

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**PROJETO DE UM MONOPOLO *Hi* PARA APLICAÇÕES NO SISTEMA
BRASILEIRO DE TV DIGITAL**

MIÉRCIO CARDOSO DE ALCÂNTARA NETO

DM 01 / 2013

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

2013

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MIÉRCIO CARDOSO DE ALCÂNTARA NETO

**PROJETO DE UM MONOPOLO *Hi* PARA APLICAÇÕES NO SISTEMA
BRASILEIRO DE TV DIGITAL**

DM 01 / 2013

UFPA / CT / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2013

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MIÉRCIO CARDOSO DE ALCÂNTARA NETO

**PROJETO DE UM MONOPOLO *Hi* PARA APLICAÇÕES NO SISTEMA
BRASILEIRO DE TV DIGITAL**

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, elaborada sob a orientação do Prof. Dr. Gervásio Protásio dos Santos Cavalcante e co-orientação do Prof. Dr. Fabrício José Brito Barros.

UFPA / CT / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2013

Todos os direitos reservados. É proibida a reprodução total ou parcial do trabalho sem autorização da universidade, do orientador e do autor.

Miércio Cardoso de Alcântara Neto

Graduou-se em Engenharia de Telecomunicações pelo Instituto de Estudos Superiores da Amazônia (2009).

Alcântara Neto, Miércio Cardoso de

Projeto de um monopolo Hi para aplicações de TV digital / Miércio Cardoso de Alcântara Neto; orientador, Gervásio Protásio dos Santos Cavalcante. - 2013.

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

1. Antena projeto. 2. Teoria dos sinais (telecomunicações). 3. Televisão-Digital. I. Orientador. II. Título.

CDD 22. ed. 621.38224

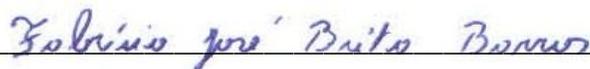
**PROJETO DE UM MONOPOLO *Hi* PARA APLICAÇÕES NO SISTEMA
BRASILEIRO DE TV DIGITAL**

MIÉRCIO CARDOSO DE ALCÂNTARA NETO

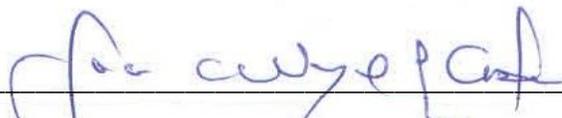
Esta dissertação foi julgada adequada para o **Exame de Defesa de Mestrado em Engenharia Elétrica**, na área de Telecomunicações, e aprovado na sua forma final pela banca examinadora designada pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto de Tecnologia da Universidade Federal do Pará em 04 de janeiro de 2013.



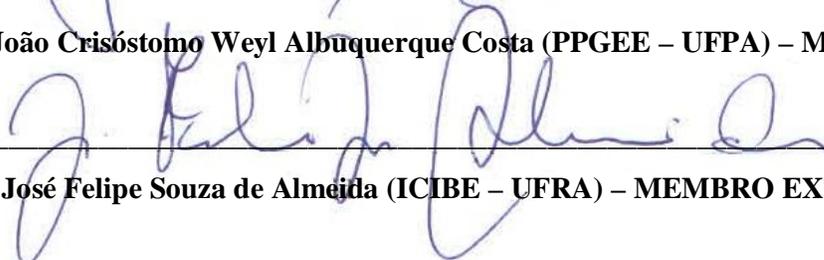
Prof. Dr. Gervásio Protásio dos Santos Cavalcante (PPGEE – UFPA) – ORIENTADOR



Prof. Dr. Fabrício José Brito Barros (CAMPUS TUCURUI – UFPA) – CO-ORIENTADOR



Prof. Dr. João Crisóstomo Weyl Albuquerque Costa (PPGEE – UFPA) – MEMBRO



Prof. Dr. José Felipe Souza de Almeida (ICIBE – UFRA) – MEMBRO EXTERNO

VISTO:



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

À memória de um grande Homem,
Prof. Miércio Cardoso de Alcântara.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, por possibilitar grandes vitórias em minha vida e, por colocar companheiros de caminhada ainda mais grandiosos ao longo dessa jornada.

Aos meus pais o Sr. Ermes Passos Velame e a Sra. Maria Ruth S. C. de Alcântara, que sempre serão o meu alicerce, modelo de luta e perseverança em todas as etapas de minha vida, às minhas irmãs, 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, acolhimento no momento crucial de minha vida acadêmica no qual estava sem direção e por se tornar meu modelo de profissional.

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

Meu agradecimento mais que especial ao Prof. Felipe Almeida que acompanha meus passos desde a graduação e por ser meu maior incentivador ao longo dessa jornada acadêmica.

Ao amigo Hélio Oeiras, pois, sem sua contribuição não teria conseguido concluir essa pesquisa.

A minha namorada, por seu companheirismo, paciência e pela criteriosa revisão do texto aqui apresentado.

Aos Professores e amigos: Jasmine Araújo, Rodrigo Melo, Victor Dimitriev e, Karlo Queiroz pelo auxílio e pelos ensinamentos a mim repassados ao longo do caminho.

Aos amigos: Thais Tavares, Dionísio Ribeiro, Marcelo Kawakatsu, Nadson, Anderson Oliveira e, Jonathas pela parceria e por valiosas contribuições ao trabalho.

Ao Prof. Ronaldo Oliveira e, aos amigos Marcelo e Sanderson, por tornarem possíveis os procedimentos práticos do trabalho.

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

E, intencionalmente por último, agradeço aos meus novos companheiros de caminhada dessa grande família LCT: Allan Costa, Allan Braga, Bruno Lyra, Cristiane Ruiz, Igor Ruiz, Regina, a todos os Professores e a toda equipe que compõe o laboratório.

A educação torna fácil liderar um povo,
mas difícil manobrá-lo; fácil governá-lo,
mas impossível escravizá-lo.

Henry P. Brougham

Sumário

Lista de Ilustrações	xii
Lista de Tabelas	xv
Lista de Siglas	xvi
Resumo	xvii
Abstract	xviii
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	8
<i>2.1.1 Diagrama de Radiação</i>	<i>8</i>
<i>2.1.2 Diretividade</i>	<i>9</i>
<i>2.1.3 Ganho</i>	<i>10</i>
<i>2.1.4 Regiões de Campo</i>	<i>11</i>
2.2 Antena Dipolo	12
<i>2.2.1 Dipolo de Meio Comprimento de Onda</i>	<i>14</i>
<i>2.2.2 Arranjo entre um Dipolo Ativo e Dipolos Parasitas</i>	<i>15</i>
2.3 Antena Monopolo de Quarto de Onda ($l = \lambda/4$)	20
<i>2.3.1 Monopolo Carregado com Elementos Parasitas</i>	<i>21</i>
3 O Monopolo <i>Hi</i>	24
3.1 O Efeito Pelicular	24
3.2 Versão Composta por Fios do Monopolo Planar	26
<i>3.2.1 Inclusão do Elemento Condutor Central</i>	<i>26</i>
3.3 O Monopolo <i>Hi</i> Modificado para Aplicações em TV Digital	28
4 Projeto e Simulação das Antenas	30
4.1 Projeto das Antenas	30
<i>4.1.1 Planejamento do Projeto</i>	<i>31</i>
<i>4.1.2 Detalhamento das Especificações do Projeto</i>	<i>32</i>

4.2 Resposta da Antena – 1ª Etapa	33
<i>4.2.1 Primeiro Cenário</i>	<i>34</i>
<i>4.2.2 Segundo Cenário</i>	<i>36</i>
<i>4.2.3 Terceiro Cenário</i>	<i>38</i>
4.3 Resposta da Antena – 2ª Etapa	40
<i>4.3.1 Quarto Cenário</i>	<i>41</i>
<i>4.3.2 Quinto Cenário</i>	<i>43</i>
<i>4.3.3 Sexto Cenário</i>	<i>46</i>
4.4 Conclusões	48
5 Confeção e Medições dos Protótipos das Antenas	51
5.1 Confeção das Antenas	51
5.2 Medições	55
5.3 Caracterização da Perda de Retorno	56
5.4 Caracterização dos Diagramas de Radiação	57
5.5 Testes	63
5.6 Conclusões	66
6 Considerações Finais e Propostas para Trabalhos Futuros	67
Referências Bibliográficas	68
Apêndice A Valores para Diversos Parâmetros da Perda de Retorno (S_{11})	73

Lista de Ilustrações

Figura 2.1. Diagrama bidimensional de potência em dB	9
Figura 2.2. Regiões dos Campos	11
Figura 2.3. Uma antena dipolo curto (a) e seu equivalente (b)	13
Figura 2.4. Um elemento radiador	13
Figura 2.5. Dipolo de meia onda	15
Figura 2.6. Arranjo de um dipolo com um elemento parasita	15
Figura 2.7. Relação fasorial entre as correntes do elemento ativo e do elemento parasita	16
Figura 2.8. Arranjo formado por um dipolo ativo e um dipolo parasita	17
Figura 2.9. Padrões de radiação horizontal e vertical do arranjo de um elemento ativo e um diretor	19
Figura 2.10. Padrões de radiação horizontal e vertical do arranjo de um elemento ativo e um refletor	19
Figura 2.11. Antena Monopolo sobre plano condutor perfeito	20
Figura 2.12. Representação da imagem do monopolo	21
Figura 2.13. Distribuição da componente de campo elétrico E_z	23
Figura 3.1. (a) Monopolo Planar e (b) “Monopolo Filamentar”	26
Figura 3.2. O Monopolo H_i	27
Figura 3.3. Distribuição dos campos elétrico e magnético, em (a) campo elétrico E_z na iteração de tempo número $n = 10490$, para o monopolo H_i sem parasitas (com altura $H = 100$ mm, gap de alimentação $g = 1$ mm e largura $w = 12$ mm) e (b) representação do campo magnético na antena monopolo H_i (b)	28
Figura 3.4. O Monopolo H_i para UHF	29
Figura 4.1. Sinal de Excitação no domínio da frequência (a) e no domínio do tempo (b)	33
Figura 4.2. Visualização do monopolo H_i na área de trabalho do CST®	34
Figura 4.3. Variação da Resistência de Alimentação	34
Figura 4.4. Diagrama de radiação para o plano E	35
Figura 4.5. Diagrama de radiação para o plano H	35
Figura 4.6. Diagrama de radiação 3D	35
Figura 4.7. Monopolo H_i com dois elementos parasitas	36
Figura 4.8. Variação da distância dos elementos parasitas	36
Figura 4.9. Diagrama de radiação para o plano E do monopolo H_i com 2 elementos parasitas	37

Figura 4.10. Diagrama de radiação para o plano H do monopolo <i>Hi</i> com 2 elementos parasitas	37
Figura 4.11. Diagrama de radiação 3D para o monopolo <i>Hi</i> com 2 elementos parasitas	38
Figura 4.12. Inclusão do terceiro elemento parasita	38
Figura 4.13. S_{11} para o monopolo <i>Hi</i> carregado com três elementos parasitas	39
Figura 4.14. Diagrama de radiação para o plano E do monopolo <i>Hi</i> com 3 elementos parasitas	39
Figura 4.15. Diagrama de radiação para o plano H do monopolo <i>Hi</i> com 3 elementos parasitas	40
Figura 4.16. Diagrama de radiação 3D para o monopolo <i>Hi</i> com 3 elementos parasitas	40
Figura 4.17. <i>Hi</i> para diversos valores de H	41
Figura 4.18. Novo dimensionamento para o monopolo <i>Hi</i> (a) e Visualização monopolo <i>Hi</i> na área de trabalho do CST® (b)	42
Figura 4.19. Diagrama de radiação para o plano E do monopolo <i>Hi</i> com altura H = 105 mm e largura w = 52,5 mm	42
Figura 4.20. Diagrama de radiação para o plano H	43
Figura 4.21. Diagrama de radiação 3D	43
Figura 4.22. Monopolo <i>Hi</i> redimensionado com a introdução de dois elementos parasitas nas laterais	44
Figura 4.23. Variação das dimensões dos elementos parasitas	44
Figura 4.24. Diagrama de radiação para o plano E do monopolo <i>Hi</i> com 2 elementos parasitas	45
Figura 4.25. Diagrama de radiação para o plano H do monopolo <i>Hi</i> com 2 elementos parasitas	45
Figura 4.26. Diagrama de radiação 3D para o monopolo <i>Hi</i> com 2 elementos parasitas	45
Figura 4.27. Monopolo <i>Hi</i> redimensionado com a introdução do terceiro elemento parasita na parte superior	46
Figura 4.28. Variação das dimensões dos três elementos parasitas	46
Figura 4.29. Diagrama de radiação para o plano E do monopolo <i>Hi</i> com 3 elementos parasitas	47
Figura 4.30. Diagrama de radiação para o plano H do monopolo <i>Hi</i> com 3 parasitas	47
Figura 4.31. Diagrama de radiação 3D para o monopolo <i>Hi</i> com 3 elementos parasitas	48
Figura 4.32. Distribuição da componente de campo elétrico E_z na iteração de tempo de	49

número $n = 17483$, para monopolo H_i carregado com três elementos parasitas	
Figura 5.1. Esquemático para as antenas de referência	51
Figura 5.2. Esquemático da estrutura carregada com três aros parasitas medindo $a = 0,65 * H$	52
Figura 5.3. Esquemático com as dimensões em mm para o plano terra (a) e conector (b)	53
Figura 5.4. Foto do conector tipo N macho modelo USM 00026	54
Figura 5.5. Fotos do monopolo H_i construído, em (a) antenas de referência e (b) a 2ª antena de referência carregada com três elementos parasitas	55
Figura 5.6. Resultados medidos e simulados para perdas de retorno da 1ª antena de referência, $H = 100$ mm e $w = 12$ mm	56
Figura 5.7. Arranjo demonstrativo do kit utilizado, antena transmissora Yagi Uda e antena receptora Dipolo de meia onda, ambas para frequência de 500 MHz	57
Figura 5.8. Modelo de análise para obtenção dos diagramas de radiação para as antenas de referência (a) e carregada com três elementos parasitas (b)	59
Figura 5.9. Diagrama de radiação para a 1ª antena de referência com $H = 100$ mm e $w = 12$ mm no plano xy	60
Figura 5.10. Diagrama de radiação para a 1ª antena de referência no plano yz	60
Figura 5.11. Diagrama de radiação para a 1ª antena de referência no plano xz	61
Figura 5.12. Diagrama de radiação para a 2ª antena de referência com $H = 105$ mm e $w = 52,5$ mm no plano xy	61
Figura 5.13. Diagrama de radiação para a 2ª antena de referência no plano yz	62
Figura 5.14. Diagrama de radiação para a 2ª antena de referência no plano xz	62
Figura 5.15 . Diagrama de radiação para a 2ª antena de referência carregada com três parasitas com no plano xy	63
Figura 5.16. Fotos das antenas conectadas ao receptor móvel de TV digital, 2ª antena de referência (a) e a mesma antena carregada com três elementos parasitas (b)	64
Figura 5.17. Foto das antenas captando o sinal da TV digital, 2ª antena de referência (a) e a mesma antena carregada com três elementos parasitas (b)	65

Lista de Tabelas

Tabela 4.1. Resultados do 1º Cenário de Simulações	34
Tabela 4.2. Resultados do 2º Cenário de Simulações	37
Tabela 4.3. Resultados do 3º Cenário de Simulações	39
Tabela 4.4. Resultados do 4º Cenário de Simulações	41
Tabela 4.5. Resultados do 5º Cenário de Simulações	44
Tabela 4.6. Resultados do 6º Cenário de Simulações	47
Tabela 5.1. Comparativo entre dados medidos e simulados para 1ª antena de referência	57

Lista de Siglas

ATSC	Advanced Television System Committee.
COE	Coeficiente de Onda Estacionária.
CST	Computer Simulation Technology.
DTV	Television Digital.
DTMB	Digital Terrestrial Multimedia Broadcast.
DVB-T	Digital Video Broadcasting Terrestrial.
FB	Banda Fracionária.
FDTD	Finite Difference Time Domain.
FEM	Método dos Elementos Finitos.
FIT	Técnica de Integração Finita.
GPS	Global Positioning System.
HPBW	Half Power Beam Width.
HFSS	High Frequency Structure Simulator.
ICIBE	Instituto Ciberespacial.
ISDB-T	Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial.
IESAM	Instituto de Estudos Superiores da Amazônia.
LCT	Laboratório de Computação e Telecomunicações.
PEC	Material Condutor Perfeito.
ROE	Relação de Onda Estacionária.
RF	Rádio Frequência.
SBTVD	Sistema Brasileiro de Televisão Digital.
SEM	Singularity Expansion Method.
SWR	Standing Wave Ratio.
TOE	Taxa de Onda Estacionária.
UFPA	Universidade Federal do Pará.
UFRA	Universidade Federal Rural da Amazônia.
UHF	Ultra-high Frequency.
USB	Universal Serial Bus.
UWB	Ultra Wide Band.
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio.
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access.

RESUMO

A presente pesquisa trata o projeto e análise de uma antena monopolo planar com geometria modificada visando sua utilização para recepção do sinal de TV digital operante no Brasil na faixa de 470 MHz a 806 MHz. Faixa essa contida no espectro de UHF – *Ultra High Frequency* (300 MHz a 3 GHz). Para desenvolvimento desse trabalho foi tomado como referência à antena denominada “*The Hi Monopole*”. Que originalmente foi apresentada para operar em sistemas UWB (*Ultra Wide Band*) em 3,1 a 10,6 GHz. Para o desenvolvimento do trabalho proposto, diferentes técnicas de adequação da antena podem ser utilizadas para operação em banda larga, tais como: modificação na estrutura da antena, carregamento resistivo, chaveamento, utilização de elementos parasitas e estruturas de casamento. O projeto de antenas banda larga pode ser realizado a partir de três abordagens diferentes: domínio do tempo, domínio da frequência e método de expansão por singularidades. O método no domínio da frequência foi empregado neste trabalho para o projeto da antena proposta, algumas das técnicas supracitadas foram analisadas almejando o aumento da largura de banda, sendo confeccionado um protótipo da antena para validar os conceitos empregados. A antena foi então projetada para a faixa de 470 MHz a 890 MHz. O protótipo construído para essa mesma faixa apresentou bons resultados, o que valida à técnica empregada. Aspectos positivos e negativos do uso desta técnica são discutidos ao longo do trabalho. O programa computacional comercial CST® MICROWAVE STUDIO, baseado na Técnica da Integração Finita (FIT), foi usado para simulações no domínio da frequência.

Palavras-chave: antena monopolo, TV digital, perda de retorno, Monopolo *Hi*.

ABSTRACT

This research deals with the design and analysis of a planar monopole antenna with modified geometry aiming its use for signal reception of digital TV in Brazil working in the of 470 MHz to 806 MHz. Track this contained in the spectrum of UHF-Ultra High Frequency (300 MHz to 3 GHz). To develop this work was taken as reference the antenna called "The *Hi Monopole*". What originally was presented to operate in UWB (Ultra Wide Band) at 3.1 to 10.6 GHz. For the development of the proposed work, different techniques of adjustment of the antenna can be used for broadband operation, such as: changes in the structure of antenna, resistive loading, switching, using of parasitic elements and matching structures. The design of broadband antennas can be made from three different approaches: time domain, frequency domain and expansion for singularities method. The frequency domain method was employed in this work to the antenna design proposed, some of the techniques mentioned above were analyzed aiming to increase bandwidth, and made a prototype of the antenna to validate the concepts employed. The antenna was designed for the range of 470 MHz to 890 MHz. the prototype built for this same range presented good results, which validates the technique employed. Positive and negative aspects of use of this technique are discussed throughout the work. The commercial computer program CST® MICROWAVE STUDIO, based on the Finite Integration Technique (FIT) was used for simulations in frequency domain.

Index Terms: Monopole antenna, digital TV, return loss, *Hi Monopole*.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

A televisão desempenha ao longo de décadas um papel muito importante na sociedade. Presente em 97% dos domicílios brasileiros [1], alcançando praticamente todos os municípios, constitui-se num forte instrumento de integração e fortalecimento de valores, conectando o cidadão ao país e ao mundo.

No dia 2 de dezembro de 2007, a televisão brasileira deu o primeiro passo rumo à nova era: a das Transmissões Terrestres Digitais – DTV. Esta nova tecnologia se traduz como a evolução da TV analógica, permitindo inúmeras novidades na forma de se fazer e assistir TV.

Por se tratar de um forte mecanismo de integração social almejado por todas as classes econômicas, nem todas possuem poder aquisitivo para arcar com os custos econômicos e usufruir esse novo sistema. Daí, subsistir uma preocupação por parte do governo em prover essa inclusão digital. Conforme dispõe o Decreto Presidencial nº 4901 de 26 de novembro de 2003, a TV digital deverá promover a inclusão social, a diversidade cultural do País e a língua pátria por meio do acesso à tecnologia digital, visando à democratização da informação, a criação da rede universal de educação à distância, o estímulo à pesquisa, o desenvolvimento, e ainda, deverá propiciar a expansão de tecnologias brasileiras e da indústria nacional relacionada à tecnologia de informação e comunicação.

A partir da nova padronização, a substituição de equipamentos torna-se inevitável, o que justifica a busca por antenas capazes de operar nesse sistema, possibilitando a interligação entre os diversos dispositivos sem fio em UHF (*Ultra High Frequency*).

A comunicação entre os dispositivos que operam nessa faixa de frequências se desenvolve com utilização de baixa potência, sem causar interferência em outros dispositivos *wireless*. Com isso, permitem-se altas taxas de transmissão de dados, baixa densidade espectral de potência e compartilhamento de seu espectro de frequência para diversas aplicações, além de alto desempenho em canais multi-percurso com baixa relação sinal/ruído e penetração em diferentes tipos de materiais.

Essa transição do sistema analógico/digital ocorre em vários países. Diante disso, muitos pesquisadores passaram a investigar diversas configurações de antenas [2]-[11] na busca pelo aperfeiçoamento das características na recepção do sinal digital terrestre, em especial, o aumento da largura de banda.

Não obstante, algumas exigências devem ser cumpridas, pois antenas com essa finalidade devem ser compactas, leves e comportar as diversas faixas de frequências DTV operantes no mundo, tais como: *Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial (ISDB-T)* – 470 MHz a 770 MHz, *Advanced Television System Committee (ATSC)* – 470 MHz a 860 MHz, *Digital Terrestrial Multimedia Broadcast (DTMB)* – 470 MHz a 860 MHz e *Digital Video Broadcasting – Terrestrial (DVB-T)* – 470 MHz a 890 MHz.

Desta forma, antenas com múltiplas ressonâncias são propostas, possibilitando aplicações não somente em DTV, bem como extensões a mais frequências contidas no padrão UHF e outros padrões: WiMAX - *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (3,3 GHz a 3,8 GHz) [10]-[12], WLAN (2,4 GHz a 5,8 GHz) [11]-[12], GPS - *Global Positioning System* (1227,60 MHz e 1575 MHz) [13].

Nesse contexto, o estudo sobre projeto de antenas é de fundamental importância. A análise e projeto de antenas banda larga são desenvolvidas utilizando basicamente três técnicas [14]: no domínio da frequência, no domínio do tempo e, através de expansão por singularidade (*SEM – Singularity Expansion Method*).

A técnica de projeto no domínio da frequência é uma das mais utilizada, tem como objetivo atender requisitos para um dos quatro parâmetros [15]: perda de retorno na faixa de interesse, ganho, polarização ou diagrama de radiação. Os dois primeiros requisitos são os mais estudados. Deseja-se que tais parâmetros possuam uma variação mínima dentro da faixa de operação da antena.

A abordagem no domínio do tempo estipula novos critérios para o projeto e síntese de elementos radiantes de banda larga, tais como o fator de fidelidade, ganho no domínio do tempo, entre outros comentados por Lamensdorf e Susman [16].

O método de expansão por singularidade (SEM) surgiu da constatação de que as respostas transientes de estruturas complexas de espalhamento eletromagnético são descritas como uma soma de componentes senoidais amortecidas [17]. No plano de frequências complexo, tais componentes são polos na resposta da transformada de Laplace. Portanto, o objetivo do método é caracterizar a resposta da estrutura no domínio do tempo e da frequência em função das singularidades (polos, cortes de seção, funções inteiras) no plano de frequência complexo.

Todavia, em projetos de antenas, o aumento da largura de banda sempre foi uma característica a ser alcançada. A necessidade de se receber e transmitir sinais contendo mais informações a partir de um mesmo equipamento transceptor é uma constante em sistemas de comunicações.

Buscando melhorar o desempenho de seus dispositivos, autores propõem em seus projetos técnicas diversificadas para o aumento da largura de banda, tais como: antena com carga resistiva Wu et al [18], Ramo et al [19], Wong et al [20], Srinivasan et al [21] e Pitra et al [22]; alteração na estrutura da antena Lin et al [5], Huang et al [23] e Roy [24]; adição de elementos parasitas [25]-[31], entre outros.

Contudo, no estado da arte, a antena monopolo planar torna-se atraente devido suas diversas características e por permitir que, efetuadas algumas modificações, se obtenha uma antena capaz de operar em diferentes faixas com boa largura de banda e baixo custo de fabricação proporcionado pela quantidade reduzida de metal utilizado em seu elemento radiador principal. Antenas monopolo normalmente possuem um plano terra muito maior que o elemento radiante. Atento a isso, Guan et al [32] enfatiza em seu trabalho a redução do tamanho desse componente, propondo em seu radiador um patch dobrado derivado do monopolo em forma de L sobre um pequeno plano terra, conseguindo uma antena capaz de operar na faixa de 450 MHz a 850 MHz.

Dentre outras configurações geométricas propostas para construção do monopolo DTV, pode-se destacar: monopolo dobrado em forma de L [32]-[33] e L invertido [34]-[35]; chapa de metal em forma de U com dimensões reduzidas para aplicações em laptop [36]; monopolo em forma de grade impresso sobre substrato de FR4 [23].

O monopolo em forma de L torna-se interessante por apresentar baixo perfil metálico em sua estrutura, fato que possibilitou Guan et al [32] reduzir o seu plano terra, permitindo também confeccionar antenas aplicáveis em dispositivos portáteis como proposto por Jeon et al [33] e em forma de L invertido por Yu e Choi [34], ambas utilizadas em *notebooks*. Com a mesma finalidade e, atendendo ao requisito de baixo perfil metálico Su et al [36] desenvolveu em seu trabalho um monopolo de placa metálica dobrada em forma U.

Em Cunha et al [31] foi apresentada a primeira configuração de monopolo denominado “monopolo *Hi*”, para sistemas UWB (*Ultra Wide Band*) operando em 3,1 GHz a 10,6 GHz. Sua geometria deriva do monopolo planar convencional tendo seu dispositivo radiador composto somente pelas bordas metálicas e um elemento condutor central na vertical.

É neste contexto que este trabalho propõe modificações na antena monopolo *Hi*, de maneira torná-la capaz de operar na recepção do sinal da TV digital operante no Brasil. O estudo do monopolo *Hi* foi desenvolvido para se utilizar uma quantidade reduzida de metal no elemento radiador principal, reduzir custos para sua aquisição, simplificar sua geometria, facilitar sua fabricação e apresentar boa largura de banda.

Logo, são empregadas técnicas para o aumento da largura de banda, a saber: modificação na estrutura da antena, carregamento resistivo e utilização de elementos parasitas.

Pelos resultados obtidos através de simulações, se verificou que as modificações efetuadas em sua estrutura viabilizam a confecção com baixo custo, tornando a mesma acessível por parte das classes com baixo poder aquisitivo, inserindo-se a proposta governamental de inclusão digital. Além disso, a antena proposta se apresenta superior às estruturas citadas anteriormente, pelo fato de possuir características como: utilização de pouco metal no elemento radiador e baixa complexidade em sua confecção, possibilitado por sua forma geométrica, sendo alcançada uma estrutura barata ao final da configuração devido à quantidade e diversidade de material utilizado.

1.1. Objetivos da Dissertação

Este trabalho tem como escopo tornar o monopolo *Hi* capaz de operar na recepção do sinal da TV digital na faixa de frequências do padrão SBTVD (Sistema Brasileiro de Televisão Digital) compreendido entre 470 MHz a 806 MHz. A antena em questão é passível de ser utilizada em televisores que contenham dispositivo conversor de sinal digital/analógico. O projeto é consideravelmente simples e apresenta resposta de frequência com banda relativamente larga. Dentro desse contexto, segue-se a programação:

- a) Análise das técnicas para projeto de antenas banda larga;
- b) Análise dos tipos de antenas banda larga disponíveis na literatura;
- c) Apresentar uma proposta de antena banda larga que possa operar em UHF – *Ultra High Frequency*;
- 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, ao final, são comentados alguns artigos que compõe o estado da arte da dissertação;

Capítulo 3: é apresentado o monopolo H_i e como se desenvolveu o estudo que resultou nessa geometria;

Capítulo 4: é destinado ao detalhamento das especificações de projeto das antenas a serem fabricadas, assim como o projeto propriamente dito das antenas e a análise das modificações em suas estruturas realizadas por meio das simulações;

Capítulo 5: trata do detalhamento da montagem dos protótipos das antenas e procedimentos práticos para obtenção dos resultados;

Capítulo 6: considerações finais e propostas para trabalhos futuros;

Apêndice A: contém uma tabela com valores para diversos parâmetros da perda de retorno (S_{11}).

CAPÍTULO 2

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O dispositivo que atua como transição ou casamento entre a fonte e a onda no espaço é conhecido como radiador ou antena, sua função é transformar energia eletromagnética guiada pela linha de transmissão em energia eletromagnética radiada e vice-versa, isto é, transformar energia eletromagnética radiada em energia eletromagnética guiada para a linha de recepção [15], [37]-[41]. Uma antena é geralmente feita em metal (muitas vezes apenas um fio ou vareta). Para que ocorra radiação deve existir uma corrente variante no tempo ou aceleração (ou desaceleração) de carga [15]. O modelamento matemático de uma antena se realiza a partir das equações de Maxwell [38] sujeitas às condições de contorno na antena e no infinito (em termos do comprimento de onda).

Para que se produza a operação eficiente de uma antena em determinada faixa de frequências com máxima transferência de energia, as impedâncias da linha de transmissão e da antena devem ser a mesma, tem-se aí uma condição chamada “linha casada”.

Tipicamente, cabos coaxiais de 50Ω são utilizados como linha de transmissão, e configurações eficientes de antenas geralmente produzem impedâncias diferentes de 50Ω , como por exemplo, 75Ω e linha de fita de 300Ω . Nesses casos, deve-se utilizar um circuito para casamento de impedância.

Na condição de “descasamento”, a impedância de entrada da linha depende não somente da carga, mas também do comprimento da linha, ou seja, da separação elétrica entre gerador e carga. Ao longo da linha de transmissão entre o gerador e a carga, em alguns pontos, a composição da onda incidente e refletida produz reforço e, em outros, diminuição, provocando o máximo e mínimo da onda estacionária. Essa relação entre máximos e mínimos de voltagem ao longo da linha é expressa por [38],

$$S = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{|V_0| + |V_1|}{|V_0| - |V_1|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.1)$$

onde Γ é o coeficiente de reflexão, V_0 é a tensão incidente e V_1 é a tensão refletida na entrada da antena.

De 2.1 se obtém,

$$|\Gamma| = \frac{s-1}{s+1} \quad (2.2)$$

O módulo do coeficiente de reflexão também é utilizado no cálculo da perda de retorno, sendo:

$$|\Gamma| = \left| \frac{Z_{in}-Z_0}{Z_{in}+Z_0} \right| \quad (2.3)$$

em que Z_0 é a impedância característica da linha de alimentação e Z_{in} é a impedância de entrada dada por:

$$Z_{in} = \frac{\mathcal{F}(V(t))}{\mathcal{F}(I(t))} \quad (2.4)$$

na qual $\mathcal{F}(V(t))$ é a transformada de Fourier da tensão $V(t)$ e $\mathcal{F}(I(t))$ é a transformada de Fourier da corrente $I(t)$.

A equação utilizada para o cálculo da perda de retorno é dada, em dB, por:

$$P_r (dB) = -10 \log |\Gamma|^2 = -20 \log |\Gamma| \quad (2.5)$$

Outras denominações para a relação de ondas estacionárias de voltagem são usadas, como SWR (*standing wave ratio*), VSWR (*voltage standing wave ratio*), TOE (taxa de onda estacionária), ROE (relação de onda estacionária) e COE (coeficiente de onda estacionária).

A largura de banda pode ser definida em termos dos diagramas de radiação ou SWR/potência refletida. Uma definição apropriada para a largura de banda é representada pela largura de banda fracional definida como [42],

$$FB(\%) = 2 \left(\frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} \right) \quad (2.6)$$

sendo f_l e f_h os limites inferior e superior da faixa de operação respectivamente.

Se esses valores são obtidos abaixo de -10 dB, então, é possível classificar os sistemas de comunicação em termos da largura de banda fracionária [43]:

$FB < 1\%$ – Banda estreita;
 $1\% < FB < 20\%$ – Banda larga;
 $FB > 20\%$ – Banda ultra larga.

Neste capítulo, estudar-se-á as definições mais relevantes da teoria de antenas empregadas no desenvolvimento do presente trabalho, na seguinte sequência: os parâmetros fundamentais de antenas serão explanados nos subitens da seção 2.1; uma breve discussão sobre antenas dipolo será feita na seção 2.2 e dipolo de meia onda em 2.2.1; a seguir com o estudo de dipolos parasitas alinhado sobre o mesmo eixo do elemento radiador conectado diretamente a alimentação (subitem 2.2.2).

Dipolos e monopolos são dois dos tipos de antenas mais usados em sistemas de telecomunicações, as características de eficiência de radiação e ganho destes elementos são fortemente influenciadas por seu comprimento elétrico, que está relacionado à frequência de operação.

A antena monopolo consiste basicamente de metade do dipolo, considerações a respeito desse radiador serão feitas na seção 2.3 e, uma breve revisão da literatura sobre monopolos carregados com elementos parasitas será realizada no subitem 2.3.1.

2.1. Parâmetros Fundamentais de Antenas

As antenas são caracterizadas por um grande número de parâmetros que permitem fazer estimativas e comparações entre elas [41]. Dentre esses parâmetros podem ser destacados: diagrama de radiação, diretividade, ganho, regiões de campo, perda de retorno, coeficiente de reflexão e largura de banda, estes três últimos já discutidos anteriormente.

2.1.1. Diagrama de Radiação

É a representação gráfica da forma como a energia eletromagnética se distribui no espaço, pode-se escolher qualquer plano, mas na prática dois deles são mais usuais: o diagrama de radiação horizontal e o vertical. Nas projeções as áreas com concentração de energia são denominadas lóbulos [44].

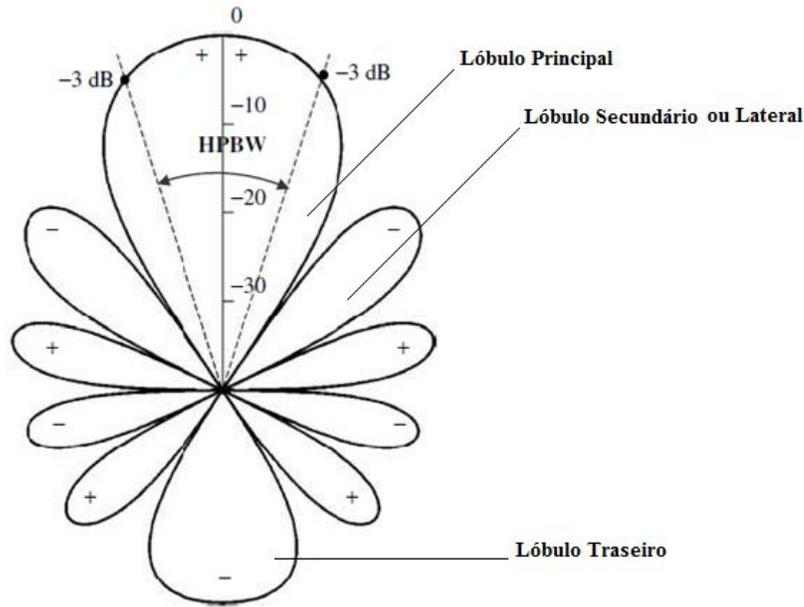


Figura 2.1. Diagrama bidimensional de potência em dB.

O HPBW – *half power beam width* (largura de feixe de meia potência) associa-se ao diagrama de radiação da antena. Trata-se da distância angular entre os pontos em 3 dB que passa através do lóbulo principal do diagrama.

2.1.2. Diretividade

É a relação entre a intensidade de potência em uma direção arbitrária e a intensidade de potência média da antena [45], ou seja,

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_m} \quad (2.7)$$

Assim, a função diretividade segue a mesma lei e variação da densidade de potência no espaço, com a correção de um fator de escala dado por $1/U_m$.

A intensidade de radiação média U_m pode ser considerada como a intensidade radiada por uma fonte isotrópica radiando a mesma potência total da antena real que produz $U(\theta, \phi)$. Com isso, a potência a partir de uma fonte isotrópica será:

$$P_m = \iint U_m d\Omega = U_m \iint \sin\theta d\theta d\phi = 4\pi U_m \quad (2.8)$$

Ao substituir o valor de U_m de (2.5) em (2.4) se encontra:

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_m} \quad (2.9)$$

sendo P_m a potência média radiada pela antena.

2.1.3. Ganho

Em uma dada direção, é a razão da intensidade de radiação nesta direção pela intensidade de radiação que seria obtida se a potência entregue à antena pelo transmissor fosse radiada isotropicamente [15].

Nesse sentido, a antena isotrópica é aquela que radia igualmente em todas as direções, sendo uma antena hipotética sem aplicações práticas reais, tem como finalidade servir de padrão para referencia na medição de outras antenas, embora alguns fabricantes considerem a antena dipolo um elemento bem melhor como padrão de referência, devido ela ser uma antena real e não imaginária.

Matematicamente, o ganho pode ser expresso por:

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_e} \quad (2.10)$$

sendo P_e a potência de entrada na antena.

O ganho em decibéis de uma antena comparada com uma fonte isotrópica é dado em dBi, se a antena é comparada com uma antena dipolo, o ganho em decibéis é dado por dBd.

Fazendo $P_e = P_m$ em (2.7), se conclui que tanto o ganho quanto a diretividade possuem o mesmo valor. Logo, a diretividade é igual ao ganho quando a potência de entrada na antena for igual à potência radiada.

A parcela da potência de entrada não radiada é absorvida na antena e em estruturas próximas, com isso se define a eficiência de radiação e como:

$$e = \frac{P_m}{P_e} \quad (2.11)$$

De (2.9), (2.10) e (2.11), tem-se:

$$G(\theta, \phi) = e \left[4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_m} \right] = eD(\theta, \phi) \quad (2.12)$$

2.1.4. Regiões de Campo

O espaço que envolve uma antena é usualmente subdividido em três regiões [15], as quais recebem as seguintes denominações: (a) campo próximo reativo, (b) campo próximo radiante (região de Fresnel) e (c) campo distante (região de Fraunhofer).

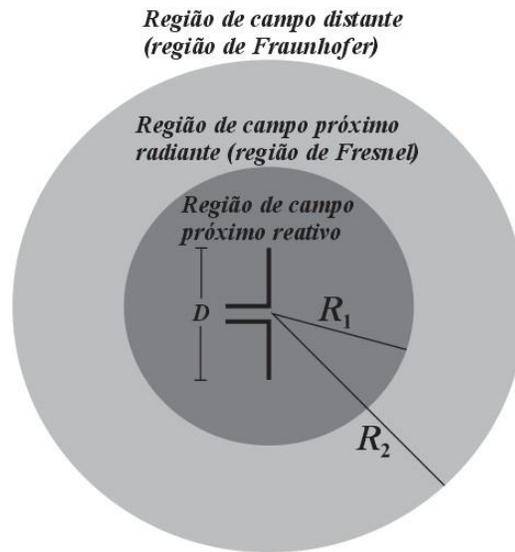


Figura 2.2. Regiões dos Campos.

As três regiões podem ser vistas na Figura 2.2, que são delimitadas por dois círculos de raio concêntricos, R_1 e R_2 , com D sendo a maior dimensão da antena.

A região de campo próximo reativo (ou de indução) é região de campo imediatamente ao redor da antena, na qual predominam os campos reativos (nos quais a energia está armazenada em campos que oscilam em uma localização fixa). Para muitas antenas, essa região é aquela para a qual $R < 0,62\sqrt{D^3/\lambda}$. Medidas de intensidade de campo não devem ser realizadas nessa região, pois, as correntes sofrem anulação por um semi-ciclo e as linhas de campo não chegam a se fechar, portanto, não se propagam.

Essa região é geralmente usada no projeto de antenas com um ou vários elementos de forma a induzir nestes a energia que estaria perdida, de forma a aproveitá-la e induzi-la ao elemento parasita, tanto diretor, quanto refletor, se for o caso [40].

A região de campo próximo radiante (ou região de Fresnel) é a região do campo de uma antena compreendida entre as regiões de campo próximo reativo e a região de campo distante. Se a antena tem uma dimensão máxima que não é grande comparada ao comprimento de onda, esta região pode não existir. Para muitas antenas, essa região é aquela para a qual $0,62\sqrt{D^3/\lambda} \leq R \leq 2D^2/\lambda$ (esses limites são válidos, de uma forma geral, somente quando $D > \lambda$). Nesta região, o diagrama de radiação é, em geral, uma função da distância radial.

A região de campo distante (ou região de Fraunhofer) é a região do campo de uma antena onde a distribuição angular do campo é essencialmente independente da distância da antena. Em muitos casos, essa região é aquela para a qual $R > 2D^2/\lambda$, os diagramas de campo distante de certas antenas, são sensíveis às variações na fase ao longo de suas aberturas, nestes casos esse valor pode ser inadequado. Nessa região as linhas de campo se fecham, portanto se propagam no espaço carregando consigo energia radiada.

2.2. Antena Dipolo

Uma grande classe de antenas é constituída por fios condutores, suas características possibilitam versatilidade para inúmeras aplicações, configuração simplificada e econômica, seus filamentos podem ser dispostos de modo a produzir certas propriedades de radiação. Na maioria dos casos práticos, pode-se desprezar a dimensão da seção transversal dos fios e tratá-los como condutores filamentosares [40].

As antenas que operam em uma única frequência ou em uma pequena faixa de frequências são denominadas de ressonantes. As suas características principais são ganho baixo ou moderado, impedância de entrada real e largura de banda estreita.

Antenas ressonantes mais comuns e fáceis de implementar para sistemas de comunicações, são as antenas filamentosares, que são antenas mais baratas, mais simples e, mais flexíveis para muitas aplicações.

Uma das antenas filamentosares mais simples e prática é a antena dipolo mostrada na Figura 2.3.

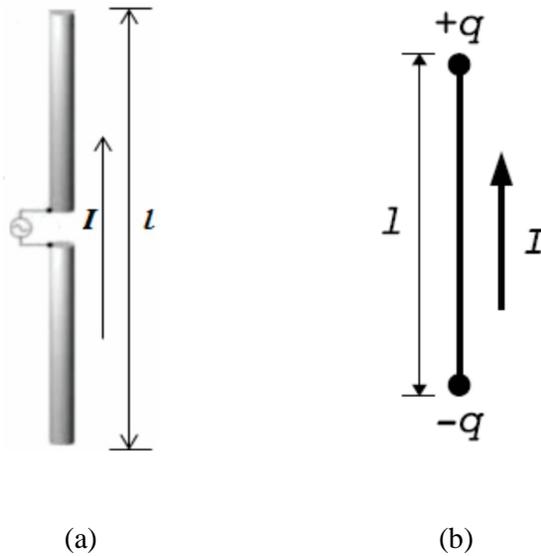


Figura 2.3. Uma antena dipolo curto (a) e seu equivalente (b) [40].

O dipolo hertziano é um elemento de corrente infinitesimal $I dl$ [38]. Dipolos infinitesimais não são muito práticos, porém, são utilizados como elementos básicos na representação de geometrias mais complexas [15], seu radiador é ineficiente devido a sua necessidade de uma voltagem alta para produzir uma corrente elevada, entretanto, essa voltagem alta não contribui para a potência radiada [43].

Se uma corrente alternada está fluindo no elemento radiador, como mostrado na Figura 2.4, o efeito da corrente não é imediatamente notado no ponto P , mas só depois do período de tempo necessário para percorrer toda a distância r . A corrente é dita com retardo no ponto P [38], devido ao atraso no tempo de propagação ou de fase, do ponto O ao ponto P .

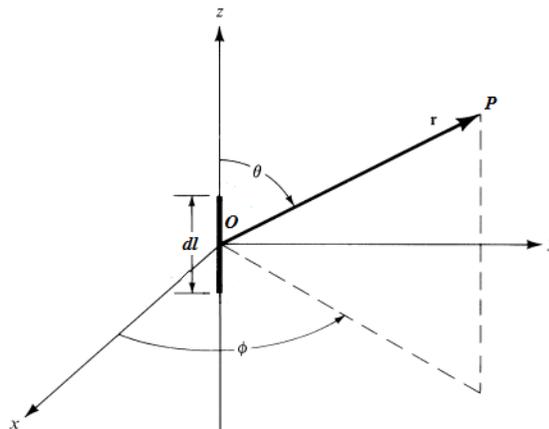


Figura 2.4. Elemento radiador.

A corrente I é a corrente variante no tempo e na distância de $r = 0$, é igual a,

$$I = I_0 \sin(\omega t) \quad (2.13)$$

onde t é o tempo e ω é frequência angular calculado por,

$$\omega = 2\pi f \quad (2.14)$$

Das equações de Lorentz é possível introduzir o tempo de propagação [43]. Então, a equação (2.13) pode ser reescrita como,

$$I_P = I_0 \sin[\omega(t - r/c)] \quad (2.15)$$

em que c é a velocidade da luz no vácuo ($3e^8$) e r é a distância escalar entre O e P .

Em relação à Figura 2.3 (b), a equação (2.15) mostra que a corrente I_P no ponto P , com distância r do elemento radiador, no tempo t , fora produzida no instante $(t - r/c)$.

2.2.1. Dipolo de Meio Comprimento de Onda

Uma das antenas mais utilizadas é o dipolo de meio comprimento de onda (ou de meia onda), essa denominação se deve ao fato de seu comprimento ser a metade de um comprimento de onda [38],

$$l = \lambda/2 \quad (2.16)$$

onde l é o comprimento da antena e λ é o comprimento de onda e é dado por,

$$\lambda = c/f \quad (2.17)$$

em que c é a velocidade da luz no vácuo e f é a frequência em Hz.

Ele consiste de um fio alimentado ou excitado, no seu ponto central, por uma fonte de tensão conectada à antena através de uma linha de transmissão, a onda se desenvolve num fio e o efeito das pontas tem que ser considerado. O efeito das pontas faz com que a antena pareça ser eletricamente 5% mais comprida que o seu tamanho físico real [40].

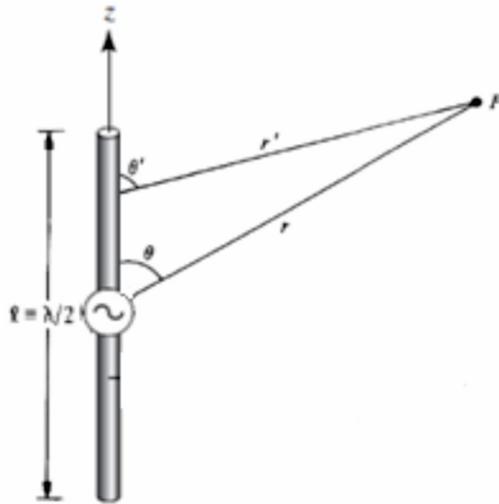


Figura 2.5. Dipolo de meia onda [38].

Como sua resistência de radiação é de 73 ohms, um valor muito próximo dos 50 ohms ou 75 ohms correspondentes às impedâncias características de algumas linhas de transmissão, seu casamento à linha é simples, especialmente na ressonância [15].

2.2.2. Arranjo entre um Dipolo Ativo e Dipolos Parasitas

Um elemento da antena que não está ligado diretamente à alimentação (elemento passivo), mas sim ao plano do elemento radiante, desenvolverá uma tensão através de indução por acoplamento mútuo [15], são geralmente referenciados como elementos parasitas [40].

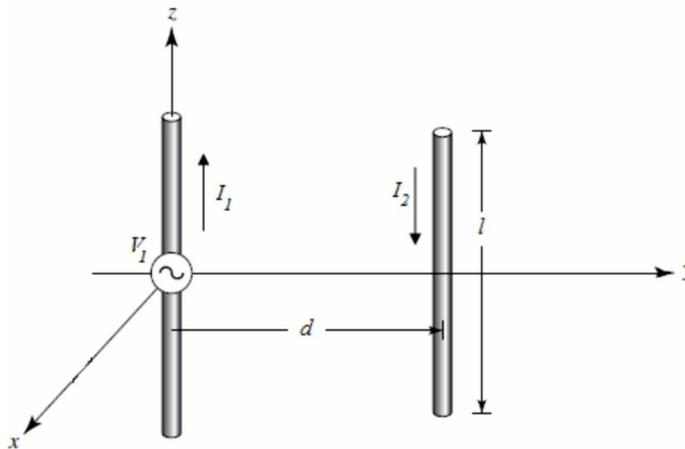


Figura 2.6. Arranjo de um dipolo com um elemento parasita.

Para a Figura 2.6, podem ser escritas as seguintes equações de malha [40] e [46]:

$$V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} \quad (2.18)$$

$$0 = I_1 Z_{12} + I_2 Z_{22} \quad (2.19)$$

onde,

$Z_{11} = R_{11} \pm j X_{11}$ – Impedância própria do elemento ativo;

$Z_{12} = \pm R_{12} \pm j X_{12}$ – Impedância mutua entre os elementos;

$Z_{22} = R_{22} \pm j X_{22}$ – Impedância própria do elemento parasita.

A partir de (2.19), obtém-se:

$$I_2 = -I_1 \frac{Z_{12}}{Z_{22}} = -I_1 \frac{|Z_{12}|}{|Z_{22}|} \angle \delta_{12} - \delta_{22} \quad (2.20)$$

com,

$$\delta_{12} = \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{X_{12}}{R_{12}} \right) \quad \text{e} \quad \delta_{22} = \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{X_{22}}{R_{22}} \right) \quad (2.21)$$

logo,

$$I_2 = I_1 \frac{|Z_{12}|}{|Z_{22}|} \angle \pi + \delta_{12} - \delta_{22} \quad (2.22)$$

O termo $\pi + \delta_{12} - \delta_{22}$ representa o ângulo de defasagem entre as correntes I_1 e I_2 , como mostrado na Figura 2.7.

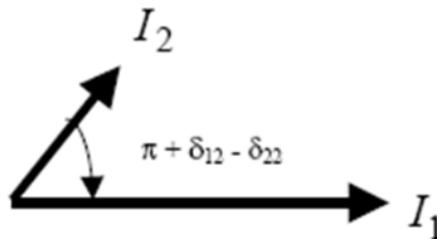


Figura 2.7. Relação fasorial entre as correntes do elemento ativo e do elemento parasita.

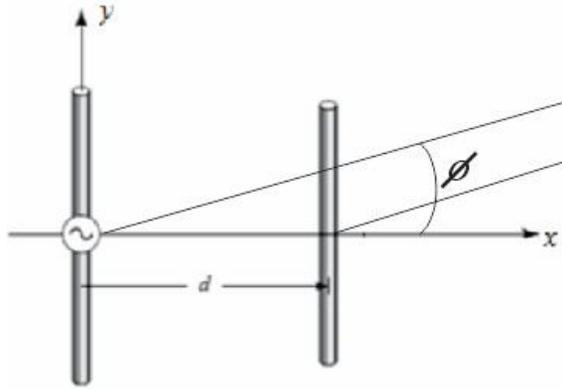


Figura 2.8. Arranjo formado por um dipolo ativo e um dipolo parasita.

O campo elétrico resultante do arranjo será:

$$E(\phi) = E_1 + E_2 e^{+jkd_r \cos \phi} = E_1 + E_2 \angle kd_r \cos \phi \quad (2.23)$$

sendo $d_r = \beta d = 2\pi/\lambda d$.

Como o campo radiado por cada dipolo é proporcional a corrente que circula por ele, tem-se:

$$E(\phi) = kI_1 + kI_2 \angle kd_r \cos \phi \quad (2.24)$$

Onde k representa uma constante de proporcionalidade, que depende da potência radiada e da distância desde o ponto onde se está calculando o campo até a antena.

Substituindo em (2.24) o valor da corrente I_2 dado por (2.22), tem-se:

$$E(\phi) = k \left(I_1 + I_1 \frac{|Z_{12}|}{|Z_{22}|} \angle \pi + \delta_{12} - \delta_{22} + d_r \cos \phi \right) \quad (2.25)$$

A expressão anterior também pode ser escrita como:

$$E(\phi) = kI_1 \left(1 + \frac{|Z_{12}|}{|Z_{22}|} \angle \pi + \delta_{12} - \delta_{22} + d_r \cos \phi \right) \quad (2.26)$$

Em análise a equação (2.26) pode-se concluir que, para alcançar a maior intensidade do campo, o segundo termo na soma deve ser o maior possível. Logo [40]:

- i. *O módulo da impedância mutua Z_{12} sendo máximo, se consegue ao diminuir a separação entre os elementos, se os elementos estão muito separados, o segundo termo de (2.26) pode ser desprezível.*
- ii. *Embora a impedância própria de Z_{22} deva ser mínima, na verdade o comprimento do elemento parasita não deve ser exatamente o comprimento de ressonância já que se deve considerar também o termo de fase.*

A análise do termo de fase da equação (2.26) leva a dois casos possíveis:

1º. Caso: O dipolo parasita sendo levemente menor que a ressonância.

Neste caso, a impedância própria do elemento parasita Z_{22} , não obstante estar próxima de seu valor de mínimo tem uma pequena parte reativa de comportamento capacitivo, de forma que a radiação máxima ocorra na direção do elemento parasita, segundo a direção positiva do eixo x da Figura 2.6. Por isso, é denominado diretor.

Ao considerar a energia radiada na direção do elemento parasita, ela viaja à $\lambda/4$. Portanto, antes de atingir o elemento parasita, a onda sofre um desfasamento de 90° . À medida que a onda intersecta o elemento parasita, é induzida uma tensão que está 180° invertida em relação à onda que a induziu, como resultado, a corrente flui através do elemento e o elemento radia.

Na direção para além do elemento parasita, o campo por ele radiado é oposto ao campo produzido pelo monopolo (vide item 2.3), pelo que os dois campos se anulam e a radiação nesta direção é insignificante. Contudo, o elemento parasita também radia na direção do monopolo, quando esta radiação atinge o monopolo, já sofreu mais 90° de desfasamento. Assim, o desfasamento total é de 360° e a onda chega em fase com a energia radiada pelo monopolo. Logo, a radiação na direção do monopolo é reforçada e há um máximo de radiação.

O efeito que um elemento parasita atuando como diretor provoca sobre o padrão de radiação do arranjo é mostrado na Figura 2.9, a seguir:

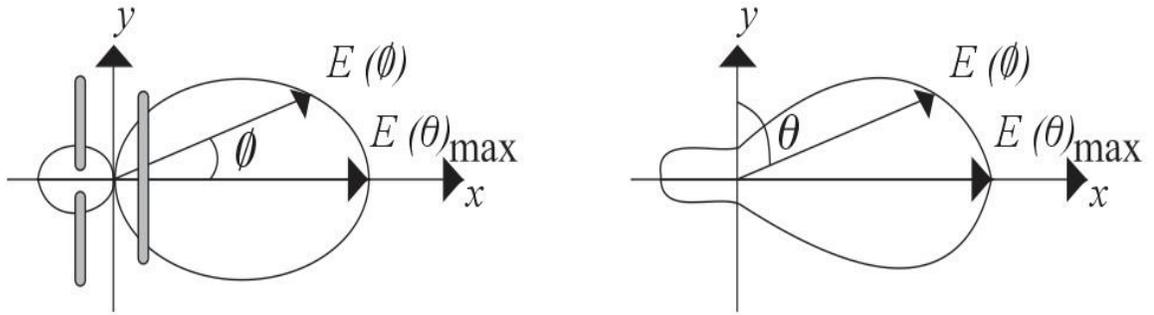


Figura 2.9. Padrões de radiação horizontal e vertical do arranjo de um elemento ativo e um diretor.

2º. Caso: O comprimento do dipolo parasita sendo levemente maior que a ressonância.

Nesta análise, a impedância própria do elemento parasita Z_{22} em atuação muito próxima de seu valor de mínimo tem uma pequena parte reativa de comportamento indutivo, perfazendo com que a radiação máxima ocorra na direção oposta ao elemento parasita, segundo a direção negativa do eixo x da Figura 2.6. Por isso, é denominado refletor.

O efeito que um elemento parasita atuando como refletor provoca sobre o padrão de radiação do arranjo é mostrado na Figura 2.10, a seguir:

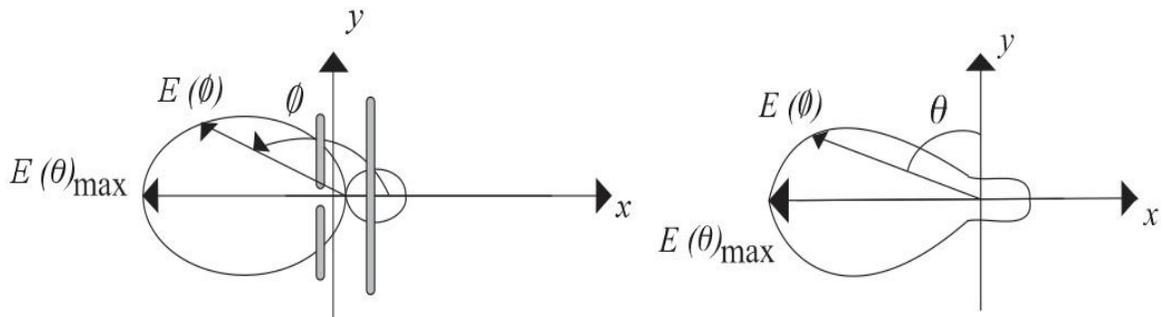


Figura 2.10. Padrões de radiação horizontal e vertical do arranjo de um elemento ativo e um refletor.

Este intercâmbio de energia é conhecido como acoplamento mútuo. A antena Yagi-Uda é a aplicação prática mais comum da utilização da técnica de arranjos com elemento ativo e elementos parasitas, atuando como refletores e diretores na mesma estrutura.

Na prática não faz sentido utilizar mais de um refletor, mas podem ser utilizados vários diretores a fim de obter maior grau de focalização (diretividade) do padrão resultante, subsistindo um limite para emprego destes diretores [15] e [40].

2.3. Antena Monopolo de Quarto de Onda ($l = \lambda/4$)

Basicamente, a antena monopolo de quarto de onda consiste da metade de um dipolo de meia onda colocado sobre um plano condutor infinito (plano terra), sendo posicionada perpendicularmente ao plano condutor, que é usualmente suposto infinito e perfeitamente condutor [38]. O monopolo radia apenas a metade da potência de um dipolo de meia onda e apresenta resistência de radiação de 36,5 ohms.

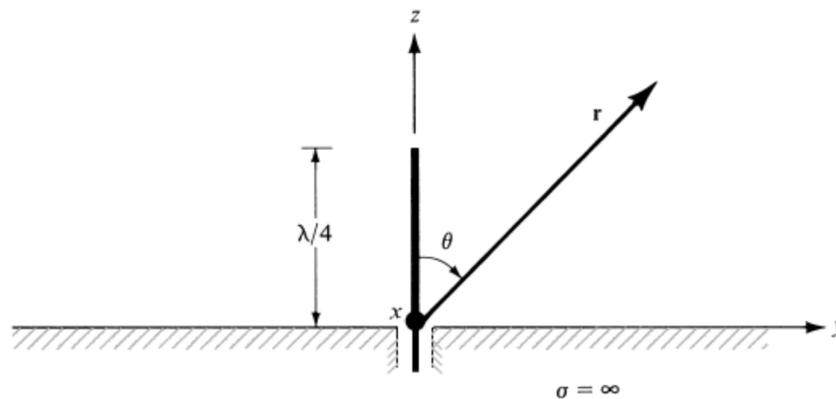


Figura 2.11. Antena monopolo sobre plano condutor perfeito.

A análise é feita usando o método das imagens [15], [38] e [40]. Os efeitos da presença do plano condutor podem ser levados em conta substituindo-o por uma antena fictícia correspondente à imagem da antena real formada abaixo do plano condutor.

Desta forma, os campos produzidos por um monopolo de quarto de onda colocados sobre um plano condutor correspondem aos campos produzidos por um dipolo de meia onda sem a presença do plano. Esta equivalência somente pode ser considerada válida para os campos localizados acima do plano condutor, pois abaixo do plano, os campos são obviamente nulos.

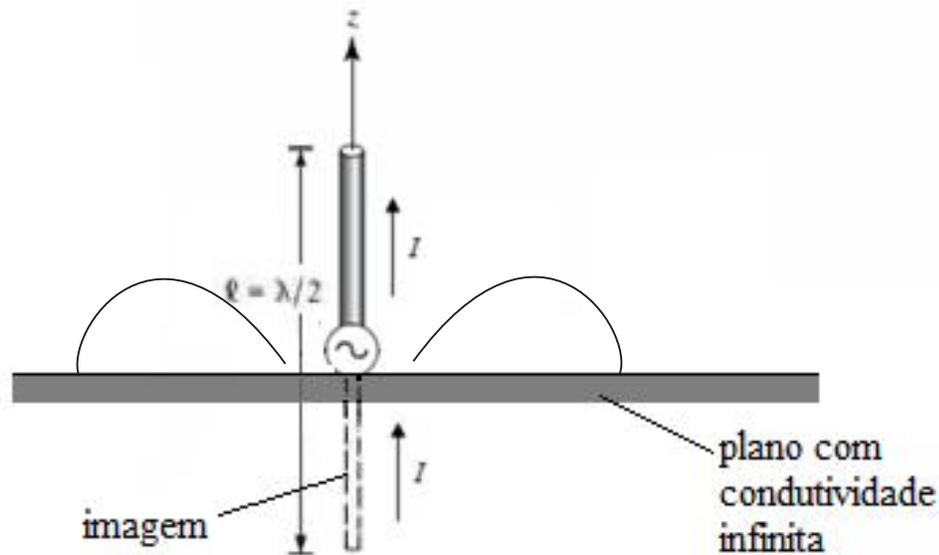


Figura 2.12. Representação da imagem do monopolo.

2.3.1. Monopolo Carregado com Elementos Parasitas

O estado da arte para antenas monopolo em UHF apresenta vários trabalhos na literatura. Juntamente com as diversas geometrias propostas por autores encontram-se diferentes técnicas para aumento da largura de banda dessas antenas. Dentre estas, a utilização de elementos parasitas merece destaque.

Ao se utilizar parasitas em forma de L invertidos, Furuya et al [25] propõe em seu trabalho, uma antena monopolo de banda larga em forma de T, com dois elementos parasitas posicionados próximos ao radiador no intuito de aumentar a largura de banda, sendo alcançada a faixa de 470 MHz a 770 MHz.

Com o mesmo tipo de parasita, Zhou et al [26] desenvolve em sua pesquisa uma antena monopolo planar com múltiplas ressonâncias capaz de operar nas frequências para DTV e GPS, operando nas frequências de 470 MHz a 862 MHz e 1710 MHz a 2170 MHz, respectivamente.

Ainda na utilização da forma de L invertido, porém em seu elemento radiador principal Taguchi [27] analisa dois tipos de arranjo através de acoplamento mútuo entre o radiador e os parasitas, o primeiro com dois e o segundo com quatro parasitas. O melhor resultado foi alcançado com a utilização dos quatro elementos parasitas, ao se obter as faixas de frequências entre 470 MHz a 710 MHz.

O estudo de antenas monopolo planar também é bem difundido para a faixa de frequências em UWB, sendo comum a utilização de elementos parasitas com o fim de atingir alargamento na banda: Kang [28], Saunders Filho et al [29], Martins et al [30] e Cunha et al [31].

Kang [28] em seu trabalho realizou simulações para analisar a influência de elementos parasitas cilíndricos na largura de banda em um monopolo na faixa UWB. Em uma primeira análise, foram realizadas simulações para avaliar o comportamento da antena com apenas um parasita cilíndrico. Kang [28] também propôs um arranjo de antena com três anéis parasitas que resultou em aumento substancial da largura de banda causado pelo acoplamento mútuo entre a antena e os elementos parasitas, pois a utilização de múltiplos anéis tende a maximizar a banda.

Saunders Filho et al [29] rediscutiu o uso dessa técnica, entretanto enfatizou os aspectos práticos devido a lacunas que foram deixadas por Kang [28] quanto à montagem da antena e à validação experimental dos resultados. Propôs a utilização de uma base dielétrica em teflon para sustentação dos anéis e um protótipo montado e testado, apresentando praticamente o mesmo aumento na largura de banda.

Martins et al [30] propõe uma antena monopolo planar constituída por condutor retangular que opera na faixa para sistemas de comunicação UWB, posteriormente inseriu dois e três aros parasitas quadrados, o resultado com melhor valor para largura de banda foi obtido com a utilização de três elementos parasitas. Observou Martins, em sua dissertação de mestrado [43], que o efeito indutivo do elemento radiador principal sobre os elementos parasitas é maior quanto menor for a distância entre estes (Figura 2.13).

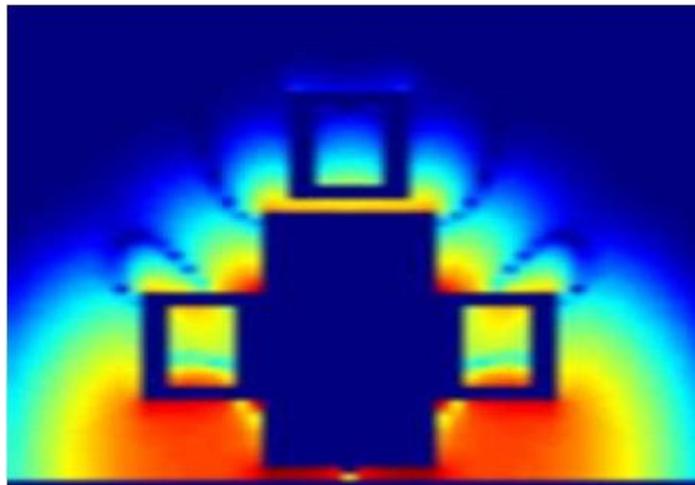


Figura 2.13. Distribuição da componente de campo elétrico E_z [43].

Cunha et al [31] propõe modificações na antena monopolo planar apresentada em [30] e [47], com isso é possível observar que a proposição de mudanças no elemento radiador principal passou a ser constituído apenas pelas bordas metálicas da antena monopolo (devido ao efeito pelicular) e um condutor central. Posteriormente, foram realizadas análises com a inclusão de dois e três aros parasitas metálicos quadrados e, da mesma forma, os resultados com melhores valores foram obtidos com a utilização de três elementos parasitas.

CAPÍTULO 3

O MONOPOLO *Hi*

A denominação monopolo *Hi*, deve-se ao fato de sua semelhança geométrica com o anagrama japonês *Hi* (que significa luz do Sol). Para se chegar a essa estrutura foi desenvolvido um estudo sobre a antena monopolo planar conhecida [30], do efeito da corrente elétrica usando apenas o contorno metálico [47] e a influência do efeito pelicular ou profundidade de penetração de ondas eletromagnéticas no metal [48].

Neste capítulo, serão realizadas considerações sobre o comportamento da corrente elétrica na superfície de materiais condutores através da análise do efeito pelicular em sua estrutura, que se realizará na seção 3.1. Seguindo com a apresentação das duas antenas referenciadas para a construção do monopolo *Hi*, as antenas monopolo planar e sua versão em arame (seção 3.2). No subitem 3.2.1, é explanada a inclusão do filamento condutor central, elemento esse que tornou a geometria da antena parecida ao anagrama japonês *Hi*. Na seção 3.3 é apresentado o monopolo *Hi* modificado para aplicações em UHF.

3.1. O Efeito Pelicular

A manifestação ondulatória da corrente e da tensão em condutores produz um efeito diferente de condução que ocorre quando a corrente é contínua [49], na condução contínua isso envolve toda a rede cristalina do condutor. Porém, na condução alternada os portadores de corrente tendem a se afastar da parte central do condutor, tanto mais quanto mais alta for a frequência das oscilações.

Se tratando de corrente contínua, a corrente elétrica se distribui de forma uniforme ao longo de toda a seção reta do condutor elétrico, já em corrente alternada tal comportamento não é verificado, logo, aumentando a diferença entre as densidades de correntes nas diferentes regiões da seção transversal do condutor. Este fenômeno chama-se efeito pelicular, que por sua vez, é proporcional à intensidade de corrente, frequência e das características magnéticas do condutor, sendo responsável pelo aumento da resistência aparente de um condutor elétrico, devido à diminuição de sua área efetiva. Em bons condutores o efeito pelicular é calculado por [38]:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (3.1)$$

onde f é a frequência (Hz), μ é a permeabilidade do material (H/m) e σ é a condutividade elétrica (S/m).

Em altas frequências as correntes tendem a se concentrar na superfície dos condutores, penetrando tanto menos em seu interior quanto mais alta seja a frequência [48]. A profundidade pelicular no cobre é mostrada para diversas frequências na Tabela 3.1 [38].

Tabela 3.1. Efeito Pelicular no Cobre.

Frequência (Hz)	10	60	100	500	10 ⁴	10 ⁸	10 ¹⁰
Profundidade Pelicular (m)	20,8	8,6	6,6	2,99	0,66	6,6x10 ⁻³	6,6x10 ⁻⁴

Para o cobre,

$$\sigma = 5,8 \times 10^7 \text{ S/m} \quad (3.2)$$

$$\mu = \mu_0 \quad (3.3)$$

$$\delta = \frac{66,1}{\sqrt{f}} \quad (3.4)$$

sendo $\mu_0 = 12,6 \times 10^{-7}$ (H/m) – a permeabilidade do espaço livre.

Foi estabelecida a frequência com ressonância em 708 MHz [50] para a operação da antena apresentada na Figura 3.4. Logo, a Equação 3.4 prediz que a profundidade pelicular será de $\delta = 2,48$ mS. Dessa forma, o contorno da antena passa a possuir 2,5 mm de diâmetro.

O comportamento das correntes na superfície de condutores, também é observado em alguns tipos de antenas. No caso do estudo de antenas planares, o aumento da superfície efetiva é uma característica capaz de impor modificações a seu funcionamento [47]-[49] e [51], um exemplo disso é o aumento da largura de banda [47], fato comumente verificado em projetos de antenas monopolo e dipolo [52].

3.2. Versão Composta por Fios do Monopolo Planar

A antena monopolo planar tem as mesmas características que sua versão em fios condutores (antena monopolo simples). A principal diferença, além da geometria, é o efeito na largura de banda [30] e [53].

Como foi detalhado em [48], efeitos semelhantes sobre a corrente devido ao plano metálico da Figura 3.1 (a) podem ser observados em uma geometria baseada em bordas (Figura 3.1 (b)). Essas bordas se referem aos contornos da superfície metálica dessa antena.

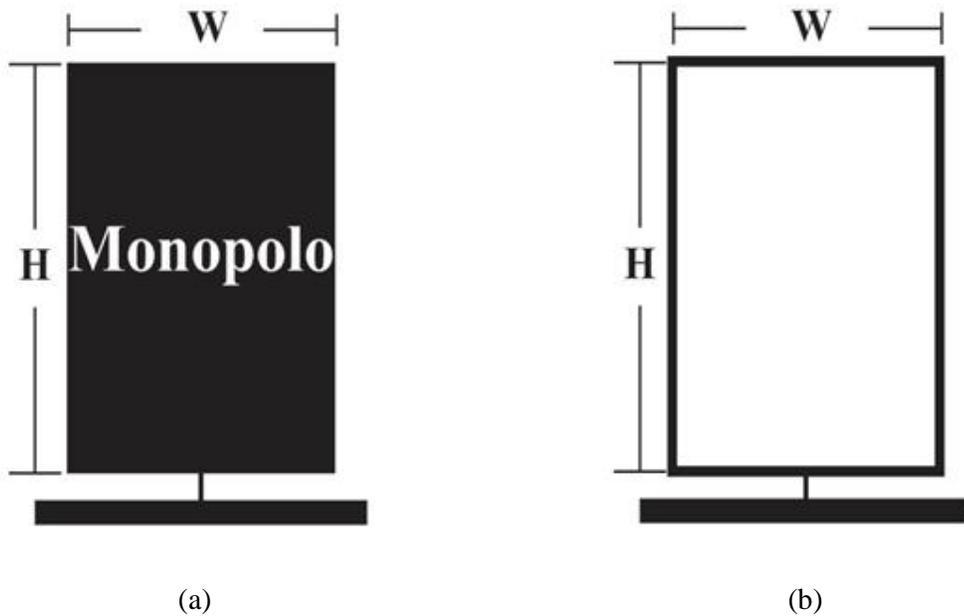


Figura 3.1. Monopolo Planar [35] (a) e “Monopolo Filamental” [47] (b).

3.2.1. Inclusão do Elemento Condutor Central

A fim de preservar a eficiência de radiação da antena, foi introduzido um fio condutor central na vertical (Figura 3.2) em relação à antena apresentada na Figura 3.1 (b). O principal papel desempenhado por este filamento é reduzir componentes do campo magnético normal ao plano da antena (plano de elevação), como ocorre na geometria da Figura 3.1 (a).

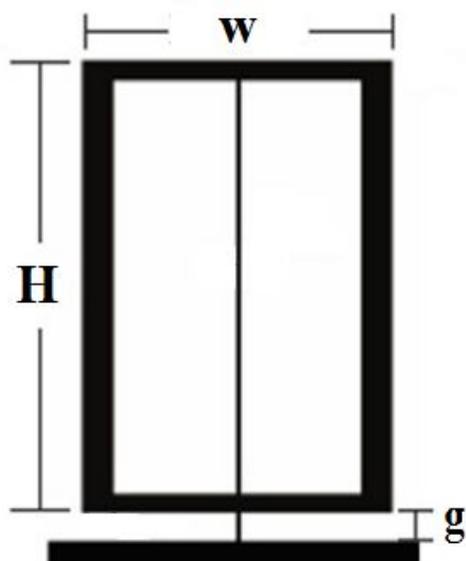
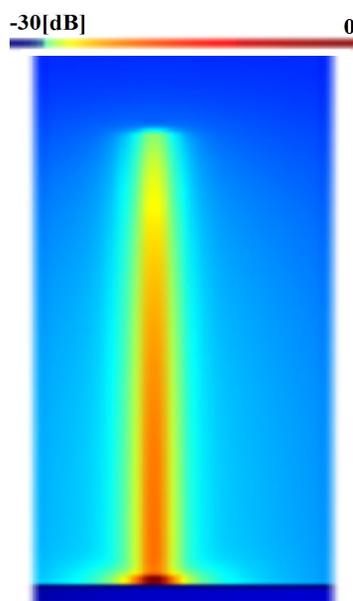
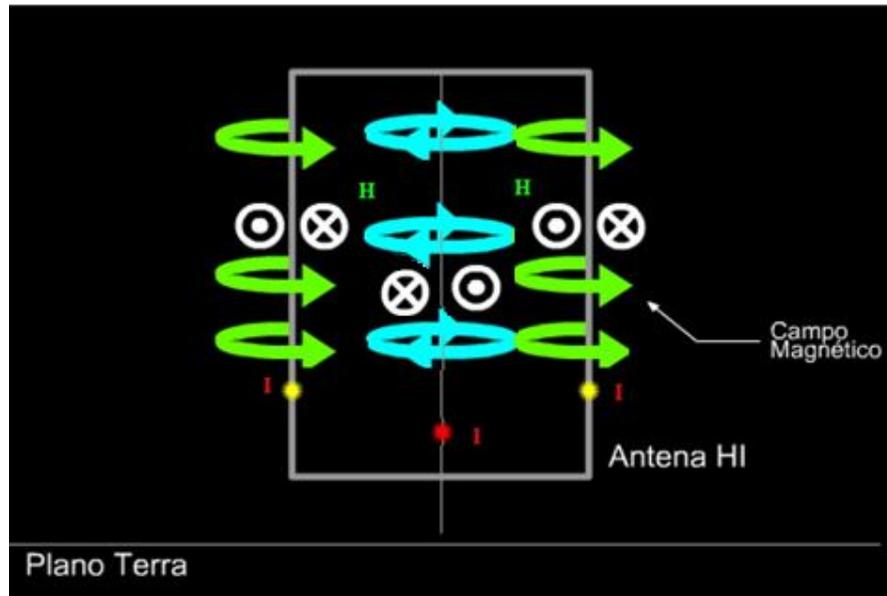


Figura 3.2. O monopolo *Hi*.

Além disso, é observado na Figura 3.3 (a) que a magnitude da corrente é fortemente concentrada no gap de alimentação e percorre toda extensão do filamento central. Logo, há grande concentração de componentes do campo elétrico nessa região, comportamento de campo similar ao observado nas antenas monopolo planar e no monopolo composto apenas pelas suas bordas [47]. O propósito da inclusão desse elemento conector pode ser entendido observando a Figura 3.3.



(a)



(b)

Figura 3.3. Distribuição dos campos elétrico e magnético, em (a) campo elétrico E_z na iteração de tempo número $n = 10490$, para o monopolo Hi sem parasitas (com altura $H = 100$ mm, gap de alimentação $g = 1$ mm e largura $w = 12$ mm) e (b) representação do campo magnético na antena monopolo Hi .

A Figura 3.3b representa o comportamento do campo magnético provocado pelas correntes que circulam na antena, a circulação desse campo gerado pelos condutores verticais da antena monopolo Hi , tendem a reduzir os valores absolutos das componentes do campo magnético normais ao plano na região do espaço livre entre elas, gerando um comportamento similar a um plano condutor (vale ressaltar que em um plano metálico a componente normal do campo magnético é nula). Este comportamento dá suporte teórico e prático a esta nova configuração.

3.3. O Monopolo Hi Modificado para Aplicações em TV Digital

Como o radiador é um monopolo, seu comprimento elétrico está associado com a faixa de frequências desejada. Por isso, com a finalidade de complementar a faixa de frequências mais baixas, optou-se por uma antena com maior comprimento e filamentos com maior diâmetro (devido à profundidade de penetração pelicular), embora se tenha mantido, no primeiro momento, algumas das dimensões desenvolvidas em [31].

O monopolo *Hi* passa a possuir altura $H = 100$ mm [50], valor este obtido levando em consideração o comprimento de onda para sua nova faixa de frequências e, mantendo a mesma medida para largura.

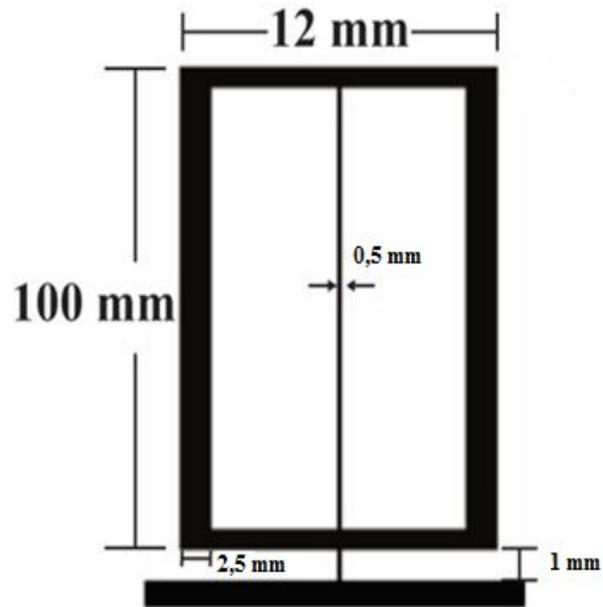


Figura 3.4. O monopolo *Hi* para UHF.

No próximo capítulo será apresentado o detalhamento do projeto das antenas, desenvolvidas por meio de simulações, que deverão ser confeccionadas e testadas.

CAPÍTULO 4

PROJETO E SIMULAÇÃO DAS ANTENAS

Os simuladores de campo eletromagnético tridimensional de onda completa e de alto desempenho possibilitam a análise e otimização de estruturas complexas, e permitem a substituição do processo de projeto experimental iterativo. *Softwares* como o HFSS® – *High Frequency Structure Simulator* [54], baseado no Método dos Elementos Finitos (FEM), e o CST® – *Computer Simulation Technology* [55], baseado na Técnica de Integração Finita (FIT), são dois exemplos de ferramentas de análise disponíveis, ambos com capacidade de processamento de estruturas eletricamente grandes, inclusive com a disponibilização de recursos para computação distribuída. Em [56], é realizada uma análise comparativa de desempenho de algumas ferramentas de eletromagnetismo computacional para solução de onda completa.

As simulações que serão apresentadas neste capítulo foram realizadas com a utilização do programa computacional comercial CST® *Studio Suite 2009*. O emprego dessa ferramenta se deve ao fato de ser um dos programas mais completos de simulação eletromagnética disponível atualmente no mercado.

A seguir serão mostradas as simulações obtidas, iniciando com um breve descritivo acerca do projeto das antenas (seção 4.1), detalhando as etapas do projeto no subitem 4.1.1 e, posteriormente, no subitem 4.1.2 onde serão explanados os procedimentos iniciais para simulações. Nas seções 4.2 e 4.3 serão implementadas as simulações, e os resultados apresentados individualmente em cada subitem por meio de tabelas, respectivamente.

4.1. Projeto das antenas

Com a expansão do sistema DTV um grande esforço foi empregado por parte dos pesquisadores no desenvolvimento de novas estruturas radiantes que possibilitasse sua utilização na faixa UHF. Justificando os grandes avanços na pesquisa de antenas voltadas para essa faixa de frequências.

Neste trabalho se utiliza a técnica do escalonamento das dimensões da antena para sua adequação à faixa de frequências pretendida, buscando a obtenção das antenas a serem implementadas e testadas. A faixa de operação escolhida localiza-se entre 470 MHz a 890 MHz (frequências licenciadas para operação do sistema DTV), possibilitando que a antena

possua dimensões práticas para a produção de um protótipo acadêmico e realização de medições.

Dois monopolos *Hi* foram projetados e testados. O primeiro seguiu as dimensões apresentadas na seção 3.3 e, através do escalonamento, novos dimensionamentos foram desenvolvidos viabilizando um aumento substancial na largura de banda da mesma.

4.1.1. Planejamento do Projeto

O projeto da antena tem como partida a antena monopolo *Hi* apresentada por Cunha et al [31]. Recursos de otimização computacional do aplicativo foram utilizados para a determinação da melhor resposta para o sistema de transmissão proposto, composto pela antena monopolo e, posteriormente, o emprego de elementos parasitas. Análises preliminares foram realizadas para a obtenção de um modelo com um número reduzido de parâmetros a serem melhorados, buscando alcançar valores próximos ao valor ótimo.

Estas análises tiveram como escopo identificar os parâmetros de projeto mais críticos e relevantes para a resposta da antena. Para tal, foram realizadas simulações alterando-se apenas uma variável de projeto por vez e mantendo-se as demais constantes.

Em seguida, as análises foram divididas em dois grupos, a saber: variações nas dimensões do monopolo e variações nas dimensões dos elementos parasitas. E as simulações subdivididas em duas etapas que seguem o seguinte cronograma:

1ª Etapa

- ✓ Simulação do monopolo com as dimensões apresentada na seção 3.3;
- ✓ Variação da impedância na alimentação;
- ✓ Inclusão de dois elementos parasitas, escalonamento de suas dimensões e ajuste da distância dos mesmos em relação ao elemento radiador principal, buscando a região de maior indução eletromagnética;
- ✓ Inclusão do terceiro elemento parasita.

2ª Etapa

- ✓ Escalonamento das dimensões da antena aplicando a teoria estudada anteriormente;
- ✓ Inclusão de dois elementos parasitas e escalonamento de suas dimensões;

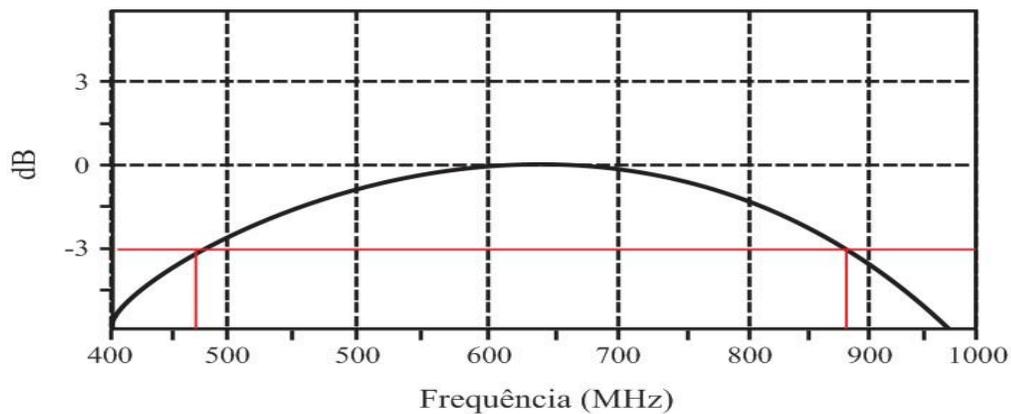
- ✓ Inclusão do terceiro elemento parasita e escalonamento de suas dimensões.

Para o cálculo da largura de banda, foram considerados valores das frequências de corte superior e inferior obtidas abaixo de -10 dB.

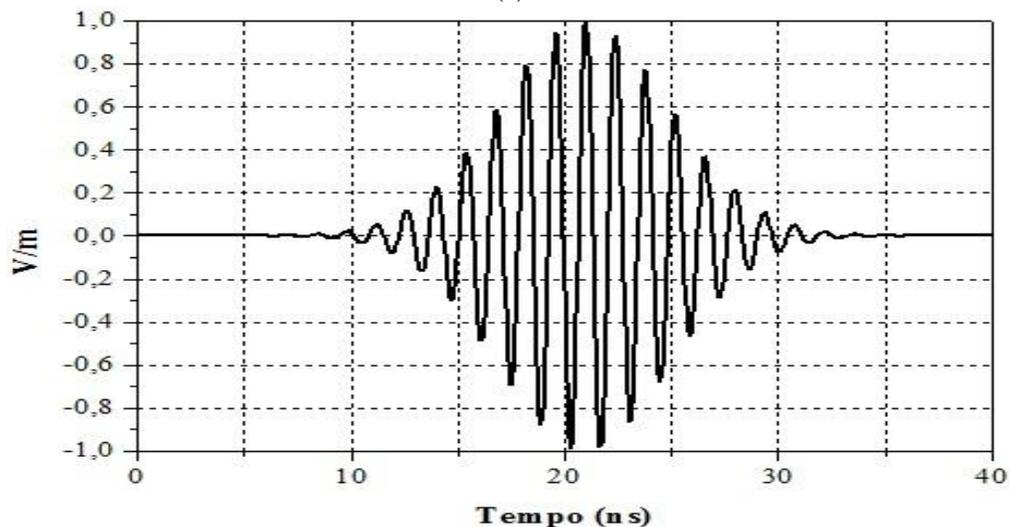
4.1.2. Detalhamento das Especificações do Projeto

As antenas foram projetadas para possuir a maior largura de banda possível na faixa de 470 MHz a 890 MHz, pelas razões expostas anteriormente. Entretanto, as análises e o projeto das antenas foram desenvolvidos na faixa de 0 a 1000 MHz. A partir dos resultados, os modelos obtidos escalonaram para a primeira faixa.

Todas as simulações utilizaram como excitação os pulsos modulados no domínio frequência e do tempo apresentados na Figura 4.1 (a) e (b).



(a)



(b)

Figura 4.1. Sinal de Excitação no domínio da frequência (a) e no domínio do tempo (b).

As estruturas modeladas são constituídas por material condutor perfeito (PEC) e alimentada em sua parte inferior através de um gap medindo $g = 1$ mm, sendo acoplada uma carga resistiva ao mesmo. A malha foi configurada para células com uma relação de $\lambda/20$, onde λ é o comprimento de onda. Para melhor visualização, os resultados serão expostos por meio de tabelas apresentadas ao final de cada cenário de simulação.

Os diagramas de radiação apresentados ao final de cada cenário, foram simulados para os planos E e H na frequência de 500 MHz, devido limitações dos equipamentos de medição que serão utilizados para calcular esses mesmos diagramas no Capítulo 5.

4.2. Resposta da Antena - 1ª Etapa

A estrutura simulada nessa etapa segue as dimensões apresentadas na seção 3.3: altura $H = 100$ mm, largura $w = 12$ mm, elemento conector central com raio $r_1 = 0,5$ mm, bordas laterais com raio $r_2 = 2,5$ mm, bordas superior e inferior com raio $r_3 = 2,5$ mm.

4.2.1. Primeiro Cenário

A resistência na alimentação é variada para $36,5 \Omega$, 50Ω e 75Ω . Os resultados dessa primeira simulação serão apresentados na Figura 4.3 e listados na Tabela 4.1.

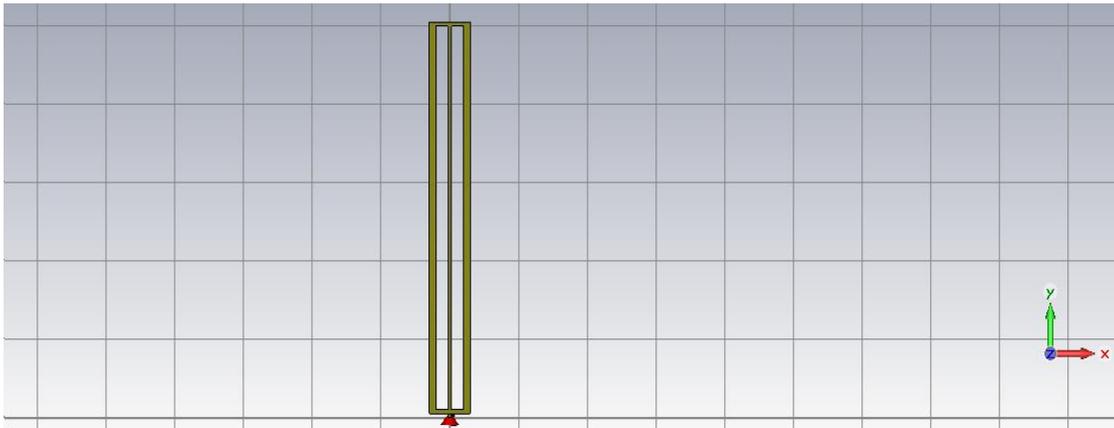


Figura 4.2. Visualização do monopolo H_i na área de trabalho do CST®.

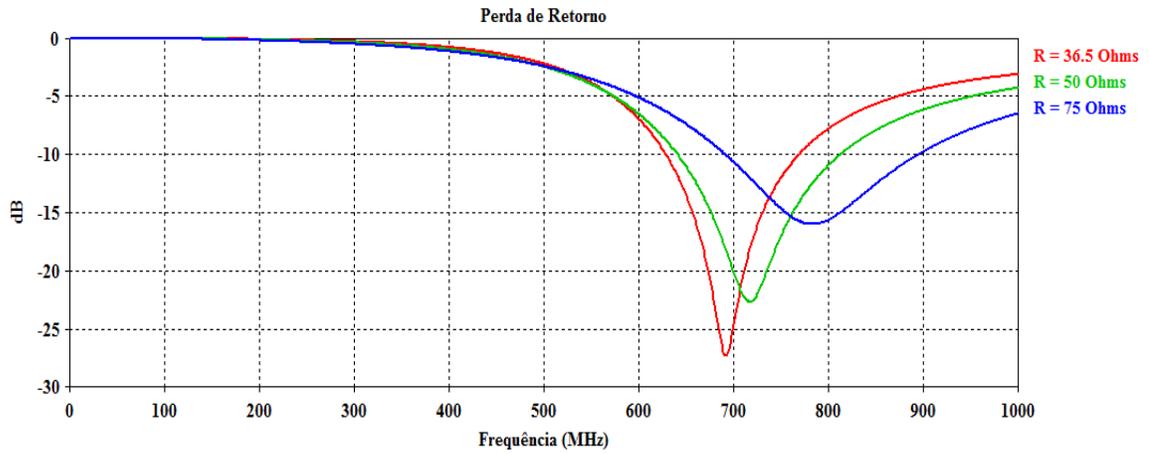


Figura 4.3. Variação da Resistência de Alimentação.

Tabela 4.1. Resultados do 1º Cenário de Simulações.

Impedância	f_c Inferior	f_c Superior	Ressonância (MHz)	Largura de Banda (MHz)	S_{11}	Potência Radiada
36,5 Ohms	629,8	772,1	692	142,3	-27,3	99,8%
50 Ohms	643,2	815,4	717	167,2	-22,7	99,4%
75 Ohms	692,8	894,05	782	201,25	-16	97,5%

onde f_c é a frequência de corte em MHz e a matriz S_{11} é a perda de retorno dada em dB.

Escolheu-se a carga com 50 Ohms de impedância para as próximas simulações, devido à facilidade em casar as impedâncias dos equipamentos com a antena (gerador RF, cabo e conector) durante as medições que serão realizadas após a fase de simulações e, devido sua proximidade a resistência de um monopolo (36,5 Ohms).

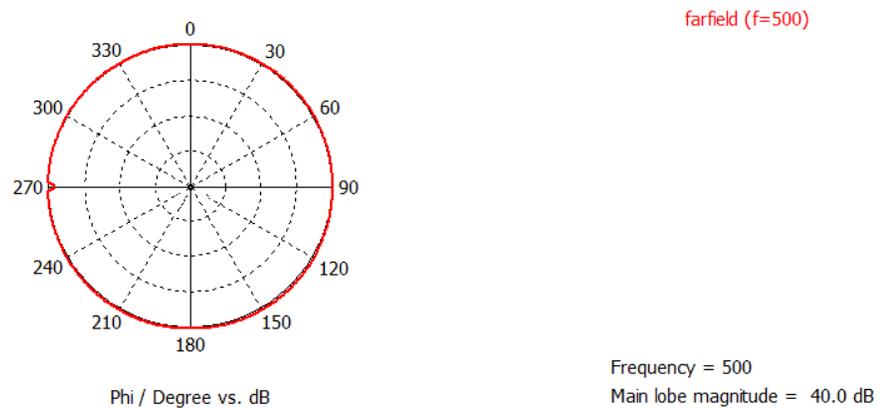
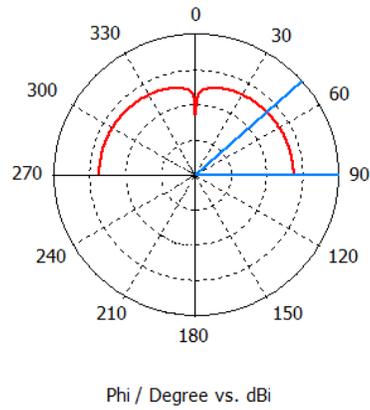


Figura 4.4. Diagrama de radiação para o plano H.



farfield (f=500)

Frequency = 500
 Main lobe magnitude = 3.2 dBi
 Main lobe direction = 90.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 41.8 deg.

Figura 4.5. Diagrama de radiação para o plano E.

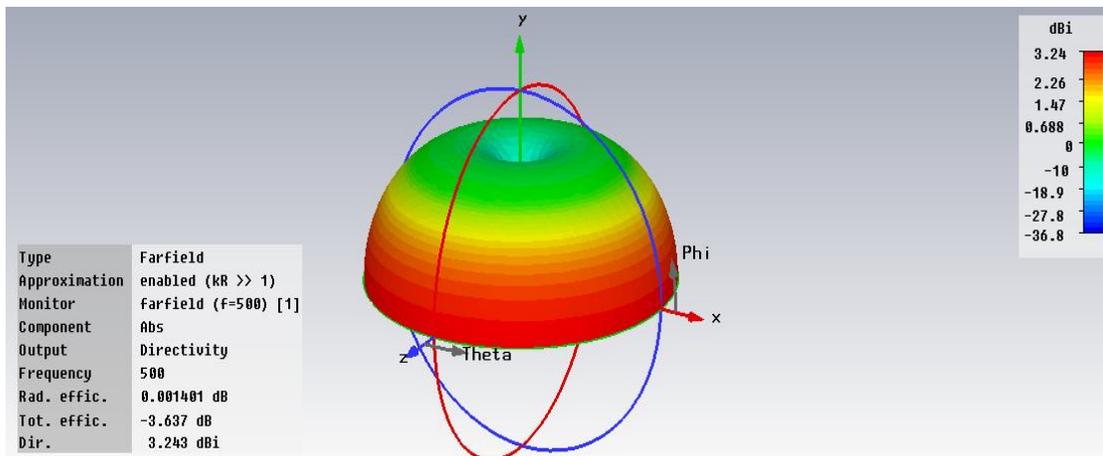


Figura 4.6. Diagrama de radiação 3D.

4.2.2. Segundo Cenário

Após a escolha da resistência na alimentação, as simulações seguem com a introdução de dois elementos parasitas retangulares medindo 60% do valor de **H** (altura da antena), valor esse obtido através do escalonamento calculado automaticamente pelo programa, após a configuração dos requisitos a serem satisfeitos. A distância dos parasitas **dpa** é variada, iniciando em 1 mm até o valor limite 25 mm com passo de 5 mm.

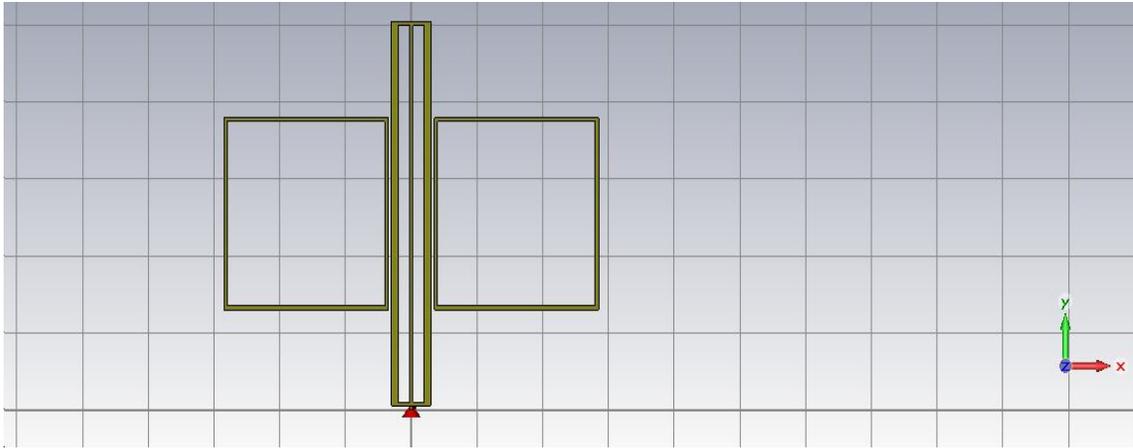


Figura 4.7. Monopolo *Hi* com dois elementos parasitas.

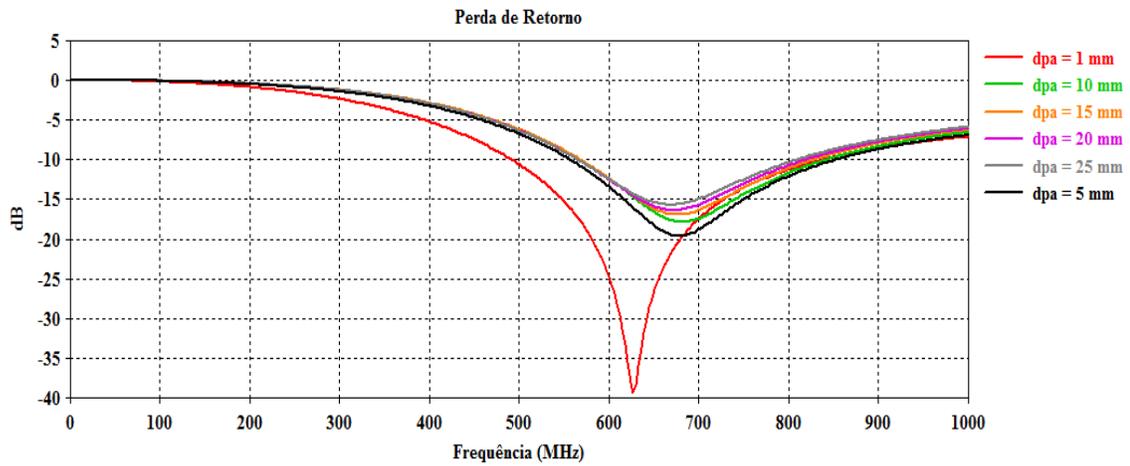


Figura 4.8. Variação da distância dos elementos parasitas.

Tabela 4.2. Resultados do 2º Cenário de Simulações.

Dpa	f_c Inferior	f_c Superior	Ressonância (MHz)	Largura de Banda (MHz)	S_{11}	Potência Radiada
1 mm	491,3	844,2	627	352,9	-39,4	100%
5 mm	555,8	851,9	678	296,1	-19,6	98,7%
10 mm	568,6	839,5	681	270,9	-17,8	98,4%
15 mm	568,6	830,5	678	261,9	-16,9	98%
20 mm	565,2	817,2	672	251,9	-16,3	97,5%
25 mm	565,2	808,2	669	243	-15,7	97,5%

Pela Tabela 4.2, é possível observar que o melhor resultado relaciona-se à distância $d_{pa} = 1$ mm, região de campo próximo definida na seção 2.1.4. Os elementos parasitas serão mantidos separados das antenas a essa distância para as próximas simulações.

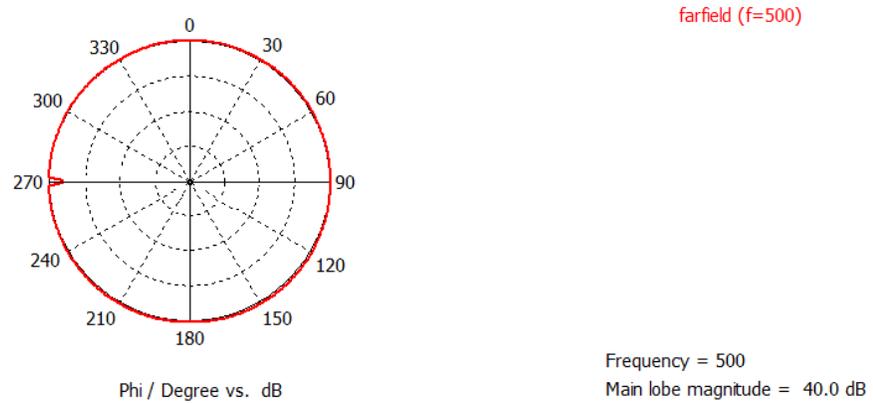


Figura 4.9. Diagrama de radiação para o plano H do monopolo *Hi* com 2 elementos parasitas.

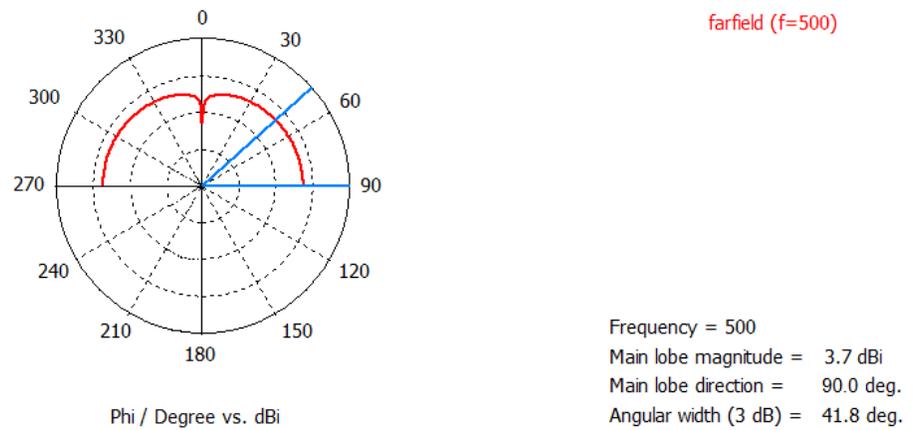


Figura 4.10. Diagrama de radiação para o plano E do monopolo *Hi* com 2 elementos parasitas.

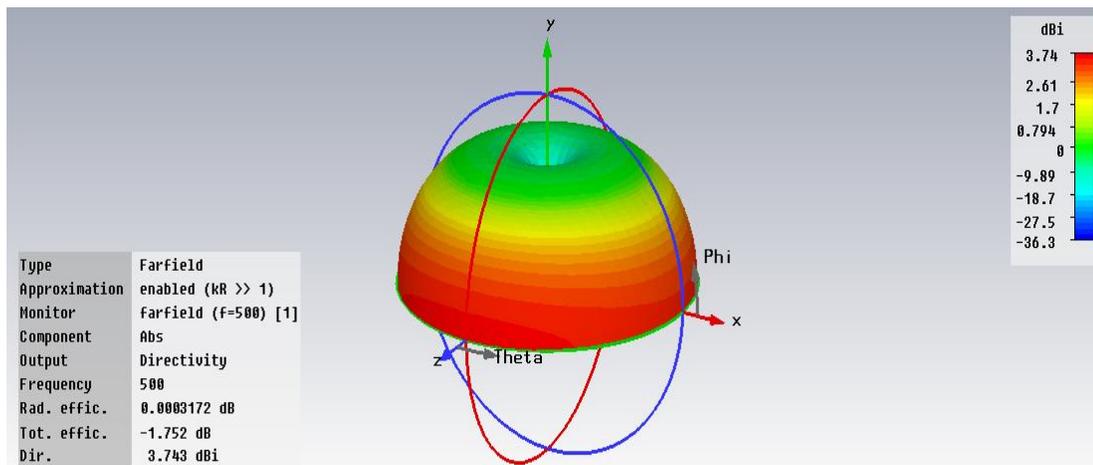


Figura 4.11. Diagrama de radiação 3D para o monopolo *Hi* com 2 elementos parasitas.

4.2.3. Terceiro Cenário

É introduzido um terceiro elemento parasita na parte superior da antena, mantendo-se as mesmas dimensões anteriores (antena com altura $H = 100$ mm, largura $w = 12$ mm e parasitas medindo 60 % de H , separados a uma distância $dpa = 1$ mm).

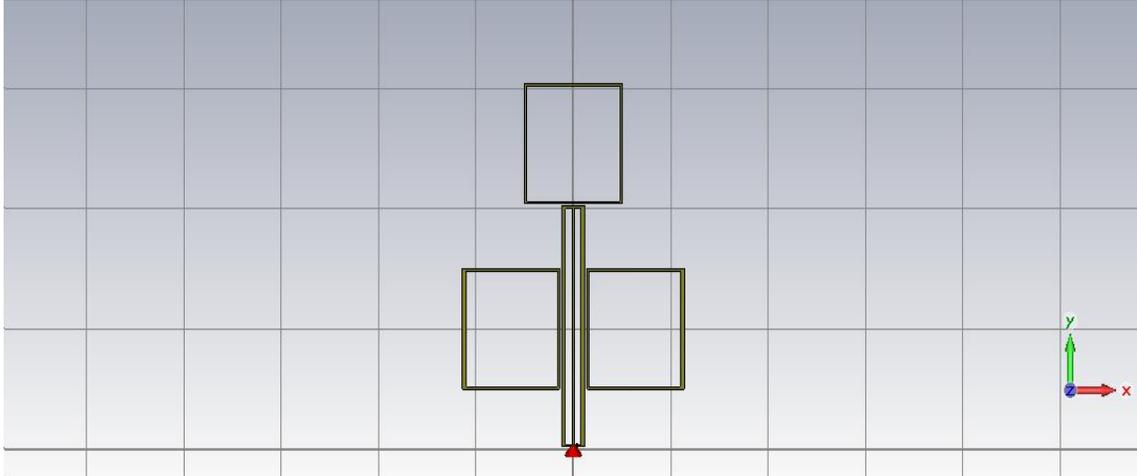


Figura 4.12. Inclusão do terceiro elemento parasita.

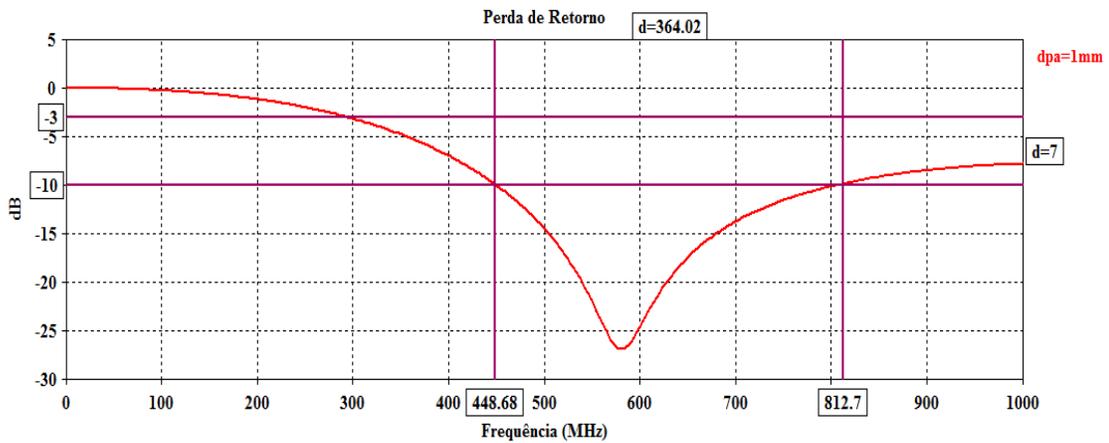


Figura 4.13. S_{11} para o monopolo H_i carregado com três elementos parasitas.

Tabela 4.3. Resultados do 3º Cenário de Simulações.

dpa	f_c Inferior	f_c Superior	Ressonância (MHz)	Largura de Banda (MHz)	S_{11}	Potência Radiada
1 mm	448,7	812,7	582	364	-26,9	99,8%

Nesse ponto se obteve um resultado bastante satisfatório, pois o monopolo *Hi* carregado com os três elementos parasitas comporta todos os 69 canais disponíveis para difusão na faixa de frequências 470 MHz a 806 MHz, licenciado para emissoras de TV Digital do Brasil [57].

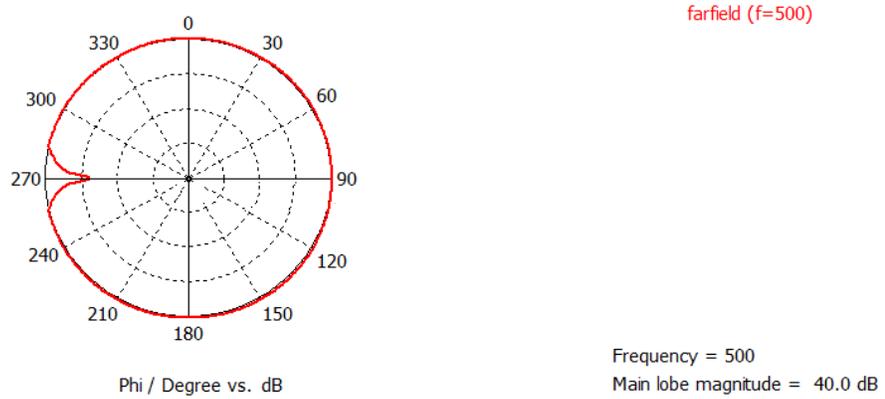


Figura 4.14. Diagrama de radiação para o plano H do monopolo *Hi* com 3 elementos parasitas.

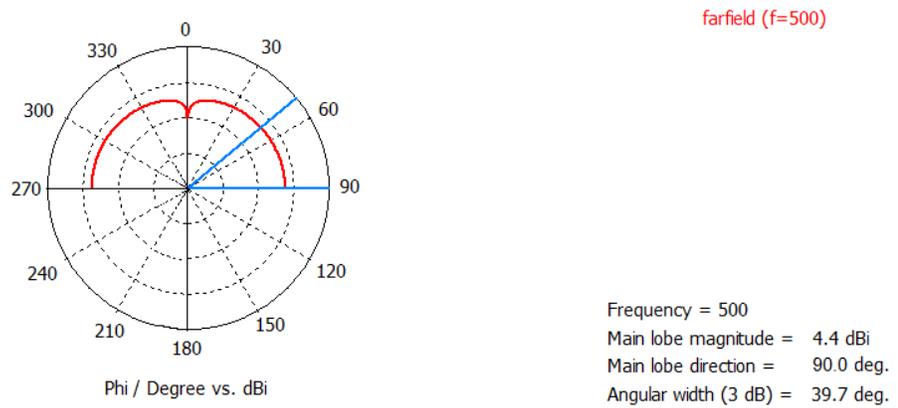


Figura 4.15. Diagrama de radiação para o plano E do monopolo *Hi* com 3 elementos parasitas.

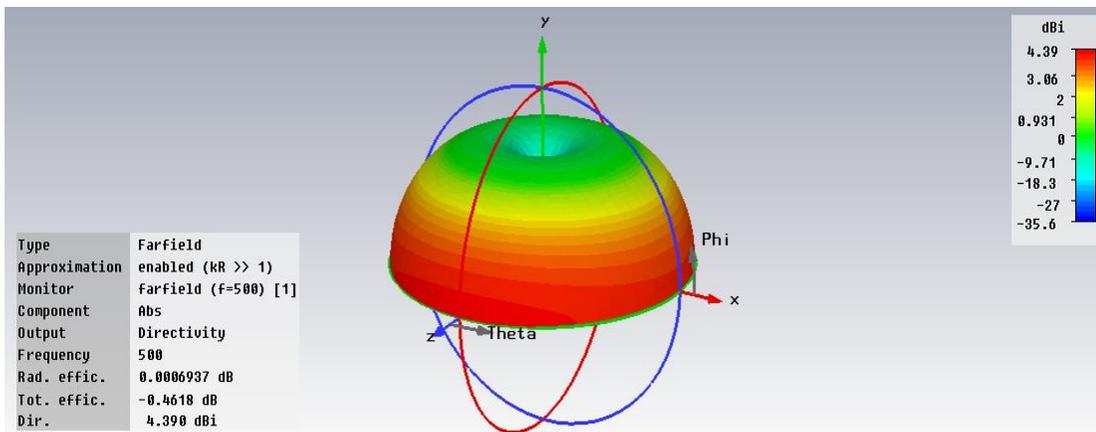


Figura 4.16. Diagrama de radiação 3D para o monopolo *Hi* com 3 elementos parasitas.

4.3. Resposta da Antena - 2ª Etapa

Não obstante, o objetivo desse trabalho tenha sido alcançado no 3º cenário de simulações da 1ª etapa, dar-se-á seguimento ao estudo do monopolo *Hi* viabilizando melhorias nos resultados já obtidos, aplicando-se a teoria inicialmente estudada.

Como mencionado anteriormente, as dimensões físicas de um monopolo está associado com a faixa de frequências desejada. Nessa etapa será analisada a influência que as dimensões físicas da antena exercem sobre sua largura de banda.

4.3.1. Quarto Cenário

Mantendo-se a resistência na alimentação utilizada anteriormente é feito o escalonamento das dimensões da antena fixando sua largura w em 50% do valor da altura H . O programa foi configurado para que o escalonamento inicie com a altura da antena sendo $H = 100$ mm e encerre em $H = 120$ mm, com passo de 5 mm. O gráfico da perda de retorno inserto na Figura 4.7, apresenta os resultados na Tabela 4.4.

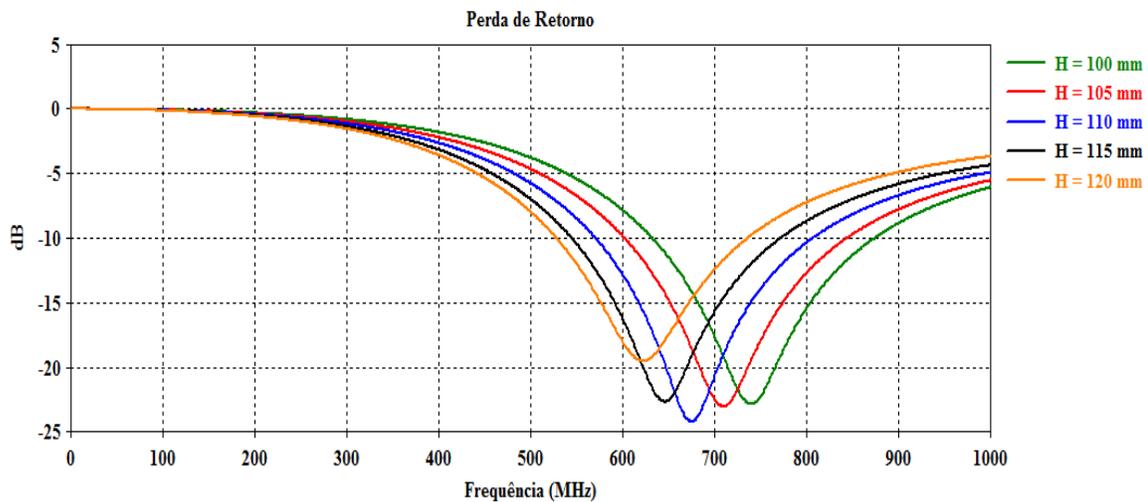


Figura 4.17. *Hi* para diversos valores de H .

Tabela 4.4. Resultados do 4º Cenário de Simulações.

H	f_c Inferior	f_c Superior	Ressonância (MHz)	Largura de Banda (MHz)	S₁₁	Potência Radiada
100 mm	633,3	876,5	740	243,2	-22,8	99,5%
105 mm	600,4	847,1	710	246,7	-23	99,5%
110 mm	572,2	807,1	675	235	-24,2	99,6%
115 mm	544	774,2	646	230,3	-22,7	99,5%
120 mm	527,5	739	623	211,5	-19,5	98,7%

Conforme explanado na seção 3.1, o aumento da superfície da antena é uma característica capaz de impor modificações a seu funcionamento, fato que pode ser observado na Tabela 4.4.

A variação da altura e da largura da antena causa alteração na largura de banda e na frequência de ressonância. Os melhores resultados foram obtidos para $H = 105$ mm, é sabido que para contemplar frequências mais baixas se aumenta a altura do monopolo ou dipolo, o que justifica o comportamento das curvas da perda de retorno que decresceram monotonicamente com o aumento da altura do monopolo.

Tão logo, as novas simulações se desenvolverão a partir do novo dimensionamento:

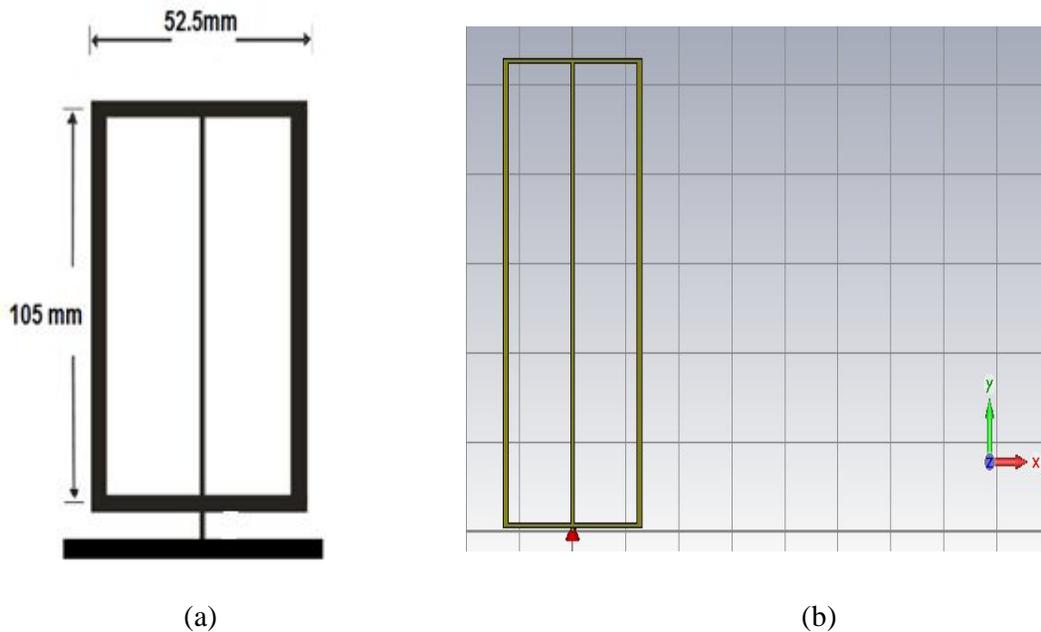
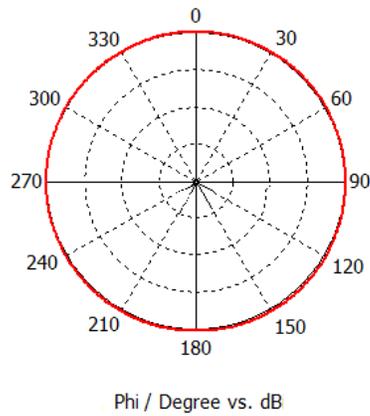


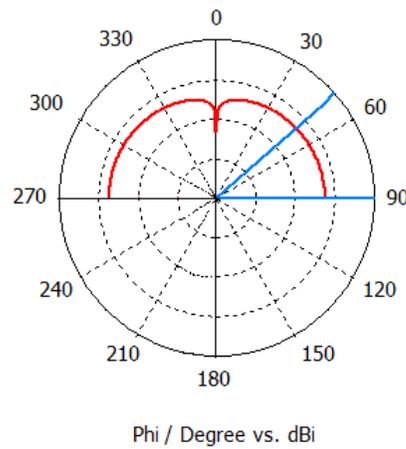
Figura 4.18. Novo dimensionamento para o monopolo H_i (a) e visualização monopolo H_i na área de trabalho do CST® (b).



farfield (f=500)

Frequency = 500
Main lobe magnitude = 40.0 dB

Figura 4.19. Diagrama de radiação para o plano H do monopolo H_i com altura $H = 105$ mm e largura $w = 52,5$ mm.



farfield (f=500)

Frequency = 500
Main lobe magnitude = 3.8 dBi
Main lobe direction = 90.0 deg.
Angular width (3 dB) = 41.2 deg.

Figura 4.20. Diagrama de radiação para o plano E.

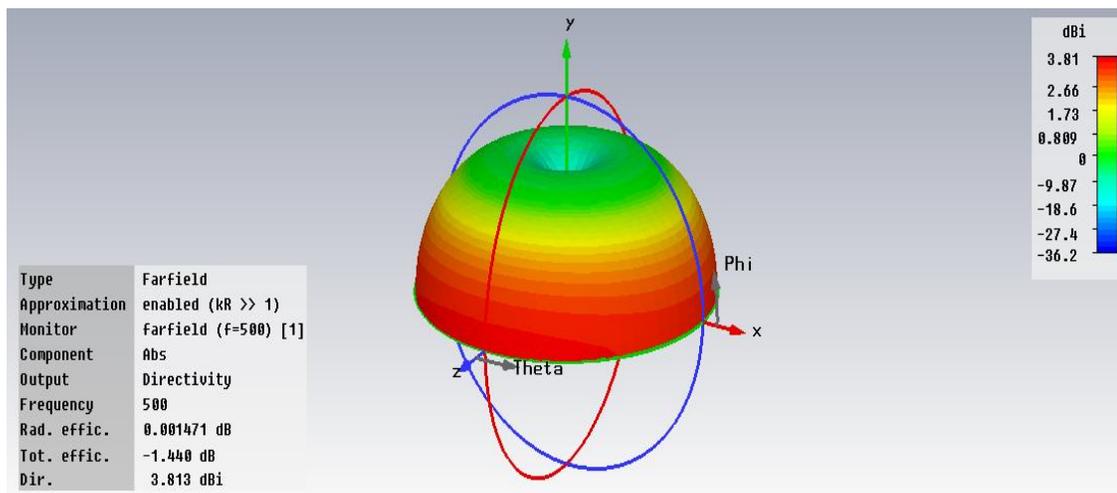


Figura 4.21. Diagrama de radiação 3D.

4.3.2. Quinto Cenário

Dando sequência ao estudo a partir do novo dimensionamento, serão introduzidos dois elementos parasitas nas laterais da antena e seguindo com as simulações realizando escalonamento em suas dimensões iniciando com $a = 60\%$ de \mathbf{H} encerrando em $a = 75\%$ de \mathbf{H} , com passo 5.

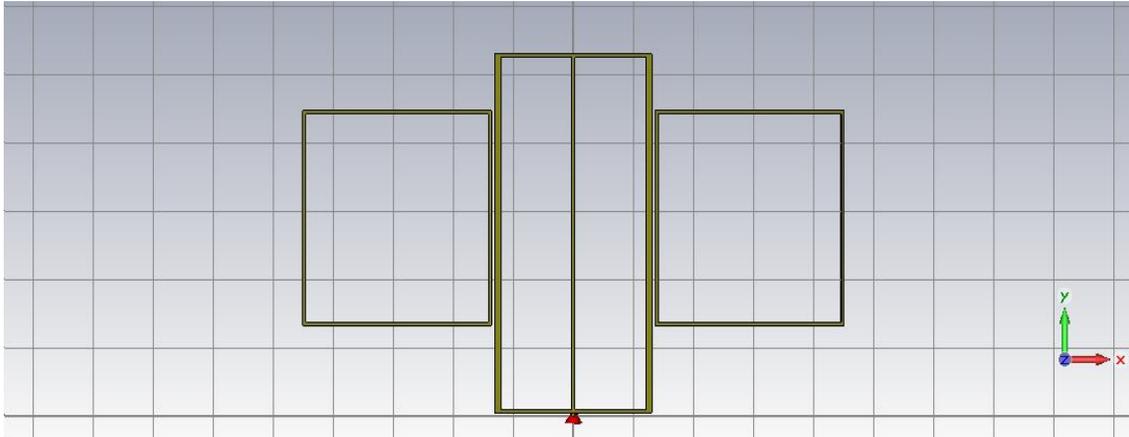


Figura 4.22. Monopolo *Hi* redimensionado com a introdução dois elementos parasitas nas laterais.

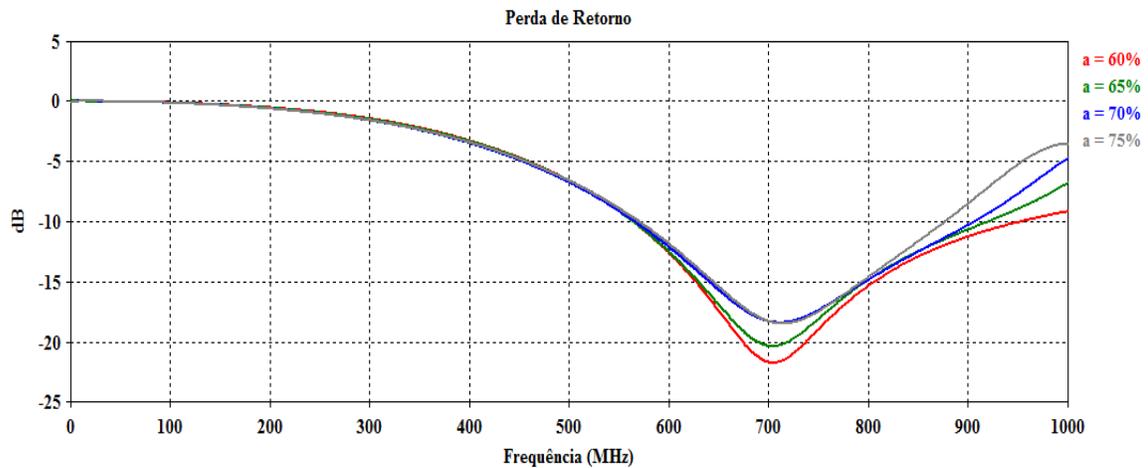


Figura 4.23. Variação das dimensões dos elementos parasitas.

Tabela 4.5. Resultados do 5º Cenário de Simulações.

a	f_c Inferior	f_c Superior	Ressonância (MHz)	Largura de Banda (MHz)	S₁₁	Potência Radiada
60%	563,9	951,4	705	387,5	-21,7	99,2%
65%	563,9	921,5	704	357,6	-20,3	99%
70%	566,3	904,7	711	338,4	-18,4	98,4%
75%	569,6	875,7	714	306	-18,5	98,4%

Não há contribuições significativas para valores de diâmetro abaixo ou acima dos simulados.

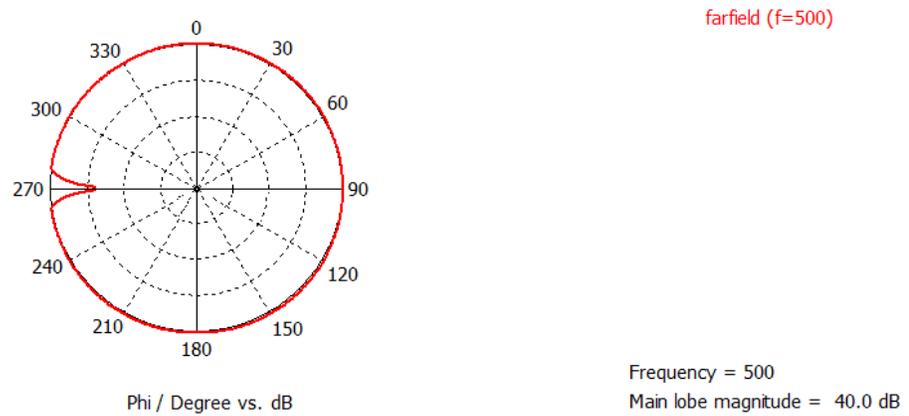


Figura 4.24. Diagrama de radiação para o plano H do monopolo *Hi* com 2 elementos parasitas.

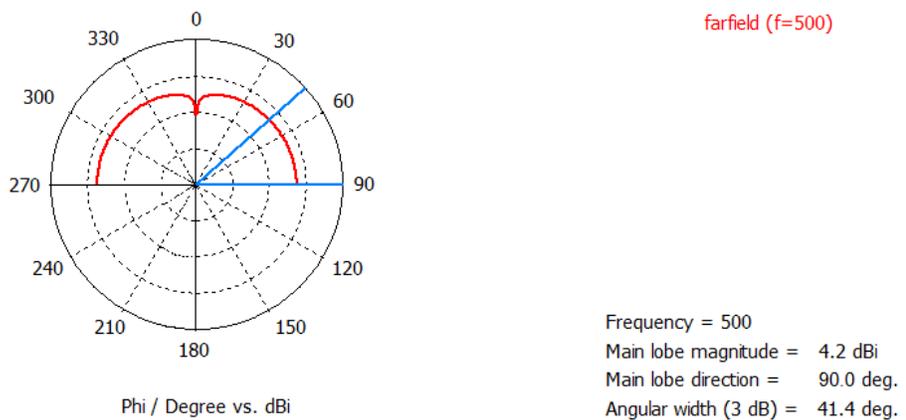


Figura 4.25. Diagrama de radiação para o plano E do monopolo *Hi* com 2 elementos parasitas.

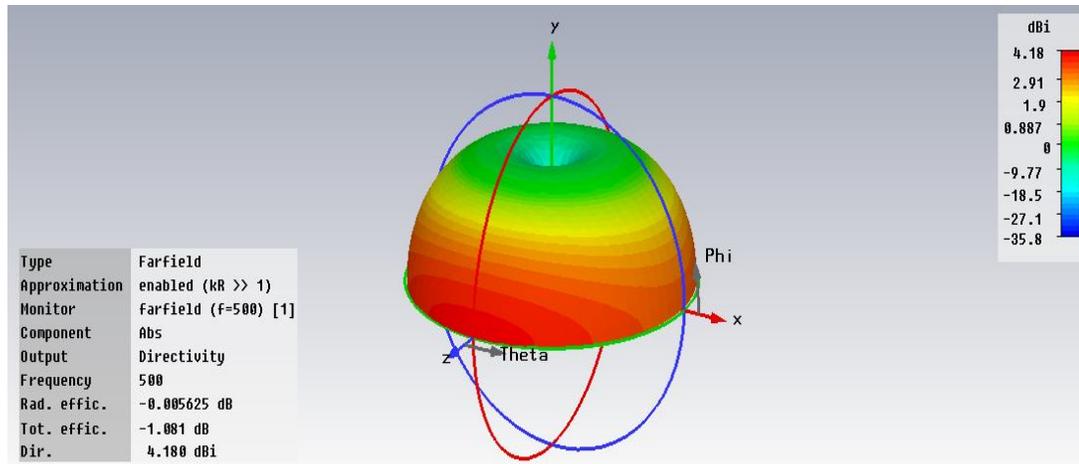


Figura 4.26. Diagrama de radiação 3D para o monopolo *Hi* com 2 elementos parasitas.

4.3.3. Sexto Cenário

Seguindo a mesma sequencia da 1ª etapa, é inserido um terceiro elemento parasita na parte superior da antena, cujas dimensões variam conforme a análise feita anteriormente (escalonamento das dimensões dos parasitas iniciando com $\mathbf{a} = 60\%$ de \mathbf{H} encerrando em $\mathbf{a} = 75\%$ de \mathbf{H} , com passo 5).

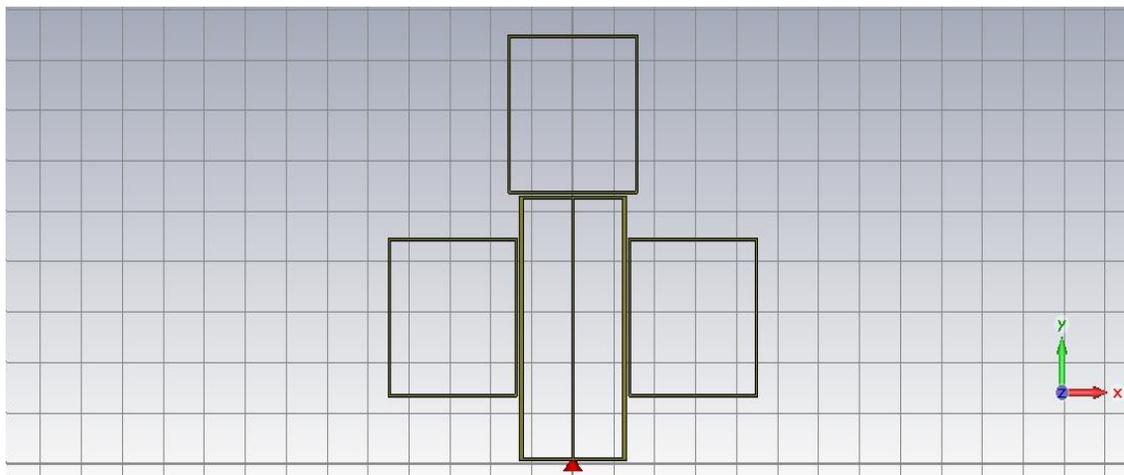


Figura 4.27. Monopolo *Hi* redimensionado com a introdução do terceiro elemento parasita na parte superior.

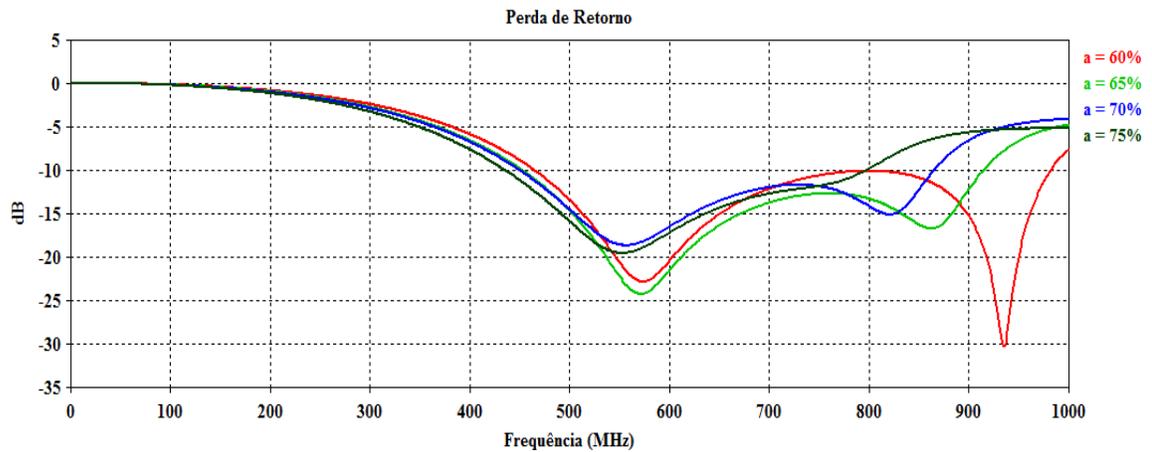


Figura 4.28. Variação das dimensões dos três elementos parasitas.

Tabela 4.6. Resultados do 6º Cenário de Simulações.

A	f_c Inferior	f_c Superior	Ressonância (MHz)	Largura de Banda (MHz)	S_{11}	Potência Radiada
60%	462,5	983,1	935	520,6	-30,3	99,9%
65%	451,2	915,9	571	464,6	-24,2	99,6%
70%	451,2	865,6	556	414,4	-18,6	98,7%
75%	436,7	800	552	363,28	-19,5	99%

Da Tabela acima, conclui-se que o monopolo *Hi* pode ser utilizado para recepção do sinal da TV digital das emissoras brasileiras, utilizando qualquer uma das dimensões simuladas anteriormente. Contudo, a antena torna-se mais eficiente quando carregada com parasitas medindo $a = 65\%$ de **H**. Em contra partida, o resultado com maior largura de banda foi obtido com $a = 60\%$ de **H**, entretanto, a antena apresenta-se menos eficiente para frequências próximas a 800 MHz.

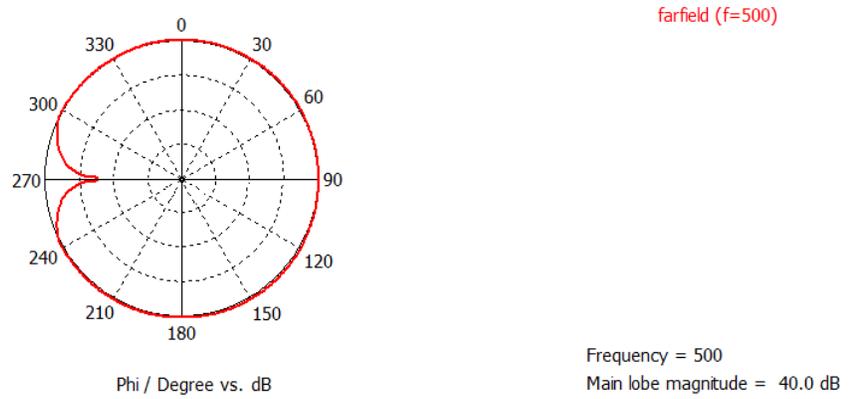


Figura 4.29. Diagrama de radiação para o plano H do monopolo *Hi* com 3 elementos parasitas.

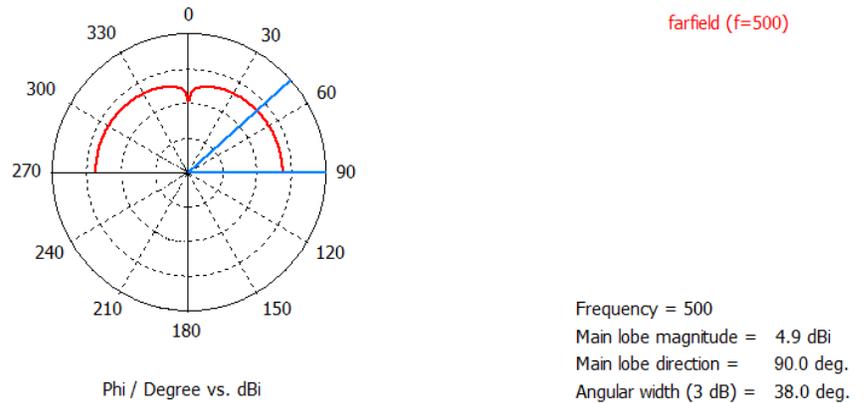


Figura 4.30. Diagrama de radiação para o plano E do monopolo *Hi* com 3 parasitas.

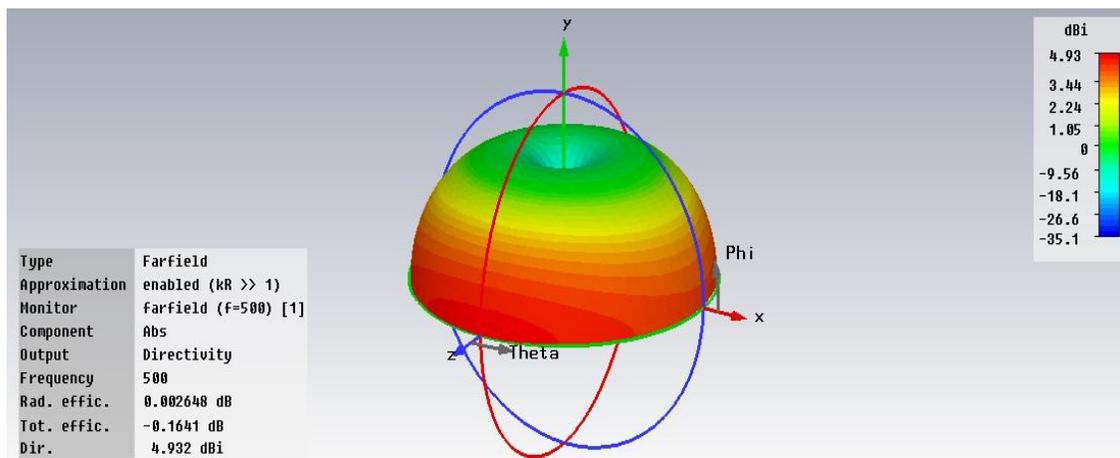


Figura 4.31. Diagrama de radiação 3D para o monopolo *Hi* com 3 elementos parasitas.

4.4. Conclusões

Os resultados obtidos em cada cenário de simulação indica que a resposta da largura de banda da antena é maximizada mediante a cada alteração realizada.

Da primeira etapa, após a escolha da resistência na alimentação, é percebido um ganho substancial na largura de banda com a inclusão de dois e três elementos parasitas, sequencialmente. Ao analisar os valores apresentados na Tabela 4.2, percebe-se que o efeito da indução do radiador sobre os elementos parasitas é maior quanto menor for à distância entre os mesmos (Figura 4.32), de acordo com o que foi demonstrado em [43], posicionando-os na região de campo próximo (ou de indução). Região esta que é usualmente utilizada no projeto de antenas com um ou vários elementos parasitas de forma a induzir nestes a energia que estaria perdida devido ao espalhamento que ocorre na estrutura da antena.

Logo, a utilização de múltiplos elementos parasitas tende maximizar a largura de banda da antena, o elemento radiador principal é energizado diretamente por uma linha de transmissão de alimentação, enquanto os outros atuam como radiadores parasitas, há uma mudança no fluxo da corrente no radiador pelas indutâncias e capacitâncias adicionais inseridas por esses elementos (Figura 2.6), ocasionados por acoplamento mútuo [15].

Com a inclusão do terceiro elemento parasita próximo ao topo do monopolo aumenta a largura de banda em aproximadamente 3% (Tabelas 4.2 e 4.3), referenciando o resultado obtido com a utilização de dois elementos parasitas na 1ª etapa, tornando-a capaz de operar cobrindo todos os canais licenciados para transmissão da TV Digital no Brasil [57], portanto, demonstrando resultado satisfatório.

Todavia, deu-se sequencia ao estudo (2ª etapa) alterando a altura e a largura do radiador, empregando a teoria aduzida no Capítulo 2.

Desta forma, é verificado que ao se aumentar a altura da antena, a frequência de ressonância decresce monotonicamente devido o comprimento elétrico do monopolo está diretamente associado a sua frequência de operação e, como esperado, o aumento da largura do monopolo resulta em aumento na largura de banda. Com o novo dimensionamento escolhido, ao se comparar as bandas alcançadas pelas antenas simuladas nas duas etapas, sem a inclusão de elementos parasitas, observa-se que essa aumentou em aproximadamente 32%.

O resultado com valor mais satisfatório foi obtido através da utilização de três elementos parasitas, alcançando uma largura de banda aproximadamente 22% maior que a obtida com a antena carregada com os três parasitas simulada na 1ª etapa, passando a

comportar todos os padrões licenciados para transmissão terrestre do sinal da TV digital (SBTVD).

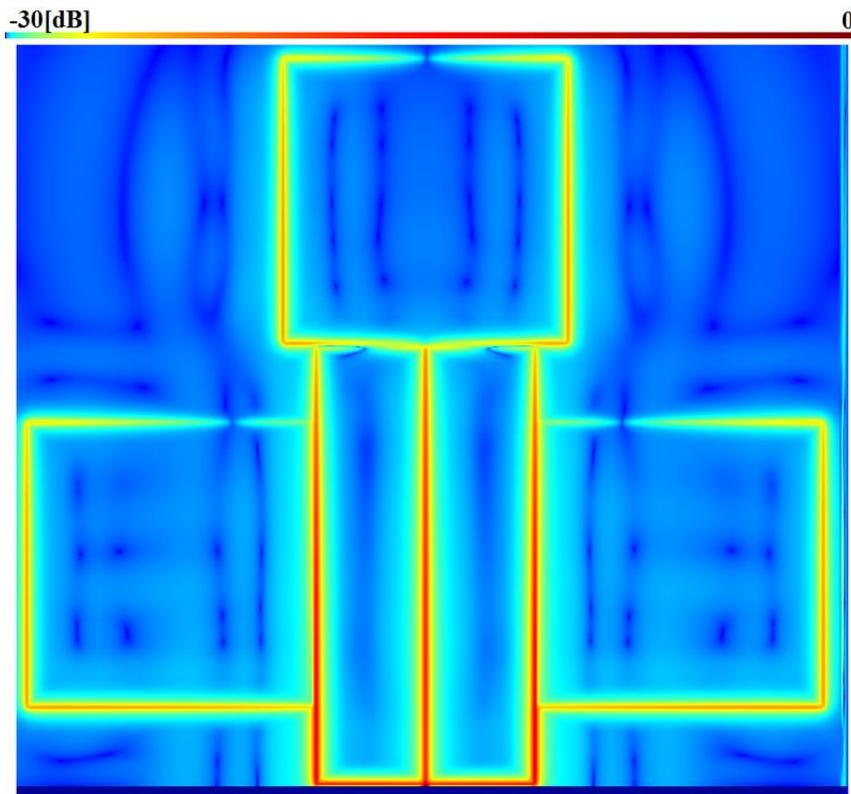


Figura 4.32. Distribuição da componente de campo elétrico E_z na iteração de tempo de número $n = 17483$, para monopolo H_i carregado com três elementos parasitas.

Entretanto, a utilização destes reduz a eficiência da antena, como pode ser observado nas tabelas apresentadas acima. E, como comentado no capítulo 2, dipolos e monopolos são caracterizados por seu ganho moderado. Logo, deve ser dada uma atenção maior a utilização dos parasitas, pois, não se pode considerar somente o aumento da banda e ao final do projeto ter como resultado uma antena ineficiente.

No próximo capítulo serão realizados os procedimentos práticos através de testes e medições a partir da confecção das antenas apresentadas na seção 3.3 e no subitem 4.3.1. Outrossim, será construído um protótipo com utilização de três elementos parasitas (subitem 4.3.3), almejando reproduzir o melhor caso obtido através das simulações realizadas.

CAPÍTULO 5

CONFECÇÃO, MEDIÇÕES E TESTES DOS PROTÓTIPOS DAS ANTENAS

Nesse capítulo dar-se-á sequência ao estudo através dos procedimentos práticos do projeto (confecção e medição) anteriormente apresentado. Procurou-se manter nessa etapa o maior número de peças comuns, viabilizando o processo de fabricação dos protótipos.

O processo de confecção foi dividido em dois grupos: fabricação de dois monopolos de referencia (sem parasitas), apresentados na seção 3.3 e no subitem 4.3.1 e, o monopolo carregado com três elementos parasitas, apresentado no subitem 4.3.3.

5.1. Confecção das Antenas

Os protótipos das configurações simuladas foram montados isolados sobre o plano terra, o processo de construção artesanal é separado em três partes: monopolo, plano terra e conector. A confecção foi iniciada a partir da montagem de dois monopolos de referência (elemento radiador sem a inclusão dos elementos parasitas).

O Monopolo H_i é composto em suas bordas por fio de cobre cilíndrico com 2,5 mm de diâmetro e 0,5 mm para o diâmetro do condutor central. Abaixo são apresentadas as dimensões das antenas de referência a serem construídas, sendo as variáveis w a largura, H a altura e g o gap de alimentação da antena.

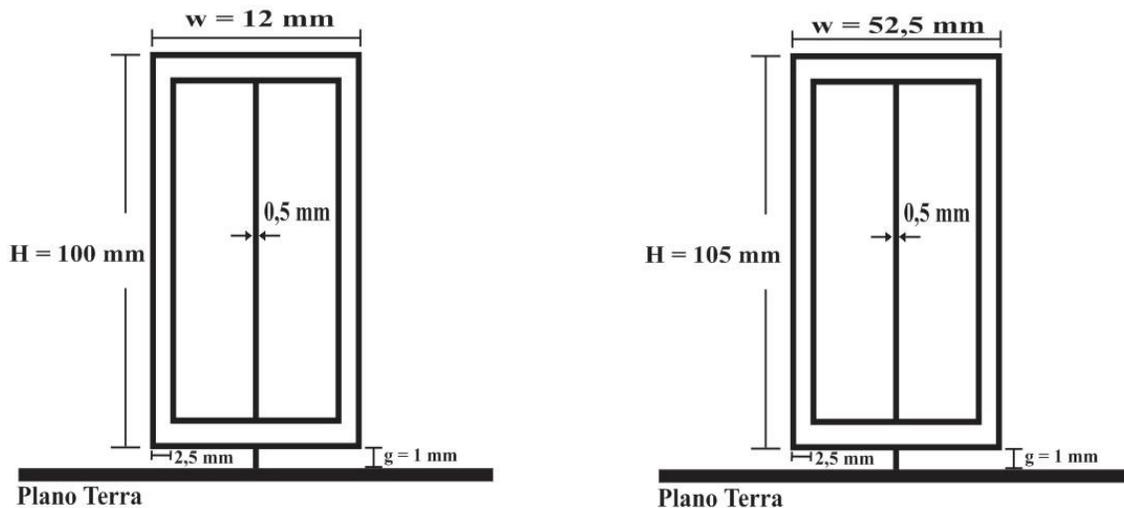


Figura 5.1. Esquemático para as antenas de referência.

Verificou-se por meio das simulações que as alterações na largura e altura da antena resultaram em moderado aumento na largura de banda, seguindo com as simulações, foi observado que a inserção do terceiro elemento parasita maximizaria substancialmente a largura de banda da mesma.

Baseado nessas observações foi montado um protótipo para o Monopolo *Hi* carregado com três elementos parasitas a fim de reproduzir o melhor resultado das simulações na prática. Tão logo, é apresentado na Figura 5.2 um esquemático apresentando as dimensões desse protótipo, essa configuração foi escolhida por se apresentar mais eficiente para valores da perda de retorno para canais que ocupam as frequências localizadas entre as frequências de ressonância.

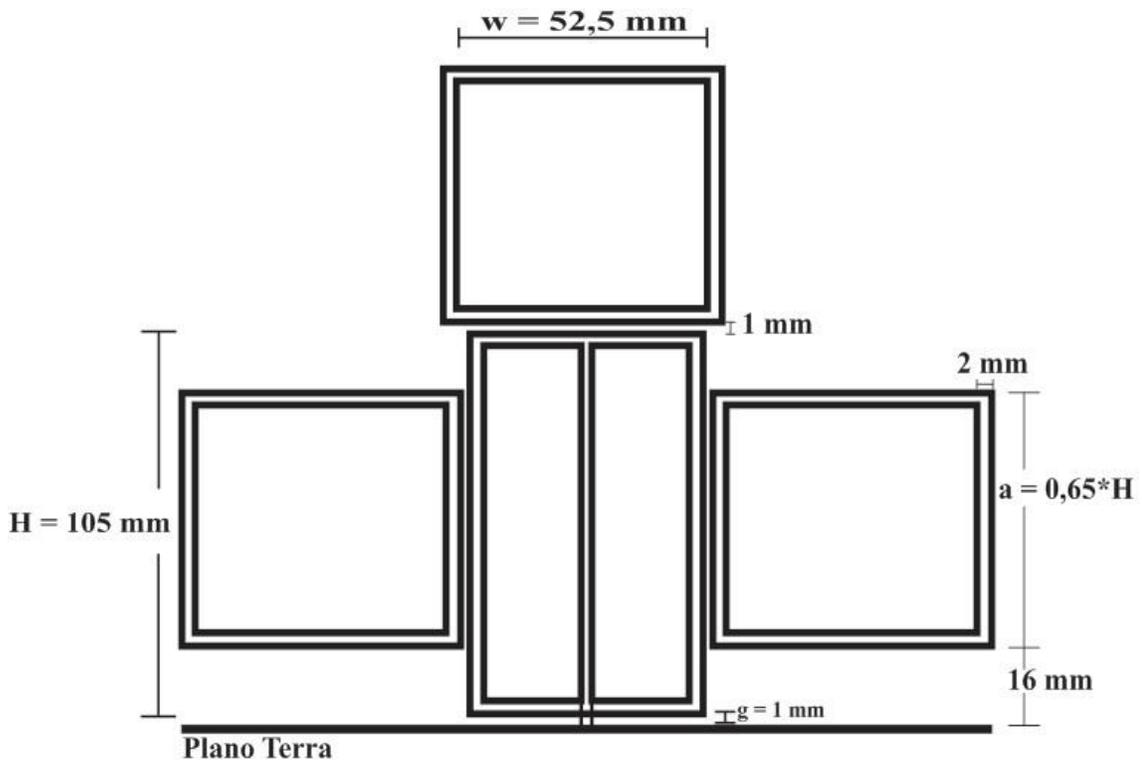
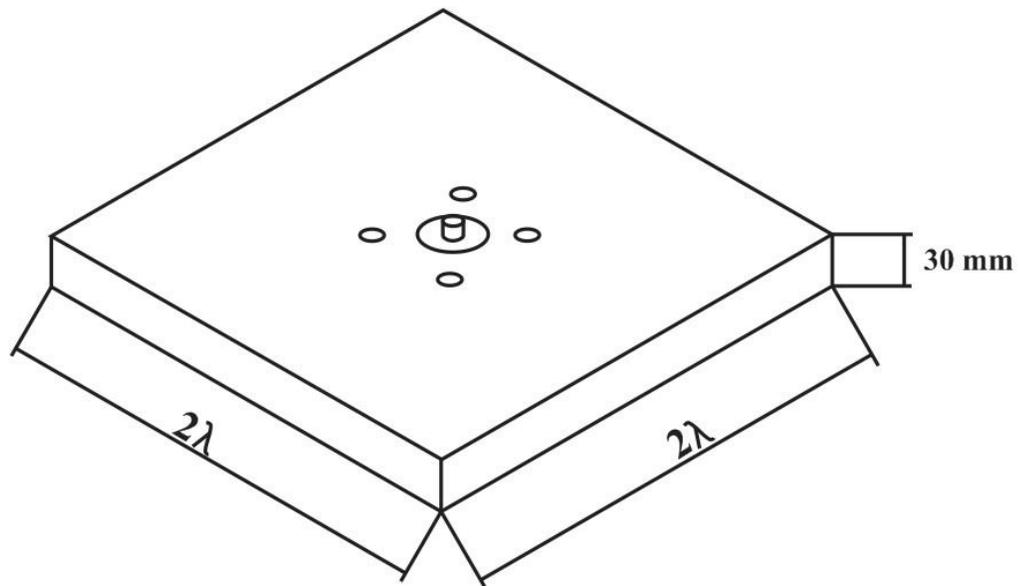


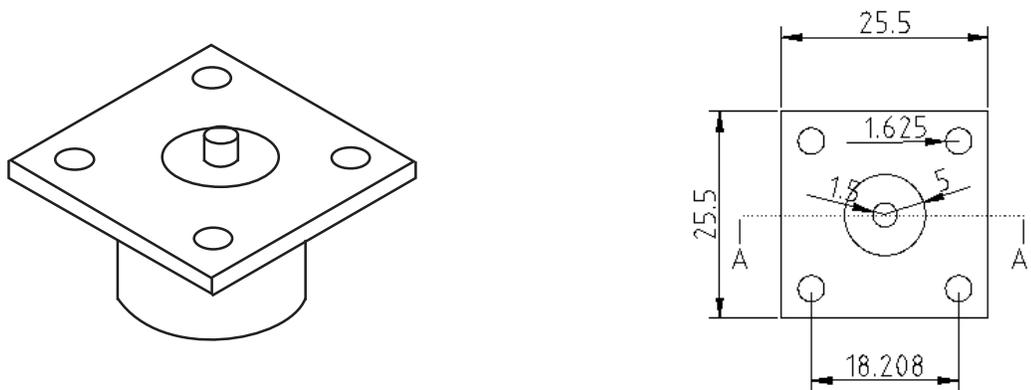
Figura 5.2. Esquemático da estrutura carregada com três aros parasitas medindo $a = 0,65 * H$.

O plano terra foi fabricado a partir de uma placa de alumínio quadrada medindo 2λ (para a ressonância), com espessura de $0,5 \text{ mm}$ e, teve suas bordas dobradas para aumentar a resistência mecânica e formar uma espécie de mesa protetora do conector, tornou-se necessário a confecção de um plano com dimensões elevadas objetivando aproximá-lo ao infinito em termos do comprimento de onda na prática.

É apresentado na Figura 5.3 o esquemático representativo com as dimensões do plano terra e conector.



(a)



(b)

Figura 5.3. Esquemático com as dimensões em **mm** para o plano terra (a) e conector (b).

Um conector comercial tipo N macho modelo USM 00026 da USIVALE com impedância de 50Ω foi utilizado para alimentar a antena, sendo inserido na parte inferior do plano terra. Devido às dimensões reduzidas do gap de alimentação, foi preciso remover uma parcela da parte condutora do conector ao qual será soldada a antena.

A Figura 5.4 apresenta a imagem do conector usado no experimento.



Figura 5.4. Foto do conector tipo N macho modelo USM 00026.

Durante a confecção dos protótipos das antenas, buscou-se respeitar as dimensões apresentadas anteriormente e que por sua vez foram obtidas através das simulações realizadas no Capítulo 4.

As fotos dos protótipos das antenas e do plano terra construído juntamente com o conector são mostradas na Figura 5.5.



(a)



(b)

Figura 5.5. Fotos do Monopolo *Hi* construído, em (a) antenas de referência e (b) a 2ª antena de referência carregada com três elementos parasitas.

5.2. Medições

Apenas a primeira antena de referência pode ser validada através das medições da perda de retorno e para as outras configurações construídas, somente as simulações foram utilizadas. Os procedimentos práticos foram divididos em duas etapas: caracterização da perda de retorno (S_{11}), que se desenvolveu no Laboratório de Computação e Telecomunicações (LCT), localizado na Universidade Federal do Pará (UFPA) e, medidas dos diagramas de radiação, para as três configurações apresentadas acima, que foram realizadas no Laboratório de Eletromagnetismo localizado no Instituto de Estudos Superiores da Amazônia (IESAM).

Para medição da perda de retorno foram utilizados os seguintes equipamentos:

- ✓ Site Master Gencomm JD – 723A;
- ✓ Conector tipo N macho;
- ✓ Cabos e acessórios diversos.

Os diagramas foram obtidos através da utilização dos equipamentos listados abaixo:

- ✓ Kit didático para treinamento em antenas Minipa – ED-3200;
- ✓ Antena Yagi 500 MHz;
- ✓ Cabo adaptador “*pig tail*” com conectores BNC macho MT 607/MT 801 (equipamento/antena).

5.3. Caracterização da Perda de Retorno

A antena a ser medida foi posicionada em uma bancada reservada no interior do LCT, é utilizado para caracterização da perda de retorno (S_{11}) o site máster Gencomm JD 723A [58] que opera na faixa de frequência entre 100 MHz a 2,7 GHz. Como o amplificador de potência do rádio tende a reduzir sua potência de saída ou, pior, se tornar instável se a TOE for muito alta, é considerável usar uma definição mais restritiva para a largura de banda da antena. Assim, na prática, é considerada uma largura de banda para faixa de frequências obtidas abaixo de -10 dB [15].

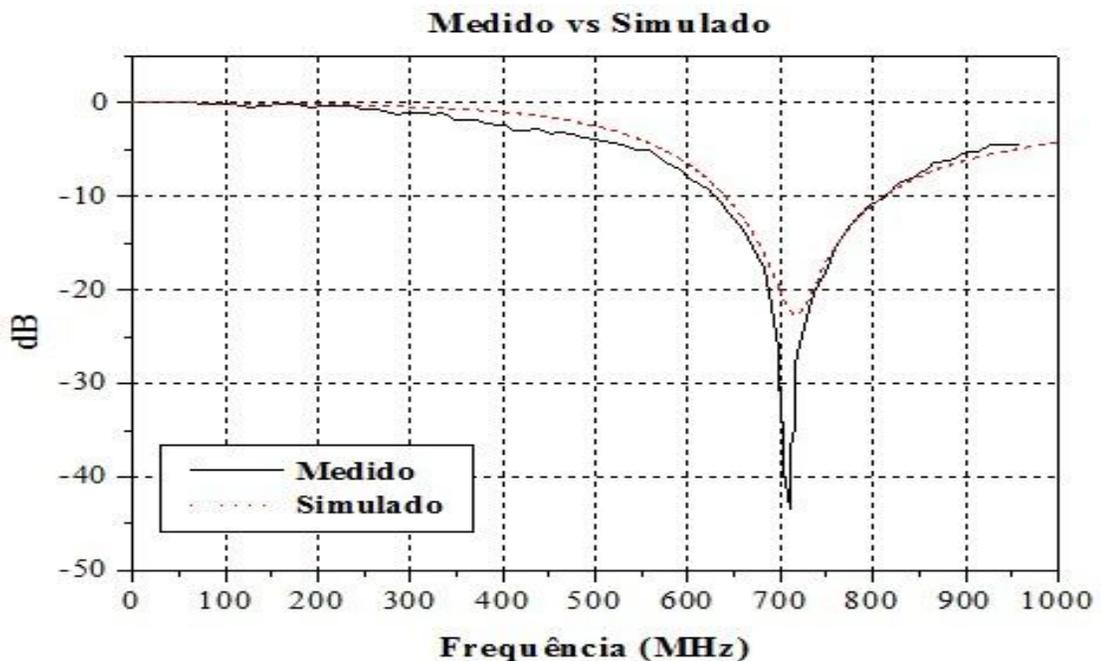


Figura 5.6. Resultados medidos e simulados para perdas de retorno da 1ª antena de referência, $H = 100$ mm e $w = 12$ mm.

Tabela 5.1. Comparativo entre dados medidos e simulados para 1ª antena de referência.

	f_c Inferior (MHz)	f_c Superior (MHz)	S_{11} em dB	Ressonância (MHz)	Largura de Banda (MHz)	Potência Radiada
Simulado	643,2	815,4	-22,7	717	167,2	99,4%
Medido	630,56	815,4	-41,94	708,29	184,84	100%

Analisando os resultados obtidos acima, se observa boa concordância entre os mesmos, ou seja, a resposta da antena construída apresentou valores próximos aos esperados.

5.4. Caracterização dos Diagramas de Radiação

Foram realizadas medidas aproximadas dos diagramas de radiação, visto que atualmente o laboratório não dispõe de câmara anecóica, que seria o ideal [59]–[61]. As medições foram realizadas para frequência de 500 MHz (fora da frequência de ressonância), devido limitações impostas pelo kit utilizado.

Medidas do diagrama de radiação das três configurações de antena foram realizadas com o arranjo mostrado na Figura. 5.7.

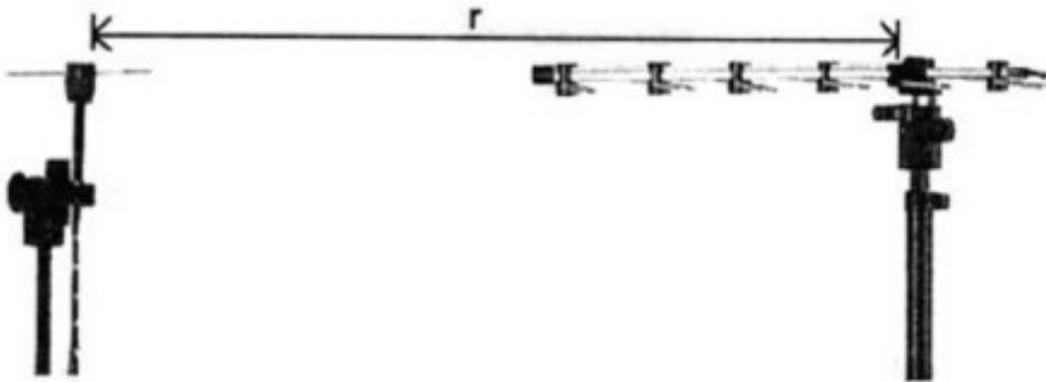


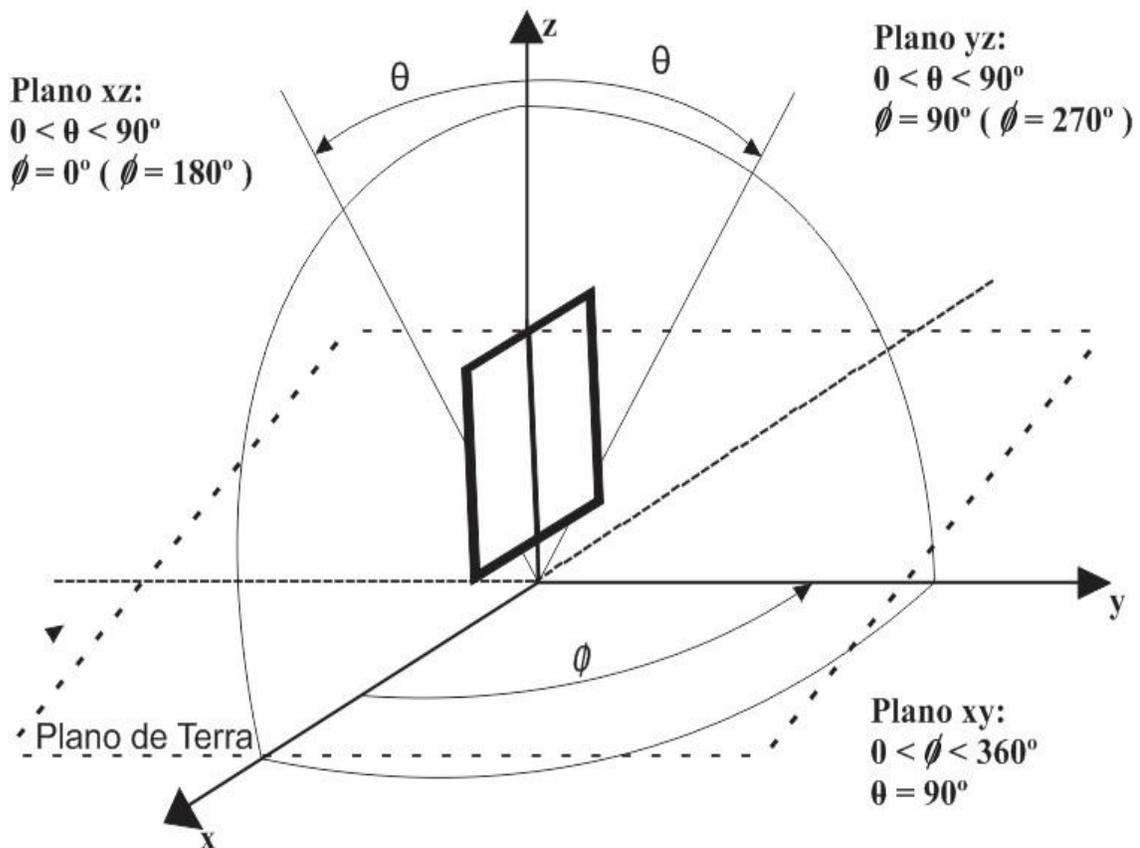
Figura 5.7. Arranjo demonstrativo do kit utilizado, antena transmissora Yagi Uda e antena receptora Dipolo de meia onda, ambas para frequência de 500 MHz.

Para as medições, manteve-se a antena transmissora Yagi Uda substituindo-se somente a antena receptora pelas três configurações do Monopolo *Hi* tratadas nesse capítulo. As antenas foram separadas a uma distância $r = 3$ m (a distância mínima aconselhada pelo fabricante é de $r = 1,8$ m), o kit é composto por uma fonte de radio frequência (conectado à

antena transmissora), um medidor de sinal (conectado à antena receptora) e mastros para fixação das antenas, sendo que o mastro da antena receptora permite sua rotação entorno do próprio eixo em 360°.

O kit pode operar em três diferentes frequências dependendo do tipo e tamanho das antenas envolvidas na geração e recepção dos sinais: 500 MHz, 2 GHz ou 10 GHz. O módulo de controle centraliza todas as ações de geração, controle e medição e, além disso, se comunica com um computador através de programa específico do sistema de treinamento (*Antenna Trainer*), através do qual é realizado o armazenamento, apresentação e análise dos resultados.

A Figura 5.8 mostra o modelo esquemático de forma detalhada para os planos em que foram obtidos os diagramas de radiação das antenas em questão.



(a)

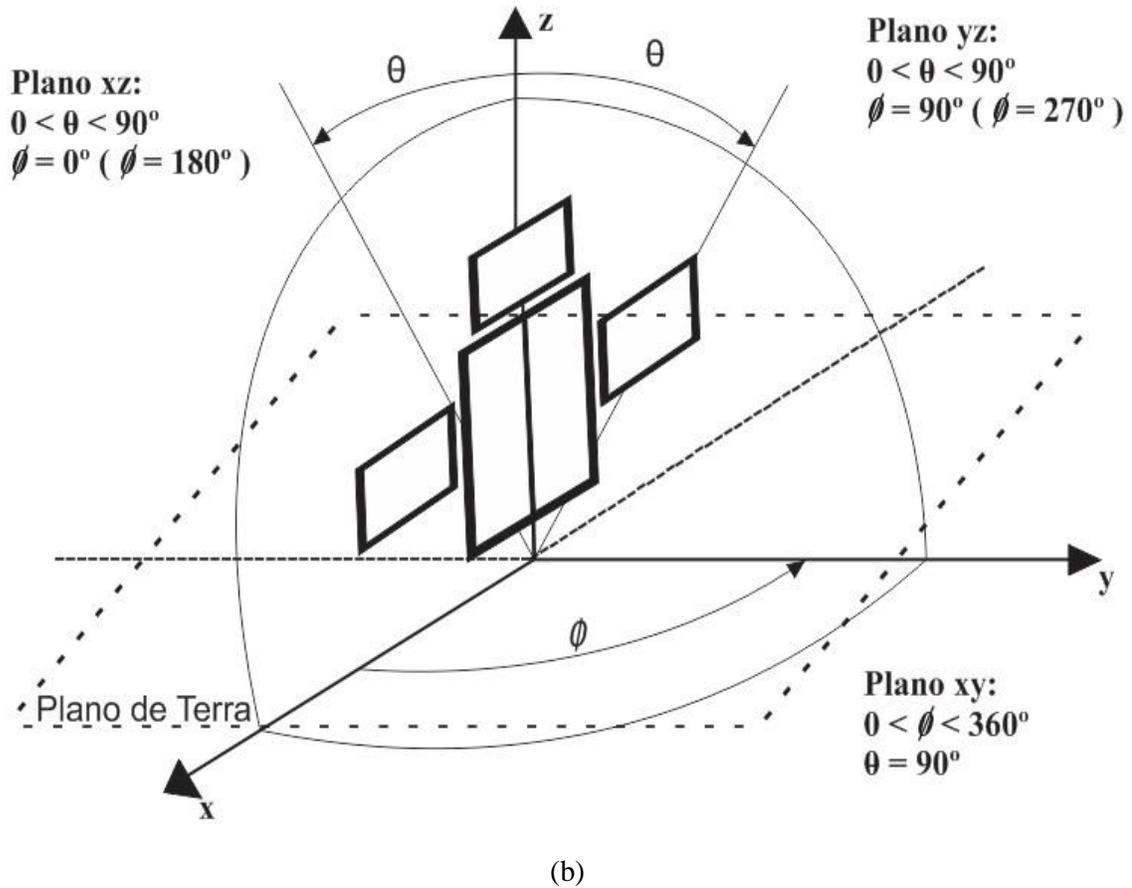


Figura 5.8. Modelo de análise para obtenção dos diagramas de radiação para as antenas de referência (a) e carregada com três elementos parasitas (b).

Com base nessas informações, foram caracterizados os diagramas para os planos xy, yz e xz das três antenas analisadas. Os resultados são apresentados nas Figuras 5.9, 5.10, 5.11, 5.12, 5.13, 5.14 e 5.15.

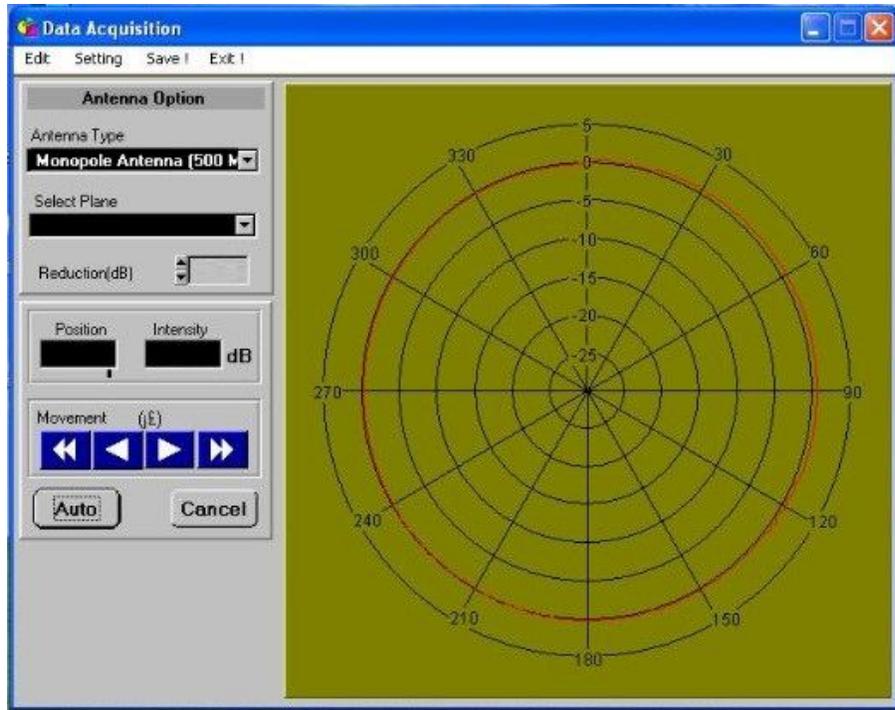


Figura 5.9. Diagrama de radiação para a 1ª antena de referência com $H = 100$ mm e $w = 12$ mm no plano xy.

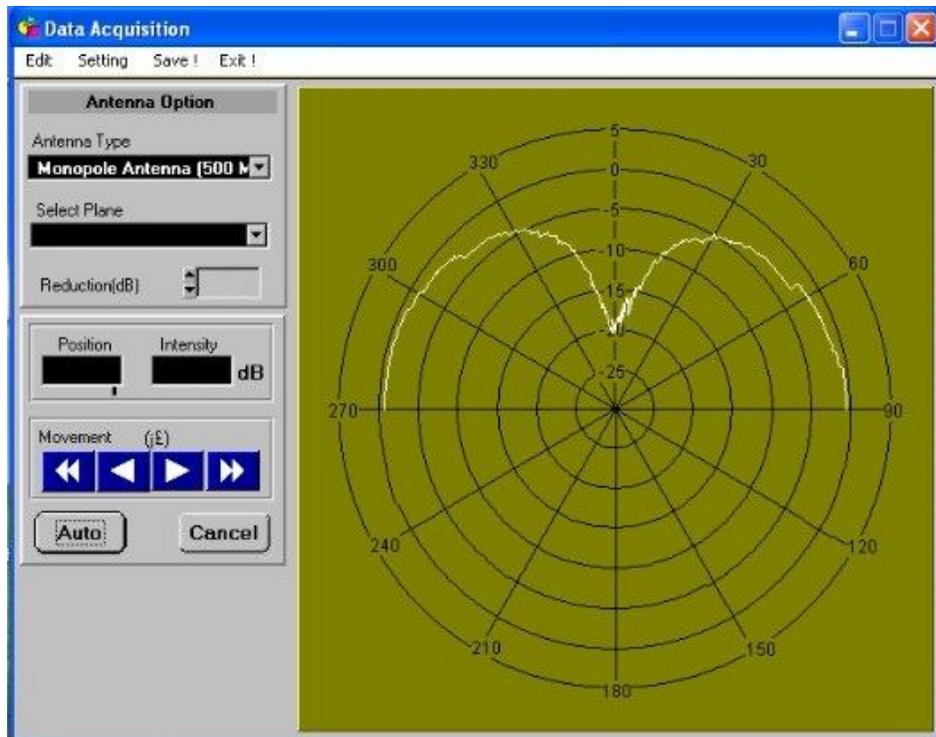


Figura 5.10. Diagrama de radiação para a 1ª antena de referência no plano yz.

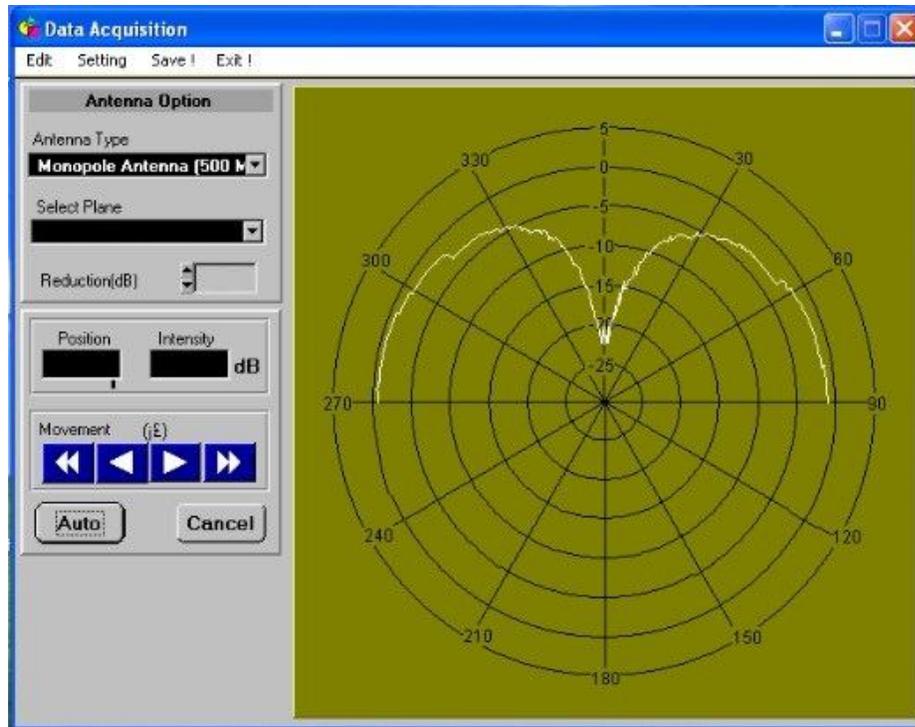


Figura 5.11. Diagrama de radiação para a 1ª antena de referência no plano xz.

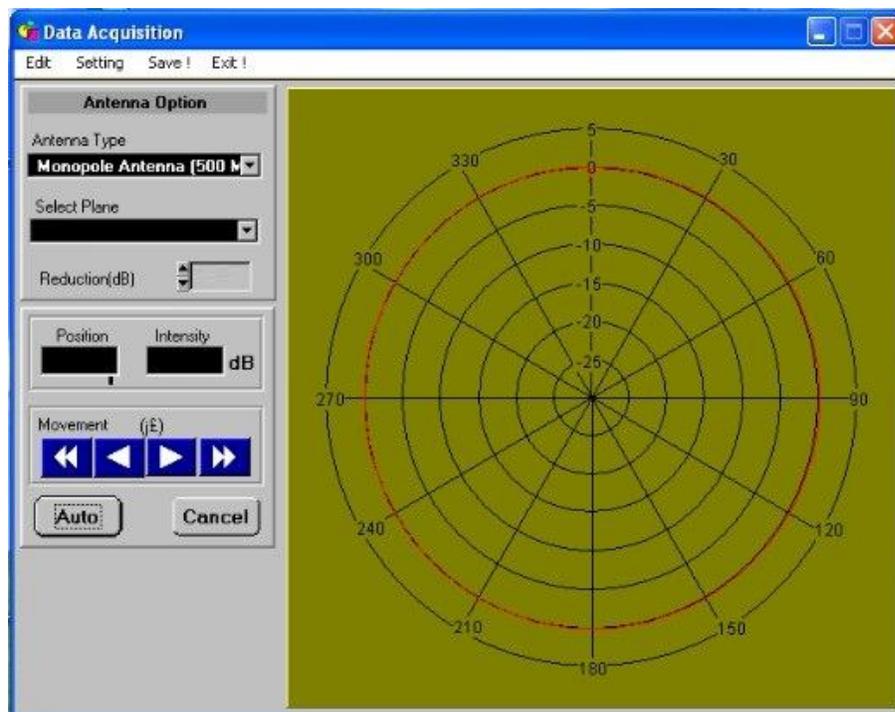


Figura 5.12. Diagrama de radiação para a 2ª antena de referência com $H = 105$ mm e $w = 52,5$ mm no plano xy.

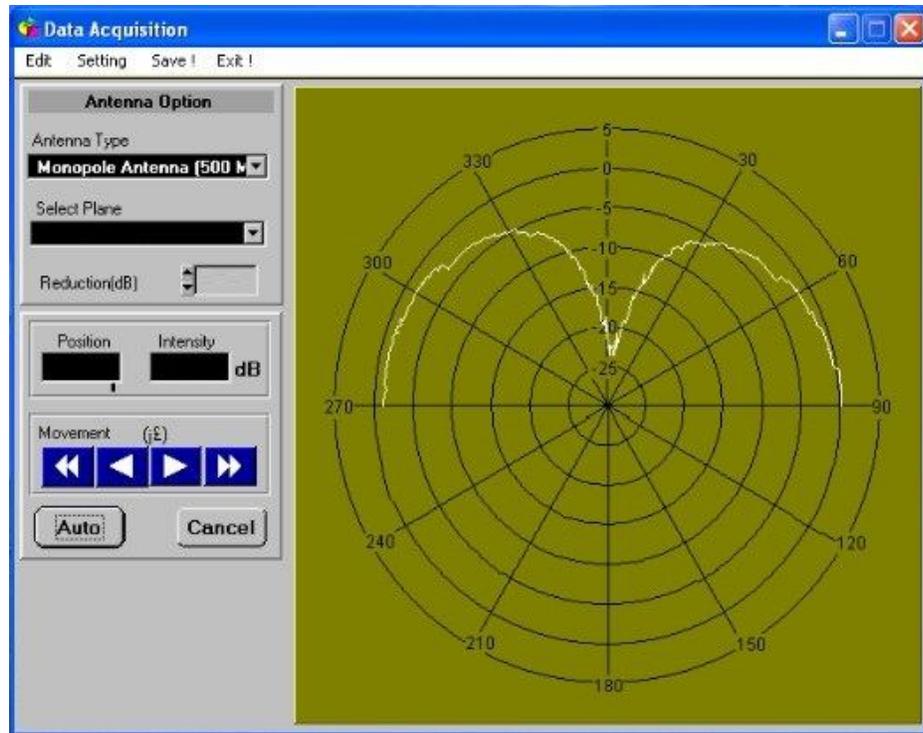


Figura 5.13. Diagrama de radiação para a 2ª antena de referência no plano yz.

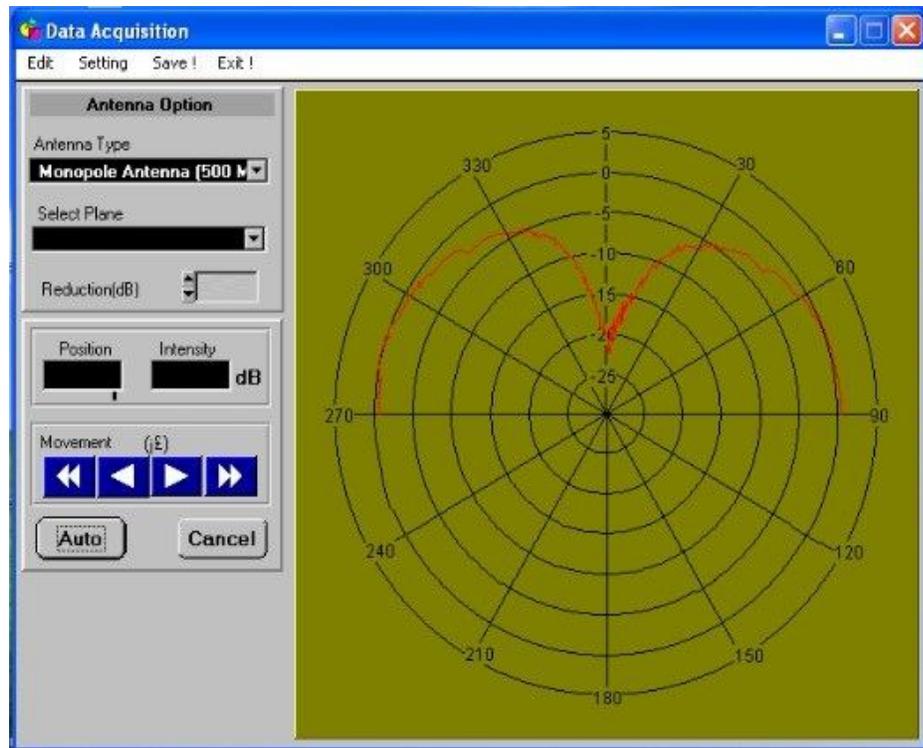


Figura 5.14. Diagrama de radiação para a 2ª antena de referência no plano xz.

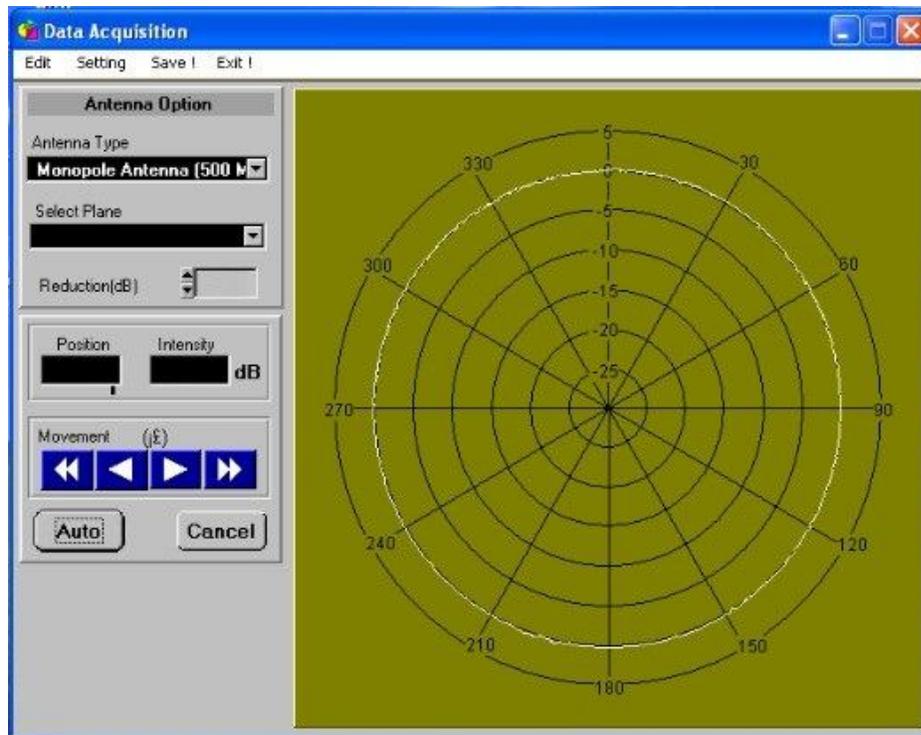


Figura 5.15 . Diagrama de radiação para a 2ª antena de referência carregada com três parasitas com no plano xy.

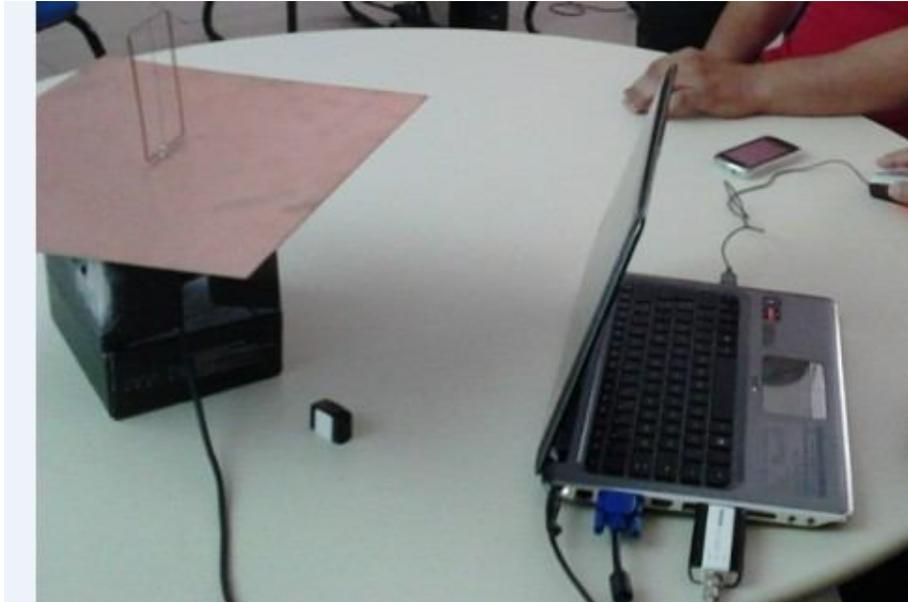
Devido ao peso da antena carregada com os três parasitas e a sensibilidade da solda no gap de alimentação, obteve-se o diagrama somente para o plano xy. Contudo, da observação dos diagramas simulados (Capítulo 4), e de sua validação por meio dos diagramas medidos apresentados anteriormente, espera-se que não haja alteração na forma dos digramas para os planos yz e xz.

5.5. Testes

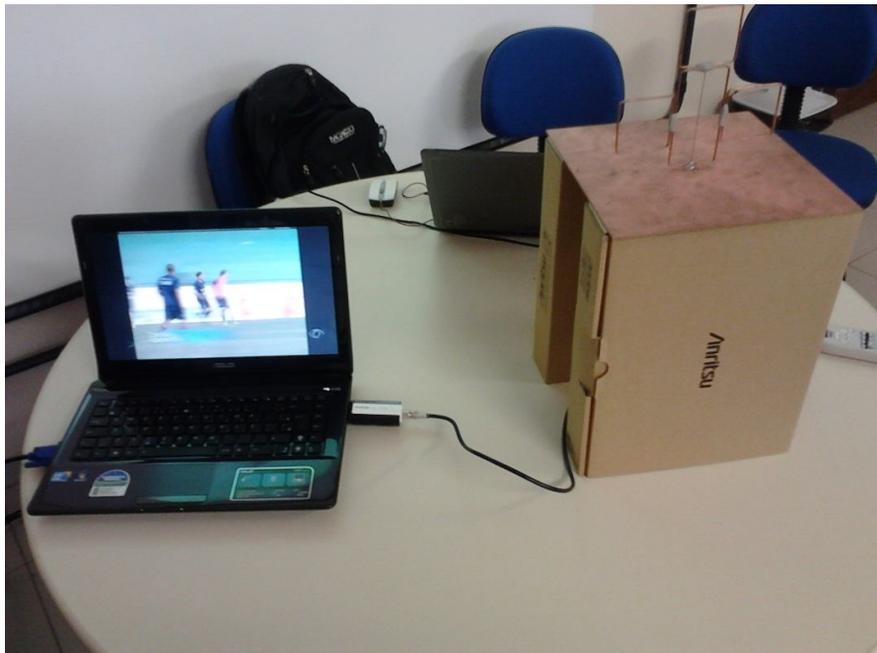
Foram realizados testes práticos conectando a antena ao receptor móvel de TV digital, que por sua vez é ligado à entrada USB (*Universal Serial Bus*) do notebook.

Os testes de recepção foram realizados no LCT, primeiramente foi testada a 2ª antena de referência ($H = 105$ mm e $w = 52,5$ mm) e posteriormente essa mesma configuração carregada com os três elementos parasitas. Nessa etapa, alterou-se somente o plano terra que passa a ser uma placa cobreada para circuito impresso medindo $\lambda/2$, visando facilitar o transporte e o manuseio da antena.

Na Figura 5.16 (a) e (b) são mostradas as imagens das antenas conectadas ao receptor e, na Figura 5.17 (a) e (b) são apresentadas imagens das antenas captando o sinal de algumas emissoras que operam na cidade de Belém.



(a)



(b)

Figura 5.16. Fotos das antenas conectadas ao receptor móvel de TV digital, 2ª antena de referência (a) e a mesma antena carregada com três elementos parasitas (b).



(a)



(b)

Figura 5.17. Foto das antenas captando o sinal da TV digital, 2ª antena de referência (a) e a mesma antena carregada com três elementos parasitas (b).

5.6. Conclusões

A fabricação das antenas foi realizada através de processo artesanal desenvolvido em laboratório, assim sendo, tentou-se manter as medidas simuladas com o máximo de precisão.

Da análise do resultado obtido na medição, é observada boa concordância entre os mesmos (simulado e medido), embora com pouca diferença, considera-se que o resultado de melhor eficiência esteja relacionado com a antena confeccionada. Este fato pode ser explicado devido às pequenas imprecisões no procedimento artesanal de confecção da antena e a possível divergência entre os valores das permissividades do material simulado e o material utilizado na construção dos protótipos.

Contudo, ao serem testadas, as antenas mostraram boa recepção do sinal das emissoras de TV digital locais. A primeira preenchendo cerca de 50% do sinal recebido indicado na barra de nível apresentado pelo *software* que acompanha o receptor móvel USB de TV digital. Entretanto, em alguns momentos é observado “congelamento” da imagem exibida na tela do *notebook*, isso ocorre devido ao nível de potência do sinal recebido.

Como esperado, a melhor qualidade de recepção é atribuído à antena carregada com os três elementos parasitas, essa afirmação é comprovada a partir da observação dessa mesma barra indicativa de sinal, onde o nível do sinal permanece estabilizado em 100%, oferecendo dessa forma uma qualidade na recepção maior que a da antena própria que acompanha o receptor DTV móvel utilizado (ambas testadas no LCT).

CAPÍTULO 6

CONSIDERAÇÕES FINAIS E PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

Foi desenvolvido nesse trabalho um estudo do monopolo *Hi* almejando sua aplicação na recepção do sinal de TV digital. Foram analisadas algumas técnicas capazes de aumentar à largura de banda da antena sendo verificada a possibilidade de aplicação das mesmas a faixa de interesse (padrão UHF). Todas as etapas do projeto se desenvolveram no domínio da frequência através de simulações realizadas utilizando o *software* computacional CST®.

A técnica de escalonamento, largamente utilizada por autores, se mostrou adequada ao projeto de antenas em UHF. Pela observação dos resultados obtidos a partir da sua utilização, pode-se afirmar que a mesma produzirá um dispositivo com dimensões próximas ao ideal, minimizando esforço computacional e tempo de simulação, como verificado no presente trabalho.

Varias situações foram simuladas, analisadas, e dois tipos de estruturas foram confeccionadas: o primeiro tipo analisado sem a introdução de elementos parasitas e o segundo tipo com a utilização dos mesmos.

Ao final, foram realizados testes com os protótipos sendo conectados ao receptor USB de TV digital, havendo boa recepção do sinal das emissoras locais e, mais uma vez, o melhor desempenho foi alcançado com o monopolo *Hi* carregado com os três elementos parasitas.

Mediante aos resultados satisfatórios aqui apresentados, é proposto para trabalhos futuros à adequação desse dispositivo para sua inserção a carcaça da televisão e de dispositivos móveis tais como *notebooks* e *tablets*, por meio do emprego da técnica de miniaturização de antenas e alteração do plano terra. Como o monopolo *Hi* possibilita que com poucas alterações se obtenha uma antena capaz de operar satisfatoriamente em outras faixas de frequências, ainda se propõem a modelagem de uma estrutura que seja capaz de operar na faixa de frequências para dispositivos FEMTOCELL e GPS (1227,60 MHz e 1575 MHz, respectivamente).

REFERÊNCIAS

- [1] MESQUITA, N. C. **Mensalão, Mídia e Accountability**, São Paulo – SP, 2012. Disponível em <http://qualidadedemocracia.com.br/mensalao-midia-e-accountability>, visitado pela última vez em 07/11/2012 às 14h49min. Acessado em: 08 de novembro de 2012 às 10hs.
- [2] GUAN, N.; TAYAMA, H.; HOSONO, R.; FURUYA, H. **A Folded Film Antenna for Digital Terrestrial Television Reception**. Antennas and Propagation in Wireless Communications, IEEE Conference Publications, pp. 239 – 242, 2011.
- [3] CHEN, O.T. C.; CHIH-YU TSAI; **CPW-Fed Wideband Printed Dipole Antenna for Digital TV Applications**. IEEE Antennas and Propagation, vol. 59,no.12, pp. 4826 – 4830, 2011.
- [4] PALANTEI, E.; ANDANI, A.; BAHARUDDIN, M.; NAUMAN, N.K.; SYARIF, S.; ANSHAR, M.; MOKOBOMBANG, N.; SUYUTI, A.; MUSLIMIN, Z.; ZAINUDDIN, Z.; INDRABAYU, A.; MAYASARI, F.; US, A.E.; KANATA, S.; HASANUDDIN, Z.B.; RAMOS, L.E.; ZAIN, N.; MARIANA, D. **Internal Antennas for Digital TV Receiver**. Antennas and Propagation, IEEE International Symposium, pp. 817 – 820, 2011.
- [5] DING-BING LIN; PANG-CHUN TSAI; I-TSENG TANG; PENG-SU CHEN; **Spiral and Multimode Antenna Miniaturization for DTV Signal Receptions**. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 9, pp. 902 - 905, 2010.
- [6] NING GUAN; TAYAMA, H.; ITO, K. **A Film Antenna for Digital Terrestrial Television Reception**. Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 1 - 4, 2010.
- [7] SHUN-YUN LIN; YUNG-CHIH CHU; YUAN-ZHIH LIN; SHANG-KUEI YEN; **Concavo-Convex Dipole for DTV/GSM Applications**. Microwave Conference, Asia Pacific, pp. 1763 – 1766, 2009.
- [8] NING GUAN; TAYAMA, H.; HOSONO, R.; FURUYA, H. **A Low-Profile Antenna Mounted on Metal Plane for Digital Terrestrial Television Reception**. Antennas and Propagation, 5th European Conference on Publication (EUCAP), pp. 595 - 598, 2011.
- [9] KARIM, M.; RAHIM, M.; MASRI, T.; AYOP,O. **Fractal Koch Dipole antenna for digital TV application**. RF and Microwave Conference, pp. 314 – 317, 2008.

- [10] CASO, R.; D'ALESSANDRO, A.; SERRA, A.A.; NEPA, P.; MANARA, G. **An Integrated Dual-Band PIFA for DVB-T and WiMAX Applications.** IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 10, pp. 1027 – 1030, 2011.
- [11] AHMED, S.; MENZEL, W. **A Novel Planar Four-Quad Antenna.** Antennas and Propagation, 6th European Conference (EUCAP), pp. 1946 – 1949, 2012.
- [12] PAUL, D.L.; PATERSON, M.G.; HILTON, G.S. **A low-profile textile antenna for reception of digital television and wireless communications.** Radio and Wireless Symposium (RWS), pp. 51 – 54, 2012.
- [13] CANNEVA, F.; FERRERO, F.; RIBERO, J.; STARAJ, R. **New reconfigurable small antenna for DVB-Hand GPS standard.** Antennas and Propagation, IEEE International Symposium, pp. 1549 – 1552, 2011.
- [14] SAUNDERS FILHO, C. A. B. **Projeto de antenas banda larga: estudo de caso de um monopolo carregado com parasitas cônicos e cilíndricos.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Instituto Militar de Engenharia, 2009.
- [15] BALANIS, C. A. **Antenna Theory.** 3^a ed. New York: John Wiley & Sons, 2005.
- [16] LAMENDSOLF, D., SUSMAN, L. **Baseband-Pulse-Antenna Techniques.** IEEE Antennas and Propagation Magazine, v. 36, n. 1, p. 20-30, 1994.
- [17] BAUM, C. E. **The Singularity Expansion Method: Background and Developments.** IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter, p. 15-23, August 1986.
- [18] WU, T. KING, R. **The Cylindrical Antenna with Non-Reflecting Resistive Loading.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation. AP-13, n 3, p. 369-373, 1965.
- [19] RAMO, SIMON, et al. **Fields and Waves in Communication Electronics.** 3rd Ed., John Wiley, 1994.
- [20] WONG, K. L.; LIN, Y. F. **Small Broadband Rectangular Microstrip Antenna with Chip-Resistor Loading.** Electron. Lett.[S. 1.], v. 39, p. 1593-1594, 1997.
- [21] SRINIVASAN, V.; MALHOTA, S.; KUMAR, G. **Multiport Network Model for Chip-Resistor-Loaded Rectangular Microstrip Antennas.** Microwave Opt. Technol. Lett., [S. 1.], v. 24, n. 1, p. 11-13, 2000.
- [22] PITRA, K.; SPORIK, V.; LUKES, Z.; RAIDA, Z.; DLOUHY, V.; BARTYZAL, J. **Vertically Polarized Antenna System for Television Broadcasting Services.** Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS),IEEE International Conference, pp. 1 – 4, 2011.

- [23] C. Y. HUANG; B. M. JENG and J. S. KUO. **Grating Monopole Antenna for DVB-T Applications**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, no. 6, 2008, pp. 1775.
- [24] ROY, A. **A Miniature Tunable Antenna for Digital TV Reception**. Consumer Electronics (ISCE), IEEE 14th International Symposium, pp. 1 – 6, 2010.
- [25] FURUYA, K.; TAIRA, Y.; IWASAKI, H.; YAMAMOTO, S.; TAMAKI, N.; HARADA, T.; KURAMOTO, A. **Wide Band Wearable Antenna for DTV Reception**. Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE Conference Publications, pp. 1 – 4, 2008.
- [26] ZHOU, S.; GUO, J.; HUANG, Y.; LIU, Q. **Broad band Dual Frequency Sleeve Monopole Antenna for DTV/GSM Applications**. Electronics Letters, vol. 45 ,no. 15, pp. 766 – 768, 2009.
- [27] TAGUCHI, M. **Compact High Gain Reception Antenna for Digital Terrestrial Television**. Antennas and Propagation in Wireless Communications, IEEE Conference Publications, pp. 394 – 397, 2011.
- [28] KANG, K. **An Improved Impedance Bandwidth of Modified UWB Antenna With Stair cased Parasitic Rings**. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, v. 6, p 521-524, 2007.
- [29] SAUNDERS FILHO, C. A. B.; DIAS, M. H. C.; SANTOS, J. C. A. **Projeto de Monopolo Banda-Larga com Uso de Anéis Parasitas Cilíndricos**. SBrT, Curitiba – PR, 2011.
- [30] MARTINS, T. C.; OLIVEIRA, R. M. S.; ALMEIDA, J. F.; SOBRINHO, C. L. S. S. **Uso de Elementos Parasitas em antenas Monopolo Planar para Sistemas UWB**. SBrT, Recife – PE, 2007.
- [31] CUNHA, N. O.; FERREIRA, M. E.; OLIVEIRA, R. M. S.; ALMEIDA, J. F. and SOBRINHO, C. L. S. S. **The Hi Monopole**. IMOC, Florianópolis-SC, 2009.
- [32] RUI GUAN; XIAOMIAO ZHANG; LI JIN; ZHEN ZHANG; WEIXI ZHOU; **A Compact Multi-Folded Patch Antenna for Uwb Applicationat The Uhf Band**. Signals Systems and Electronics, vol. 2, pp. 1 – 4, 2010.
- [33] SEUNGGIL JEON; KWANGWOO RYU; YOUNG KI LEE; JAEHOON CHOI; **Internal Broadband Folded Monopole Antenna for DTV Laptop Application**. Microwave Conference, Korea-Japan, pp. 81 - 84, 2007.

- [34] YEONSIK YU; JAEHOON CHOI; **Design of a Low-profile Antenna for DTV Application.** Advanced Communication Technology, 10th International Conference, vol. 2, pp. 1325 – 1327, 2008.
- [35] TAGUCHI, M.; **Compact High Gain Reception Antenna for Digital Terrestrial Television.** IEEE Conference Publications, pp. 394 – 397, 2011.
- [36] CHIH-MING SU; LIANG-CHE CHOU; CHUN-I LIN; KIN-LU WONG; **Embedded DTV antenna for laptop application.** IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 4B, pp. 68 – 71, 2005.
- [37] ESTEVES, L. C. **Antenas Teoria Básica e Aplicações.** McGraw-Hill, 1980.
- [38] SHADIKU, M. N. O. **Elements of Electromagnetics.** 3ª ed., Bookman, 2004.
- [39] LYTEL, A. **abc das Antenas,** 3ª. Ed. Rio de Janeiro, 1981.
- [40] KRAUS, J. D. **Antenas.** Rio de Janeiro, 2ª. Ed. Guanabara Dois, 1983.
- [41] SOARES, A. J. M. S.; COSTA, F. **Antenas e Propagação.** Universidade de Brasília, 2006.
- [42] SCHANTZ, H. **The Art and Science of Ultra Wide Band Antennas,** Artech House, 1955.
- [43] MARTINS, T. C. **Controle de Banda e Sintonia de Antenas Monopolo Planar para Sistemas UWB.** Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Pará / PPGEE, 2006.
- [44] MEDEIROS, J. C. O. **Princípios de Telecomunicações – Teoria e Prática.** 2ª. Ed. Editora Érica, 2007.
- [45] **IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas.** New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1993.
- [46] COLLIN, R. E. **Antennas and Radiowave Propagation,** McGraw-Hill, 1985.
- [47] Y. RIKUTA and R. KOHNO. **Planar monopole antenna with dual frequency for UWB system.** IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies”, pp. 176–179, 2003.
- [48] OTANI, T. H.; PACHECO, K. R. A. B.; AMORIM, A. G.; ALMEIDA, J. F. **Estudo do Efeito Pelicular em Antenas Dipolo.** In: SBrT, Recife-PE, 2007.
- [49] ALMEIDA, J. F. **Física Aplicada.** Belém: SUPERCORES, (em fase de editoração (2006)).
- [50] 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 Hi Modificado para Aplicações em TV Digital.** MOMAG, João Pessoa-PB, 2012.

- [51] N. P. AGRAWALL; G. KUMAR and K. P. RAY. **Wide-Band Planar Monopole Antennas**, *IEEE Antennas Propagation*. Vol. 46, no.2, pp. 294-295, Feb. 1998.
- [52] SCHANTZ, H. **The Art and Science of Ultra wide band Antennas**, Boston, Artech Hause, 2005.
- [53] JACKSON, J.D. **Classical Electrodynamics**. New York: Wiley, 1999.
- [54] ANSOFT – HFSS. Página da Internet, <http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>. Acessado em: 05 de junho de 2012 às 14hs.
- [55] CST – Computer Simulation Technology AG, <http://www.cst.com>. Acessado em: 05 de junho de 2012 às 14hs.
- [56] VASYLCHENKO, A.; SCHOLS, Y.; De RAEDT, W. and VANDENBOSCH, G. A. E. **Quality assessment of computational techniques and software tools for planar-antenna analysis**. *IEEE Antennas Propagation Magazine*, vol. 51, pp. 23–38, February 2009.
- [57] **Sistema de TV Digital**, Revista Mackenzie de Engenharia e Computação, 2004, n. 5, p. 13-96.
- [58] Gencomm, <http://www.gctm.net>. Acessado em: 19 de novembro de 2012 às 11hs.
- [59] IEEE **Standard Test Procedures for Antennas**. New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1979.
- [60] IEEE. **Recommended Practice For Preferred Metric Units For Use In Electrical And Electronics Science and Technology**. New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1982.
- [61] IEEE. **Recommended Practice in the Selection of Reference Ambient Conditions for Test Measurements of Electrical Apparatus**. New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1984.

APÊNDICE A

VALORES PARA PERDA DE RETORNO (S_{11})

Na tabela a seguir são listados os valores da perda de retorno (S_{11}) para diversos parâmetros de análise: SWR - *standing wave ratio*; GAMMA; perda por reflexão em dB; porcentagem de potência transferida pela antena e porcentagem de potência refletida pela antena:

Tabela B.1 Valores para perda de retorno:

Perda de Retorno	SWR	GAMMA	Perda por Reflexão (dB)	Potência Radiada (%)	Potência Refletida (%)
1	17,39	0,891	6,868	0,206	0,794
2	8,72	0,794	4,329	0,369	0,631
3	5,85	0,708	3,021	0,499	0,501
4	4,42	0,631	2,205	0,602	0,398
5	3,57	0,562	1,651	0,684	0,316
6	3,01	0,501	1,256	0,749	0,251
7	2,61	0,447	0,967	0,800	0,200
8	2,32	0,398	0,749	0,842	0,158
9	2,10	0,355	0,584	0,874	0,126
10	1,92	0,316	0,458	0,900	0,100
11	1,78	0,282	0,359	0,921	0,079
12	1,67	0,251	0,283	0,937	0,063
13	1,58	0,224	0,223	0,950	0,050
14	1,50	0,200	0,176	0,960	0,040
15	1,43	0,178	0,140	0,968	0,032
16	1,38	0,158	0,110	0,975	0,025
17	1,33	0,141	0,088	0,980	0,020
18	1,29	0,126	0,069	0,984	0,016
19	1,25	0,112	0,055	0,987	0,013
20	1,22	0,100	0,044	0,990	0,010
21	1,20	0,089	0,035	0,992	0,008
22	1,17	0,079	0,027	0,994	0,006
23	1,15	0,071	0,022	0,995	0,005
24	1,13	0,063	0,017	0,996	0,004
25	1,12	0,056	0,014	0,997	0,003
26	1,11	0,050	0,011	0,997	0,003
27	1,09	0,045	0,009	0,998	0,002
28	1,08	0,040	0,007	0,998	0,002
29	1,07	0,035	0,005	0,999	0,001
30	1,07	0,032	0,004	0,999	0,001

Perda de Retorno	SWR	GAMMA	Perda por Reflexão (dB)	Potência Radiada (%)	Potência Refletida (%)
31	1,06	0,028	0,003	0,999	0,001
32	1,05	0,025	0,003	0,999	0,001
33	1,05	0,022	0,002	0,999	0,001
34	1,04	0,020	0,002	1,000	0,000
35	1,04	0,018	0,001	1,000	0,000
36	1,03	0,016	0,001	1,000	0,000
37	1,03	0,014	0,001	1,000	0,000
38	1,03	0,013	0,001	1,000	0,000
39	1,02	0,011	0,001	1,000	0,000
40	1,02	0,010	0,000	1,000	0,000