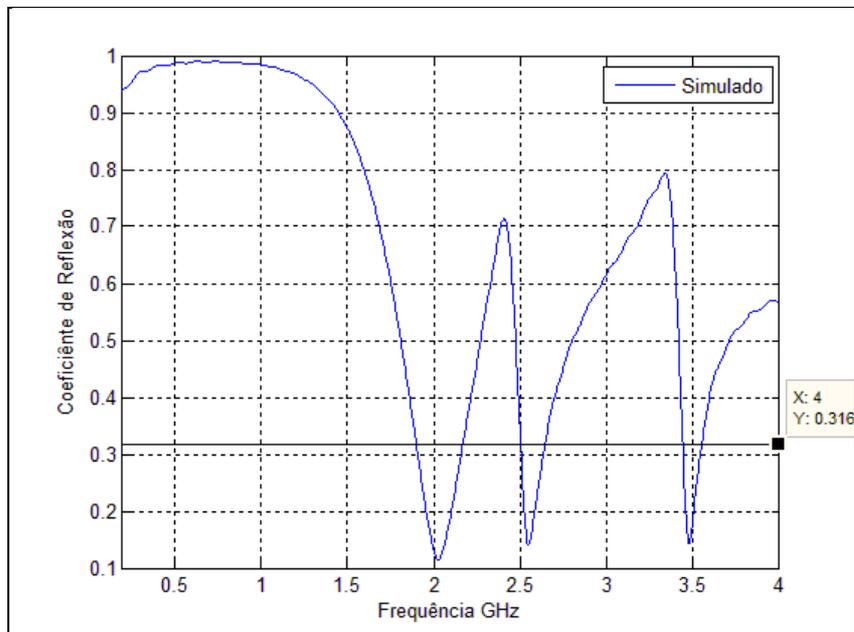


Figura 4.24. Gráfico do coeficiente de reflexão na antena com três elementos ressonantes

Na figura 4.25, é apresentado o gráfico de perda de retorno para a antena com os três elementos ressonantes. Para a ressonância em 2 GHz a cobertura vai de (1899-2168) MHz, para a segunda ressonância em 2,55 GHz a cobertura vai de (2500-2643) MHz e para a ressonância em 3,5 GHz a cobertura vai de (3400-3552) MHz.

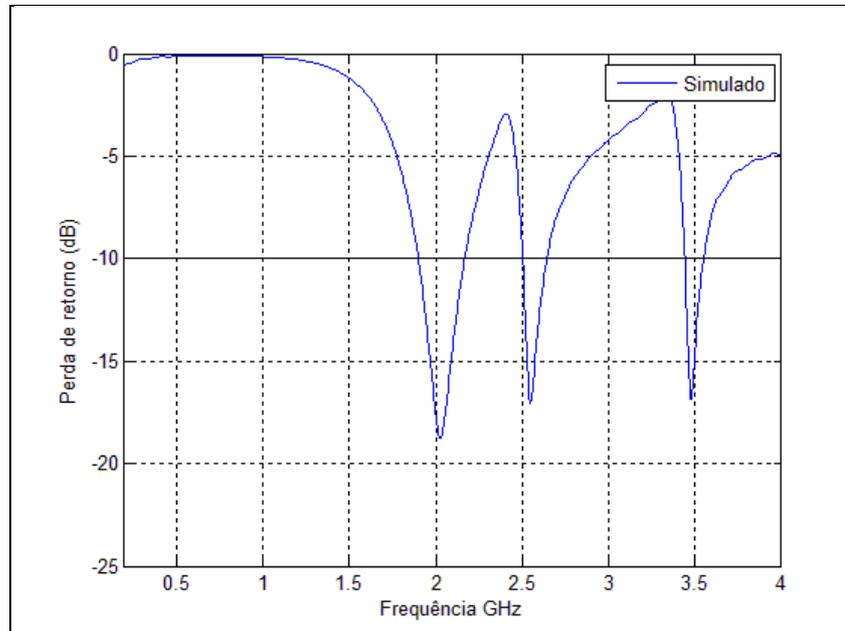


Figura 4.25. Gráfico de perda de retorno para a antena com três elementos ressonantes

A taxa de onda estacionária pertinentemente semelhante aos casos anteriormente simulados para as antenas com um elemento ressonante e posteriormente com dois elementos ressonantes fornecem valores $\leq 1,92$ para as três frequências de operação da antena conforme figura 4.26.

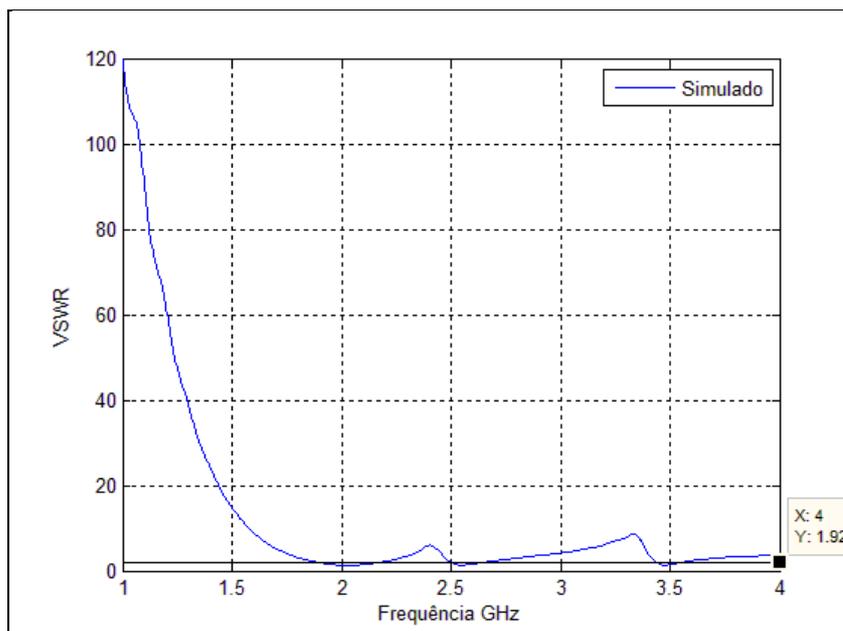


Figura 4.26. Gráfico do VSWR da antenna com tripla ressonância

A impedância de entrada da antenna com tripla ressonância, defini-se semelhantemente ao método utilizado para a antenna com dupla ressonância. Existem três valores de impedâncias reais associadas a cada frequência de operação da antenna onde ocorrem nulos das parcelas de impedâncias de entradas imaginárias. As impedâncias de entrada obtidas para as frequências de 2 GHz, 2,5 GHz e 3,5 GHz são respectivamente 38,39 Ω , 32,28 Ω e 35,39 Ω conforme figura 4.27.

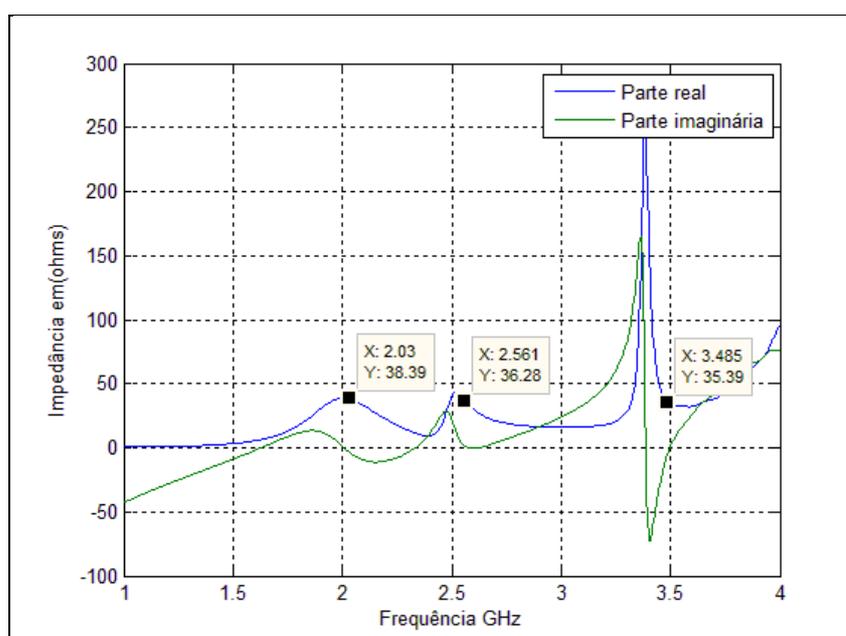


Figura 4.27. Gráfico de Impedância de entrada parte real e parte imaginária em função da frequência de ressonância

Semelhantemente as simulações feitas para obtenção das distribuições de campos elétricos para os dois elementos na seção 4.3.2. Ao introduzir o terceiro elemento e realizar as simulações de distribuição de campo elétrico para cada frequência de interesse, ou seja, em 2 GHz, 2,5 GHz e 3,5 GHz. É observado que há concentração de campo com maior intensidade nos elementos de acordo com a frequência de ressonância para os quais foram projetados conforme figuras 4.28(a-c).

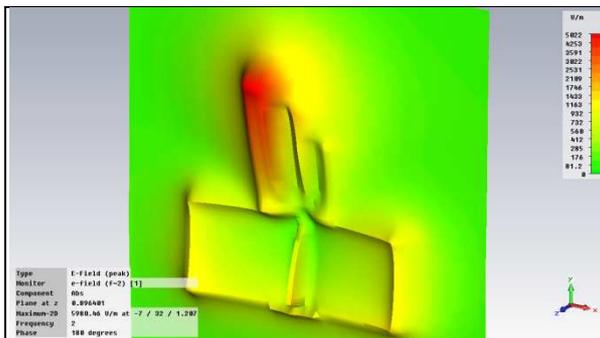


Figura 4.28(a). Campo Elétrico em 2 GHz

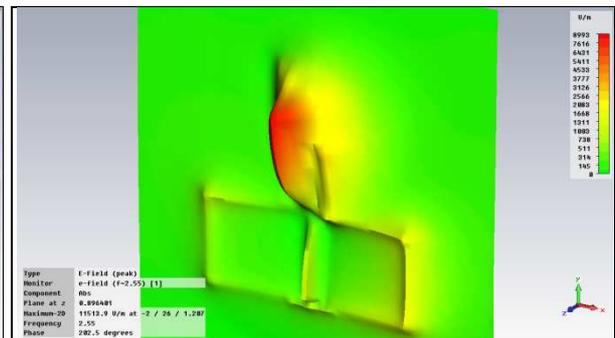


Figura 4.28(b). Campo Elétrico em 2,5 GHz

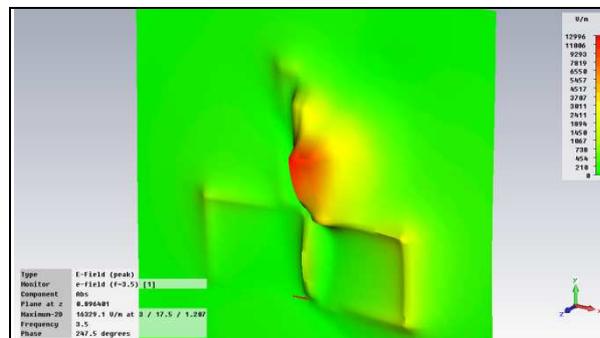


Figura 4.28(c). Campo Elétrico em 3,5 GHz

Nas figuras 4.29(a-c) são apresentados os diagramas de radiação tridimensional para as radiações em 2 GHz, 2,5 GHz e 3,5 GHz respectivamente.

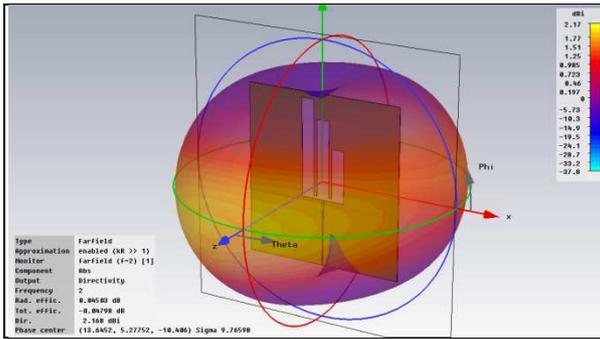


Figura 4.29(a). Diagrama 3D em 2 GHz

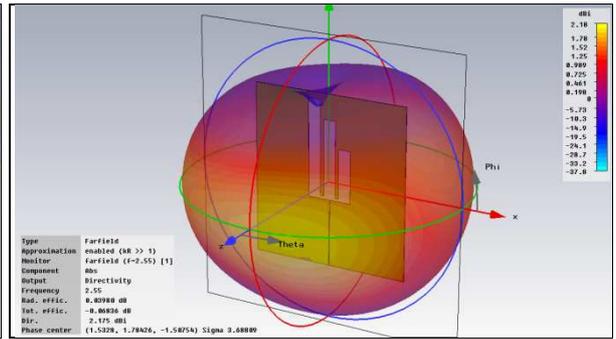


Figura 4.29(b). Diagrama 3D em 2,5 GHz

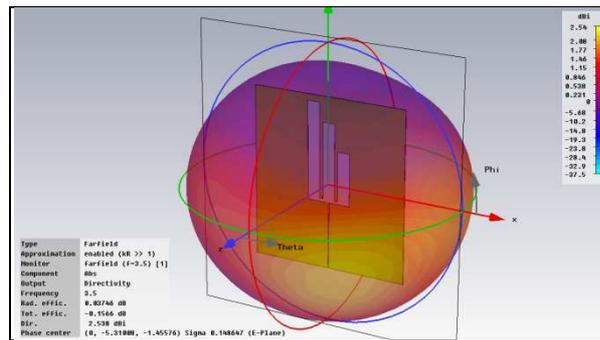


Figura 4.29(c). Diagrama 3D em 3,5 GHz

Nas figuras 4.30(a-c) são apresentados os diagramas de radiação polar plano E para as radiações em 2 GHz, 2,5 GHz e 3,5 GHz respectivamente.

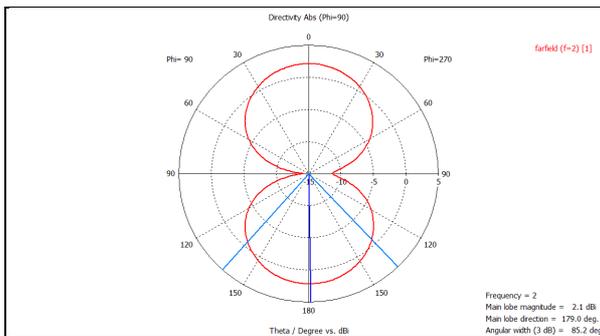


Figura 4.30(a). Diagrama Polar em 2 GHz

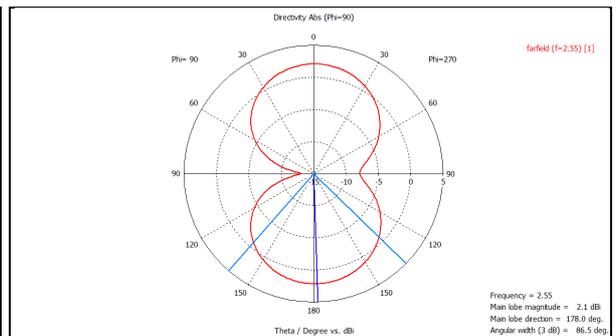


Figura 4.30(b). Diagrama polar em 2,5 GHz

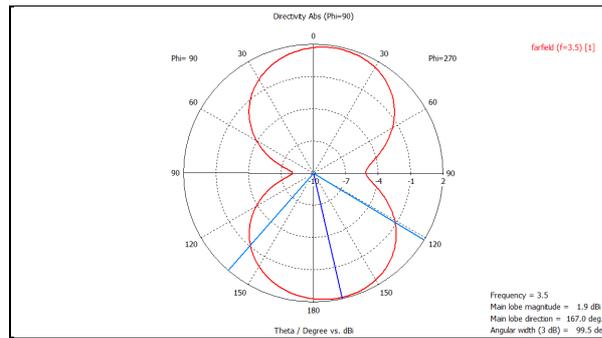


Figura 4.30(b). Diagrama Polar em 3,5 GHz

4.4 Considerações Finais

Os resultados apresentados neste capítulo foram todos produzidos por simulação computacional utilizando o software CST, onde foram obtidos resultados simulados para cada etapa do projeto da antena final proposta. A satisfatória obtenção dos resultados servil para o projeto, montagem, medição e comparação do protótipo final, apresentado no capítulo posterior deste trabalho.

CAPÍTULO 5

CONFECÇÃO, MEDIÇÃO E TESTE DO PROTÓTIPO DA ANTENA

Neste capítulo será apresentado o processo de confecção e medição do protótipo da antena proposta. Inicialmente será visto como se possibilitou a confecção do protótipo, posteriormente são realizadas medidas para obtenção dos parâmetros de reflexão da antena e por fim são apresentados alguns testes de recepção de sinais nas frequências de operação propostos neste trabalho.

5.1 Processo de confecção e medição da antena proposta

A confecção do protótipo e as medições dos parâmetros de reflexão da mesma se devem a disponibilidade de utilização do espaço físico, equipamentos específicos, ferramentas e acessórios do Laboratório de Computação e Telecomunicações – LCT da Universidade Federal do Pará – UFPA. O projeto e confecção da antena são detalhados na seção 5.1.1. Na seção 5.1.2 serão apresentados os *setups* de medições para obtenção dos resultados e de teste utilizando a antena.

5.1.1 Confecção e montagem

A antena proposta foi construída artesanalmente utilizando o método de corrosão através da utilização do Percloroeto de ferro. O material utilizado para confecção da antena é de baixo custo e a antena é de fácil fabricação, viabilizando o protótipo da antena para possível implantação nos dispositivos móveis portáteis de terceira e quarta geração.

A descrição dos materiais utilizados para fabricação do protótipo da antena é detalhada na tabela 5.1.

Tabela 5.1. Lista de materiais utilizados na confecção no protótipo da antena.

Tipo de Material	Quantidade
Painél de Duroid Rogers 4003C 0,008”, $\epsilon_r = 3,38$, $h = 0,138mm$, medindo 50mm X 50mm.	01 Un.
Conector tipo SMA fêmea	01 Un.
Ferro de Solda	01 Un.
Solda estanho	01 m.
Percloroeto de Ferro	½ litro

As configurações da antena proposta conforme apresentadas anteriormente são novamente observadas na figura 5.1. A antena é constituída por três partes importantes sendo elas: linha de microfita, plano terra e antena conforme indicado na imagem ilustrativa da antena.

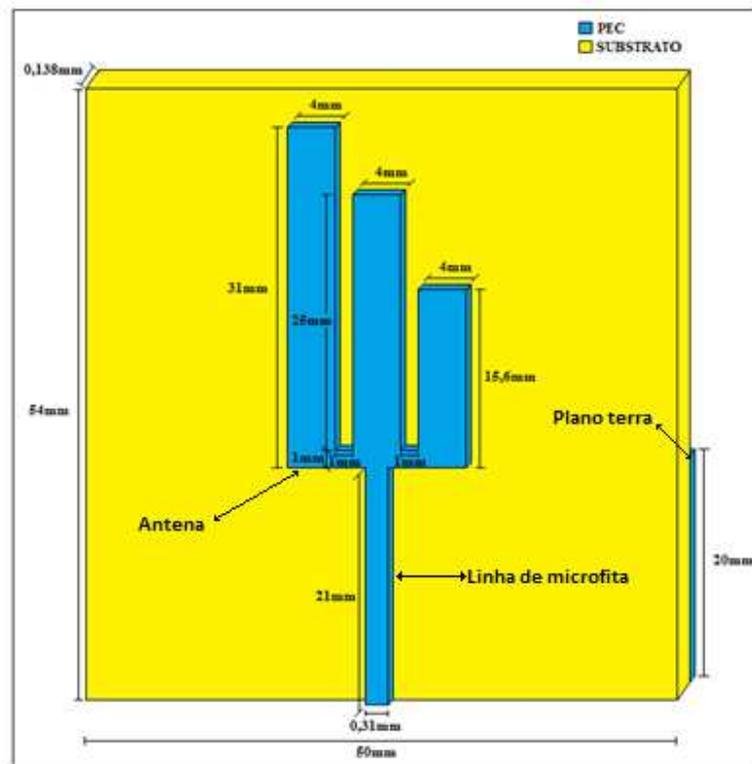


Figura 5.1. Desenho ilustrativo da antena proposta e suas configurações

Todas as medidas utilizadas na confecção do protótipo foram obtidas a partir de simulações no software comercial CST, no protótipo focou-se manter as configurações do projeto original obtido na simulação para que a mesma seja validada com as medições e comparações entre os resultados simulados e medidos. As figuras 5.2.(a-b) apresentam as imagens da antena montada com dimensões de largura igual a 50 mm por altura de 65 mm com conector SMA.



Figura 5.2.(a). Imagem de frente do protótipo da antena proposta



Figura 5.2.(b). Imagem de trás do protótipo da antena proposta

5.1.2 Medição e comparação

Para medições dos parâmetros de reflexão da antena proposta utilizou-se o equipamento *Site Master Anritsu S332E*, um conector conversor *tipo N* macho para tipo *SMA* macho e um cabo coaxial de 1 metro. Todos os componentes utilizados na medição e obtenção dos parâmetros de reflexão da antena proposta possuem impedância característica de

50 Ω e são de propriedade do LCT. O setup de medições utilizado para obtenção dos resultados é mostrado na figura 5.3.



Figura 5.3. Setup de medição dos parâmetros de reflexão da antenna proposta

5.1.2.1 Resultados comparativos

Nos gráficos de coeficiente de reflexão medido e simulado observa-se facilmente que os mesmos são aproximados conforme figura 5.4. A coerência entre resultados simulados e medidos valida a obtenção do projeto final da antenna por simulação no CST. Com relação a precisão dos resultados comparados as divergências encontradas entre as curvas se devem a: diferenças entre as características dos materiais utilizados na simulação (Condutor Elétrico Perfeito - PEC) e na medição (Cobre). As mesmas diferenças entre curvas medidas e simuladas constata-se nas Figuras subseqüentes.

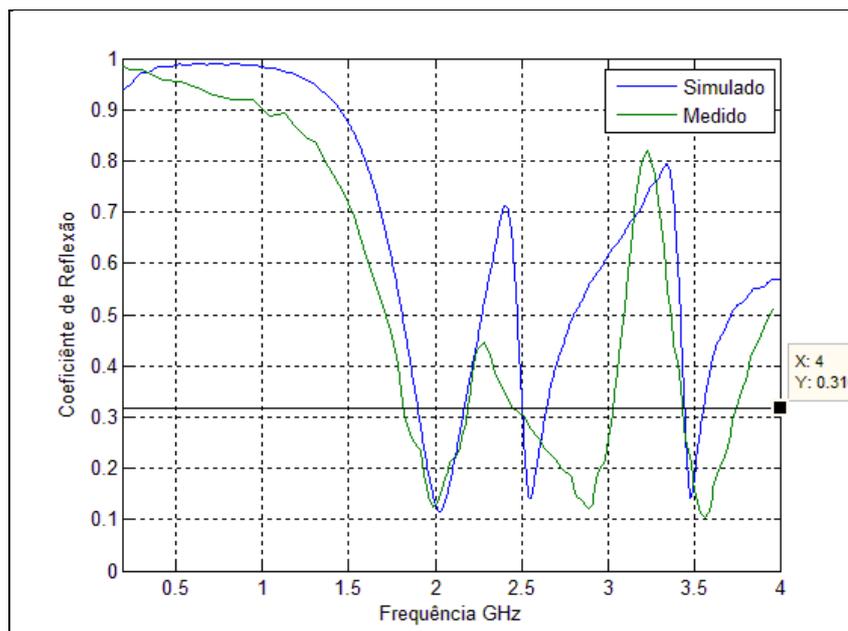


Figura 5.4. Gráfico comparativo do coeficiente de reflexão na antena proposta

No gráfico comparativo de perda de retorno é possível melhor observar a coerência dos resultados no que diz respeito às frequências de ressonância e as larguras de banda de cada ressonância conforme figura 5.5.

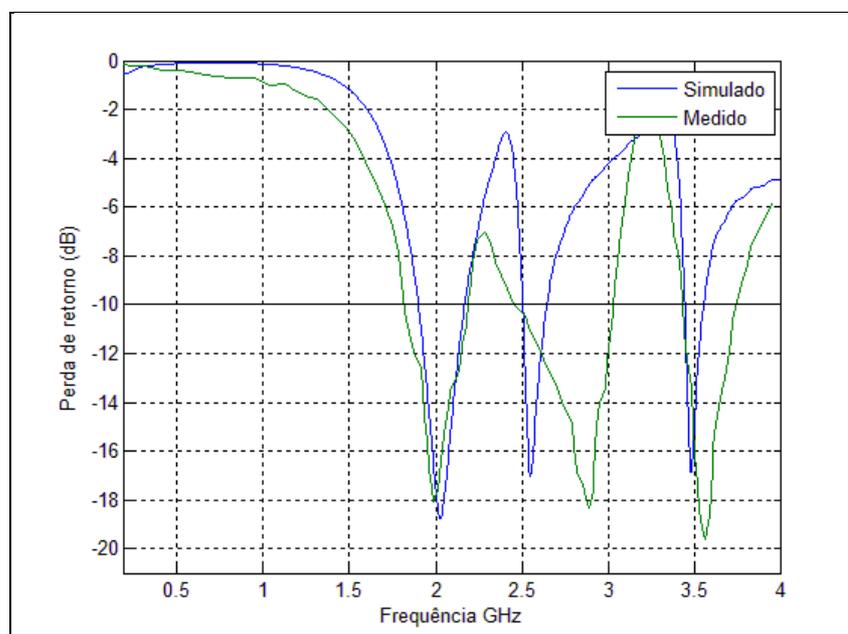


Figura 5.5. Gráfico comparativo de perda de retorno da antena proposta

Um melhor detalhamento comparativo entre os resultados simulados e medidos de perda de retorno são apresentados na tabela 5.2. Onde mostra as bandas em que a antena opera os limites de frequência superior F_H e inferior F_L , frequência central F_C , a largura de banda percentual e o nível de perda de retorno.

Tabela 5.2. Tabela comparativa entre resultados simulados e medidos.

Banda (MHz)	FL (MHz)		FC (MHz)		FH (MHz)		BW_f (%)		Perda de retorno (dB)	
	medido	simulado	medido	simulado	medido	simulado	medido	simulado	medido	simulado
2000	1820	1899	2005	2032	2190	2165	18	13	-18,6	-18,73
2500	2451	2500	2726	2572	3000	2643	20	6	-18,83	-17,05
3500	3425	3438	3583	3495	3740	3552	9	3	-19,62	-16,84

Semelhantemente, a comparação entre os gráficos do VSWR entre os resultados medidos e simulados não divergem. São observados no gráfico os mesmos valores de bandas apresentados na tabela 5.2, esses valores são observados para um limiar de VSWR igual a 1.92 conforme figura 5.6.

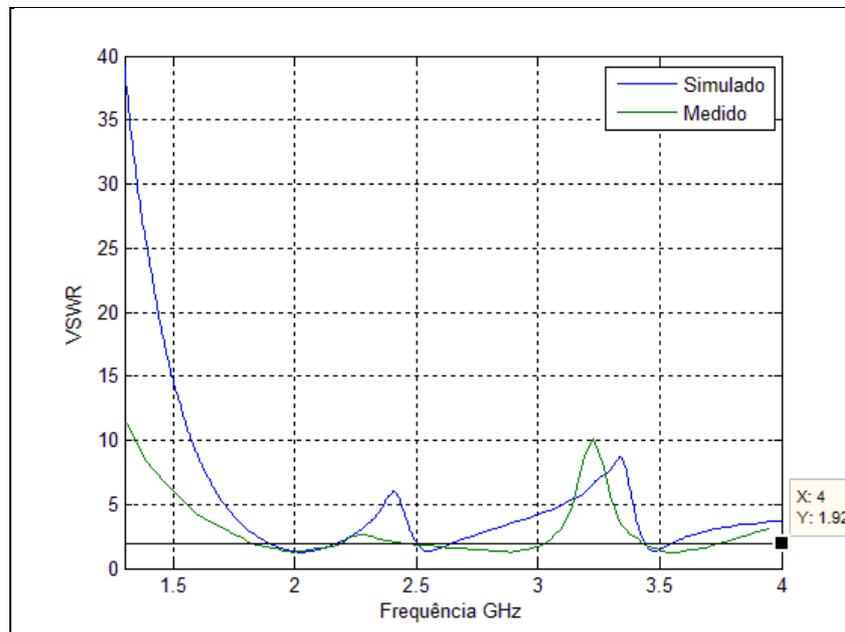


Figura 5.6. Gráfico comparativo do VSWR da antena proposta

Na figura 5.7 são apresentados os gráficos comparativos de impedância total de entrada da antena sendo: simulado e medido. Observa-se nos gráficos que a impedância total

de entrada da antena é aproximadamente 50Ω nas regiões de ressonância da antena. Para os dois gráficos esses pontos são onde ocorre o casamento de impedância entre a antena e a fonte.

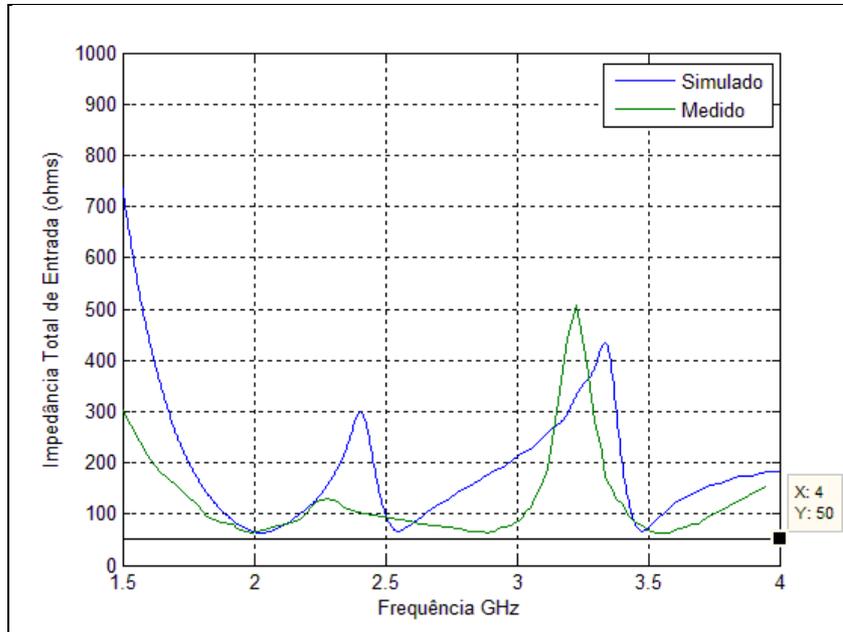


Figura 5.7. Gráfico de impedância total de entrada da antena proposta

Na tabela 5.3 apresenta uma comparação entre impedâncias de entrada e frequências de ressonância da antena proposta para os resultados medidos e simulados.

Tabela 5.3. Tabela comparativa entre resultados simulados e medidos.

Banda (MHz)	Frequência de ressonância (MHz)		Impedância da fonte em Ω		Impedância de entrada em Ω		Perda de retorno (dB)	
	medido	simulado	medido	simulado	medido	simulado	medido	simulado
2000	2000	2032	50	50	64	63	-18,6	-18,73
2500	2888	2548	50	50	63,7	66,3	-18,83	-17,05
3500	3560	3476	50	50	61,6	66,7	-19,62	-16,84

Observa-se uma divergência entre larguras de bandas medidas e simuladas, acreditando-se ser por conta do tipo de materiais utilizados na medição e simulação sendo eles respectivamente Cobre e PEC.

5.1.2.2 Testes Utilizando a Antena Proposta

Um setup de medição de recepção de sinal utilizando a antena proposta foi montado para avaliação da mesma. O cenário de teste é mostrado na figura 5.8. Para a transmissão foram utilizados um Gerador de sinal *HEWLETT PACKARD 83752A*, uma *ANTENA MONOPOLO FILAMENTAR SOBRE UM PLANO TERRA*, um *CABO COAXIAL* e dois *CONETORES SMA* machos. Para a recepção utilizou-se a função *SPECTRUM ANALYZER* do *SiteMaster Anritsu S332E*, um conector *CONVERTOR* de tipo N macho para tipo SMA fêmea e a *ANTENA PROPOSTA*.



Figura 5.8. Cenário de teste de recepção da antena proposta

Para verificação de funcionamento da antena nas frequências propostas inicialmente gerou-se um sinal de teste centrado na frequência de 2 GHz. O sinal recebido é observado no analisador de espectro utilizando a antena proposta para recepção conforme figura 5.9.

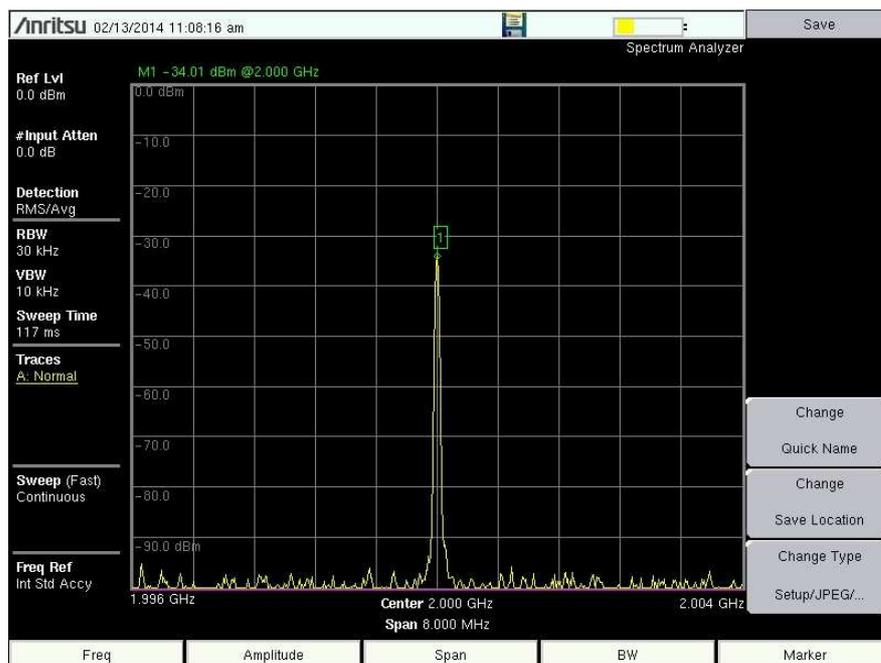


Figura 5.9. Sinal recebido na frequência de 2 GHz

Da mesma forma foram gerados posteriormente sinais de testes nas frequências de 2,5 GHz e 3,5 GHz. Pode-se verificar a recepção dos mesmos utilizando a antena proposta conforme figuras 5.10 e 5.11, para as frequências de 2,5 GHz e 3,5 GHz respectivamente.

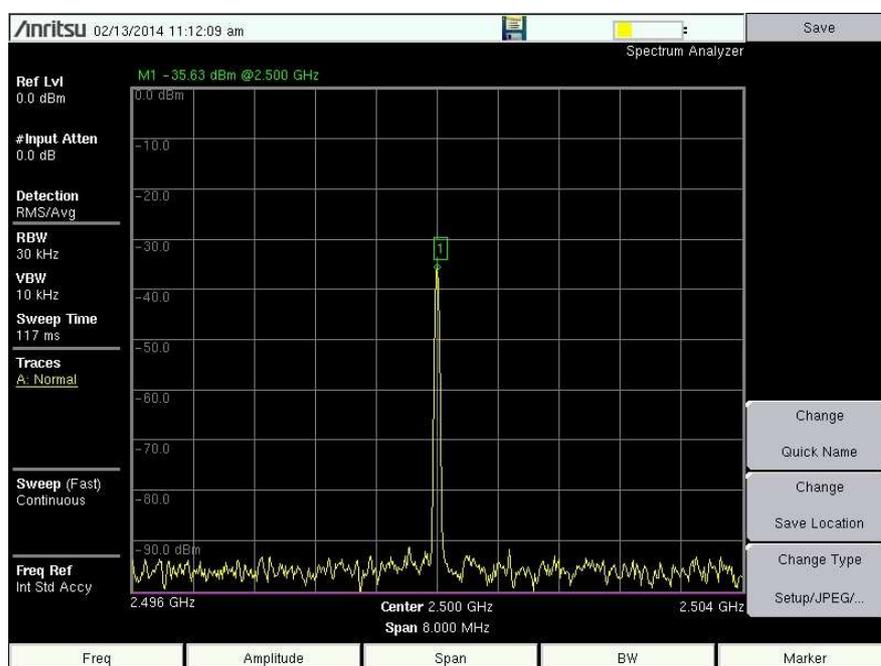


Figura 5.10. Sinal recebido na frequência de 2,5 GHz

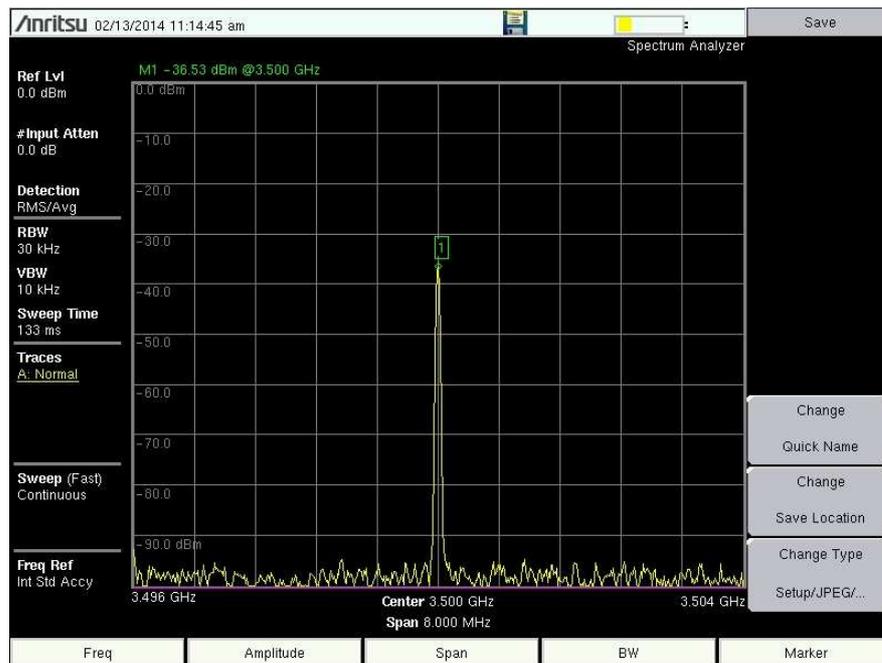


Figura 5.11. Sinal recebido na frequência de 3,5 GHz

Na tabela 5.4 é apresentado um detalhamento do teste utilizando a antena proposta no modo de recepção para as três frequências de interesse. O ganho da antena receptora e transmissora é representado pelas siglas G_{Atx} e G_{Arx} respectivamente em dBi. As potências transmitidas e recebidas em dBm são representadas na tabela pelas siglas P_{tx} e P_{rx} respectivamente.

Tabela 5.4. Tabela apresentando o detalhamento dos testes.

Frequência	G_{Atx}	G_{Arx}	P_{tx}	P_{rx} (medido)	P_{rx} (calculado)	Distância
2000 MHz	4	2,2	10	-34	-29,4	2 m
2500 MHz	4	2,2	10	-35,6	-31,4	2 m
3500 MHz	4	2,5	10	-36,5	-33,8	2 m

Por fim, foi realizado um teste de conectividade e acesso a internet via rede móvel 3G da operadora VIVO. Os materiais utilizados para o teste são:

- **Samsung Galaxy S2.**
- **Cabo Samsung para conexão de antena rural.**
- **Protótipo da antena.**

A antena é conectada ao dispositivo móvel por meio do conector destinado a antenas rurais conforme figura 5.12.



Figura 5.12. Setup de conexão entre antena e o aparelho

Após conectar apenas o cabo no aparelho é observado que o sinal de recepção do dispositivo é nulo conforme figura 5.13, após conectar a antena no cabo o sinal é reintegrado com o máximo nível amostrado na tela do aparelho conforme figura 5.14.



Figura 5.13. Dispositivo conectado apenas ao cabo para antena rural



Figura 5.14. Dispositivo com a antena conectada no cabo

5.2 Considerações Finais

Neste capítulo abordou-se o mecanismo utilizado na montagem do protótipo da antena proposta. Com a utilização de equipamentos como Gerador de Sinal, Analisador de Espectro e o Site Master, foram realizados testes práticos e medições para comparações com resultados simulados no CST, onde se verificou a funcionalidade do projeto proposto. O capítulo posterior de conclusões apresenta as considerações finais deste trabalho e propostas para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES

Neste trabalho foram realizados estudos sobre antenas multibandas integradas para terminais de quarta geração (4G). A análise de diversos modelos de antenas disponíveis na literatura facilitou a compreensão e expandiu as ideias a respeito desses projetos.

O modelo de antena monopolo dual-band de Hua-Ming Chen, foi tomado como referência para o projeto de uma nova antena com características semelhantes, porém com propósitos de aplicações ampliadas. A escolha da antena de Chen deveu-se a simplificação estrutural e resposta eficiente da antena dual-band em relação às demais estruturas estudadas.

O novo projeto proposto que consiste de uma antena monopolo planar com tripla ressonância para aplicação em dispositivos móveis 4G deveu-se as simulações utilizando o software computacional CST, que facilitou a análise da antena devido aos recursos no que diz respeito a parâmetros de antenas que podem ser extraídos do programa.

Para validação do projeto proposto confeccionou-se um protótipo do projeto final da antena para medição e comparação entre resultados medidos e simulados ao que se verificou coerência entre os mesmos.

Ao final foram realizados testes de recepção de sinais gerados nas frequências propostas. Utilizou-se o protótipo da antena no modo de recepção ao que se verificou a veracidade de funcionamento nas frequências de interesse.

Mediante resultados satisfatórios aqui apresentados, sugere-se para trabalhos futuros introdução de mais elementos radiantes para múltiplas ressonâncias além das que aqui foram propostas. Testes com a antena introduzida nos dispositivos móveis atuais como *tablets*, *ifones*, *notbooks* e *etc.*

As frequências de operação da antena proposta são facilmente reajustáveis somente alterando adequadamente os comprimentos dos elementos radiantes, permitindo sua aplicação em outras bandas de interesse.

REFERÊNCIAS

- [1] AMIT KUMAR, DR. YUNFEI LIU, DR. JYOTSNA SENGUPTA, AND DIVYA, “**Evolution of Mobile Wireless Communication Etworks: 1G To 4G**”, International Journal of Electronics & Communication Technology, Vol. 1, December 2010.
- [2] CONEXÃO MINICOM - REVISTA DIGITAL DO MINISTÉRIO DAS COMUNICAÇÕES, “**Veja o que você precisa saber sobre a tecnologia 4G**”, disponível em <http://www.conexaominicom.mc.gov.br/materias-especiais/1344-veja-o-que-voce-precisa-saber-sobre-a-tecnologia-4g>, Publicado em Terça, 30 Abril 2013.
- [3] QI-TAO ZHANG, Y. C. JIAO, Y. DING, “**Design of a Planar Monopole Multiband Antenna with U- and L-shaped slots**”, Microwave Technology & Computational Electromagnetics (ICMTCE), IEEE International Conference, 2011.
- [4] NASER-MOGHADASI M., SADEGHZADEH R. A., M. FAKHERI, ARIBI T., SEDGHI T., AND VIRDEE B. S.; “**Miniature Hook-Shaped Multiband Antenna for Mobile Applications**”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 11, 2012.
- [5] ZHIXI LIANG, HONGYAN JIANG, AND YUNLIANG LONG; “**Simulation and Design of Multi-band Planar Meandered Monopole Antenna for Mobile Phone Application**”, Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), International Conference, Vol. 3, 2012.
- [6] CHEN, H. M.; “**A Compact Dual-Band Microstrip-Fed Monopole Antenna**”, Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symposium, 2001, Vol. 2, pp. 124–127.
- [7] JUI-HAN LU, AND ZI-WEN LIN; “**Planar Compact LTE/WWAN Monopole Antenna for Tablet Computer Application**”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, VOL. 12, 2013.
- [8] W. C. LIU, W. R. CHEN AND C. M.WU; “**Printed double S-shaped monopole antenna for wideband and multiband operation of wireless communications**”, IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., Vol. 151, no. 6, 2004.

- [9] H. W. LIU AND C. F. YANG; “**Miniature multiband monopole antenna for WWAN operation in laptop computer**”, Electronics Letters 7th, 2010 Vol. 46 No. 1.
- [10] BHATTI, R. A. AND PARK, S.; “**Internal Multiband Monopole Antenna for Modern Multifunctional Mobile Phones**”, IEEE, Proceedings of International Bhurban Conference on Applied Sciences & Technology Islamabad, Pakistan, 2009.
- [11] DARVISH, M. HASSANI, H. R.; “**Multiband Uniplanar Monopole Antenna for MIMO Applications**”, 20th Iranian Conference on Electrical Engineering, (ICEE2012), 2012.
- [12] KIN-LU WONG, AND LI-CHUN LEE; “**Multiband Printed Monopole Slot Antenna for WWAN Operation in the Laptop Computer**”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, no. 2, 2009.
- [13] MOUSAVI P.; “**Multiband Multipolarization Integrated Monopole Slots Antenna for Vehicular Telematics Applications**”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 59, no. 8, 2011.
- [14] ANTONIADES M. A., AND ELEFThERIADES G. V.; “**A Compact Multiband Monopole Antenna With a Defected Ground Plane**”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 7, 2008.
- [15] WANG LI-NA, LIN SHU, CAI RUN-NAN, HUANG GUAN-LONG, AND ZHANG WEN-BIN; “**Multiband Printed Monopole Antenna with Square-Nested Fractal**”; 2011 6th International ICST Conference on Communications and Networking in China (CHINACOM).
- [16] SEE C. H., ABD-ALHAMEED R. A., ZHOU D., LEE T. H., AND EXCELL P. S.; “**A Crescent-Shaped Multiband Planar Monopole Antenna for Mobile Wireless Applications**”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, VOL. 9, 2010.
- [17] R. C. HUA C. F., AND CHOU S.-J. WU T. G. MA; “**Compact multiband planar monopole antennas for smart phone applications**”, IET Microw. Antennas Propag., 2008, Vol. 2, No. 5, pp. 473–481.
- [18] DIMITRIOS K. NTAIKOS, NEKTARIOS K. BOURGIS, AND TRAIANOS V. YIOULTSIS; “**Metamaterial-Based Electrically Small Multiband Planar Monopole Antennas**”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 10, 2011.

- [19] CHING-SONG CHUANG , AND HUNG-CHIH LIU; “**A Compact Multiband Planar Monopole Antenna with Proximity - Coupling Radiator**”, Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, 2013.
- [20] YANG DING, Y. C. JIAO, R. ZOU, B. LI, AND Q. T. ZHANG; “**Design of a Narrow-Size Planar Monopole Multiband Antenna with Double L-shaped Slots**”, Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference, July 26-30, 2011.
- [21] CHEN S., JIAO Y., WANG W., AND ZHANG F.; “**Modified T-Shaped Planar Monopole Antennas for Multiband Operation**”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, no. 8, August 2006.
- [22] SHUN-YUN LIN; “**Multiband Folded Planar Monopole Antenna for Mobile Handset**”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, VOL. 52, no. 7, July 2004.
- [23] WONG K., LEE G., AND TZUNG-WERN CHIOU, “**A Low-Profile Planar Monopole Antenna for Multiband Operation of Mobile Handsets**”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 51, no. 1, January 2003.
- [24] CHEN J., HO C.-J., WU C.-H., CHEN S.-Y, AND POWEN HSU, “**Dual-Band Planar Monopole Antenna for Multiband Mobile Systems**”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 7, 2008.
- [25] KHAN M. R., MORSY M. M., KHAN M. Z. AND HARACKIEWICZ F. J., “**Dual Band Antenna For Wireless Network (WLAN) Applications**”, IEEE International Symposium Antennas and Propagation (APSURSI), 2011.
- [26] KHAN M. R., MORSY M. M., KHAN M. Z. AND HARACKIEWICZ F. J., “**Miniaturized Multiband Planar Antenna for GSM, UMTS,WLAN, and WiMAX bands**”, IEEE International Symposium Antennas and Propagation (APSURSI), 2011.
- [27] PICHER, C. ; ANGUERA, J. ; ANDUJAR, A. ; PUENTE, C. ; BUJALANCE, A., “**Multiband handset antennas by combining monopoles and intelligent ground planes**”, 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP).
- [28] AHMED, FOEZ ; LI, RONGLIN ; FENG, YING, “**Development of a Compact Planar Multiband MIMO Antenna for 4G/LTE/WLAN Mobile Phone Standards**”, Antennas & Propagation (ISAP), 2013.

- [29] BEN AHMED, M. ; EL OUAAI, F. ; BOUHORMA, M. ; MAMOUNI, A., “**Compact Internal Antenna for Multi Standard Operations in the Mobile Phone**”, Microwave Symposium (MMS), 2009.
- [30] VASYLCHENKO, A. ; SCHOLS, Y. ; DE RAEDT, W. ; VANDENBOSCH, G.A.E. “**Challenges in Full Wave Electromagnetic Simulation of Very Compact Planar Antennas**”, Antennas and Propagation, EuCAP 2007.
- [31] BALANIS, C. A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, New York: John Wiley & Sons, 1997, 3nd ed. pp 192-194.
- [32] ULABY, FAWWAZ T., *Eletromagnetismo para Engenheiros*, Porto Alegre, Bookman, 2007, pp. 352-353.
- [33] IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vols AP-17, N°3, Maio de 1969; AP-22, N° 6, Part II, Novembro de 1983.
- [34] BALANIS, C. A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, New York: John Wiley & Sons, 1997, 3nd ed. pp 27-94.
- [35] IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas. New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1993.
- [36] Gil Carlos Brito de Menezes G. C. B., *Análise do comportamento de antenas sob sinais de largura de faixa ultraelevadas*, **Instituto Nacional de Telecomunicações - INATEL**, 2009, Dissertação de Mestrado disponível em: www.inatel.br.
- [37] Estados Unidos da América, Federal Communications Commission (2002). First report & order *FCC 02-48*.
- [38] SHADIKU M. N. O., *Elementos de eletromagnetismo*, Bookman, 1997, 3nd ed.
- [39] ANRITSU, <http://www.anritsu.com>; Acessado em: 01 de Dezembro de 2013, às 10 hs.
- [40] CST – Computer Simulation Technology AG, <http://www.cst.com>. Acessado em: 06 de setembro de 2013 às 15hs.
- [41] JAMPRO, Antennas, inc; <http://www.jampro.com/document-library.html>; acessado em: 27 de Agosto de 2013, 18 hs.
- [42] KRAUS, J. D., *Antennas*, Tata McGraw-Hill, 1997, 2nd ed.
- [43] COLLIN, ROBERT E., *Antennas and Radiowave propagation*, McGraw-Hill, international student editions, 1985.
- [44] BAHL I. J., AND BHARTIA P., “**Microstrip Antennas**,” Artech House, Dedhan, MA, 1980.

- [45] CARVER K. R., AND MINK J. W., “**Microstrip Antennas Technology**” **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, vol. AP-29, No. 1, pp. 2-24, January 1981.
- [46] BALANIS C. A., “**Advanced Engineering Electromagnetics**” John Wiley & Sons, New York, 1989.
- [47] N. MOHAMMADIAN, M. N. AZARMANESH, S. SOLTANI, “**Compact ultra-wideband slot antenna fed by coplanar waveguide and microstrip line with triple-band-notched frequency function**”, *IET Microw. Antennas Propag.*, 2010, Vol. 4, Iss. 11, pp. 1811–1817.
- [48] SHU L., XIN-YUE Z., XING-QI Z., XUE-YING Z., RUN-NAN C., GUAN-LONG H., LI-WEN J., WEN-BIN Z., “**High-gain Planar TEM Horn Antenna fed by Balanced Microstrip Line**”, 2011 6th International ICST Conference on Communications and Networking in China (CHINACOM).
- [49] SVEZHENTSEV A I. and KRYZHANOVSKIY V. V., “**Cylindrical Antenna Array With Slotted Strip-Framed Patches Fed By A Microstrip Line**”, *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, 1990, AP-38, pp. 722-731.
- [50] TAHIR N., BROOKER G, “**A Novel Approach of Feeding, Impedance Matching and Frequency Tuning of Microstrip Patch Antenna by Single Microstrip line**”, IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications (ISIEA2011), September 25-28, 2011.
- [51] DASTRANJ A. AND ABIRI H.; “**Bandwidth Enhancement of Printed E-Shaped Slot Antennas Fed by CPW and Microstrip Line**”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, NO. 4, April 2010.
- [52] RUN-NAN ., LIN SHU, GUAN-LONG H., XUE-YING Z., XING-QI Z, WEN-BIN Z., AND JIN-XIANG W.; “**Research on a Novel Yagi-Uda Antenna Fed by Balanced Microstrip Line**”, (CJMW), 2011.

PUBICAÇÕES

1. FERREIRA, H. R. O.; ALCÂNTARA NETO, M. C.; SILVA, D. K. N.; CAVALCANTES, G. P.; BARROS, F. J. B.; Rocha, A. da S.; SANTOS, R. O.; **“A Study of Multiband Planar Monopole Antenna Integrated for 4G Terminals”**, In: EUCAP 2013, GOTHENBURG. THE 7TH EUROPEAN CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION.
2. SANTOS, N. M. F.; FERREIRA, H. R. O.; MARTINS FILHO, W. J. C.; ALCANTARA NETO, M. C.; BARROS, F. J. B.; CAVALCANTE, G. P. S.; **“Design and Analysis of square monopole based on Minkowski fractal”**, In: International Microwave and Optoelectronics Conference, 2013, Rio de Janeiro.
3. ALCÂNTARA NETO, M. C.; FERREIRA, H. R. O.; CAVALCANTES, G. P.; BARROS, F. J. B.; da Costa, K.Q.; **“The Hi Monopole Model for Applications in the Brazilian System of Digital TV”**, In: EUCAP 2013, GOTHENBURG. THE 7TH EUROPEAN CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION.
4. ALCÂNTARA NETO, M. C.; FERREIRA, H. R. O.; BARROS, F. J. B.; ALMEIDA, M. V.; FONSECA, W. S.; CAVALCANTES, G. P.; CASTELLANOS, P. V. G., **“Measurement for Digital TV in Amazon City”**, In: EUCAP 2013 GOTHENBURG. THE 7TH EUROPEAN CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION.
5. ALCANTARA NETO, M. C.; FERREIRA, H. R. O.; BARROS, F. J. B.; CAVALCANTE, G. P. S.; OLIVEIRA, R. M. S.; ALMEIDA, J. F.; **“O Monopolo Ho Modificado para Aplicação em TV Digital”**, In: MOMAG - 15º Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica - 10º Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo., 2012, João Pessoa.