



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

ANTENAS COMPACTAS DE MICROONDAS DE BANDA LARGA E
BANDA ULTRA-LARGA (*UWB*)

DILERMANDO RAMALHO DE MÉLO

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

2011

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

DILERMANDO RAMALHO DE MÉLO

ANTENAS COMPACTAS DE MICROONDAS DE BANDA LARGA E
BANDA ULTRA-LARGA (*UWB*)

TD - 14 / 2011

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém - Pará - Brasil
2011

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

**ANTENAS COMPACTAS DE MICROONDAS DE BANDA LARGA E
BANDA ULTRA-LARGA (UWB)**

AUTOR: DILERMANDO RAMALHO DE MÉLO

TESE DE DOUTORADO SUBMETIDA À AVALIAÇÃO DA BANCA EXAMINADORA E APROVADA PELO COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ, JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE TELECOMUNICAÇÕES.

APROVADA EM 16/12/2011

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Victor Alexandrovich Dmitriev
(ORIENTADOR – PPGEE/UFPA)

Prof. Dr. Rodrigo Melo e Silva de Oliveira
(MEMBRO – PPGEE/UFPA)

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

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

Prof. Dr. Sílvio Ernesto Barbin
(MEMBRO EXTERNO – USP)

VISTO:

Prof. Dr. Marcus Vinicius Alves Nunes
(COORDENADOR DO PPGEE/ITEC/UFPA)
UFPA/ITEC/PPGEE

AGRADECIMENTOS

Ao pesquisador Prof. Dr. Victor Dmitriev, meu orientador, pelas idéias, ensinamentos, persistência, amizade e boa convivência nesses anos.

Ao meu co-orientador professor Dr. Karlo Queiroz da Costa pelos conhecimentos transmitidos, em especial na parte do desenvolvimento computacional.

Aos meus pais, Professora Elisabeth Ramalho de Mélo (“in memória”) e Fausto Teotônio de Mélo (“in memória”), incentivadores da atividade acadêmica. Admiradores da boa formação educacional e pessoal, do pensamento livre e independente, e de personalidades de bom caráter.

A minha filha, Ana Elisa de Mélo Audun pela tolerância, compreensão e paciência com a minha ausência;

Ao Prof. Dr. José Augusto Lima Barreiros, Ex-Diretor do Instituto de Tecnologia (ITEC/UFPA), sempre muito prestativo.

Ao Prof. Dr. Aldebaro Barreto da Rocha Klautau Júnior, pela boa convivência na UFPA.

Aos Profs. Drs. João Crisóstomo Weyl A. Costa e Gervásio Protásio dos Santos Cavalcante responsáveis pelo Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado (LEA/UFPA), onde fui muito bem acolhido.

A todos os colegas pesquisadores do Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado (LEA/UFPA), onde este trabalho foi desenvolvido.

O futuro não é olhar para trás.

AGRADECIMENTOS

A todos os colegas pesquisadores do Grupo de Nanofotônica e Nanoeletrônica da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará, em especial M. Sc. Marcelo Nobuyuki Kawakatsu onde tivemos a oportunidade de realizarmos alguns trabalhos juntos.

Ao Prof. Dr. Rubem Gonçalves Farias entusiasta com a minha vinda à Belém do Pará (UFPA) para prosseguir com a minha pós-graduação iniciada em Manaus - AM e que culminou com o doutorado.

Ao Prof. Dr. Petrônio Vieira Junior pelo bom acolhimento na cidade de Belém do Pará.

Aos professores, alunos, funcionários e amigos do Curso de Engenharia Elétrica e Computação (Graduação e Pós-Graduação) da UFPA, influenciadores de meu pensamento acadêmico e científico.

Aos professores, alunos, funcionários e colegas da Universidade Federal do Pará (UFPA) que tão bem me acolheram e onde pude construir grandes e frutíferas amizades.

Meus sinceros agradecimentos a Fundação de Amparo a Pesquisa do Estado do Amazonas (FAPEAM) que financiou este trabalho por meio do Programa RH – POSGRAD.

Ao criador do Universo por ter proporcionado esses momentos em nossas vidas.

Nós somos o que sonhamos sermos.

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	iv
SUMÁRIO	vi
LISTA DE ILUSTRAÇÕES	xii
LISTA DE TABELAS	xv
LISTA DE ABREVIACÕES	xvi
RESUMO	xvii
ABSTRACT	xviii

CAPÍTULO 1

1. INTRODUÇÃO	01
1.1 - Introdução.....	01
1.2 - Objetivos.....	03
1.3 - Metodologia	03
1.4 - Organização do Trabalho	04
1.5 - Referências	06

CAPÍTULO 2

2. TENDÊNCIAS SOBRE O DESENVOLVIMENTO DE ANTENAS COMPACTAS NAS ÚLTIMAS DÉCADAS	09
2.1 - Introdução	09
2.2 - Aspectos sobre o desenvolvimento de antenas compactas a partir dos anos 50	10
2.2.1 Antena de microfita	10
2.2.2 Métodos numéricos aplicados em antenas	11
2.2.3 Métodos de otimizaçã	11

2.3 - Tendências sobre o desenvolvimento de antenas compactas	12
2.3.1 Antenas <i>UWB</i>	12
2.3.2 Metamateriais aplicados em antenas	13
2.3.3 <i>Witricity</i>	14
2.3.4 Antenas para o sistema <i>MIMO</i>	15
2.4 - Técnicas de otimização de antenas compactas	16
2.5 - Técnicas para redução das dimensões de antenas compactas	18
2.5.1 Carregamento capacitivo ou indutivo	18
2.5.2 Aumento da constante dielétrica ou magnética	19
2.5.3 Acrescentar plano de terra	20
2.5.4 Acrescentar curtos-circuitos no elemento radiador	22
2.6 - Conclusão	23
2.7 - Referências	24

CAPÍTULO 3

3. ANTENA <i>W-BFMA</i>: ANÁLISE E OTIMIZAÇÃO	29
3.1 - Introdução	29
3.2 - A estrutura geométrica da antena <i>W-BFMA</i>	30
3.2.1 A antena <i>BFMA</i>	31
3.3 - A metodologia aplicada à antena <i>W-BFMA</i>	33
3.3.1 Introdução ao <i>MoM</i> aplicado à antena <i>W-BFMA</i>	33
3.4 - Resultados da otimização, antena <i>W-BFMA</i> , método paramétrico	37
3.4.1 Impedância de entrada, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, método paramétrico ..	39
3.4.2 Perda de retorno, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, método paramétrico	40
3.4.3 Diretividade e ganho, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, método paramétrico	43
3.4.4 Diagrama de radiação, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, método paramétrico	45
3.4.4.1 Diagrama de radiação, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, plano $x-z$ ($\phi = 0^\circ$), método paramétrico	46
3.4.4.2 Diagrama de radiação, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, plano $y-z$ ($\phi = 90^\circ$), método paramétrico	47

3.5 - Análise da antena <i>W-BFMA</i> otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω, método paramétrico	47
3.5.1 Perda de retorno, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω, método paramétrico	48
3.5.2 Diretividade D_x e D_y , antena <i>W-BFMA</i> otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω, método paramétrico	49
3.5.3 Diagrama de radiação, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω, método paramétrico	51
3.5.3.1 Diagrama de radiação, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω, plano $x-z$ ($\phi = 0^\circ$), método paramétrico	51
3.5.3.2 Diagrama de radiação, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω, plano $y-z$ ($\phi = 90^\circ$), método paramétrico	52
3.6 - Método de otimização <i>hill climbing</i> aplicado à antena <i>W-BFMA</i>	54
3.6.1 Introdução ao método <i>hill climbing</i>	54
3.6.2 Resultados da otimização, antena <i>W-BFMA</i> , método <i>hill climbing</i>	56
3.6.3 Análise da antena <i>W-BFMA</i> otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω, método <i>hill climbing</i>	57
3.6.4 Perda de retorno, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω, método <i>hill climbing</i>	57
3.6.5 Diretividade D_x e D_y , antena <i>W-BFMA</i> otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω, método <i>hill climbing</i>	58
3.6.6 Diagrama de radiação, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω, método <i>hill climbing</i>	60
3.6.6.1 Diagrama de radiação, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω, plano $x-z$ ($\phi = 0^\circ$), método <i>hill climbing</i>	60
3.6.6.2 Diagrama de radiação, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω, plano $y-z$ ($\phi = 90^\circ$), método <i>hill climbing</i>	61
3.7 - Introdução ao método algoritmo genético	63
3.7.1 Resultados da otimização, antena <i>W-BFMA</i> , método algoritmo genético ...	63
3.7.2 Análise da antena <i>W-BFMA</i> otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω, método algoritmo genético	65
3.7.3 Perda de retorno, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω, método algoritmo genético	65

3.7.4 Diretividade D_x e D_y , antena <i>W-BFMA</i> otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω, método algoritmo genético	66
3.7.5 Diagrama de radiação, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω, método algoritmo genético	67
3.7.5.1 Diagrama de radiação, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω, plano $x-z$ ($\phi = 0^\circ$), método algoritmo genético	68
3.7.5.2 Diagrama de radiação, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω, plano $y-z$ ($\phi = 90^\circ$), método algoritmo genético	69
3.8 - Trabalhos publicados em função da otimização da antena <i>W-BFMA</i>	71
3.9 - Conclusões	72
3.10 - Referências	75

CAPÍTULO 4

4. ANTENAS MONOPOLOS PLANOS DE BANDA ULTRA-LARGA (<i>UWB</i>): ANÁLISE E OTIMIZAÇÃO	79
4.1 - Introdução	79
4.2 - Introdução à antena <i>UWB</i>	80
4.3 - Estrutura geométrica, antena <i>UWB</i> monopolo plano com fenda no plano de terra	81
4.4 - Parâmetros investigados, antena <i>UWB</i> monopolo plano com fenda no plano de terra	82
4.5 - Resultados teóricos, antena <i>UWB</i> monopolo plano com fenda no plano de terra	83
4.5.1 Perda de retorno, antena <i>UWB</i> monopolo plano com fenda no plano de terra	84
4.5.2 Diagrama de radiação, antena <i>UWB</i> monopolo plano com fenda no plano de terra	85
4.5.2.1 Diagrama de radiação, antena <i>UWB</i> monopolo plano com fenda no plano de terra, plano $x-y$, frequências 4GHz, 7GHz, 10 GHz	85
4.5.2.2 Diagrama de radiação, antena <i>UWB</i> monopolo plano com fenda no plano de terra, plano $x-z$, frequências 4GHz, 7GHz e 10GHz	87

4.5.3 Ganho, antena <i>UWB</i> monopolo plano com fenda no plano de terra	88
4.5.4 Distribuição de Corrente na superfície, antena <i>UWB</i> monopolo plano com fenda no plano de terra	89
4.6 - Estrutura geométrica, antena <i>UWB</i> monopolo plano, plano de terra truncado	90
4.7 - Parâmetros investigados, antena <i>UWB</i> monopolo plano com plano de terra truncado	91
4.8 - Resultados teóricos e experimentais, antena <i>UWB</i> monopolo plano com plano de terra truncado	93
4.8.1 Perda de retorno, simulada e medida, antena <i>UWB</i> monopolo plano com plano de terra truncado	95
4.8.2 Diagrama de radiação, antena <i>UWB</i> monopolo plano com plano de terra truncado	96
4.8.2.1 Diagrama de radiação, antena <i>UWB</i> monopolo plano com plano de terra truncado, plano <i>x-y</i> , frequências 4GHz, 7GHz, 10GHz	96
4.8.2.2 Diagrama de radiação, antena <i>UWB</i> monopolo plano com plano de terra truncado, plano <i>y-z</i> , frequências 4GHz, 7GHz, 10GHz	97
4.8.3 Ganho, antena <i>UWB</i> monopolo plano com plano de terra truncado	99
4.8.4 Distribuição de corrente na superfície, antena <i>UWB</i> monopolo plano com plano de terra truncado	100
4.9 - Trabalhos publicados em função da otimização de antenas <i>UWB</i>	102
4.10 - Conclusões	102
4.11 - Referências	104

CAPÍTULO 5

5. CONCLUSÕES	111
5.1 - Conclusões gerais	111
5.2 - Análises comparativas do resultado da otimização da antena <i>W-BFMA</i> nos diferentes métodos de otimização	116
5.3 - Análises do resultado da otimização da antena <i>UWB</i> monopolo plana em diferentes estruturas	118
5.4 - Sugestões para trabalhos futuros	119
5.5 - Publicações objeto da pesquisa	119
5.6 - Referências	121
5.7 - Agradecimentos finais	122

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Fig. 2.1: Estrutura de uma antena <i>PIFA</i>	21
Fig. 3.1: Estrutura da antena <i>W-BFMA</i> .	31
Fig. 3.2: Estrutura da antena original <i>BFMA</i> .	32
Fig. 3.2.1: Plano de terra da antena original <i>BFMA</i> .	33
Fig. 3.3: Curvas da impedância de entrada, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, $Z_{in} = 150\Omega$ e $BW = 56\%$, método paramétrico.	40
Fig. 3.4: Curva da perda de retorno, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, $Z_{in} = 150\Omega$ e $BW = 56\%$, método paramétrico.	42
Fig. 3.5: Curva da diretividade D_x , antena <i>W-BFMA</i> otimizada, $Z_{in} = 150\Omega$ e $BW = 56\%$, método paramétrico.	44
Fig. 3.6: Curva da diretividade D_y , antena <i>W-BFMA</i> otimizada, $Z_{in} = 150\Omega$ e $BW = 56\%$, método paramétrico.	45
Fig. 3.7: Curva do diagrama de radiação, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, plano $x-z$, $Z_{in} = 150\Omega$ e $BW = 56\%$, método paramétrico.	46
Fig. 3.8: Curva do diagrama de radiação, antena <i>W-BFMA</i> otimizada, plano $y-z$, $Z_{in} = 150\Omega$ e $BW = 56\%$, método paramétrico.	47
Fig. 3.9: Curvas da perda de retorno, antena <i>W-BFMA</i> otimizada: (a) $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 8,74\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$ e $BW = 29,25\%$, método paramétrico.	49
Fig. 3.10: Curvas da diretividade D_x , antena <i>W-BFMA</i> otimizada: (a) $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 8,74\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$ e $BW = 29,25\%$, método paramétrico.	50
Fig. 3.11: Curva da diretividade D_y , antena <i>W-BFMA</i> otimizada, $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 8,74\%$, método paramétrico.	50
Fig. 3.12: Curvas do diagrama de radiação E_ϕ , antena <i>W-BFMA</i> otimizada, plano $x-z$: (a) $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 8,74\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$ e $BW = 29,25\%$, método paramétrico.	51
Fig. 3.13: Curvas do diagrama de radiação E_θ , antena <i>W-BFMA</i> otimizada, plano $x-z$: (a) $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 8,74\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$ e $BW = 29,25\%$, método paramétrico.	52
Fig. 3.14: Curvas do diagrama de radiação E_ϕ , antena <i>W-BFMA</i> otimizada, plano $y-z$: (a) $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 8,74\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$ e $BW = 29,25\%$, método paramétrico.	53
Fig. 3.15: Curvas do diagrama de radiação E_θ , antena <i>W-BFMA</i> otimizada, plano $y-z$: (a) $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 8,74\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$ e $BW = 29,25\%$, método paramétrico.	53

- Fig. 3.16: Curvas da perda de retorno, antena *W-BFMA* otimizada: (a) $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 12,31\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$ e $BW = 67,67\%$, método *hill climbing*. 58
- Fig. 3.17: Curvas da diretividade D_x , antena *W-BFMA* otimizada: (a) $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 12,31\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$ e $BW = 67,67\%$, método *hill climbing*. 59
- Fig. 3.18: Curvas da diretividade D_y , antena *W-BFMA* otimizada: (a) $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 12,31\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$ e $BW = 67,67\%$, método *hill climbing*. 59
- Fig. 3.19: Curvas do diagrama de radiação E_ϕ , antena *W-BFMA* otimizada, plano $x-z$: (a) $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 12,31\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$ e $BW = 67,67\%$, método *hill climbing*. 60
- Fig. 3.20: Curvas do diagrama de radiação E_θ , antena *W-BFMA* otimizada, plano $x-z$: (a) $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 12,31\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$ e $BW = 67,67\%$, método *hill climbing*. 61
- Fig. 3.21: Curvas do diagrama de radiação E_ϕ , antena *W-BFMA* otimizada, plano $y-z$: (a) $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 12,31\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$ e $BW = 67,67\%$, método *hill climbing*. 62
- Fig. 3.22: Curvas do diagrama de radiação E_θ , antena *W-BFMA* otimizada, plano $y-z$: (a) $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 12,31\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$ e $BW = 67,67\%$, método *hill climbing*. 62
- Fig. 3.23: Curvas da perda de retorno, antena *W-BFMA* otimizada: (a) $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 11,78\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$ e $BW = 52,82\%$, método algoritmo genético. 66
- Fig. 3.24: Curvas da diretividade D_x , antena *W-BFMA* otimizada: (a) $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 11,78\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$ e $BW = 52,82\%$, método algoritmo genético. 66
- Fig. 3.25: Curvas da diretividade D_y , antena *W-BFMA* otimizada: (a) $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 11,78\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$ e $BW = 52,82\%$, método algoritmo genético. 67
- Fig. 3.26: Diagrama de radiação E_ϕ , antena *W-BFMA* otimizada, plano $x-z$: (a) $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 11,78\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$ e $BW = 52,82\%$, método algoritmo genético. 68
- Fig. 3.27: Diagrama de radiação E_θ , antena *W-BFMA* otimizada, plano $x-z$: (a) $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 11,78\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$ e $BW = 52,82\%$, método algoritmo genético. 69
- Fig. 3.28: Diagrama de radiação E_ϕ , antena *W-BFMA* otimizada, plano $y-z$: (a) $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 11,78\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$ e $BW = 52,82\%$, método algoritmo genético. 69
- Fig. 3.29: Diagrama de radiação E_θ , antena *W-BFMA* otimizada, plano $y-z$: (a) $Z_{in} = 50\Omega$ e $BW = 11,78\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$ e $BW = 52,82\%$, método algoritmo genético. 70
- Fig. 4.1: Estrutura geométrica, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra. 82
- Fig. 4.2: Três diferentes configurações do *patch* e fenda no plano de terra investigados. 83
- Fig. 4.3: Curvas da perda de retorno versus frequências, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra (*shapes* 1, 2 e 3). 85

- Fig. 4.4: Curvas do diagrama de radiação, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra, plano x - y , frequências: (a) 4GHz, (b) 7GHz e (c) 10GHz. 86
- Fig. 4.5: Curvas do diagrama de radiação, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra, plano x - z , frequências: (a) 4GHz, (b) 7GHz e (c) 10GHz. 87
- Fig. 4.6: Curva do ganho, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra, direção do plano x - z ($\theta = 45^\circ$). 88
- Fig. 4.7: Distribuição de corrente na superfície do *patch*, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra, escala logarítmica, frequência 7GHz. 89
- Fig. 4.8: Distribuição de corrente na fenda do plano de terra, antena *UWB* monopolo plano, escala logarítmica, frequência 7GHz. 89
- Fig. 4.9: Estrutura geométrica da antena *UWB* monopolo plano, plano de terra truncado. 90
- Fig. 4.10: Curvas da perda de retorno simulada para diferentes valores de W_p , com $R_g = 18\text{mm}$, $h = 0.2\text{mm}$. 92
- Fig. 4.11: Curvas da perda de retorno simulada para diferentes valores de h , com $R_g = 18\text{mm}$, $W_p = 11\text{mm}$. 92
- Fig. 4.12(a): Fotos das vistas: superior e inferior do protótipo, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado. 94
- Fig. 4.12(b): Foto do protótipo, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado durante o processo de medição. 94
- Fig. 4.13: Curvas da perda de retorno simulada e medida, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado. 95
- Fig. 4.14: Curvas do diagrama de radiação, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado, plano x - y , frequências: (a) 4GHz, (b) 7GHz e (c) 10GHz. 97
- Fig. 4.15: Curvas do diagrama de radiação, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado, plano y - z , frequências: (a) 4GHz, (b) 7GHz e (c) 10GHz. 98
- Fig. 4.16(a): Curva do ganho simulado, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado, direção do eixo- y . 99
- Fig. 4.16(b): Curva do ganho simulado, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado, direção do eixo- x . 100
- Fig. 4.17(a): Distribuição de corrente na superfície, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado, frequência 7GHz, vista parcial no *patch*. 101
- Fig. 4.17(b): Distribuição de corrente na superfície, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado, frequência 7GHz, vista total no *patch*. 101

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1: Parâmetros da antena <i>W-BFMA</i> otimizada, método paramétrico.	38
Tabela 3.2: Parâmetros da antena <i>W-BFMA</i> otimizada sem restrições nas dimensões, método paramétrico.	39
Tabela 3.3: Passos usados no processo de otimização, método <i>hill climbing</i> .	56
Tabela 3.4: Parâmetros da antena <i>W-BFMA</i> otimizada, método <i>hill climbing</i> .	57
Tabela 3.5: Parâmetros da antena <i>W-BFMA</i> otimizada, método algoritmo genético.	65
Tabela 4.1: Parâmetros geométricos investigados, antena <i>UWB</i> monopolo plano com fenda no plano de terra.	83
Tabela 4.2: Parâmetros otimizados, antena <i>UWB</i> monopolo plano com fenda no plano de terra.	84
Tabela 4.3: Parâmetros otimizados, antena <i>UWB</i> monopolo plano com plano de terra truncado.	93
Tabela 5.1: Antena <i>W-BFMA</i> otimizada na impedância de 50Ω .	116
Tabela 5.2: Antena <i>W-BFMA</i> otimizada na impedância de 75Ω .	116
Tabela 5.3: Antena <i>W-BFMA</i> otimizada na impedância de 300Ω .	117

LISTA DE ABREVIACOES

BFDA	Built-in Folded Dipole Antenna
BFMA	<i>Built-in Folded Monopole Antenna</i>
CST	Computer Simulation Technology
EPSO	Evolutionary Particle Swarm Optimization
FCC	<i>Federal Communication Commission</i>
FDM	Método das Diferenças Finitas
FDTD	Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo
FEM	Método dos Elementos Finitos
GA	Genetic Algorithm
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
IE3D	<i>Planar and 3D Electromagnetic Simulation and Optimization Package</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
EMI	Electromagnetics Interface
ISM	<i>Industrial, Scientific and Medical</i>
Matlab	<i>Matrix Laboratory</i>
MIMO	<i>Multiple-Input and Multiple-Output</i>
MoM	<i>Method of Moments</i> (Método dos Momentos)
PCI	Placa de Circuito Impresso
PIFA	<i>Planar Inverted-F Antenna</i>
PPGEE	Programa de Ps-Graduao em Engenharia Elétrica
PSO	<i>Particle Swarm Optimization</i> (Enxame de Partículas)
SAR	<i>Signal Absorption Rate</i>
SISO	<i>Single-Input and Single-Output</i>
W-BFMA	<i>Wire Built-in Folded Monopole Antenna</i>
Wi-Fi	<i>Wireless Fidelity</i> , estabelecimento da família <i>IEEE</i> 802.11 para padrão de aparelho <i>WPLAN</i>
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
WPLAN	<i>Wireless Personal Local Area Network</i>
UWB	<i>Ultra-WideBand Antennas</i>

RESUMO

Nos últimos anos, com o surgimento de novos serviços e equipamentos para o sistema de comunicação móvel com maiores larguras de banda de operação e ocupando espaços cada vez menores, o desenvolvimento de novas antenas de bandas largas e com dimensões pequenas se tornou um dos principais desafios das pesquisas na área de antenas. Neste trabalho, duas estruturas de antenas de bandas largas e dimensões reduzidas foram analisadas e otimizadas. Na primeira parte, a antena filamentar monopolo dobrado (*Wire Built-in Folded Monopole Antenna, W-BFMA*) foi investigada e teve sua largura de banda otimizada, conectada a linha de alimentação em diferentes impedâncias. Para modelar a estrutura da antena *W-BFMA* foi usado o método numérico dos momentos (*Method of Moments - MoM*), e para sua otimização os métodos: paramétrico, *hill climbing* e algoritmo genético (AG). Programas computacionais baseados na linguagem *Matlab* foram desenvolvidos para modelagem, otimização e cálculos das principais curvas características da antena *W-BFMA*. Na segunda parte, duas diferentes configurações de antenas monopolos planos usando a tecnologia de banda ultra-larga (*Ultra-Wideband Antenna, UWB*) foram investigadas e otimizadas com a ajuda do programa comercial *Computer Simulation Technology (CST) Microwave Studio*. Ambas as antenas *UWB* foram alimentadas por uma linha de microfita (*microstrip line*) na impedância de 50Ω . A antena *UWB* que apresentou melhor resultado teve o seu protótipo construído, as principais curvas características, tais como: perda de retorno, ganho, distribuição de corrente e diagrama de radiação foram analisadas. Os resultados simulados foram comparados com resultados obtidos experimentalmente.

PALAVRAS-CHAVE: Antena filamentar monopolo dobrado, antena de banda larga, antena *W-BFMA*, métodos numéricos, *MoM*, métodos de otimização, antena de banda ultra-larga (*UWB*), linha alimentação de microfita, antena *UWB* com plano de terra truncado, algoritmo genético, *hill climbing*.

ABSTRACT

In the last years, with the sprouting of new services and devices for the system of mobile communication that have large bandwidths of operation band frequency and occupying small volumes, the development of new antennas of broad bands and with reduced dimensions if became one of the main challenges of the research in the field of antennas. In the present work, two structures of large bandwidth antennas and dimensions reduced had been analyzed and optimized. In the first part, the wire built-in folded monopole antenna (W-BFMA) was investigated and optimized in different feeding impedances. For modeling of antenna structure W-BFMA the numerical method of moments (MoM) was used, and for its optimization the methods: parametric, hill climbing and genetic algorithm (GA) were used. Computational programs based in the Matlab language had been developed for modeling, optimizing, and generation of the main characteristic curves of the antenna. In the second part, two different configurations of planar monopole antennas using the technology ultra-wideband (UWB) had been investigated and optimized with the aid of commercial program CST - Microwave Studio. Both UWB antennas had been fed by a line of microstrip in the impedance of 50Ω . The UWB antenna with the small return loss was constructed and measured experimentally. The main characteristic curves of the antenna as return losses, gain and radiation patterns had been analyzed. The simulated results had been compared with the measured results.

KEYWORDS: Folded Wire monopole antenna, broadband antenna, W-BFMA antennas, numerical methods, MoM, optimization methods, ultra-wideband (UWB) antenna, microstrip-fed, truncated ground plane UWB antenna, genetic algorithm, hill climbing.

CAPÍTULO 1

1. INTRODUÇÃO

1.1 Introdução

Em um projeto de telecomunicações sem fios, a antena tem uma importância fundamental. Apesar de não ser o equipamento mais caro do projeto, uma antena mal projetada ou mesmo mal instalada poderá prejudicar o desempenho do equipamento mais caro, o transmissor. Problema de projeto ou má instalação poderá igualmente prejudicar um aparelho receptor moderno como são os aparelhos celulares de última geração, computadores pessoais, televisões de alta definição (*High Definition - HD*), etc.

Projetar antenas requer compromissos entre suas dimensões geométricas (volume ocupado) e suas principais características eletromagnéticas. Parâmetros como a frequência de operação do transmissor, quantidade de potência a ser radiada e direção geral de propagação do sinal (ou direção geral de recebimento) determinam o tipo, tamanho e forma da antena a ser usada, como também suas principais características eletromagnéticas, tais como: casamento de impedância, perda de retorno, largura de banda de impedância, diagrama de radiação, ganho, eficiência, etc.

A integração de vários serviços que geralmente ocupam faixas de frequência diferentes em um mesmo aparelho é um desafio para os projetistas de antenas, em especial, por causa da limitação da largura de banda de antenas compactas como também do espaço limitado disponível para a antena nos equipamentos de telecomunicações, em virtude da tendência à miniaturização desses equipamentos. Um exemplo típico são os aparelhos celulares, onde a antena tem que apresentar dimensões geométricas pequenas, boa fonte de radiação de energia, maior largura de banda de impedância, alta eficiência (um mínimo de perdas) e baixa taxa de absorção de sinal (*Signal Absorption Rate - SAR*), ou seja, limitação de potência de sinal na cabeça do usuário. É de conhecimento da literatura sobre antenas que antena com tamanho pequeno tem geralmente largura de banda estreita [1].

Várias técnicas convencionais são usadas para projetar antenas compactas e com banda larga. Uma delas é ir dobrando a estrutura física da antena para que a corrente percorra uma distância maior do que se a antena estivesse completamente linear. Esse procedimento faz com que as antenas tenham um comprimento elétrico maior do que o comprimento físico [2]. Outra técnica é aumentar a largura do elemento radiador quando o radiador é em forma de fita, ou o seu diâmetro quando em forma de fios condutores [3]. Aumentar a altura da antena com relação ao plano de terra também aumenta a largura de banda até certo limite [4]. Introduzir elementos parasitas para criarem bandas ressonantes adicionais, e em seguida, se ajustar essas bandas para formar uma única banda larga (banda com dimensão maior) [5], [6]. Outras técnicas convencionais de redução das dimensões de antenas compactas são apresentadas no Capítulo 2.

A aplicação de métodos numéricos [7] - [10] visando à modelagem de estruturas complexas de antenas, e os métodos de otimização [11], [12] para melhoria de suas características eletromagnéticas e redução de suas dimensões têm contribuído para o desenvolvimento de antenas compactas. Com esses métodos, o projetista poderá desenvolver seus próprios programas computacionais, ou então, adquirir licença de programas comerciais baseados nesses métodos, como por exemplo: *Planar and 3D Electromagnetic Simulation and Optimization Package - IE3D* (baseado no método dos momentos - *MoM*); *Computer Simulation Technology AG - CST* (baseado no método das diferenças finitas no domínio do tempo - *FDTD*); *High Frequency Structure Simulator - HFSS* (baseado no método dos elementos finitos - *FEM*), *COMSOL Multiphysics Modeling and Simulation* (baseado método dos elementos finitos - *FEM*), e outros [13].

Para vencer o desafio de projetar antenas cada vez menores, sem perder as características eletromagnéticas desejadas, pesquisas com novos recursos materiais e novas tecnologias são cada vez mais exploradas. Entre os recursos materiais ultimamente pesquisados, se tem a aplicação de metamateriais em antenas, brevemente comentados no Capítulo 2 [14], [15].

1.2 Objetivos

Esse trabalho tem como objetivos principais a análise e otimização de antenas compactas de microondas de banda larga e banda ultra-larga (*UWB*). Na primeira parte, foi analisada uma antena filamentar monopolo dobrado com os elementos radiadores em forma de fios condutores paralelos, *Wire Built-in Folded Monopole Antenna (W-BFMA)*, que teve como origem os artigos [16], [17]. Essa antena foi modelada pelo método dos momentos, otimizada pelos métodos: paramétrico, *hill climbing* e algoritmo genético, conectada com impedâncias da linha de alimentação de 50, 75, 150 e 300 Ω . Programas computacionais foram desenvolvidos na linguagem *Matlab*, tanto para a modelagem da estrutura da antena como para a sua otimização. Os programas desenvolvidos foram validados pelo *software* comercial *IE3D Zeland 2006* [18]. As principais curvas características foram calculadas, analisadas e comparadas nos três métodos de otimização.

Na segunda parte, duas estruturas de antenas na tecnologia *Ultra-Wideband Antennas - UWB*, [19] - [21] foram investigadas e otimizadas. As antenas *UWB* tiveram como referências os artigos publicados [22] - [25]. A primeira configuração analisada foi a antena *UWB* monopolo plano que tem o plano de terra com fenda central onde o elemento radiador (*patch*) é inserido, enquanto que a segunda estrutura analisada, foi a antena *UWB* monopolo plano com o plano de terra truncado. Depois de otimizada, a antena *UWB* monopolo plano com o plano de terra truncado apresentou melhor desempenho com relação à perda de retorno. O protótipo dessa antena foi construído, e os resultados obtidos experimentalmente foram comparados com os resultados calculados pelo *software* comercial *Computer Simulation Technology (CST) Microwave Studio*, 2009 [26].

1.3 Metodologia

A escolha do método numérico, entre os vários métodos disponíveis na literatura científica para a resolução de problemas envolvendo eletromagnetismo, está geralmente relacionada com parâmetros, tais como: o tipo da equação a ser usado, o domínio de definição do problema, a margem de erro admissível, e a complexidade da estrutura a ser modelada. Se a equação for diferencial no domínio do tempo, normalmente se escolhe o método numérico

das diferenças finitas no domínio do tempo (*Finite-Difference Time-Domain, FDTD*). Caso o domínio seja a frequência e a equação do tipo integral, pode-se escolher o método dos elementos finitos (*Finite Element Method - FEM*), que admite resolução tanto com a equação integral como a diferencial, ou o método dos momentos (*Method of Moments - MoM*). Vale ressaltar que as equações no domínio da frequência poderão ser convertidas para o domínio do tempo, e vice-versa, usando-se a transformada de *Fourier*.

Para modelagem, cálculo das principais curvas características e análise da antena *W-BFMA* foi escolhido o método numérico dos momentos, uma vez que a estrutura da antena não é complexa nem há necessidade de resultados com margem de precisão estreitas. Os programas computacionais foram desenvolvidos na linguagem *Matlab* e validados pelo *software* comercial *IE3D*. Já para a otimização das antenas na tecnologia *UWB* foi usado unicamente o *software* comercial *CST* e o método paramétrico. No uso dos métodos numéricos para modelagem das estruturas das antenas, outro fator importante a ser considerado é a capacidade computacional existente e tempo disponível.

1.4 Organização do trabalho

Esse trabalho é constituído por cinco Capítulos. No Capítulo 2 é feito um breve histórico sobre o desenvolvimento das antenas compactas a partir dos anos 50. É apresentada uma breve introdução das tecnologias mais recentes envolvendo aplicações com antenas e teoria eletromagnética. Em seguida são apresentadas algumas técnicas de otimização da largura de banda, e técnicas de redução das dimensões de antenas compactas.

No Capítulo 3 é apresentada a antena *W-BFMA*. A antena é analisada e modelada pelo método numérico dos momentos e otimizada pelos métodos: paramétrico, *hill climbing* e algoritmo genético conectada com a linha de alimentação nas impedâncias de 50, 75, 150 e 300 Ω . As curvas características da antena *W-BFMA*, tais como: impedância de entrada, perda de retorno, diretividade e o diagrama de radiação são investigados, analisados e comparados.

No Capítulo 4, duas estruturas de antenas monopolos planos na tecnologia *UWB* são investigadas e otimizadas. A primeira antena com fenda no plano de terra, e a segunda com o

plano de terra truncado. A segunda antena teve seu protótipo construído, e os resultados simulados com o *software* comercial (CST) são comparados com os resultados obtidos experimentalmente. As principais curvas características, tais como: perda de retorno, diagrama de radiação, ganho e distribuição de corrente foram analisadas e comparadas.

No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões mais relevantes, as proposições para trabalhos futuros e as publicações realizadas em função desse trabalho de pesquisa.

1.5 Referências

- [1] Constantine A. Balanis, “*Antenna Theory: Analysis and Design*”. 3rd ed., Ed. New York, John Wiley, 2005, pp. 01 - 25.
- [2] A. K. Skrivervik, J. F. Zurcher, O. Staub, and J. R. Mosig, “*PCS Antenna Design: The Challenge of Miniaturization*”. IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 43, No. 4, August 2001, pp. 12 - 27.
- [3] S. Hayashida, H. Morishita, and K. Fujimoto, “*Self-balanced wideband folded loop antenna*”. IEE Proc. -Microwave, Antennas Propag., Vol. 153, No.1, February 2006, pp. 07 - 12.
- [4] Marcelo N. Kawakatsu, Dilermando R. de Melo, Victor Dmitriev, “*Otimização por Algoritmo Genético de uma Antena Planar em F-Invertido Modificada*”. 13^o Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (SBMO) e 8^o Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMAG), 07 - 10 de setembro de 2008, Florianópolis - SC, Brasil; MOMAG 2008.
- [5] K. Oh and K. Hirasawa, “*A Dual-Band Inverted-L-Folded-Antenna with a Parasitic Wire*”. Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE 2004, pp. 3131 - 3134.
- [6] Yasuko Kimura, Yoshio Ebine, and Keizo Cho, “*Characteristics of a Dual-Feed Dipole Antenna with Parasitic Elements*”. APM C2005 Proceedings; IEEE Xplore Digital Library, IEEE 2005, pp. 01 - 03.
- [7] Matthew N. O. Sadiku, “*Elementos de Eletromagnetismo*”. 3^a edição, Editora Bookman, 2004, pp. 590 - 649.
- [8] Roger F. Harrington, “*Field Computation by Moment Methods*”. Ed. THB Macmillan Company, 1968, pp. 01 - 21; pp. 63 - 81.

- [9] J. Moore and R. Pizer, “*Moment Methods in Electromagnetics*”. Ed. New York: Research Studies Press, 1984.
- [10] M. N. O. Sadiku, “*Numerical Techniques in Electromagnetic*“. 2nd ed., Ed. New York: CRC Press, 2001.
- [11] Thomas Weise, “*Global Optimization Algorithms: Theory and Applications*”. 2nd ed., Ed. Copyright © 2006 - 2009 Thomas Weise, e-book 2009, pp. 237 - 241;
- [12] Ricardo Linden, “*Algoritmo Genético: uma importante ferramenta da inteligência computacional*”. Editora Brasport Livros e Multimídia Ltda., 2006.
- [13] Kai Fong Lee and Kwai Man Luk, “*Microstrip Patch Antennas*”. Copyright © 2011 by Imperial College Press.
- [14] B. -I. Wu, W. Wang, J. Pacheco, X. Chen, T. Grzegorzcyk, and J. A. Kong, “*A Study of Using Metamaterials as Antennas Substrate to Enhance Gain*”. Progress In Electromagnetics Research, PIER, 51; 2005, pp. 295 - 328.
- [15] Richard W. Ziolkowski, “*Metamaterial – Based Antennas: Research and Developments*”. Invited Paper; IEICE Trans. Electron., Vol. E89-C, No. 9, September 2006, pp. 1267 - 1275.
- [16] S. Hayashida, T. Tanaka, H. Morishita, and K. Fujimoto, “*Built-in folded monopole antenna for handsets*”. Electronics Letters, IEEE, Vol. 40, No. 24, November 2004, pp. 1514 - 1515.
- [17] S. Hayashida, H. Morishita, Y. Koyanagi, and K. Fujimoto, “*Characteristics built-in folded monopole antenna for handsets*”. IEEE Xplore Digital Library, IEEE 2006, pp. 33 - 36.
- [18] Software IE3D Zeland 2006. Zeland Software INC., Fremont, CA, USA; www.zeland.com.

- [19] Hans Schantz, "*The Art and Science of Ultrawideband Antennas*". Artech House antennas and propagation library, © 2005 Artech House, INC.
- [20] Jeffrey H. Reed, "*An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems*". Copyright © 2005 Pearson Education, INC.
- [21] Robert Aiello and Anuj Batra, "*Ultra Wideband Systems Technologies and Applications*". Copyright © 2006, Elsevier Inc.
- [22] Ezzeldin, A. Soliman, Walter De Raedt, and Guy A. E. Vandebosch, "*Microstrip-Fed Cusp Antenna for Ultra-wide Band Communication Systems*". International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, May 2008, pp. 33 - 38.
- [23] J. Liang, C. C. Chiau, X. Chen, and C. G. Parini, "*Printed circular disc monopole antenna for ultra-wideband applications*". Electronic Letters, Vol. 40, No. 20, September 2004.
- [24] Jianxin Liang, Lu Guo, Choo C. Chiau, and Xiaodong Chen, "*CPW-Fed Circular Disc Monopole Antenna for UWB Applications*". IEEE International Workshop on Antenna Technology, 2005, pp. 505 - 508.
- [25] Jianxin Liang, Choo C. Chiau, Xiaodong Chen, and Clive G. Parini, "*Study of a Printed Circular Disc Monopole Antenna for UWB Systems*". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 53, No. 11, November 2005, pp. 3500 - 3504.
- [26] Software CST - Microwave Studio, 2009; www.cst.com.

CAPÍTULO 2

2. TENDÊNCIAS SOBRE O DESENVOLVIMENTO DE ANTENAS COMPACTAS NAS ÚLTIMAS DÉCADAS

2.1 Introdução

Nas últimas décadas, o desafio em projetar antenas compactas tem sido principalmente em aumentar a largura de banda de impedância e reduzir o tamanho das antenas [1] - [12]. De um lado, existe a pressão do mercado (o interesse dos consumidores) em pagar por equipamentos cada vez menores e com serviços diversificados. Por outro lado, há o constante avanço do desenvolvimento científico e tecnológico, onde as pesquisas científicas são rapidamente incorporadas à tecnologia para trazer soluções e benefícios para o mercado, e conseqüentemente atrair novos investimentos. A incorporação de recursos computacionais, o uso de métodos numéricos, de métodos de otimização, e dos *softwares* comerciais, tais como: *CST*, *IE3D*, *HFSS*, *COMSOL*, etc., [13] - [20] para a modelagem das estruturas das antenas têm apresentado grandes contribuições nesse sentido. A descoberta e incorporação de novos recursos materiais que contribuem para reduzir as dimensões das antenas como também prover novas e modernas soluções tem motivado o desenvolvimento de novas pesquisas na área de antenas. Nesse Capítulo, um breve relato é feito sobre o desenvolvimento de antenas compactas a partir do surgimento da antena microfita nos anos cinqüenta. É apresentado também breve comentário sobre as tecnologias mais recentes pesquisadas que utilizam os fundamentos da teoria de antenas, tais como: antenas de banda ultra-larga (*UWB*), metamaterial aplicado em antenas, *Witricity* (tecnologia semelhante à usada em antenas magnéticas) e antenas com múltiplas entradas e múltiplas saídas (*MIMO*). Nas Seções finais, serão apresentadas técnicas usadas para aumentar a largura de banda de impedância, e técnicas usadas para reduzir as dimensões de antenas compactas.

O Capítulo 2 está dividido como seguem: na Seção 2.2 são apresentados alguns aspectos sobre o desenvolvimento de antenas compactas a partir dos anos cinqüenta. Na Seção 2.3,

tendências recentes sobre o desenvolvimento de antenas compactas (*UWB*, metamaterial, *Witricity*, *MIMO*). Em seguida, na Seção 2.4, algumas técnicas de otimização de antenas. Na Seção 2.5, técnicas para redução das dimensões de antenas compactas. E por último, na Seção 2.6, são apresentadas as principais conclusões do Capítulo 2.

2.2 Aspectos sobre o desenvolvimento de antenas compactas a partir dos anos 50

2.2.1 Antena de microfita

A antena de microfita (*microstrip antenna*), uma antena com estrutura e tecnologia inovadora, foi introduzida por *G. A. Deschamps* [10] em 1953. Projetada com pistas (trilhas) metálicas em placa de circuito impresso (PCI), tecnologia ainda não explorada para antenas na época, levou mais de duas décadas para ter aplicação prática. A antena com essa estrutura apresentou boas características mecânicas e operacionais, tais como: tamanho pequeno, perfil compacto, facilidade de instalação, adaptação em várias formas de superfícies (bom perfil aerodinâmico), relativa robustez mecânica, bom desempenho operacional, facilidade de fabricação, baixo peso, custo baixo, além de fácil integração com os circuitos dos aparelhos eletrônicos. A antena de microfita também apresentou boas características eletromagnéticas com relação à faixa de frequências de ressonâncias, tipos de polarização, impedância de entrada e diagrama de radiação. Suas principais desvantagens foram: potência e eficiência baixa, largura de banda de impedância estreita e fator de qualidade de radiação alto, características essas que têm sido objeto de investigação por partes dos pesquisadores nos últimos anos [12], [13]. As antenas de microfita apresentaram bom desempenho dentro da tolerância para aplicações em comunicações por aviões, naves espaciais, em satélites, mísseis, rádios móveis, sistemas de telecomunicações sem fios, aparelhos celulares, laptops, etc. O desenvolvimento e aplicação dos métodos numéricos e de otimização têm proporcionado à antena de microfita grandes melhorias operacionais. A antena plana F-invertido (*PIFA*) é uma antena de microfita muito usada em aparelhos celulares e laptop. A antena de banda ultra-larga (*UWB*) como também a antena *MIMO*, a serem comentadas nas Seções futuras, são antenas projetadas em placas de circuito impresso, e portanto, antena de microfita.

2.2.2 Métodos numéricos aplicados em antenas

Nos anos 60, o aumento da velocidade e capacidade da memória dos computadores, além da redução de seu tamanho, proporcionaram a utilização dos métodos numéricos para resolução de problemas de eletromagnetismo que eram muito trabalhosos pelos métodos convencionais (métodos analíticos). Em função disso, houve um avanço significativo no projeto e desenvolvimento de antenas, tais como: simulação antes de fabricação, redução no tempo de fabricação, obtenção de melhores desempenhos, possibilidade de diversificação de formas, tamanhos e aplicações, melhorias em suas características eletromagnéticas, mecânicas e de materiais, e principalmente grande redução nos custos de projeto e fabricação. Entre os métodos numéricos mais usados nessa atividade, pode-se citar: o Método dos Momentos (*MoM*) que é usado em problemas de eletromagnetismo com as Equações de Maxwell geralmente na forma integral e comumente no domínio da frequência. O Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (*FDTD*) que é usado para equações geralmente diferenciais e no domínio do tempo. O Método dos Elementos Finitos (*FEM*) que é usado tanto em equações diferenciais como em equações integrais. O *FEM* é geralmente aplicado em problemas complexos ou quando se deseja uma resposta com margem de erro bastante estreita [13] - [17]. Em função da aplicação desses métodos, alguns *softwares* comerciais foram desenvolvidos para análise e modelagem nos projetos de antenas, tais como: o *software IE3D* da *Zeland* baseado no *MoM*; o *software CST* baseado no método *FDTD*, o *software COMSOL Multiphysics Modeling and Simulation* baseado no método *FEM*, e o *software HFSS* também baseado no método *FEM* [18].

2.2.3 Métodos de otimização

Em seguida à inclusão dos métodos numéricos (métodos de modelagens de estruturas) na análise de antenas, os métodos de otimização também foram usados. Entre vários desses métodos usados em projetos de antenas, se podem citar: o método *Hill Climbing*, Algoritmo Genético (*Genetic Algorithmic - GA*), Enxame de Partículas (*Particle Swarm Optimization - PSO*), Enxame de Partículas Inteligentes (*Evolutionary Particle Swarm Optimization - EPSO*), Teoria do Caos (*Chaos Theory*), e outros [19] - [21]. Como resultado, as buscas por

resultados ótimos passaram a ser realizados com o auxílio de programas computacionais, o que significa uma enorme redução do tempo de projeto, desenvolvimento de novos modelos e principalmente redução de custos de fabricação das antenas. Além disso, tornando o lançamento dos novos produtos mais rápidos e com preços mais acessíveis ao mercado.

2.3 Tendências recentes sobre o desenvolvimento de antenas compactas

Nas décadas mais recentes, outros temas igualmente importantes sobre as antenas foram direcionadas para antenas de banda larga ou multibanda, e para tecnologias baseadas na intensificação e diversificação do uso das telecomunicações sem fios (*wireless*). Entre as pesquisas mais recentes se podem citar: antenas *UWB*, *witricity*, antenas *MIMO*, uso de metamateriais aplicados em eletromagnetismo, etc. Nas Seções 2.3.1 - 2.3.3 são feitas introduções sobre esses temas aplicados a eletromagnetismo.

2.3.1 Antenas *UWB*

As antenas de banda ultra-larga (*Ultra-Wideband Antennas - UWB*) [22] - [24] são antenas, que entre outras aplicações, se pretende usá-las com a função de substituir os cabos de telecomunicações (transportadores de sinais eletrônicos / informações) entre aparelhos eletrônicos em distâncias pequenas (em torno de 10m), preferencialmente em ambientes fechados (*indoor*) como em residências e escritórios. Em outras palavras, para substituir os fios e cabos que transportam sinais de telecomunicações e interligam os vários equipamentos eletrônicos chamados periféricos, tais como: computador, impressora, *scanner*, modem, sistema de som, projetor de vídeo, televisão, caixas de som, computadores em redes, telefones celulares, etc. Essa tecnologia foi criada para trabalhar na faixa de frequência de (3,1 - 10,6)GHz, e compartilhar essa banda de frequência com a frequência de outros serviços já estabelecidos pelas agências reguladoras, sem provocar interferências, tais como: *Wi-Fi* (*Wireless Fidelity*) que usa o padrão da família *IEEE 802.11* para aparelhos *WPLAN*, *WiWAX* (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*), e *ISM band* que usa a faixa de frequência de 2,4GHz e 5,8GHz para atividades médicas, industrial e científicas. A antena

UWB trabalha com nível de potência muito baixo, na ordem de $-41\text{dBm} / \text{MHz}$ com distância pequena e em ambiente fechado, o que reduz a possibilidade de interferência com serviços já estabelecidos no mesmo espectro da banda de frequência. Para se evitar que o sinal transmitido seja detectado por fontes não desejáveis, a informação é transmitida em forma de pulsos, ao contrário do sistema de transmissão convencional que é sinusoidal. Considerando um nível de perda de retorno de -10dB , a largura de banda de impedância relativa para antenas na tecnologia *UWB* foi estabelecida para valores acima de 20%. Para uso do serviço *UWB* não há necessidade de obter licença nas agências reguladoras [24], [25].

2.3.2 Metamateriais aplicados em antenas

Metamateriais são arranjos (ou compostos) de estruturas periódicas que apresentam propriedades atípicas, como o índice de refração negativo $N = \pm \sqrt{\mu\epsilon}$, cuja característica não é encontrada em material existente na natureza. Os parâmetros constitutivos do meio macroscópico como a permissividade elétrica ϵ e a permeabilidade magnética μ usados para classificar os materiais também se aplicam aos metamateriais, como seguem. Se ambas as permissividade e permeabilidade complexas têm a parte real positiva, o meio é chamado de duplamente positivo (*Double Positive, DPS*) como é a maioria dos materiais existentes na natureza, e o material é classificado como dielétrico. Se ambas as partes real dos parâmetros ϵ e μ forem negativos, meio duplamente negativo (*Double Negative, DNG*), o material é chamado de metamaterial, tipo de material não encontrado na natureza, mas que pode ser construído fisicamente. Se apenas a permissividade é negativa, épsilon negativo (*epsilon negative, ENG*), o material é classificado como plasma. A camada do plasma existente na ionosfera apresenta esse comportamento nas frequências de radio e nas frequências ópticas. Se a permeabilidade é negativa, mi-negativo (*Mu-Negative, MNG*), o material é classificado como ferromagnético (*Gyrotropic*). Para atingir valores negativos de ambos os parâmetros constitutivos do meio ϵ e μ , os metamateriais devem ser dispersivos, isto é, sua permissividade e permeabilidade dependem da frequência. A permissividade elétrica negativa pode ser obtida com um arranjo de um fio metálico longo e fino na escala nanométrica servindo como ressonador elétrico. Semelhante as características elétricas do plasmônio no metal, a permissividade do meio negativo significa a frequência do plasma. Pelo ajustamento

da geometria dos fios e a distância entre eles, a frequência do plasma pode ser reduzida para uma região abaixo da frequência de microondas. O uso de revestimento de metamaterial para melhorar a radiação e fazer o casamento de pequenas antenas dipolos elétricas e dipolos magnéticos têm sido defendidos [26]. Materiais com ϵ ou μ negativos, ou ambos negativos, interagindo com materiais com ϵ e μ positivos (dielétricos), têm grande potencial para aumentar o ganho e largura de banda, e reduzir dimensões de antenas compactas. Já os materiais ϵ e μ com partes reais iguais a zero ou próximo de zero não apresentam características de ressonância, mas podem aumentar a largura de banda e reduzir perdas quando interagem com outros materiais. De um modo geral, os metamateriais devem ser usados em antenas para transformar parte da energia armazenada na sua estrutura, energia dos campos próximos, ou seja, energia reativa em energia radiada, e assim, melhorar características eletromagnéticas, tais como: diagrama de radiação, perda de retorno, ganho, largura de banda, como também reduzir as dimensões físicas de antenas compactas [26], [27].

2.3.3 *Witricity*

A tecnologia conhecida como *Witricity*, união das palavras *wireless* (sem fios) e *electricity* (eletricidade), é, portanto, relativa à transmissão de eletricidade sem fios. *Witricity* usa uma das características ainda pouco explorada nas antenas no sentido de transmitir energia eletromagnética, que é a ressonância da onda eletromagnética em campos próximos, campos acoplados. A energia transmitida e recebida é feita por antenas magnéticas em forma de *loop*, conhecidas como *Teslas*. Quando acoplado magneticamente dois dispositivos ressonantes na mesma frequência de operação, esses dispositivos tendem a trocar energia eficientemente entre si, sendo que ambos interagem fracamente com os demais objetos ao seu redor e que não estão na mesma frequência de ressonância. Quando há acoplamento magnético na frequência de MHz, o campo magnético não é irradiado, e ao contrário, o campo magnético se concentra apenas no espaço em torno dos dispositivos ressonantes, diferentemente das transmissões de via ondas de radio, onde as ondas eletromagnéticas são radiadas e espalhadas por todo ambiente. Em outras palavras, o campo magnético próximo (campo não radiado) do dispositivo transmissor troca potência com o dispositivo receptor, ambos projetados para entrarem em ressonância na mesma frequência de operação, como se fosse duas antenas magnéticas em ressonância atuando nos campos próximos.

O desenvolvimento da tecnologia *witricity*, em um futuro próximo, sugere em princípio, substituir os cabos de força que interligam os aparelhos eletrônicos à rede elétrica, dentro das residências ou escritórios, e que estejam em pequenas distâncias, algo similar à tecnologia de antenas de banda ultra-larga (*UWB*) para sinais eletrônicos comentados na Seção 2.3.1 deste Capítulo. Já há experimento científico em que se acende uma lâmpada incandescente de 60W localizada a uma distância de até dois metros da fonte de alimentação e com uma eficiência de 40%. Essa experiência foi realizada pelos pesquisadores do *Massachusetts Institute of Technology (MIT)* dos Estados Unidos [28], [29], onde as pesquisas estão mais avançadas nessa área.

2.3.4 Antenas para sistema *MIMO*

Múltiplas entradas e múltiplas saídas (*Multiple-Input and Multiple-Output, MIMO*) é um sistema de comunicações sem fios que usa múltiplos caminhos para transmitir e receber sinais de telecomunicações. O sistema funciona como um conjunto de antenas montadas em uma única estrutura de antena compacta ajustada com os circuitos elétricos do aparelho eletrônico visando otimizar o desempenho das comunicações [30], [31]. O sistema *MIMO* tem como objetivos principais melhorar a diretividade do conjunto de antenas e reduzir as perdas, otimizar a capacidade do canal de transmissão e recepção, e aumentar significativamente a taxa de transmissão de informação ou dados (*throughput*) sem aumentar a largura de banda da antena ou a potência do transmissor. Nessa área, as pesquisas têm dado grande ênfase tanto na otimização do canal de transmissão como em algumas das características eletromagnéticas das antenas, tais como: diagrama de radiação, polarização, configuração dos elementos da antena e acoplamento múltiplo entre seus elementos. Em função dessas características, o sistema *MIMO* é muito usado em telefônica celular [32]. Como exemplo simples de antena *MIMO* de única entrada e única saída, pode-se citar uma antena que tem pistas metálicas (*patch*) para transmissão e outras para recepção que são usadas intercaladamente dentro de suas faixas de frequência de ressonâncias ($f_1 = 2,45\text{GHz}$ e $f_2 = 5\text{GHz}$). Duas antenas com frequência de ressonâncias diferentes e montadas na mesma estrutura são conhecidas como antenas de única entrada e única saída (*Single-Input and Single-Output, SISO*). A tecnologia *MIMO* permite ao sistema de telecomunicações alocarem diferentes antenas a diferentes

usuários ao mesmo tempo, ao contrário de uma única antena para um único usuário. Novas tecnologias de antenas que estão sendo desenvolvidas já permitem que uma antena altere rapidamente suas características em resposta a uma mudança na direção de chegada de um sinal que está sendo recebido [30] - [32].

2.4 Técnicas de otimização de antenas compactas

Na literatura, a cada momento, são investigadas e apresentadas novas técnicas para otimização de antenas compactas. Nessa Seção se fará uma breve descrição de algumas das principais técnicas para otimização de antenas compactas. A antena plana em F-invertido (*PIFA*) é uma antena de microfita que é muito usada em aparelhos celulares, e, portanto muito pesquisada nas últimas décadas. A largura de banda de uma antena *PIFA* poderá ser aumentada pela variação do tamanho do plano de terra. Reduzindo-se o tamanho do plano de terra se poderá ampliar a largura de banda da antena, em função da redução do fator de qualidade de radiação. Outra técnica é usar parte do fluxo da energia que fica armazenada entre o *patch* e o plano de terra da antena *PIFA* e de outras antenas planas compactas para também reduzir o fator de qualidade de radiação Q , através da inserção de fendas (rasgos) no plano de terra [33].

O uso de elementos parasitas com comprimentos de ondas próximos da frequência de ressonância de operação também contribui para aumentar a largura de banda de impedância. O objetivo dessa técnica é fazer com que parte da energia reativa dos campos próximos da antena seja transformada em energia irradiada, e assim, usar a energia dos campos próximos para aumentar a largura de banda de impedância da antena, como também melhorar o diagrama de radiação [34] - [36].

Ajustar adequadamente a localização e a distância entre os dois elementos de curto-circuito da antena *PIFA* é uma das técnicas de aumentar a largura de banda impedância [2], [23], [37]. Excitação de modos múltiplos projetados para ficar muito próximo ou distante um do outro dependendo da necessidade, também aumenta a largura de banda de antenas compactas [2], [23], [37]. Aumentar a espessura da camada do substrato contribui para aumentar a largura de banda em antenas compactas [2], [23], [37].

Ajustar a altura do elemento radiador (*patch*) em relação ao plano de terra da antena *PIFA* aumenta a largura de banda de impedância [37]. A alteração da posição do ponto de alimentação para minimizar a perda de retorno na faixa de frequência de ressonância contribui para aumentar a largura de banda impedância [37]. Achatar as extremidades do *patch* e o rasgo do plano de terra para acentuar a componente capacitiva em antenas monopolos planos *UWB* projetadas em placas de circuito impresso (PCI) contribui para aumentar a largura de banda, uma vez que antenas planas projetadas em circuito impresso e com comprimento de onda em torno de $1/4\lambda$ tem características muito indutivas. Essa característica fica mais acentuada quando a extremidade achatada do *patch* se aproxima das bordas do plano de terra, conforme Seção 4.8 do Capítulo 4. Arredondar as bordas das extremidades superiores do plano de terra de antenas *UWB* planas com plano de terra truncado, facilitando o fluxo de corrente elétrica em sua estrutura, contribui para melhorar o diagrama de radiação e reduzir a perda de retorno, conforme Seção 4.8 do Capítulo 4.

O uso de linhas de alimentação do tipo *L-probe* introduz capacitâncias adicionais a antena plana de comprimento de onda de $1/4\lambda$ que normalmente tem características indutivas. Isso permite o uso de substrato mais grosso, introduzindo uma ressonância adicional próximo da ressonância principal do *patch*, contribuindo assim para aumentar a largura de banda e ganho da antena, sem aumentar as suas dimensões [1], [3], [4]. O ganho médio de um *patch* retangular alimentado com *L-probe* é próximo de 7,5dBi, e com boas características de radiação [1]. As linhas de alimentação do tipo *T-probe* alimentam o radiador *patch* por indução e são usadas para aumentar a largura de banda de impedância [1] - [3]. Com a alimentação por indução, se evitar soldar ou perfurar o *patch* ou a estrutura da antena [2]. A alimentação *T-probe* incorporada ao radiador (*patch*) introduz capacitâncias supressivas de indutâncias que adicionam ressonâncias próximas das ressonâncias do radiador, contribuindo para aumentar a largura de banda de impedância [2]. Já a alimentação por cabo coaxial introduz indutâncias, esse fenômeno pode ser compensado por um substrato de espessura maior [2]. Outras técnicas para aumentar a largura de bandas de antenas compactas podem ser encontradas em [18].

2.5 Técnicas para redução das dimensões de antenas

As dimensões dos parâmetros físicos da estrutura de uma antena estão diretamente relacionadas com os comprimentos de ondas eletromagnéticas correspondentes as frequências dentro da banda de frequência de operação (faixa de frequência de ressonância). A onda eletromagnética se movendo no espaço livre tem comprimento de onda $\lambda_o = C_o / f_o$. Como a velocidade de propagação da onda eletromagnética sobre uma estrutura física de uma antena dielétrica, velocidade da onda no meio material dielétrico C_m , é menor do que a velocidade da onda eletromagnética viajando no espaço livre C_o , o comprimento físico de uma antena construída com material dielétrico é menor que o comprimento da onda no espaço livre λ_o .

Projetar uma antena geometricamente pequena sem comprometer algumas de suas características eletromagnéticas de interesse no projeto, na maioria dos casos, significa encontrar uma solução de compromisso entre as características de radiação da antena e o tamanho de suas dimensões físicas. Um dos grandes desafios das pesquisas nesse sentido é reduzir as dimensões da antena mantendo suas características eletromagnéticas inalteradas, ou até melhorá-las. A seguir são comentadas algumas técnicas de redução de dimensões mais comumente usadas em antenas.

2.5.1 Carregamento capacitivo ou indutivo

Uma antena, entre tantas outras aplicações, funciona na maior parte como um filtro passa faixa *RLC* (resistência, indutância e capacitância) com fator de qualidade Q baixo. O material dielétrico ou metálico faz a função resistiva / indutiva, enquanto a distribuição geométrica da estrutura da antena no espaço desempenha funções capacitivas / indutivas. Logo, uma das formas de se reduzir as dimensões físicas de uma antena mantendo suas características eletromagnéticas satisfatórias é fazer carregamentos capacitivos ou indutivos, ou ambos em sua estrutura. Um indutor (bobina) colocado na base de uma antena monopolo adiciona comprimento elétrico fazendo com que o comprimento físico da antena fique menor [2]. Através desse tipo de carga, uma antena monopolo com um comprimento de onda de $\lambda/4$,

poderá ser construída um pouco menor que o verdadeiro monopolo de $\lambda/4$, sendo que haverá uma perda no ganho que para algumas aplicações poderá ser desconsiderada [2].

Outro método de reduzir o tamanho da antena *PIFA* é simplesmente fazer um curto-circuito na antena. Entretanto, esse procedimento afeta a impedância nos terminais da antena devido à resistência de radiação tornar-se mais reativa, o que pode ser compensado com a adição de uma carga capacitiva na extremidade da antena. Na prática, a perda de altura da antena é compensada com um circuito equivalente, que melhora o casamento de impedância e sua eficiência. A carga capacitiva poderá reduzir o comprimento de onda ressonante de $\lambda/4$ para valores menores que $\lambda/8$, com aumento da largura de banda e bom casamento de impedância da antena. Para a antena *PIFA*, a carga capacitiva pode ser produzida pela adição de uma placa paralela ao plano de terra [2].

Uma antena menor que meio comprimento de onda tem uma alta impedância reativa de entrada. Logo, se poderão colocar cargas adequadas (capacitivas ou indutivas, ou ambas as cargas) para compensar (neutralizar) a impedância reativa resultante. Como exemplo, pode-se citar uma antena de *loop* pequena que é casada com uma carga capacitiva (capacitor). Entretanto, o efeito da carga capacitiva poderá reduzir a eficiência da antena, caso o elemento adicionado tenha perdas significativas, ou se for pequeno o suficiente para aumentar o fator de qualidade Q , aumentando a energia dos campos próximos (campos reativos da antena), e assim reduzindo a largura de banda de impedância. As cargas capacitivas ou indutivas podem ser executadas diretamente pela adição de componentes (capacitores, indutores, resistores ou ambos) ou pela adição (ou remoção) de partes dos elementos condutores da antena (metais, dielétricos, etc.). Um exemplo bastante conhecido de carregamento é a antena monopolo externa que se usava nos primeiros aparelhos celulares. Uma bobina (indutor) é colocada na base da antena monopolo para adicionar comprimento elétrico, e assim reduzir o seu tamanho, que algumas vezes era incomodo [2].

2.5.2 Aumento da constante dielétrica ou magnética

O carregamento de uma antena também poderá ser feito pela alteração do valor da constante dielétrica ou modificação das características magnéticas do seu material. Como os

comprimentos de ondas eletromagnéticas são menores (mais curtos) em um material com alta permissividade e/ou permeabilidade, a antena fica menor quando recebe a adição desse material. A redução do tamanho da antena está relacionada com as características elétricas e magnéticas do material, e sua forma geométrica. Além disso, se tem a preocupação de que as perdas adicionadas sejam insignificantes para as características desejadas da antena. Como por exemplo, que a carga adicionada não reduza a largura de banda de impedância da antena em função do aumento do fator de qualidade de radiação Q . Isso ocorre por causa da concentração de campos elétricos em regiões de alta permissividade ou campos magnéticos em regiões de alta permeabilidade. Além do mais, elevada permissividade ou permeabilidade sempre equivalente a perdas dielétricas elevadas, ou seja, há desvio de energia dos campos de irradiação para aumentar os campos reativos (energia não radiada). Porém, se a resultante do somatório das contribuições da energia reativa elétrica e magnética for próxima de zero, as perdas não serão significativas [2].

A frequência de ressonância de uma antena com elemento radiador *patch* é inversamente proporcional ao $\sqrt{\epsilon_r}$. Assim, o aumento da constante dielétrica do substrato diminui o valor da frequência de ressonância do *patch* e conseqüentemente sua dimensão. Por outro lado, essa técnica também diminui a largura de banda de impedância da antena. Logo, terá que haver uma solução de compromisso [1].

2.5.3 Acrescentar plano de terra

O plano de terra é acrescentado à antena, entre outras funções, para diminuir o seu tamanho físico. Como normalmente há redução física do elemento radiador (*patch*), parte da energia eletromagnética será radiada pelo plano de terra. O plano de terra em antenas compactas é basicamente uma placa metálica condutora que em função das altas frequências (a partir da faixa de microondas) das ondas eletromagnéticas incidentes na placa metálica, funciona como um plano refletor que redireciona as ondas eletromagnéticas na direção de propagação. A estratégia de acrescentar plano de terra à antena compacta para sua miniaturização está relacionada com a mesma técnica que transforma uma antena dipolo em uma antena monopolo e vice-versa. Na frequência de ressonância, o dipolo tem um

comprimento físico total de aproximadamente meio comprimento de onda. A dimensão física de um dos braços do dipolo (comprimento de onda de $\lambda/4$) poderá ser substituída por um plano de terra, que por sua vez, criará um braço virtual do dipolo de acordo com o princípio da teoria da imagem. Logo, se terá uma antena fisicamente monopolo com comprimento de um quarto de onda, que se comportará aproximadamente como uma antena dipolo de meio comprimento de onda, dipolo virtual. A antena monopolo sobre um plano de terra e com raio igual à dimensão do elemento ativo do dipolo é teoricamente idêntica à antena dipolo de mesma dimensão, e apresenta características eletromagnéticas similares [11].

O plano de terra também é usado para transformação de uma antena microfita monopolo em uma antena *PIFA*. Esse princípio é aplicado em antenas planas pela adição de curtos-circuitos para o plano de terra, reduzindo assim o tamanho do elemento irradiado (*patch*) para um quarto do comprimento de onda. Para reduzir o tamanho da antena microfita monopolo plano, o *patch* é dobrado no ponto onde o campo elétrico é nulo tendo a sua extremidade conectada ao plano de terra, criando assim um *patch* virtual. Há um aumento dos campos próximos devido às altas densidades de correntes em certas áreas da antena, causando perdas. Entretanto, esse efeito sobre as características da antena não é tão crítico e pode ser mantido sobre controle. Como consequência, cria-se um fluxo de linhas de campo saindo do *patch* em direção ao plano de terra e vice-versa. Para controlar esse fluxo é feito um curto-circuito do *patch* para uma das bordas do plano de terra, completando o *F* invertido da antena *PIFA* [2], conforme mostrado em relevo na vista superior da Figura 2.1 publicada em [37].

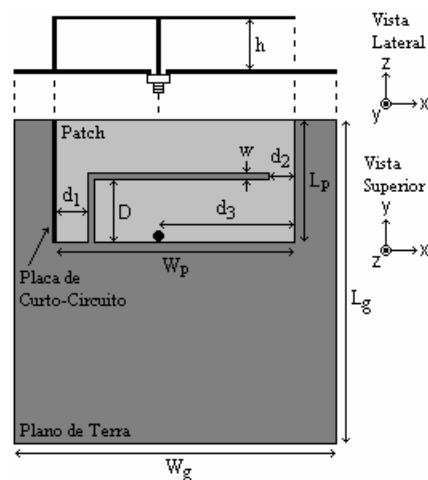


Figura 2.1: Estrutura de uma antena *PIFA* [37].

2.5.4 Acrescentar curtos-circuitos ao elemento radiador

A adição de uma parede em curto-circuito entre o *patch* condutor e o plano de terra, e a adição de um pequeno pino em curto-circuito próximo ao ponto de alimentação, entre o *patch* condutor e o plano de terra contribui para reduzir o tamanho do *patch* das antenas *PIFAs* [1], [3]. O pequeno pino é um acoplamento capacitivo para o circuito ressonante do *patch* que efetivamente aumenta a permissividade do substrato da antena. O pino em curto-circuito colocado no local adequado (ou ajuste adequado) poderá reduzir o comprimento de onda na frequência ressonante por um fator de três, e a área do *patch* por um fator de nove [1], entretanto, a largura de banda é naturalmente também reduzida [3]. A colocação de uma parede ao longo do ponto onde o campo elétrico é nulo, centro do *patch*, reduzirá o comprimento de onda na frequência de ressonância à metade, transformando uma antena de meio comprimento de onda ($\lambda/2$) em uma antena de um quarto de comprimento de onda ($\lambda/4$) [1]. A presença da parede em curto-circuito proporcionará uma distribuição de corrente assimétrica que aumenta a largura de banda, mas também distorcerá a curva do diagrama de radiação que poderá ser controlada com uma solução de compromisso [3]. Outras técnicas para redução das dimensões de antenas compactas podem ser encontradas em [18].

2.6 Conclusão

Um importante passo para a miniaturização de equipamentos eletrônicos foi a introdução da antena de microfita em 1953. Essa antena só foi usada em aplicações práticas, a partir dos anos 70 em aeronaves, principalmente, por causa de duas características não eletromagnéticas: grande resistência física e boa conformidade em superfícies curvas. A partir dos anos 80, com a proliferação dos telefones celulares e o surgimento dos computadores portáteis, a antena de microfita teve grande utilização. Isso motivou as pesquisas voltadas para o aumento da largura de banda das antenas e miniaturização dos aparelhos eletrônicos.

Os recursos computacionais incorporados aos métodos numéricos e de otimização têm sido outros importantes fatores no projeto e construção de antenas compactas, principalmente pela redução do tempo de fabricação e conseqüentemente custos mais baixos. Isso resulta no lançamento de produtos mais rápidos e com custos menores ao consumidor, sendo parâmetros importantes no desenvolvimento das pesquisas sobre antenas compactas de banda larga e banda ultra-larga.

Há poucas décadas, grande parte das pesquisas sobre as características das antenas eram para aumentar o seu ganho com a finalidade da informação atingir longas distâncias. Nessa época, não se tinha a quantidade de informações que se tem hoje para ser transmitida. Em poucas décadas mais tarde, o foco mudou para aumentar a largura da banda das antenas para transmitir grandes quantidades e diversidade de informação, uma vez que as antenas estão cada vez mais próximas do usuário.

2.7 Referências

- [1] Basim Al-Khateeb, Victor Rabinovich, Barbara Oakley, and Nikolai Alexandrov, “*Compact Planar Antennas for Short-range Wireless Automotive Communication*”. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 55, No. 4, July 2006, pp. 1425 - 1435.
- [2] A. K. Skrivervik, J. F. Zurcher, O. Staub, and J. R. Mosig, “*PCS Antenna Design: The Challenge of Miniaturization*”. IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 43, No. 4, August 2001, pp. 12 - 27.
- [3] H. Morishita, Y. Kim I, Y. Koyanagi, and K. Fujimoto, “*A folded loop antenna system for handsets*”. Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 03, IEEE 2001, pp. 440 - 443.
- [4] Tomoki Tanaka, Shogo Hayashida, Hisashi Morishita, Yoshio Koyanagi, and Kyohei Fujimoto, “*Built-in Folded Dipole Antenna for Handsets*”. Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, Vol. 01, June 2003, pp. 451 - 454.
- [5] Shogo Hayashida, Hisashi Morishita, Yoshio Koyanagi, and Kyohei Fujimoto, “*Wideband folded loop antenna for handsets*”. Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE 2002, pp. 02 - 04.
- [6] T. Tsukiji, Y. Kumon, and M. Yamasaki, “*Double-folded monopole antenna using parallel line or coaxial cable*”. IEE Proc. - Microw. Antenna Propag., Vol. 149, No.1, February 2002, pp. 17 - 22.
- [7] Fa-Shian Chang, Hong-Twu Chen, Hsien-Chiao Teng, and Wen-Kuan Su, “*A Low-Profile Folded Monopole Antenna for GSM/DCS Mobile Phone Application*”. Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, Vol. 03, September 2004, pp. 2755 - 2758.

- [8] Yong-Sun Shin, Seong-Ook Park, and Manjai Lee, “*A Broadband Interior Antenna of Planar Monopole Type in Handsets*”. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 04, IEEE 2005, pp. 09 - 12.
- [9] S. Hayashida, H. Morishita, and K. Fujimoto, “*Self-balanced wideband folded loop antenna*”. IEE Proc. -Microwave, Antennas Propag., Vol. 153, No.1, February 2006, pp. 07 - 12.
- [10] G. A. Deschamps, “*Microstrip Microwave Antennas*”. Presented at the Third USAF Symposium on Antennas, 1953.
- [11] Constantine A. Balanis, “*Antenna Theory: Analysis and Design*”. 3rd ed., Ed. John Wiley & Sons, INC., 1982, pp. 01 - 25; pp. 722 - 784.
- [12] Kin-Lu Wong, “*Planar Antennas for Wireless Communications*”. John Wiley & Sons, INC., 2003.
- [13] Allen Taflove and Susan C. Hagness, “*Computational Electrodynamics: The finite-Difference Time-Domain Method*”. 3rd ed., Ed. Artech House, Inc., 2005.
- [14] Matthew N. O. Sadiku, “*Elementos de eletromagnetismo*”. 3^a edição, Editora Bookman, 2004, pp. 590 - 649.
- [15] Roger F. Harrington, “*Field Computation by Moment Methods*”. Ed. THB Macmillan Company, 1968, pp. 01 - 21; pp. 63 - 81.
- [16] J. Moore and R. Pizer, “*Moment Methods in Electromagnetics*”. Ed. New York: Research Studies Press, 1984.
- [17] M. N. O. Sadiku, “*Numerical Techniques in Electromagnetics*“. 2nd ed., Ed. New York: CRC Press, 2001.
- [18] Kai Fong Lee and Kwai Man Luk, “*Microstrip Patch Antennas*”. Copyright © 2011 by Imperial College Press.

- [19] Thomas Weise, “*Global Optimization Algorithms: Theory and Applications*”. 2nd ed., Ed. Copyright © 2006 - 2009, Thomas Weise e-book 2009, pp. 237 - 241.
- [20] Ricardo Linden, “*Algoritmo Genético: uma importante ferramenta da inteligência computacional*”. Editora Brasport Livros e Multimídia Ltda., 2006.
- [21] Said M. Mikki and Ahmed A. Kishk, “*Particle Swarm Optimization: A Physics-Based Approach*”. Copyright © 2008 by Morgan & Claypool, 2008.
- [22] Robert Aiello and Anuj Batra, “*Ultra Wideband Systems: Technologies and Applications*”. Ed. Elsevier Inc., 2006, pp. 01 - 15; pp. 74 - 145.
- [23] Hans Schantz, “*The Art and Science of Ultrawideband Antennas*”. Artech House antennas and propagation library, © 2005 Artech House, INC.
- [24] Zhi Ning Chen and Michael Y. W. Chia, “*Broadband Planar Antennas: Design and Applications*”. Ed. John Wiley & Sons Ltd., 2006, pp. 179 - 238.
- [25] Jeffrey H. Reed, “*An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems*”. Copyright © 2005 Pearson Education, INC.
- [26] Bingnan Wang, Jiangfeng Zhou, Thomas Koschny, Maria Kafesaki, and Costas M Soukoulis, “*Chiral Metamaterials: Simulations and Experiments*”. Review Article; Journal of Optics A: Pure and Applied Optics 11; 16 September 2009, pp. 01 - 10.
- [27] Richard W. Ziolkowski, “*Metamaterial – Based Antennas: Research and Developments*”. Invited Paper; IEICE Trans. Electron., Vol. E89-C, No. 9, September 2006, pp. 1267 - 1275.
- [28] TechTalk Serving The MIT Community, “*MIT demos wireless power transmission*”. MIT., Vol. 51, No. 30, June 13, 2007, pp. 01 - 08.

- [29] André Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, J. D. Joannopoulos, Peter Fisher, and Marin Soljacic, “*Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances*”. *Science Journals*, Vol. 317, July 2007, pp. 83 - 86.
- [30] Michael A. Jensen and Jon W. Wallace, “*A Review of Antennas and Propagation for MIMO Wireless Communications*”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 11, November 2004.
- [31] S. Vergerio, J-P Rossi, and P. Sabouroux, “*Influence of Antenna Characteristics on MIMO Performance at 2 GHz*”. E-mail: sophie.vergerio@orange-ftgroup.com, pp. 01 - 06.
- [32] Michael A. Jensen and Jon W. Wallace, “*A Review of Antennas and Propagation for MIMO Wireless Communications*”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 11, November 2004, pp. 2810 - 2824.
- [33] C. H. See, R. A. Abd-Alhameed, D. Zhou, and P. S. Excell, “*Dual-Frequency Planar Inverted F-L-Antenna (PIFLA) for WLAN and Short Range Communication Systems*”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 56, No. 10, October 2008, pp. 3318 - 3320.
- [34] K. Q. da Costa, V. Dmitriev, D. C. Nascimento, J. C. da S. Laçava, “*Análise de Antenas de Microfita Acopladas Eletromagneticamente a Espiras Retangulares*”. 12º SMBO Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 7º CBMAG Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo. Belo Horizonte - MG, Brasil; MOMAG 2006.
- [35] K. Oh and K. Hirasawa, “*A Dual-Band Inverted-L-Folded-Antenna with a Parasitic Wire*”. *Antennas and Propagation Society International Symposium*, IEEE, Vol. 3, September 2004, pp. 3131 - 3134.
- [36] Yasuko Kimura, Yoshio Ebine, and Keizo Cho, “*Characteristics of a Dual-Feed Dipole Antenna with Parasitic Elements*”. *APM C2005 Proceedings*; IEEE Xplore Digital Library, 2005, pp. 01 - 03.

- [37] Marcelo N. Kawakatsu, Victor Dmitriev, Dilermando R. de Melo, “*Antena em F-Invertido Planar com Fenda em Formato de L-Deitado Otimizada por Algoritmo Genético*”. XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT 2008), 02 - 05 de setembro de 2008, Rio de Janeiro - RJ, Brasil; SBrT 2008.

CAPÍTULO 3

3. ANTENA *W-BFMA*: ANÁLISE E OTIMIZAÇÃO

3.1 Introdução

Nesse Capítulo, a antena filamentar monopolo dobrado construída com fios condutores paralelos (*Wire Built-in Folded Monopole Antenna, W-BFMA*) é introduzida, analisada e otimizada. A antena foi modelada pelo método numérico dos momentos (*MoM*) e otimizada pelos métodos: paramétrico, *hill climbing* e algoritmo genético. A antena foi conectada com a linha de alimentação nas impedâncias 50, 75, 150 e 300 Ω quando otimizada com a aplicação do método paramétrico e nas impedâncias 50, 75 e 300 Ω quando otimizada pelos métodos *hill climbing* e algoritmo genético. Programas computacionais codificados na linguagem *Matlab* foram desenvolvidos para o processo de modelagem e otimização da antena *W-BFMA*. As principais curvas características da antena, tais como: impedância de entrada, ganho e diretividade, diagrama de radiação e perda de retorno foram calculadas e analisadas. O *software* comercial *IE3D Zeland 2006* [1] foi usado para validar os programas computacionais desenvolvidos durante o processo de modelagem e otimização pelo método paramétrico [2], [3].

O Capítulo 3 é dividido como segue: na Seção 3.2 é apresentado a estrutura geométrica da antena *W-BFMA*. Na Seção 3.3 é descrita a metodologia usada na modelagem e otimização da antena *W-BFMA*. Em seguida, na Seção 3.4, são apresentados os principais resultados obtidos com o método de otimização paramétrico. Na Seção 3.5, a análise da antena *W-BFMA* otimizada nas de impedâncias 50 Ω e 300 Ω , com método paramétrico. Em seguida, na Seção 3.6, a análise e otimização com o método *hill climbing* é apresentada. Na Seção 3.7 é apresentada a análise e otimização com algoritmo genético. Na Seção 3.8 são apresentados os trabalhos publicados em função da pesquisa com a antena *W-BFMA*. E por último, na Seção 3.9, são apresentadas as principais conclusões do Capítulo 3.

3.2 A estrutura geométrica da antena *W-BFMA*

Nas últimas décadas, boa parte do esforço da pesquisa científica sobre o desenvolvimento de antenas está concentrada em características básicas fundamentais, tais como: maiores larguras de banda e dimensões geométricas pequenas, baixo perfil estrutural, além de baixo custo de fabricação [2] - [24]. Os equipamentos estão sendo produzidos cada vez menores, e esse fato exige antenas igualmente pequenas e com baixo perfil. A antena *W-BFMA*, Figura 3.1, introduzida neste Capítulo apresenta essas características. A antena *W-BFMA* foi selecionada para ser investigada por apresentar várias bandas ressonantes influenciadas pelos comprimentos de seus elementos condutores L_1 , L_2 , L_3 , H , B , e o raio a . Isso possibilita maior flexibilidade de ajustamento em várias impedâncias de alimentação pela variação das dimensões destes parâmetros geométricos, não sendo necessário o uso de *balun*. Por outro lado, para fazer essa variação adequadamente se necessita manusear e controlar todas essas dimensões, além do raio “ a ” dos elementos condutores. Portanto, o objetivo da otimização da antena *W-BFMA* foi criar e combinar várias bandas ressonantes da antena para formar uma única banda ressonante e com banda larga. Durante todo o processo de otimização da antena *W-BFMA* foi usada a faixa de frequência de (30 - 300)MHz. Os gráficos foram apresentados com o eixo- x normalizados por λ/L_1 , sendo λ o comprimento de onda e L_1 o comprimento do maior elemento condutor da antena.

No modelo matemático analisado, a antena *W-BFMA* foi colocada sobre um plano de terra considerado infinito e sem perdas ôhmicas. Os fios condutores da antena representados pelos comprimentos L_1 , L_2 , L_3 , H , B , e o raio a , também foram considerados sem perdas. Uma tensão com 1,0 volt de pulso foi aplicada. A fonte de alimentação está posicionada na origem do sistema de coordenadas cartesianas x , y e z , Figura 3.1. A antena *W-BMFA* é formada basicamente por uma linha de transmissão com fios condutores paralelos, e o parâmetro B representa o espaçamento entre os fios condutores, enquanto H significa a altura em relação ao plano de terra, sendo a altura total da antena $H + B$. O caminho fechado duplo (*loop*) contribui significativamente para aumentar o percurso da corrente na estrutura da antena, aumentando assim o seu comprimento elétrico. Por outro lado, os fios condutores paralelos dobrados, aumentam a influência das componentes capacitivas, (que armazenam energia reativa na estrutura da antena) contribuindo para aumentar a impedância resultante, o que

possibilita aumentar a largura de banda de impedância, mas dificulta o casamento da antena nas impedâncias mais baixas, tais como: 50 e 75Ω .

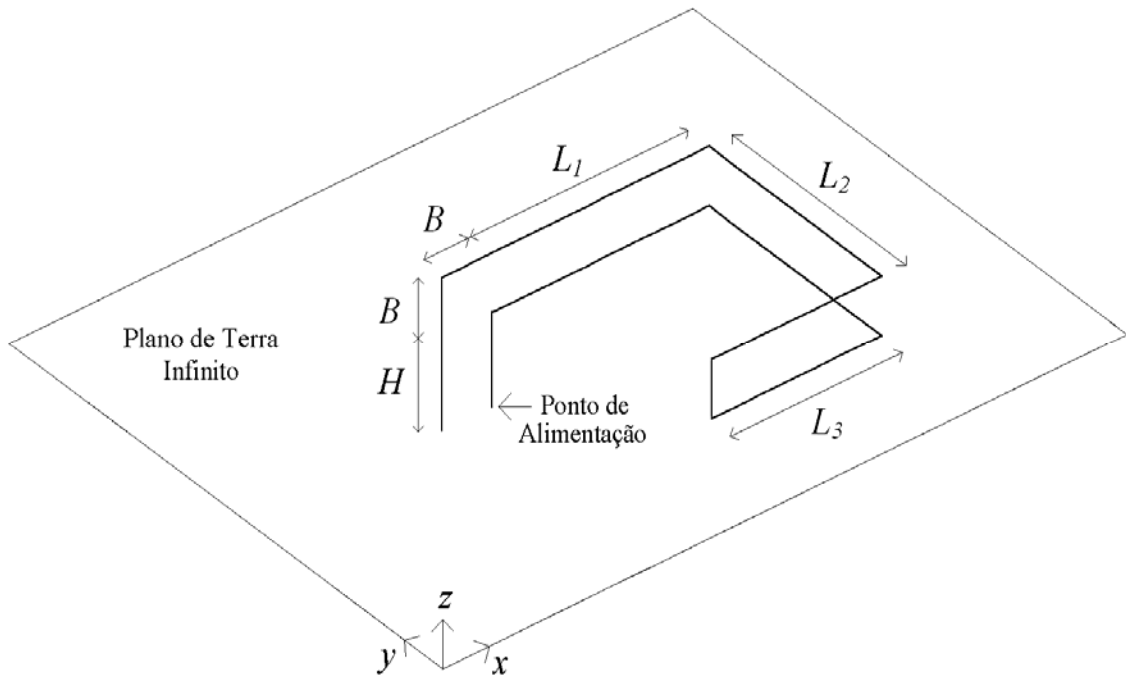


Fig. 3.1: Estrutura da antena *W-BFMA*.

3.2.1 A antena *BFMA*

A antena *W-BFMA* mostrada na Figura 3.1 teve como referência a antena *Built-in Folded Monopole Antenna (BFMA)*, Figura 3.2, e publicada em [4], [5]. O que motivou a escolha da antena *BFMA* como referência foi o fato dessa antena ser construída com condutores metálicos, material de custo baixo, apresentar boa largura de banda ocupando um volume pequeno. Além do mais, havia indícios de que com a aplicação de métodos de otimização haveria a possibilidade de aumentar a largura de banda de impedância relativa da antena para valores acima de 20%, e ser usada como uma antena de banda larga. A estrutura em *loop* tem um efeito semi-balanceado não produzindo corrente desbalanceada na linha de alimentação, o que é importante para reduzir o fluxo de corrente sobre o plano de terra. Com isso, se pode usar a linha de alimentação de dois fios facilitando o casamento da impedância da antena pelo

ajustamento (alterações) nas dimensões dos parâmetros geométricos, não sendo necessário o uso de *balun* ou alimentação por cabos coaxiais [5].

Comparando a antena original *BFMA*, Figura 3.2, com a antena *W-BFMA* investigada existem algumas diferenças entre elas. Na publicação do artigo [4], as coordenadas da posição exata da antena *BFMA* no plano de terra não estavam com os seus valores completamente definidos, conforme mostrado na Figura 3.2.1, publicada em [5], incluindo a dimensão 18,85 mm. O parâmetro W_t que está presente na antena *BFMA*, não foi considerado na antena *W-BFMA*. Houve ajuste dos condutores cilíndricos usado nos programas desenvolvidos para condutores em forma de fitas usadas no programa *IE3D*. Para convertimento nos dois programas foi feita uma aproximação $d = 4a$, onde d representa a largura da fita condutora da antena usado no programa *IE3D*, e “ a ”, o raio dos fios condutores da antena *W-BFMA* usado nos programas desenvolvidos.

Seguem as dimensões da estrutura da antena *BFMA* na forma original, Figura 3.2, publicado em [4]. O material usado na fabricação foi cobre com espessura de 0,2mm. Outras dimensões: $h = 6,5\text{mm}$; $W_1 = W_2 = d = 5\text{mm}$; $W_t = 1,5\text{mm}$; $S = 12\text{mm}$; $b = 0,5\text{mm}$. A antena *BFMA* foi colocada sobre um plano de terra com perímetro em torno de três comprimentos de onda, e com dimensões $L = 119,4\text{mm}$ e $W = 36,3\text{mm}$ conforme Figura 3.2.1 publicado em [5]. No experimento a antena *BFMA* foi alimentada por um cabo coaxial, tendo a frequência central da banda de operação $f_o = 2,25\text{GHz}$. No artigo [4] não estava publicada as medidas da posição da antena *BFMA* no plano de terra, como mostrado na Figura 3.2.1.

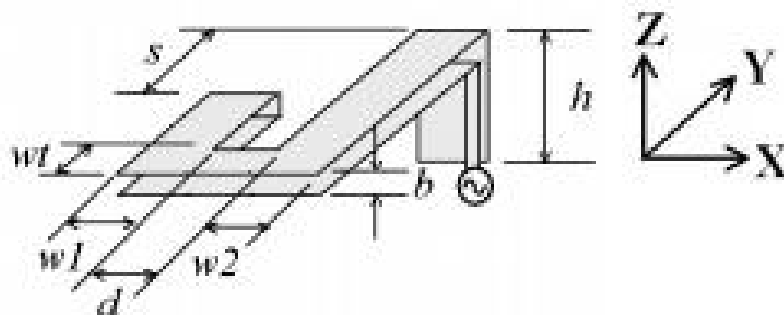


Fig. 3.2: Antena *BFMA* original [4].

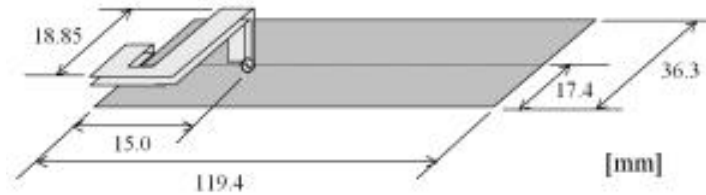


Fig. 3.2.1: Antena *BFMA* original com plano de terra [5].

3.3 A Metodologia aplicada à antena *W-BFMA*

A metodologia usada para a análise da antena *W-BFMA* inclui a aplicação do método dos momentos para o processo de modelagem e cálculo das principais curvas características da antena. Para a otimização foram usados os métodos paramétrico, *hill climbing* e algoritmo genético. Programas computacionais na linguagem *Matlab* foram desenvolvidos para modelagem, otimização e análise da antena *W-BFMA*. Depois de modelada, a antena foi otimizada pelo método paramétrico, e os resultados calculados foram comparados com resultados obtidos com o uso do *software* comercial *IE3D*, divulgados em [2], [3]. Em seguida, com o objetivo de reduzir o tempo de otimização, comprovar e obter resultados melhores, a antena *W-BFMA* foi otimizada pelos métodos *hill climbing* e algoritmo genético. Os resultados obtidos com esses dois métodos foram comparados com os resultados calculados pelo método paramétrico, e publicados em [23], [24]. A antena foi conectada com a linha de alimentação nas impedâncias de 50, 75, e 300 Ω .

3.3.1 Introdução ao *MoM* aplicado à antena *W-BFMA*

Na resolução de problemas de eletromagnetismo com antenas usam-se técnicas analíticas e numéricas. Quando os problemas apresentam configurações simples, as soluções por métodos analíticos são suficientes. Quando as complexidades das formulações matemáticas tornam as resoluções analíticas intratáveis, se recorrem aos métodos numéricos. Os métodos numéricos são métodos que apresentam soluções não precisas devido às várias aproximações feitas durante o processo de aplicação. A precisão está relacionada à aplicação das condições

de contorno, ao domínio de definição do problema, a complexidade das estruturas modeladas, a margem de erro admissível, número de iterações necessárias para a obtenção dos resultados, e outras [25].

O principal fundamento do *MoM* é substituir a resolução das equações integrais ou diferenciais complexas por equações álgebras simples, ou seja, substituir equações integrais e diferenciais por somatórios de pequenas somas e subtrações algébricas. Em seguida, resolvê-las de forma iterativa com recursos computacionais. Na aplicação do *MoM* para o caso específico de antenas, se calcula a somatória das contribuições da distribuição de corrente (ou cargas) de cada elemento da estrutura da antena para a formação da resultante da distribuição de corrente total em sua superfície. Para isso, a estrutura da antena é dividida em N elementos radiadores pequenos e a corrente sobre esses elementos é calculada.

Considerando o cálculo de uma distribuição de cargas ou correntes elétricas desconhecidas sobre um fio condutor fino ou uma placa condutora submetida a uma diferença de potencial conhecida, a aproximação básica usada é expandir as quantidades desconhecidas usando um conjunto de funções conhecidas com coeficientes desconhecidas. Converte-se a equação resultante em um sistema linear de equações pela aplicação das condições de contorno, e nesse caso, o potencial elétrico em um número de pontos sobre o objeto. Para se calcular os coeficientes desconhecidos, o sistema linear resultante é resolvido pela aplicação do método dos pesos residuais conhecido como o método dos momentos (*MoM*) [25] - [29]. O problema generalizado pode ser aproximado pela equação (3.1).

$$L(f) = g \tag{3.1}$$

Onde f é a função desconhecida, L é um operador linear aplicado em f , e g é a função conhecida aplicada. Em problemas de eletromagnetismo, L é tipicamente um operador integro-diferencial, f é a função que se deseja calcular (carga, corrente, etc.), e g é a fonte de excitação conhecida (campo incidente, voltagem, etc.) [25] - [27]. Expandido f em uma soma de N funções básicas, chamada de funções pesos, se tem a equação (3.2).

$$f = \sum_{n=1}^N a_n f_n \quad (3.2)$$

Onde a_n são coeficientes dos pesos. Como L é um operador linear, substituindo (3.2) em (3.1), fica:

$$\sum_{n=1}^N a_n L(f_n) \cong g, \quad (3.3)$$

onde o residual é dado por:

$$R = g - \sum_{n=1}^N a_n L(f_n) \quad (3.4)$$

As funções básicas são escolhidas de acordo com o modelo de comportamento esperado da função desconhecida dentro de seu domínio, podendo ser escalar ou vetorial dependendo do problema. Se a função base tem uma abrangência local dentro do domínio, elas são chamadas funções bases locais ou funções bases subseccional. Se elas se aplicam ao domínio completo do problema, elas são chamadas global ou funções bases de domínio completo. Nesse problema, serão focadas as funções básicas locais. Generalizando o método no qual as condições de contornos são previamente aplicadas, o produto interno ou momento entre uma função básica $f_n(r')$ e uma função teste ou peso $f_m(r)$ pode ser escrito como:

$$\langle f_m, f_n \rangle = \int_m f_m(r) \cdot \int_n f_n(r') dr' dr; \quad (3.5)$$

Onde as integrais podem ser integrais de linha, de superfícies e de volume dependendo das funções bases ou de teste aplicadas. Fazendo o produto interno de cada função teste com a função residual para se produzirem zeros, teremos:

$$\sum_{n=1}^N a_n \langle f_m, L(f_n) \rangle = \langle f_m, g \rangle; \quad (3.6)$$

que resulta em uma equação matriz do tipo $Za = b$, com $N \times N$ elementos da matriz, onde a_n são os elementos desconhecidos e que devem ser calculados. Os demais estão descritos conforme equações (3.7) e (3.8).

$$Z_{mn} = \langle f_m, L(f_n) \rangle; \quad (3.7)$$

E no lado direito da matriz, o vetor elemento conforme equação (3.8)

$$b_m = \langle f_m, g \rangle; \quad (3.8)$$

No método *MoM*, cada função base interage com todas as outras e o resultado é um sistema de equações de matriz cheia. Todos os elementos da matriz devem ser explicitamente armazenados na memória do computador. Isso pode ser comparado com outros algoritmos como o método dos elementos finitos, onde a matriz é tipicamente esparsa, simétrica e quadrada, e com muitos elementos das fileiras da matriz sendo iguais a zero [26].

Para o caso da aplicação do *MoM* em um condutor muito fino, se tem duas condições a serem analisadas. A primeira, a condição geral, o raio do elemento condutor é muito menor que o comprimento do elemento de discretização ($a \ll \Delta l_n$). A segunda condição é a descrita como ($\Delta l_n \ll \lambda$), onde λ é o comprimento de onda, podendo ser usadas às equações (3.9) e (3.10), que dependem das condições $n = m$ e $n \neq m$, conforme abaixo em [27].

$$\psi(n, n) \approx \frac{1}{2\pi\Delta l_n} \ln\left(\frac{\Delta l_n}{a}\right) - \frac{jk}{4\pi}, \quad \text{para } m = n, \quad (3.9)$$

$$\psi(m, n) \approx \frac{e^{-jkR_{mn}}}{4\pi R_{mn}}, \quad \text{para } m \neq n. \quad (3.10)$$

Onde, $\psi(n, n)$ e $\psi(m, n)$ são as funções bases, k a constante de propagação e R a distância. No caso de $n = m$ e o raio do condutor não se enquadrar na restrição anterior, há duas expressões (3.11) e (3.12) que podem ser usadas [27]. A expressão (3.11) foi usada no programa desenvolvido_1 e a expressão (3.12) foi usada no programa desenvolvido_2 para investigação da antena *W-BFMA* neste trabalho. Ou seja, o Programa Desenvolvido_1 é usado em estruturas em que o raio a seja muito pequeno, ou seja, $a \ll \Delta l_n \ll \lambda$. O Programa Desenvolvido_2 é usado em estruturas onde o raio pode assumir valores iguais ou maiores que Δl . Nesse caso a única consideração é que $\Delta l \ll \lambda$. Para validar os programas de desenvolvidos em plataforma *Matlab*, os resultados obtidos foram comparados com

resultados calculados pelo *software* comercial *IE3D*. Maiores detalhes sobre a aplicação do método dos momentos em antenas filamentosas podem ser obtidos no Capítulo 4 do livro [27].

$$\psi(n,n) \approx \frac{1}{4\pi} \left\{ \frac{1}{\Delta l_n} \ln \left[\frac{\frac{\Delta l_n}{2} + \sqrt{a^2 + \left(\frac{\Delta l_n}{2}\right)^2}}{-\frac{\Delta l_n}{2} + \sqrt{a^2 + \left(\frac{\Delta l_n}{2}\right)^2}} \right] - jk \right\}, (a, \Delta l_n \ll \lambda), \quad (3.11)$$

$$\psi(n,n) \approx \frac{1}{4\pi} \left\{ \frac{\cos ka}{\Delta l_n} \ln \left[\frac{\frac{\Delta l_n}{2} + \sqrt{a^2 + \left(\frac{\Delta l_n}{2}\right)^2}}{-\frac{\Delta l_n}{2} + \sqrt{a^2 + \left(\frac{\Delta l_n}{2}\right)^2}} \right] - j \frac{\sin ka}{a} \right\}, (\Delta l_n \ll \lambda), \quad (3.12)$$

3.4 Resultados da otimização, antena *W-BFMA*, método paramétrico

Os resultados numéricos apresentados nessa Seção foram obtidos com o uso do método *MoM* como uma ferramenta matemática de modelagem e análise da antena *W-BFMA*. O método paramétrico foi usado para otimizar a antena com o objetivo de se obter a máxima largura de banda. A largura de banda *BW* (*bandwidth*) de uma antena é definida como a faixa de frequência dentro da qual o desempenho da antena, no que diz respeito a algumas características, se comporta conforme o padrão especificado [30]. Um programa computacional codificado em linguagem *Matlab* foi desenvolvido para calcular a largura de banda de impedância, a impedância de entrada nos terminais da antena, a perda de retorno, a diretividade e o diagrama de radiação. Na otimização paramétrica, a antena foi conectada com a linha de alimentação nas impedâncias de 50, 75, 150 e 300Ω. O número de discretização, número de segmentos em que cada elemento condutor da antena foi dividida na aplicação do *MoM* foi considerado *N* igual a 20, ou seja, $N_{L1} = N_{L2} = N_{L3} = N_a = N_B = N_H = 20$. Para o programa ficar mais rápido, $N = 10$ na impedância de 300Ω. O número de discretização está

relacionado com a precisão dos resultados desejados, com o tipo de equação a ser usada no *MoM*, e com o tempo de processamento computacional. Por exemplo, com $N = 20$, o tempo de processamento computacional decorrido por simulação com o programa no método paramétrico foi em torno de 28 minutos. Os dados da capacidade do computador utilizado estão no final da Seção 3.7.5.2 do Capítulo 3. Em buscas de resultados mais precisos, variações de até $0,001L_1$ nos comprimentos dos elementos condutores da antena foram usadas.

Para normalizar as dimensões dos elementos condutores foi escolhido o parâmetro L_1 , condutor com a maior dimensão na estrutura da antena. Logo, todos os outros elementos condutores da antena são apresentados em função do comprimento L_1 . As impedâncias da linha de alimentação de 50, 75 e 300Ω foram selecionadas por serem impedâncias comumente usadas em projetos de equipamentos e produtos eletroeletrônicos. A impedância de 150Ω foi usada por ser um valor intermediário entre $Z_0 = 75\Omega$ e $Z_0 = 300\Omega$. Seguem os principais resultados da otimização pelo método paramétrico para a antena filamentar monopolo dobrado em fios paralelos (*W-BFMA*).

Na Tabela 3.1, estão os melhores resultados obtidos pelo processo de otimização paramétrica com a respectiva impedância da linha de alimentação. Durante o processo de otimização a prioridade foi selecionar os menores valores para as dimensões geométricas de cada elemento radiador da antena que produzissem as maiores larguras de bandas. Logo, além de obter a máxima largura de banda, se precisava manter o volume da antena pequeno. Manter dimensões pequenas em antenas é basicamente uma exigência do mercado consumidor, e representa grande parte dos esforços das pesquisas científicas em antenas nos últimos anos.

Tabela 3.1

Parâmetros da antena *W-BFMA* otimizada, método paramétrico.

$Z(\Omega)$	L_2	L_3	H	B	a	$BW\%$
50	$0,200L_1$	$0,450L_1$	$0,700L_1$	$0,200L_1$	$0,0050L_1$	8,74
75	$0,805L_1$	$0,331L_1$	$0,565L_1$	$0,330L_1$	$0,0166L_1$	12,10
150	$0,340L_1$	$0,745L_1$	$0,300L_1$	$0,280L_1$	$0,0165L_1$	56,00
300	$0,460L_1$	$0,750L_1$	$0,320L_1$	$0,230L_1$	$0,0050L_1$	29,25

Quando não houve restrições nas dimensões dos elementos radiadores (L_2, L_3, H, B, a) da estrutura geométrica da antena *W-BFMA*, ou seja, todos os parâmetros geométricos sendo aumentados ou reduzidos livremente, a antena apresentou a máxima largura de banda relativa de $BW = 71,37\%$ conectada com a impedância da linha de alimentação em 300Ω , como pode ser observado na Tabela 3.2. Para os cálculos com o *MoM* foi usado o número de discretização N , $N_n = N_{L1} = N_{L2} = N_{L3} = 20$, $N_B = 20$ e $N_H = 20$. A antena *W-BFMA* apresentou uma largura de banda relativa grande, $BW = 71,37\%$, em função de valores altos assumidos pela altura H , do espaçamento B , além dos comprimentos máximos das dimensões L_2 e L_3 . O comprimento do raio a também teve influenciado positivamente nesse aumento da largura de banda. Nessa condição, não houve preocupação que a antena *W-BFMA* tivesse dimensões pequenas (restrições no tamanho das dimensões), como em todos os outros casos analisados.

Tabela 3.2

Parâmetros da antena *W-BFMA* otimizada sem restrições nas dimensões, método paramétrico.

$Z(\Omega)$	L_2	L_3	H	B	a	$BW\%$
300	$1,000L_1$	$1,000L_1$	$0,600L_1$	$0,660L_1$	$0,0021L_1$	71,36

3.4.1 Impedância de entrada, antena *W-BFMA* otimizada, método paramétrico

A curva da impedância de entrada Z_{in} , nos terminais da antena, mostrada na Figura 3.3, corresponde às dimensões dos elementos geométricos da estrutura da antena otimizada, conectada com a impedância da linha de alimentação de $Z_0 = 150\Omega$ mostrada na Tabela 3.1, para a largura de banda de impedância de $BW = 56\%$, calculada pelo programa desenvolvido_1. No eixo horizontal da Figura 3.3 está representado o comprimento de onda normalizado da antena L_1/λ (λ é o comprimento de onda no espaço livre). No eixo vertical, estão representadas a parte real e parte imaginária da impedância de entrada da antena Z_{in} . A Figura 3.3 mostra que o casamento de impedância da antena *W-BFMA* ocorre quando a parte reativa X_{in} da impedância, nessa antena inicialmente fortemente capacitava (curva com linha interrompida), se aproxima do zero, enquanto que a curva da parte real (R_{in}) da impedância de

entrada, sempre positiva, assume um valor real de 150Ω , nos pontos em que a curva da reatância vai a zero.

Analisando a Figura 3.3, observa-se que em alguns pontos do intervalo normalizado a partir de $0,38 < L_1/\lambda$, o valor médio da parte real de Z_{in} está em torno de $R_{in} = 150\Omega$, enquanto que a média da parte imaginária resultante X_{in} está próxima de zero. Isso significa que a antena *W-BFMA* está casada com a linha de alimentação na impedância de 150Ω , apresentando uma perda de retorno mínima e como consequência maior largura de banda de impedância. Conectada com essa impedância a, antena *W-BFMA* apresentou propriedades de banda larga, $BW = 56\%$, para um nível de referência de perda de retorno de $|T| = -10\text{dB}$.

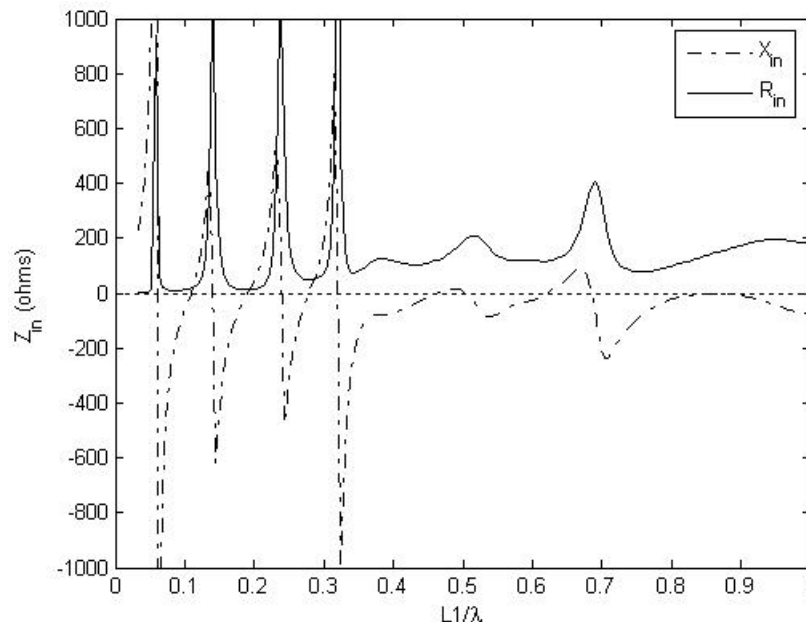


Fig. 3.3: Impedância de entrada, antena *W-BFMA* otimizada, $Z_{in} = 150\Omega$ e $BW = 56\%$, método paramétrico.

3.4.2 Perda de retorno, antena *W-BFMA* otimizada, método paramétrico

A perda de retorno ou coeficiente de reflexão $|T|$ é uma medida de indicação da parte do sinal que efetivamente não é transmitida em função principalmente da discrepância em relação ao casamento da impedância da antena com a linha de alimentação. Portanto, quanto menor a perda de retorno significará que melhor ajustado estará o sistema, transmissor e

antena. Através dessa curva da perda de retorno, pode-se observar a largura de banda da antena na faixa de frequência de operação estabelecida. No programa desenvolvido para o cálculo da perda de retorno foi usada a fórmula (3.1), sempre considerando a primeira ressonância da faixa total da banda de frequência normalizada.

$$|\Gamma| = \left| \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \right| \quad (3.1)$$

$Z_0 \rightarrow$ Impedância característica da linha de alimentação, em ohms;

$Z_{in} \rightarrow$ Impedância nos terminais de entrada da antena, em ohms;

$|\Gamma| \rightarrow$ Módulo da perda de retorno, em dB.

Se fosse possível ajustar $Z_{in} = Z_0$, se teria $|\Gamma| = 0$, e teoricamente haveria a máxima transferência de potência, o que representaria a máxima largura de banda de impedância na faixa de frequência de trabalho, ou seja, toda a energia aplicada nos terminais da antena pelo transmissor seria radiada. Caso a antena funcionasse como receptora, ela receberia a energia de outra antena e transferiria para o receptor. Idealmente nenhuma energia seria refletida ou perdida nos terminais da antena. Porém, em função do fenômeno da ressonância que produz armazenamento de energia nos campos próximos, e da diferença das características do meio material (metal da antena e ar do ambiente), apenas parte da energia recebida pela antena será radiada.

A Figura 3.4 apresenta no eixo vertical o módulo da perda de retorno em dB da antena otimizada, e no eixo horizontal, a banda de frequência normalizada L_1/λ . A curva da Figura 3.4 mostra o comportamento da largura de banda de impedância da antena quando se variam os valores das dimensões de seus fios condutores, visando melhor aproximação entre a impedância da linha de alimentação e nos terminais da antena. Como se pode observar na Figura 3.4, há possibilidade da largura de banda de impedância ser aumentada, caso se consiga, pela aplicação de algum outro método de otimização, deslocar o pico da curva da perda de retorno, $|\Gamma| = -5\text{dB}$, próximo do ponto $L_1/\lambda = 0,75$ para um nível abaixo de -10dB . Pode-se observar nessa curva que a faixa de $0,38 < L_1/\lambda < 0,67$ corresponde ao casamento de impedância para um nível de referência de perda de retorno de -10dB , sendo obtida uma largura de banda relativa de $BW = 56\%$. A fórmula usada pelo programa desenvolvido_1 para cálculo da curva foi a da largura de banda relativa (3.2).

$$BW = \frac{(f_H - f_L)}{(f_H + f_L)} \cdot 200\% \quad (3.2)$$

Onde,

BW → Largura de banda de impedância relativa, em percentual;

F_H → Frequência superior da faixa de operação da antena, em Hz;

F_L → Frequência inferior da faixa de operação da antena, em Hz.

Observando o comportamento da curva da perda de retorno, Figura 3.4, pode-se concluir que com a aplicação de métodos de otimização com maior precisão e com otimização simultâneas de todos os elementos radiadores da estrutura da antena (dimensões de L_2 , L_3 , H , B , e raio a), espera-se encontrar larguras de bandas de impedância relativa maiores que as encontradas com a aplicação do método paramétrico.

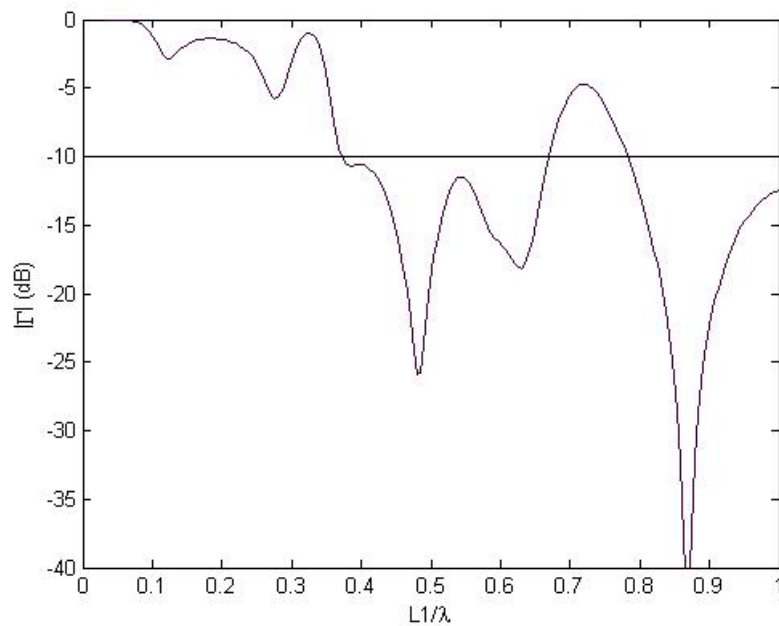


Fig. 3.4: Perda de retorno, antena *W-BFMA* otimizada, $Z_{in} = 150\Omega$, $BW = 56\%$, método paramétrico.

3.4.3 Diretividade e ganho, antena *W-BFMA* otimizada, método paramétrico

A diretividade de uma antena $D(\theta, \phi)$ indica a direção da maior concentração de energia radiada pela antena, e é definida pela *IEEE Standard Definition of Terms of Antennas* como a razão da intensidade de radiação em uma dada direção pela média da intensidade de radiação em todas as direções [20], [30]. No caso da antena *W-BFMA*, como as perdas nos elementos radiadores não estão sendo consideradas, o ganho e a diretividade em uma dada direção têm a mesma intensidade. O ganho de uma antena em uma dada direção é a relação entre a intensidade de radiação nessa direção pela intensidade de radiação que seria obtida se a potência aceita pela antena fosse radiada isotropicamente. A intensidade de radiação correspondente a um radiador de potência isotrópica, é igual à potência recebida pela antena dividida por 2π (ângulo sólido). O ganho não inclui as perdas provenientes de mal casamento de impedância e erros de polarização. Logo, o ganho em uma antena é dado por $G(\theta, \phi) = \alpha D(\theta, \phi)$, onde α significa a eficiência de radiação, e é calculada considerando as perdas na estrutura da antena, principalmente as perdas ôhmicas. A eficiência de radiação varia no intervalo de $0 \leq \alpha \leq 1$. Como as perdas ôhmicas não estão sendo consideradas nos elementos condutores da antena *W-BFMA*, $\alpha = 1$, e portanto, $G(\theta, \phi) = D(\theta, \phi)$, ou seja, o ganho e a diretividade têm o mesmo valor na antena [20].

A diretividade na antena *W-BFMA* foi calculada na direção normal ao plano de terra infinito, ou seja, plano- z positivo (+ z). As componentes de polarização D_x e D_y estão nas direções das componentes do sistema de eixos cartesianos, eixo- x e eixo- y respectivamente, conforme mostrado na Figura 3.1. As curvas da diretividade calculadas nas direções D_x e D_y estão mostradas respectivamente nas Figuras 3.5 e 3.6. No eixo horizontal da curva está representada a frequência normalizada L_1/λ para a antena *W-BFMA* com $Z_{in} = 150\Omega$ e $BW = 56\%$. No eixo vertical está a amplitude da diretividade em dBi, nas respectivas direções dos eixos x e y .

Como se pode observar pela curva da Figura 3.5 que representa a componente de polarização D_x , no intervalo normalizado ($0,33 \leq L_1/\lambda \leq 0,73$), a maior parte da intensidade da energia radiada encontra-se aproximadamente acima do nível de 0dBi, sendo que atinge o valor máximo, em torno de 7,0dBi, próximo do ponto $L_1/\lambda \approx 0,36$ e mínimo de 1,0dBi em

$L_1/\lambda \approx 0,53$ do mesmo intervalo. Observando-se a faixa de frequência total, nota-se que até $L_1/\lambda \leq 7,3$ a amplitude da diretividade varia em torno de $-5\text{dBi} \leq D_x \leq 7\text{dBi}$, e a partir desse ponto há uma queda para -12dBi .

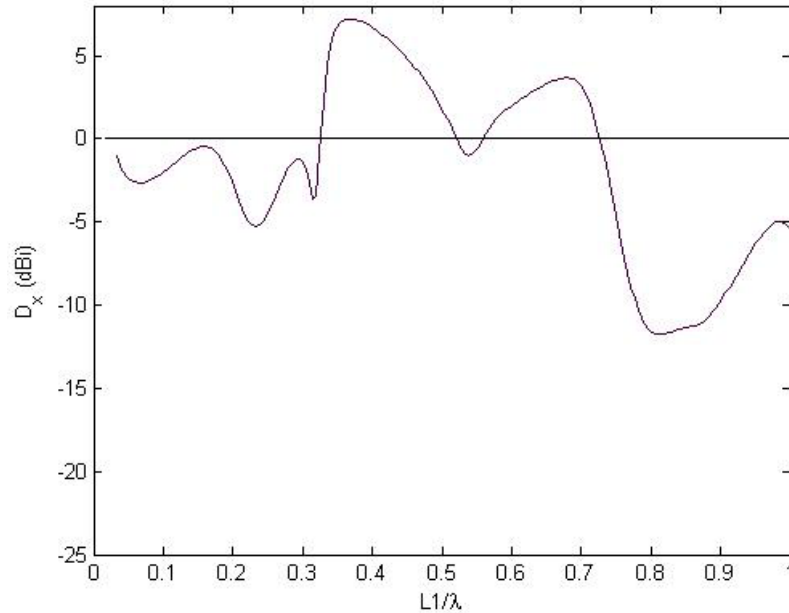


Fig. 3.5: Diretividade D_x , antena W -BFMA otimizada, $Z_{in} = 150\Omega$, $BW = 56\%$, método paramétrico.

Para a componente de polarização D_y , Figura 3.6, a curva oscila em torno de 0dBi em quase toda a faixa de frequência normalizada, com quedas em torno dos intervalos de $0,35 \leq L_1/\lambda \leq 0,55$ e $L_1/\lambda \leq 0,22$ onde atingem picos de $-22,4\text{dBi}$ e $-25,0\text{dBi}$, respectivamente. Comparando as curvas das diretividades D_x e D_y , nota-se que elas são ligeiramente complementares, ou seja, no plano que a curva atinge amplitude máxima, no outro plano a amplitude é mínima.

Conforme se pode observar pela estrutura da antena W -BFMA, Figura 3.1, os comprimentos dos parâmetros geométricos da antena otimizada, $Z_{in} = 150\Omega$ e $BW = 56\%$, Tabela 3.1, com maiores dimensões, $L_1 = 1,0$ e $L_3 = 0,745L_1$, se encontram na direção do eixo- x , e apenas a componente $L_2 = 0,340L_1$ se encontra na direção do eixo- y . Portanto, a antena radia maior quantidade de energia na direção do eixo- x do que no eixo- y , conforme sugerem as curvas das Figuras 3.5 e 3.6. Logo, embora ambas as componentes do campo elétrico da onda eletromagnética, direções D_x e D_y , planos x - z e y - z , possam polarizar a antena em algumas faixas de frequências, o campo eletromagnético da onda na antena será melhor

polarizado pela componente do campo elétrico na direção do plano x - z , conforme curva da diretividade D_x , Figura 3.5.

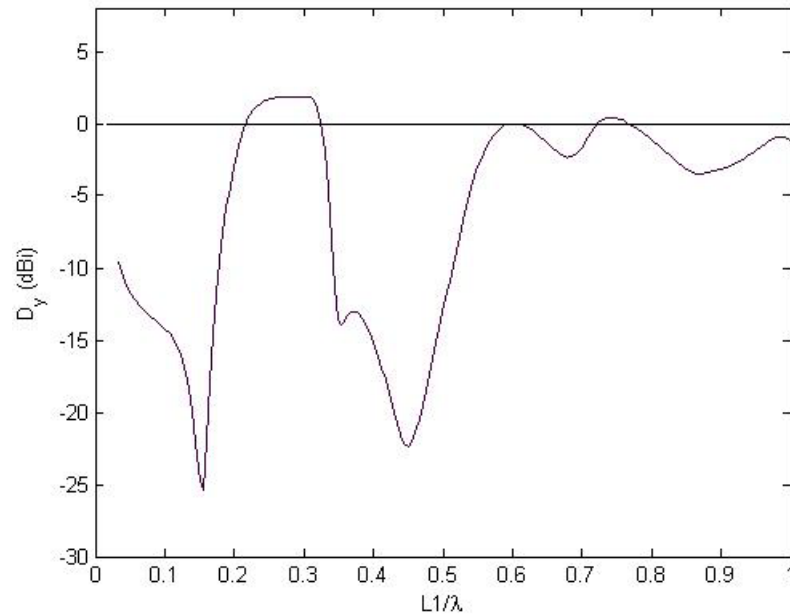


Fig. 3.6: Diretividade D_y , antena W - $BFMA$ otimizada, $Z_{in} = 150\Omega$, $BW = 56\%$, método paramétrico.

3.4.4 Diagrama de radiação, antena W - $BFMA$ otimizada, método paramétrico

O diagrama de radiação de uma antena indica a distribuição espacial de energia radiada em função da direção no espaço. Nesse trabalho, será apresentada a direção de radiação do campo elétrico, mais comumente usado que o campo magnético, em dois planos de elevação (planos longitudinais) no sistema de coordenadas cilíndricas, com o ângulo ϕ permanecendo constante, enquanto que o ângulo θ varia. Considerando o sistema de coordenadas cartesianas (x, y, z) equivalente são os planos longitudinais x - z ($\phi = 0^\circ$) e y - z ($\phi = 90^\circ$) enquanto que o ângulo θ varia, mostrados na Figura 3.1. O modelo adotado e aceito para a propagação da onda eletromagnética é similar a uma esfera se deslocando no espaço no modo TEM (transversal eletromagnético), na direção da coordenada radial esférica r . Portanto, no modelo de propagação da onda eletromagnética no espaço, usam-se as coordenadas do sistema esférico (r, θ, ϕ) para representar o diagrama de radiação [20]. Em síntese, o diagrama de

radiação representa as propriedades de radiação de uma antena como função das coordenadas espaciais esféricas, na forma normalizada com relação ao valor máximo, e em escala logarítmica, para campos distantes e na direção de r , logo, a componente $E_r = 0$.

Os diagramas de radiação nos planos (x - z e y - z) da antena filamental monopolo dobrado com fios condutores paralelos conectados com a linha de alimentação, $Z_0 = 150\Omega$, largura de banda $BW = 56\%$, estão apresentados nas Figuras 3.7 e 3.8. Os diagramas de radiação foram calculados na frequência central da banda de casamento de impedância da antena que corresponde nessas figuras à frequência da onda eletromagnética normalizada $L_1/\lambda = 0,52$, onde λ é o comprimento de onda da frequência central f_0 da banda.

3.4.4.1 Diagrama de radiação, antena *W-BFMA* otimizada, plano x - z ($\phi = 0^\circ$), método paramétrico

Na Figura 3.7 é apresentado o diagrama de radiação da antena *W-BFMA* otimizada pelo método paramétrico, $Z_{in} = 150\Omega$ ($BW = 56\%$), no plano x - z ($\phi = 0^\circ$), para as componentes do campo elétrico E_θ , curva com linha cheia e E_ϕ , curva com linha interrompida. Observando o diagrama de radiação, nota-se que nesse plano ($\phi = 0^\circ$), a distribuição espacial de energia radiada é aproximadamente uniforme tanto para o campo elétrico E_θ (co-polarização nesse plano) como para o campo elétrico E_ϕ (polarização cruzada no plano), com ligeiras variações nas direções dos ângulos $\theta = -30^\circ$ e $\theta = 60^\circ$ para o campo elétrico E_θ . Porém, o nível de amplitude do campo elétrico E_ϕ (polarização cruzada) está aproximadamente em 25dB abaixo da amplitude do campo elétrico E_θ (co-polarização).

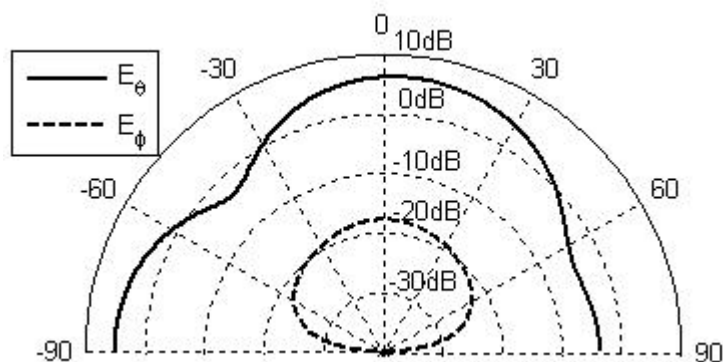


Fig. 3.7: Diagrama de radiação, antena *W-BFMA* otimizada, plano x - z , $Z_{in} = 150\Omega$, $BW = 56\%$, método paramétrico.

3.4.4.2 Diagrama de radiação, antena *W-BFMA* otimizada, plano $y-z$ ($\phi = 90^\circ$), método paramétrico

No diagrama de radiação plano $y-z$ ($\phi = 90^\circ$), Figura 3.8, nota-se que a curva do campo E_ϕ mostra a distribuição espacial de energia radiada aproximadamente uniforme, enquanto no campo E_θ , há uma depressão de aproximadamente -30dB nas proximidades da direção do ângulo $\theta = -15^\circ$. O campo E_ϕ (co-polarização nesse plano) apresenta-se ligeiramente uniforme, e com amplitude acima de 0dB na direção $-60 < \theta < 60^\circ$, enquanto o campo E_θ (polarização cruzada no plano), apresenta a amplitude máxima acima 0dB, fora dessa direção de -10dB.

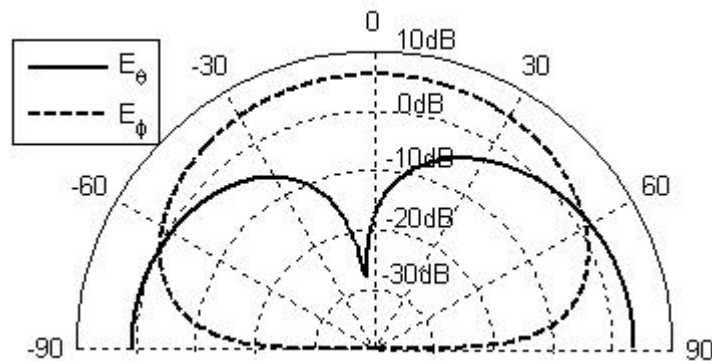


Fig. 3.8: Diagrama de radiação, antena *W-BFMA* otimizada, plano $y-z$, $Z_{in} = 150\Omega$, $BW = 56\%$, método paramétrico.

Como se pode notar pelas Figuras 3.7 e 3.8, o campo elétrico resultante da onda eletromagnética poderá polarizar a antena *W-BFMA* em ambos os planos, sendo que no plano $x-z$ ($\phi = 0^\circ$), pela componente do campo elétrico E_θ , e no plano $y-z$ ($\phi = 90^\circ$), pela componente do campo elétrico E_ϕ .

3.5 Análise da antena *W-BFMA* otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω , método paramétrico

A antena *W-BFMA* foi otimizada com o método paramétrico em várias impedâncias da linha de alimentação, tendo sido obtida a largura de banda máxima, $BW = 56\%$, na

impedância de $Z_0 = 150\Omega$. Como esse valor de impedância não é usado sem “*bulun*” nos equipamentos eletroeletrônicos, resolveu-se apresentar e analisar as principais curvas características da antena otimizada nas impedâncias de 50Ω e 300Ω , tais como: perda de retorno, diretividade e diagrama de radiação. As curvas da impedância da antena *W-BFMA* para $Z_0 = 50\Omega$ e $Z_0 = 300\Omega$ não foram apresentadas, pois são similares as curvas da impedância mostrada na Figura 3.3, não acrescentando informações relevantes. Vale ainda ressaltar que durante o processo de otimização, para se reduzir tempo de processamento computacional, o número de discretização usado na otimização da antena *W-BFMA*, no método paramétrico foi $N = 10$ para $Z_0 = 300\Omega$, e nas demais impedâncias, $N = 20$. O raio dos elementos condutores cilíndricos da antena foi fixado em $a = 0,005L_1$ para $Z_0 = 50\Omega$ e $Z_0 = 300\Omega$, e variado de $0,005L_1$ até $a = 0,0166L_1$ para $Z_0 = 75\Omega$, tendo sido usado o programa desenvolvido_1.

3.5.1 Perda de retorno, antena *W-BFMA* otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω , método paramétrico

Observando as curvas das perdas de retorno, Figuras 3.9(a) e 3.9(b), para um nível de referência de -10dB , nota-se que a largura de banda de impedância da antena *W-BFMA* otimizada pelo método paramétrico foi aumentada de $BW = 8,74\%$ ($Z_{in} = 50\Omega$) para $BW = 29,25\%$ ($Z_{in} = 300\Omega$). Vale acrescentar duas observações sobre as curvas: primeiro, que se está considerando sempre a primeira ressonância, ou seja, na Figura 3.9(a), a curva próxima à frequência normalizada de $L_1/\lambda = 0,12$. Segundo, que a curva da largura de banda de impedância, Figura 3.9(b), encontra-se abaixo do nível de -10dB , na faixa de frequência normalizada de $0,37 \leq L_1/\lambda \leq 0,50$.

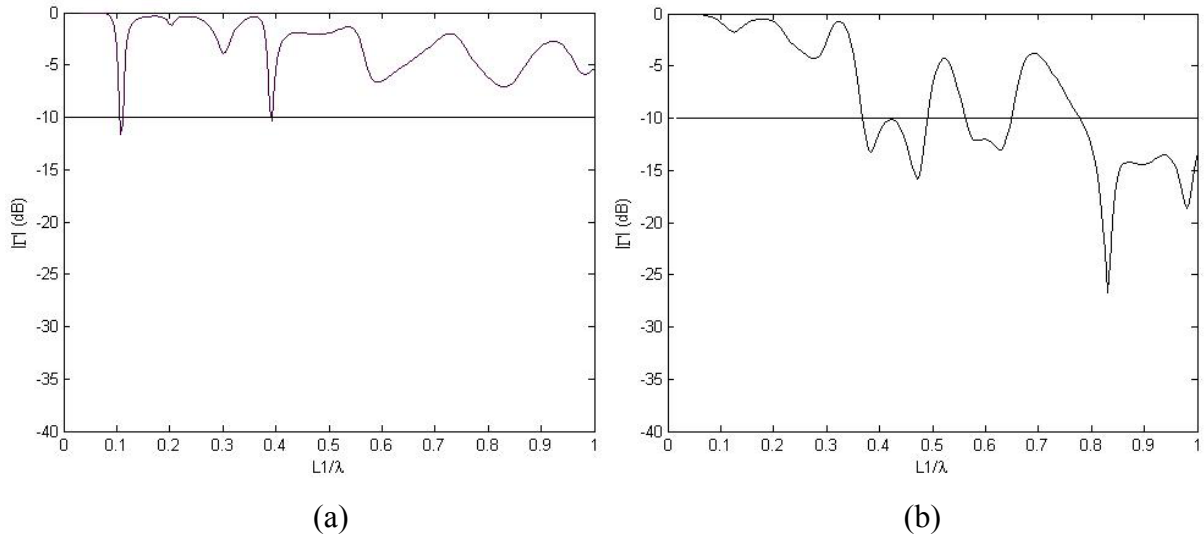


Fig. 3.9: Curvas da perda de retorno, antena *W-BFMA* otimizada: (a) $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 8,74\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$, $BW = 29,25\%$, método paramétrico.

3.5.2 Diretividade D_x e D_y , antena *W-BFMA* otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω , método paramétrico

Nas Figuras 3.10(a) e 3.10(b) estão apresentadas às curvas da diretividade D_x da antena *W-BFMA* otimizada pelo método paramétrico nas impedâncias de $Z_{in} = 50\Omega$ ($BW = 8,74\%$) e $Z_{in} = 300\Omega$ ($BW = 29,25\%$). Como se pode observar na Figura 3.10(b), $Z_{in} = 300\Omega$, a amplitude da curva da diretividade está oscilando em torno de 0dBi na faixa de frequência normalizada, exceção para a faixa de $0,3 \leq L_1/\lambda \leq 0,42$, onde há uma redução na amplitude que atinge um pico de -17dBi. Na Figura 3.10(a), $Z_{in} = 50\Omega$, a diretividade apresenta-se em faixas menores com intervalos de amplitudes acima e abaixo de 0dBi, atingido o seu pico máximo em 8dBi, próximo de $L_1/\lambda = 0,25$ e o mínimo abaixo de -25dBi em torno da frequência normalizada $L_1/\lambda = 0,65$. Portanto, a antena *W-BFMA* otimizada na impedância de $Z_{in} = 300\Omega$ ($BW = 29,25\%$) apresentou melhor característica de diretividade D_x para uso em aplicações práticas.

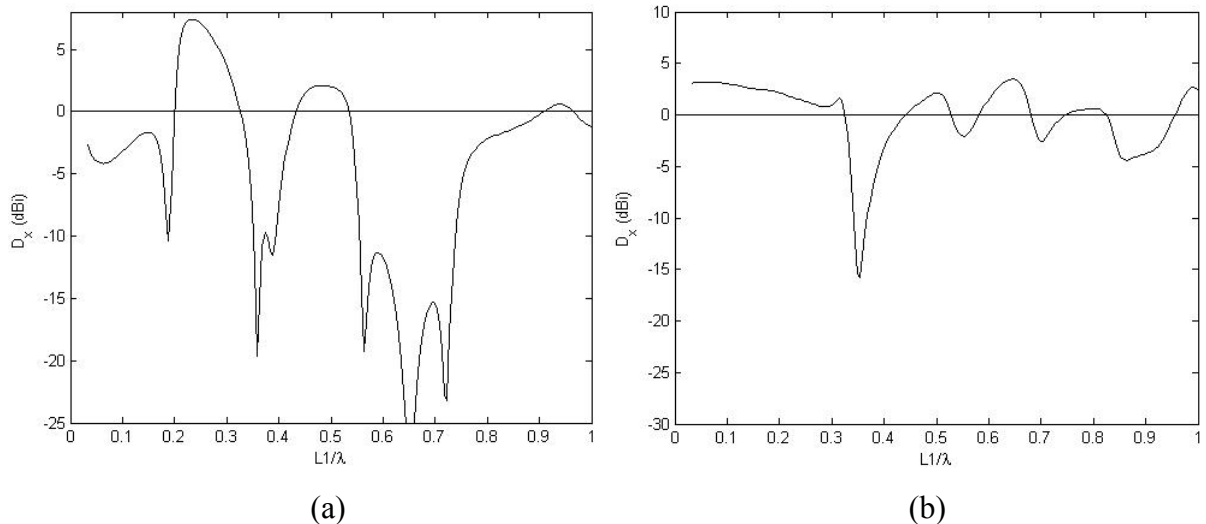


Fig. 3.10: Curvas da diretividade D_x , antena W -BFMA otimizada: (a) $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 8,74\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$, $BW = 29,25\%$, método paramétrico.

Na Figura 3.11 está apresentada a curva da diretividade D_y da antena W -BFMA otimizada pelo método paramétrico na impedância de $Z_{in} = 50\Omega$ ($BW = 8,74\%$). A curva da diretividade D_y na impedância $Z_{in} = 300\Omega$ ($BW = 29,25\%$) não foi apresentada porque sua amplitude foi bastante inferior a -60dBi . Como se pode observar pela Figura 3.11, impedância $Z_{in} = 50\Omega$, a curva da diretividade D_y apresenta amplitudes abaixo de 0dBi em toda a faixa de frequência normalizada. A amplitude varia entre -3dBi a -10dBi na faixa de frequência normalizada de $0,18 \leq L_1/\lambda \leq 1,0$ e atingindo o mínimo de -15dBi nas proximidades de $L_1/\lambda = 0,65$. Na faixa de $L_1/\lambda \leq 0,18$, a amplitude atinge o pico mínimo de -28dBi .

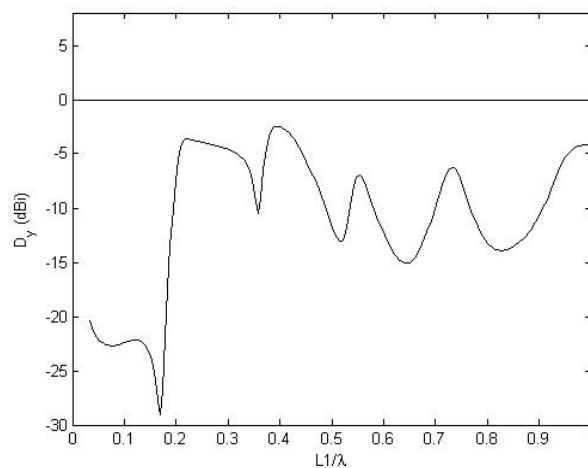


Fig. 3.11: Curva da diretividade D_y , antena W -BFMA otimizada, $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 8,74\%$, método paramétrico.

3.5.3 Diagrama de radiação, antena *W-BFMA* otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω , método paramétrico

Nesta Seção serão apresentadas, analisadas e comparadas, o diagrama radiação normalizado em relação ao seu valor máximo e em escala logarítmica (dB), das componentes do campo elétrico E_ϕ e E_θ em dois planos de elevação ou longitudinal, plano $x-z$ ($\phi = 0^\circ$) e plano $y-z$ ($\phi = 90^\circ$), enquanto o ângulo θ varia, para a antena *W-BFMA* otimizada pelo método paramétrico, e conectada com a linha de alimentação nas impedâncias de $Z_0 = 50\Omega$ ($BW = 8,74\%$) e $Z_0 = 300\Omega$ ($BW = 29,25\%$).

3.5.3.1 Diagrama de radiação, antena *W-BFMA* otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω , plano $x-z$ ($\phi = 0^\circ$), método paramétrico

Nas Figuras 3.12(a) e 3.12(b) estão apresentadas as componentes do campo elétrico E_ϕ do diagrama de radiação, plano $x-z$ ($\phi = 0^\circ$) para a antena *W-BFMA* conectada com a linha de alimentação nas impedâncias de 50Ω e 300Ω , e otimizadas pelo método paramétrico. A curva da Figura 3.12(a) apresenta-se ligeiramente omnidirecional com nível de amplitude máxima em torno de -3dB , enquanto que na Figura 3.12(b), impedância $Z_0 = 300\Omega$ ($BW = 29,25\%$), a curva apresenta-se mais direcional, e com o nível de amplitude muito baixo, com o máximo próximo de -25dB . Considerando que só estamos mostrando a parte superior das curvas nos gráficos (curvas simétricas), as curvas de ambos os gráficos são similares às curvas do dipolo horizontal.

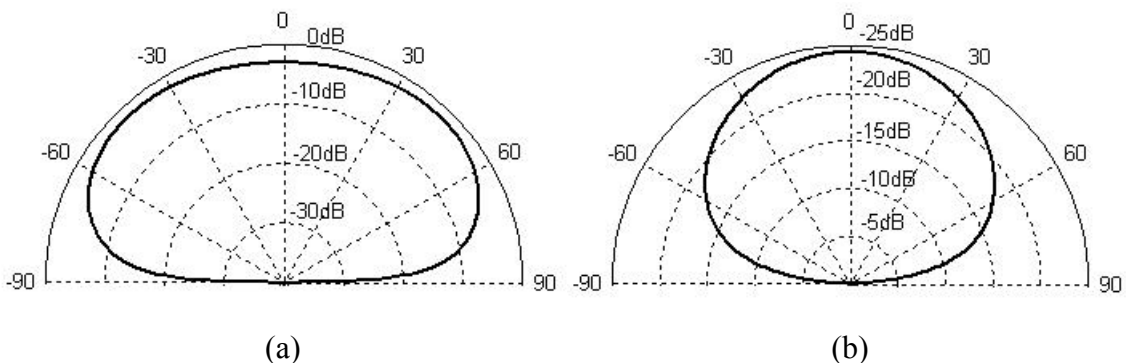


Fig. 3.12: Curvas do diagrama de radiação E_ϕ , antena *W-BFMA* otimizada, plano $x-z$: (a) $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 8,74\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$, $BW = 29,25\%$, método paramétrico.

Ainda analisando-se o plano $x-z$ ($\phi = 0^\circ$), para a componente do campo elétrico E_θ do diagrama de radiação, curvas das Figuras 3.13(a) e 3.13(b). A curva da Figura 3.13(a) apresenta-se mais omnidirecional, e com nível médio de amplitude em torno de 0dB, enquanto a curva da Figura 3.13(b) apresenta-se mais direcional, e com a amplitude máxima em torno de 7dB. Ambas as curvas apresentam uma ligeira depressão em torno da direção do intervalo de $-60 < \theta < -30$. Logo, a energia radiada apresenta-se mais distribuída na impedância de $Z_{in} = 50\Omega$ e mais concentrada (direcional) na impedância de $Z_{in} = 300\Omega$.

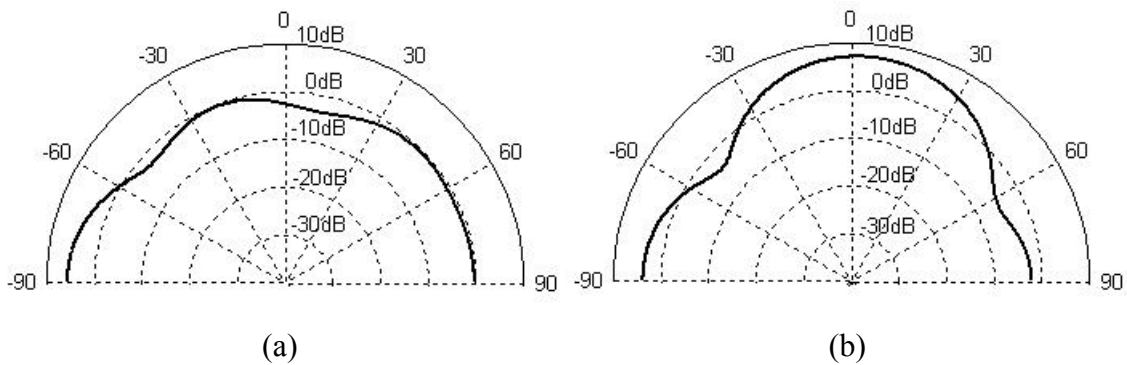


Fig. 3.13: Curvas do diagrama de radiação E_θ , antena W -BFMA otimizada, plano $x-z$: (a) $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 8,74\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$, $BW = 29,25\%$, método paramétrico.

3.5.3.2 Diagrama de radiação, antena W -BFMA otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω , plano $y-z$ ($\phi = 90^\circ$), método paramétrico

A componente do campo elétrico E_ϕ da curva do diagrama de radiação, plano $y-z$, ($\phi = 90^\circ$), Figuras 3.14(a) e 3.14(b), apresenta uma distribuição espacial de energia média em torno 7dB, conforme mostrado na Figura 3.14(b), e 0dB conforme mostrado na Figura 3.14(a), sendo que está apresenta um achatamento na direção $-10^\circ < \theta < 10^\circ$. A curva do componente E_ϕ está mais omnidirecional quando casada com a impedância da linha de alimentação $Z_0 = 300\Omega$ ($BW = 29,25\%$), e mais direcional em $Z_0 = 50\Omega$ ($BW = 8,74\%$).

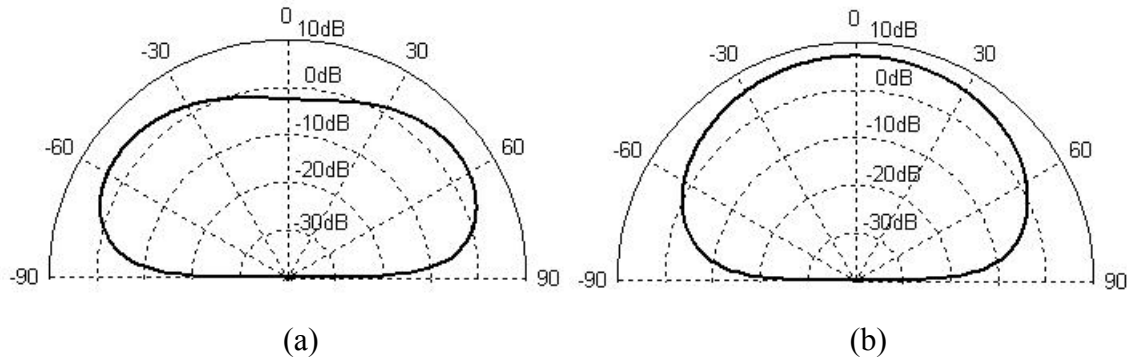


Fig. 3.14: Curvas do diagrama de radiação E_ϕ , antena W -BFMA otimizada, plano y - z : (a) $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 8,74\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$, $BW = 29,25\%$, método paramétrico.

No diagrama de radiação E_θ , plano y - z , ($\phi = 90^\circ$), Figuras 3.15(a) e 3.15(b), ambas as curvas apresentam distribuição espacial de energia irregular com amplitudes abaixo de 0dB. Sendo que a curva da Figura 3.15(a) apresenta uma depressão que chega a -15dB em torno da direção do ângulo $\theta = -45^\circ$, e a curva da Figura 3.15(b) mostra uma depressão de -40dB em torno da direção de $\theta = -15^\circ$.

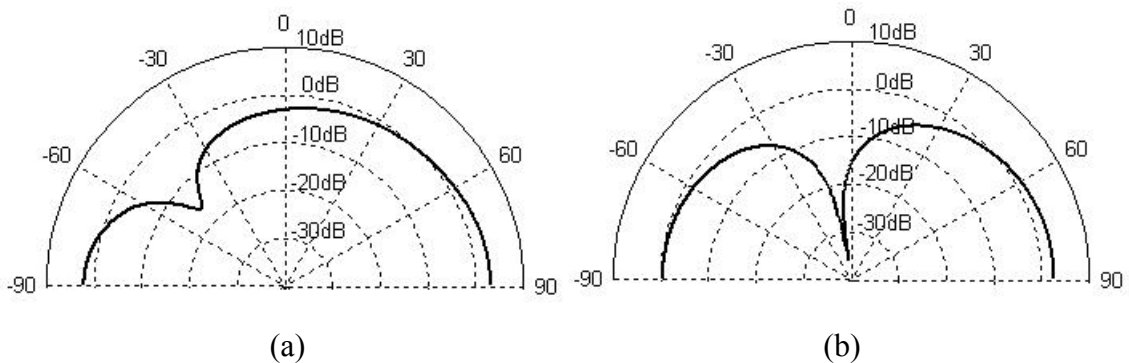


Fig. 3.15: Curvas do diagrama de radiação E_θ , antena W -BFMA otimizada, plano y - z : (a) $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 8,74\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$, $BW = 29,25\%$, método paramétrico.

Observando-se as Figuras 3.12 (b) - 3.15 (b), notam-se que as curvas do diagrama de radiação da antena W -BFMA otimizada pelo método paramétrico na impedância de $Z_{in} = 300\Omega$ apresentou o mesmo comportamento das curvas do diagrama de radiação para $Z_{in} = 150\Omega$ na mesma otimização, conforme Figuras 3.7 e 3.8. Para validar o programa desenvolvido, os resultados calculados com o método paramétrico foram comparados com resultados obtidos com o *software IE3D*, e publicados em [1] e [2]. Em função da grande

quantidade de tempo gasto para obter bons resultados com o método paramétrico, nas próximas seções este método será substituído pelos métodos de otimização de busca iterativa *hill climbing* e algoritmo genético.

3.6 Método de otimização *hill climbing* aplicado à antena *W-BFMA*

Como a antena *W-BFMA* possui vários máximos e mínimos, uma abordagem do método *hill climbing* é adequada. O método *hill climbing* necessita de valores de partida inicial (um chute inicial). A inicialização da otimização de forma aleatória poderá fazer com que qualquer um dos mínimos (ou máximos) locais seja adotado como a solução global, além de se ter um tempo de processamento computacional imprevisível [31], [32]. Para se evitar esse problema, os resultados obtidos pelo método paramétrico foram usados como chute inicial no método *hill climbing*. Um programa computacional codificado em linguagem *Matlab* foi desenvolvido para a aplicação desse método. Ao contrario do método paramétrico, com a aplicação do método *hill climbing* se fez otimização simultânea de todas as dimensões dos parâmetros geométricos da antena. Como resultado, a otimização foi feita em um tempo muito mais curto que o método paramétrico. Os resultados obtidos pelo método *hill climbing*, Tabela 3.4, são comparados com os resultados calculados pelo método paramétrico, Tabela 3.1, nas respectivas impedâncias da linha de alimentação.

3.6.1 Introdução ao método *hill climbing*

Hill climbing é um método de busca iterativo que garante um máximo local ou mínimo local, e, portanto, normalmente inadequado para a busca de um máximo ou mínimo global. Entretanto, se houve a certeza da existência de um máximo (ou mínimo) único, este seria global, e, portanto, o método seria adequado. A antena *W-BFMA* em função da quantidade de elementos condutores e da variação de suas dimensões é ressoante em várias faixas de frequências e, portanto possui vários máximos e mínimos locais. Como o método *hill climbing* é iterativo, este necessita de um chute inicial, e esse foi um dos motivos para o seu uso na otimização da antena *W-BFMA*. Ou seja, usar os resultados obtidos pela otimização do

método paramétrico, Tabela 3.1, como chute inicial no método *hill climbing*, e dessa forma, melhorar esses resultados. Com a aplicação do método *hill climbing* se obteve resultados melhores e em menos tempo de processamento computacional do que o método paramétrico (ver Tabelas 3.1. e 3.4). O critério de parada usado foi o número de iterações. A função objetiva usada foi o programa computacional desenvolvido com a aplicação do método numérico *MoM* para se calcular as principais curvas características da antena *W-BFMA*. Ou seja, as dimensões dos fios condutores (comprimentos L_1, L_2, L_3, H, B , e o raio a) são gerados pelo método *hill climbing* e em seguida, aplicados no programa computacional desenvolvido e usado na aplicação do método paramétrico.

Uma forma de encontrar o máximo (ou mínimo) global pelo método *hill climbing*, sem que se tenha idéia do valor inicial é aplicar um chute inicial aleatório e, à medida que os valores forem sendo calculados, escolhe-se o melhor valor como chute inicial da próxima etapa e assim sucessivamente. Isso evita que o programa fique preso em um máximo ou mínimo local. Se gasta mais tempo de processamento computacional, mas se obtém bons resultados.

Na Tabela 3.3, estão apresentadas os valores dos passos usados durante o processo de otimização. A variação adequada do passo pode evitar que o programa fique preso em um máximo (ou mínimo) local. Um passo com dimensão suficiente grande poderá reduzir o tempo de convergência (menor número de iterações), mas também poderá causar erro de aproximação, ou seja, afasta-se do objetivo desejado. Como se pode notar pela Tabela 3.3, não se usou um passo único para todos os paramétricos geométricos. Aos parâmetros mais sensíveis a mudanças foram usados passos menores, conforme analisados na otimização paramétrica na Seção 3.4. Com o método de otimização *hill climbing* se procurou obter resultados melhores percorrendo espaços de busca menores do domínio de definição da função objetiva, determinado pelo tamanho do passo. O método *hill climbing* funciona tanto para aplicações com funções discretas como para funções contínuas, ao contrario do método do gradiente descendente, sempre comparado com o método *hill climbing*, usado apenas com funções contínuas [31], [32].

Tabela 3.3

Passos usados no processo de otimização, método *hill climbing*.

Z(Ω)	Std_L₂	Std_L₃	Std_H	Std_B	Std_a
50 e 300	0,4	0,4	0,1	0,2	0,2
75	0,2	0,2	0,4	0,4	0,1

3.6.2 Resultados da otimização, antena *W-BFMA*, método *hill climbing*

O processo de otimização da antena *W-BFMA* para cálculo da máxima largura de banda de impedância pelo método *hill climbing* foi feito nas impedâncias da linha de alimentação de 50, 75, e 300 Ω , e pelo programa desenvolvido_2. O objetivo foi usar os resultados obtidos da otimização paramétrica, Tabela 3.1 da Seção 3.4.1, como chute inicial e melhorá-los. Durante o processo de otimização, o raio dos elementos condutores cilíndricos da antena foi fixado em $a = 0,005L_1$ para $Z_{in} = 50\Omega$ e $Z_{in} = 300\Omega$, e variado de $a = 0,005L_1$ até $a = 0,0166L_1$, para a impedância de $Z_{in} = 75\Omega$. Todos os parâmetros geométricos da antena foram normalizados por L_1/λ . Para se calcular a distribuição de corrente na superfície da antena pelo método dos momentos, cada segmento da antena foi dividido em $N = N_H = N_{L1} = N_{L2} = N_{L3} = N_a = 20$ elementos.

Com a aplicação do método *hill climbing*, todos os valores da largura de banda de impedância foram aumentados, Tabela 3.4, em relação a otimização pelo método paramétrico, sendo que a maior largura de banda relativa, $BW = 67,67\%$, foi obtida na impedância de $Z_{in} = 300\Omega$. Na impedância de $Z_{in} = 50\Omega$, a largura de banda foi aumentada de $BW = 8,74\%$ para $BW = 12,31\%$. Já com $Z_{in} = 75\Omega$ permanecer praticamente inalterada, enquanto em $Z_{in} = 300\Omega$, a largura de banda de impedância aumentou de $BW = 29,23\%$ para $BW = 67,67\%$. O nível de referência da perda de retorno usado foi de $|T| = -10dB$. A antena não foi otimizada na impedância $Z_{in} = 150\Omega$, por essa impedância ser usada com a ajuda de *balun*. Para não ser repetitivo, as curvas de impedância pela otimização com o método *hill climbing* não serão apresentadas.

Tabela 3.4

Parâmetros da antena *W-BFMA* otimizada, método *hill climbing*.

Z(Ω)	L₂	L₃	H	B	a	BW%
50	0,001L ₁	0,723L ₁	0,731L ₁	0,579L ₁	0,0050L ₁	12,31
75	0,704L ₁	0,189L ₁	0,518L ₁	0,397L ₁	0,0166L ₁	12,36
300	0,458L ₁	0,801L ₁	0,746L ₁	0,900L ₁	0,0050L ₁	67,67

3.6.3 Análise da antena *W-BFMA* otimizada, impedâncias 50 Ω e 300 Ω , método *hill climbing*

Segue a análise e comparação dos resultados da aplicação do método de otimização *hill climbing* na antena *W-BFMA*, considerando a menor largura de banda relativa obtida, $BW = 12,31\%$ conectada com a impedância da linha de alimentação em $Z_0 = 50\Omega$, e a maior largura de banda relativa, $BW = 67,67\%$ conectada com a impedância da linha em $Z_0 = 300\Omega$. Durante todo o processo de otimização com o *hill climbing* foi usado o programa desenvolvido_2 e o número discretização foi $N = 20$.

3.6.4 Perda de retorno, antena *W-BFMA* otimizada, impedâncias 50 Ω e 300 Ω , método *hill climbing*

Observando os gráficos das curvas da perda de retorno, Figuras 3.16(a) e 3.16(b), para um nível de referência de -10dB, a largura de banda de impedância foi aumentada de $BW = 12,31\%$ ($Z_{in} = 50\Omega$) para $BW = 67,67\%$ ($Z_{in} = 300\Omega$) Figura 3.16(b), para a antena *W-BFMA* otimizada pelo método *hill climbing*. Na Figura 3.16(b), a curva da perda de retorno encontra-se abaixo do nível de -10dB na frequência normaliza $L_1/\lambda = 0,4$. Já na curva da perda de retorno da Figura 3.16(a), está sendo considerada a largura de banda da primeira ressonância, que corresponde a frequência normalizada de $L_1/\lambda = 0,12$.

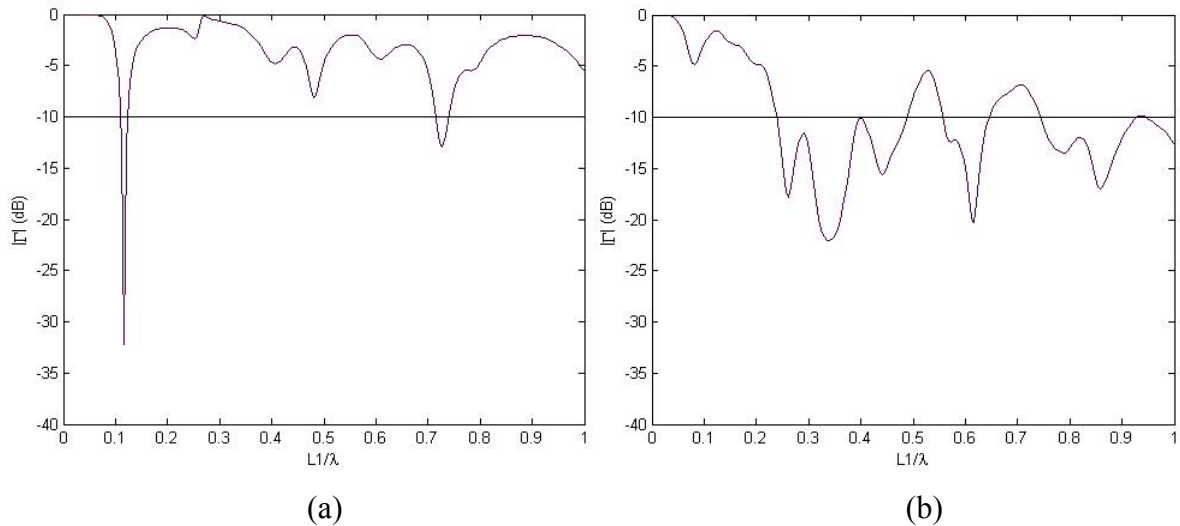


Fig.3.16: Curvas da perda de retorno, antena *W-BFMA* otimizada: (a) $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 12,31\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$, $BW = 67,67\%$, método *hill climbing*.

3.6.5 Diretividade D_x e D_y , antena *W-BFMA* otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω , método *hill climbing*

A curva da diretividade D_x com a antena conectada com a linha de alimentação em $Z_0 = 50\Omega$ ($BW = 12,31\%$), Figura 3.17(a), apresenta três faixas de frequências normalizadas distintas. A faixa de $L_1/\lambda \leq 0,22$ com amplitudes variando de 0dBi a -7dBi, a faixa de $0,22 \leq L_1/\lambda \leq 0,56$ com amplitudes variando de 0dBi a 5dBi, e a faixa de $0,56 \leq L_1/\lambda \leq 1,0$ com amplitudes média abaixo de -10dBi, atingindo o pico mínimo de -38dBi em $L_1/\lambda = 0,9$ e retornando para -3dBi no final da faixa.

Na impedância de $Z_0 = 300\Omega$ ($BW = 67,67\%$), Figura 3.17(b), a curva da diretividade D_x apresenta amplitude em torno de 0dBi em quase toda faixa de frequência normalizada, $0,15 \leq L_1/\lambda \leq 1,0$, variando de 5dBi à -10dBi, atingindo a amplitude mínima de -12,5dBi fora dessa faixa, $L_1/\lambda \leq 0,15$. Portanto, no plano x - z , a antena *W-BFMA* otimizada com $Z_0 = 300\Omega$ ($BW = 67,67\%$) apresentou característica eletromagnéticas melhor do que otimizada com $Z_0 = 50\Omega$ ($BW = 12,31\%$), conforme observado nas Figuras 3.17(a) e 3.17(b).

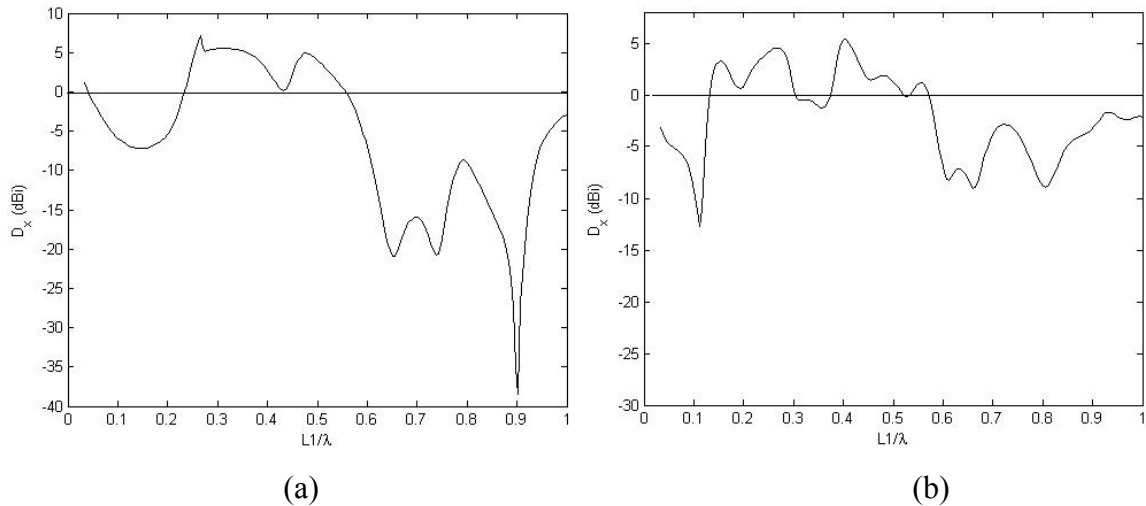


Fig. 3.17: Curvas da diretividade D_x , antena W -BFMA otimizada: (a) $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 12,31\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$, $BW = 67,67\%$, método *hill climbing*.

A diretividade D_y , ao contrario do que ocorreu com a otimização pelo método paramétrico, Figura 3.11, plano y - z , a otimização pelo método *hill climbing*, Figuras 3.18(a) e 3.18(b), a antena apresentou melhor desempenho com $Z_{in} = 300\Omega$ ($BW = 67,67\%$), apresentado amplitudes oscilando em torno de -2dBi a -10dBi em média, na faixa de frequência normalizada de $0,22 \leq L_1/\lambda \leq 1,0$, conforme Figura 3.18(b). Atingido o mínimo de -13dBi próximo aos pontos $L_1/\lambda = 0,65$ e $L_1/\lambda = 0,75$. Com a impedância $Z_{in} = 50\Omega$ ($BW = 12,31\%$), a antena W -BFMA apresentou amplitudes inferiores a -60dBi em toda sua faixa de frequência normalizada, sendo desconsiderada a polarização da onda eletromagnética na antena com a componente do campo elétrico nessa impedância e na direção do plano D_y .

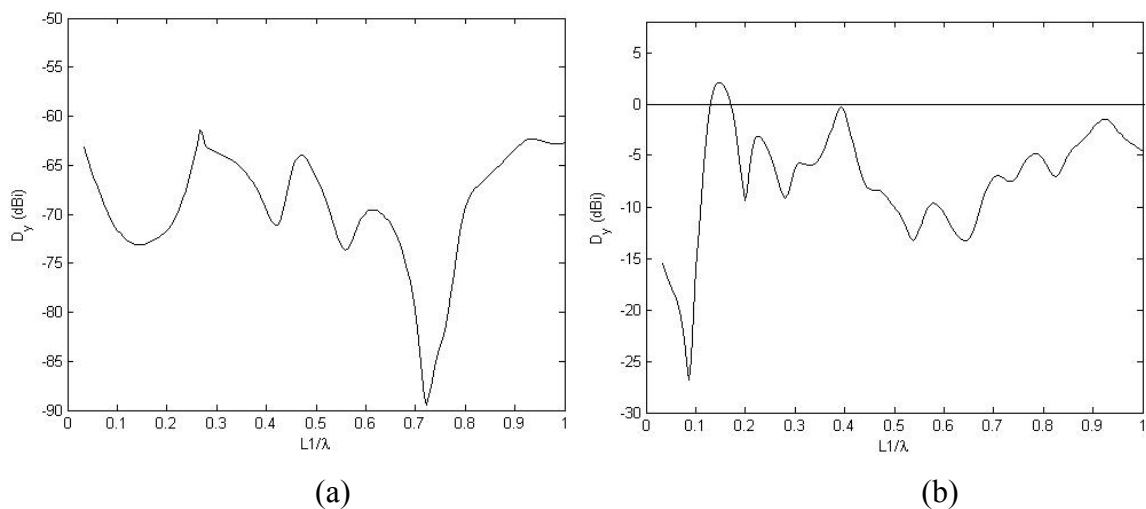


Fig. 3.18: Curvas da diretividade D_y , antena W -BFMA otimizada: (a) $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 12,31\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$, $BW = 67,67\%$, método *hill climbing*.

3.6.6 Diagrama de radiação, antena *W-BFMA* otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω , método *hill climbing*

Nesta Seção, será apresentada, analisada e comparada, o diagrama radiação das componentes do campo elétrico E_ϕ e E_θ nos dois planos de elevação ou longitudinal, plano $x-z$ ($\phi = 0^\circ$) e plano $y-z$ ($\phi = 90^\circ$) com θ variando, para a antena *W-BFMA* otimizada com o método *hill climbing* e conectada com a linha de alimentação nas impedâncias de $Z_0 = 50\Omega$ e $Z_0 = 300\Omega$.

3.6.6.1 Diagrama de radiação, antena *W-BFMA* otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω , plano $x-z$ ($\phi = 0^\circ$), método *hill climbing*

Observando as curvas das Figuras 3.19(a) e 3.19(b), diagrama de radiação do campo elétrico E_ϕ para o plano $x-z$ ($\phi = 0^\circ$), ambas as curvas atingem seu máximo em torno de 0dB, sendo que a curva da Figura 3.19(a) apresenta-se omnidirecional (em torno da direção dos ângulos $-60^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$) enquanto a curva da Figura 3.19(b) apresenta-se mais direcional (em torno dos ângulos $-30^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$), e tem a forma de sino. Logo, pelo diagrama de radiação E_ϕ , plano $x-z$, a antena apresenta melhor distribuição espacial de energia radiada para $Z_{in} = 50\Omega$ e energia mais concentrada (melhor diretividade) para $Z_{in} = 300\Omega$. O uso de uma dessas características depende da aplicação. Aplicações com transmissão ponto multipontos se aplicam no primeiro caso, e ponto a ponto, no segundo caso.

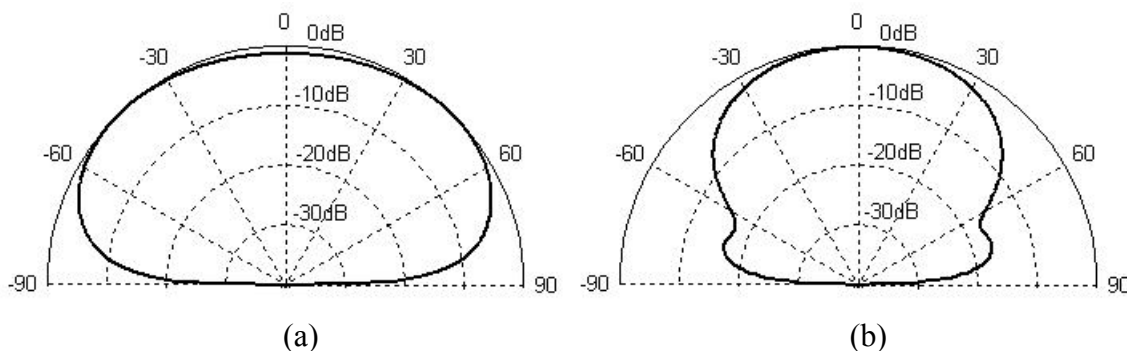


Fig. 3.19: Curvas do diagrama de radiação E_ϕ , antena *W-BFMA* otimizada, plano $x-z$: (a) $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 12,31\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$, $BW = 67,67\%$, método *hill climbing*.

Ainda no plano $x-z$ ($\phi = 0^\circ$), diagrama de radiação E_θ , curvas das Figuras 3.20(a) e 3.20(b), ambas as curvas apresentam um máximo em torno de 0dB, sendo que a curva da Figura 3.20(a) em forma de sino alongado, apresenta-se direcional em torno da direção dos ângulos $-45^\circ \leq \theta \leq 45^\circ$, enquanto a curva da Figura 3.20(b) é direcional em torno da direção dos ângulos $-28^\circ \leq \theta \leq 28^\circ$. Ambas as curvas apresentam depressões em torno de -10dB, sendo que a curva da Figura 3.20(a), nas direções dos ângulos $\theta = -60^\circ$ e $\theta = 75^\circ$, enquanto que na curva da Figura 3.20(b), a depressão é em torno do ângulo $\theta = -45^\circ$.

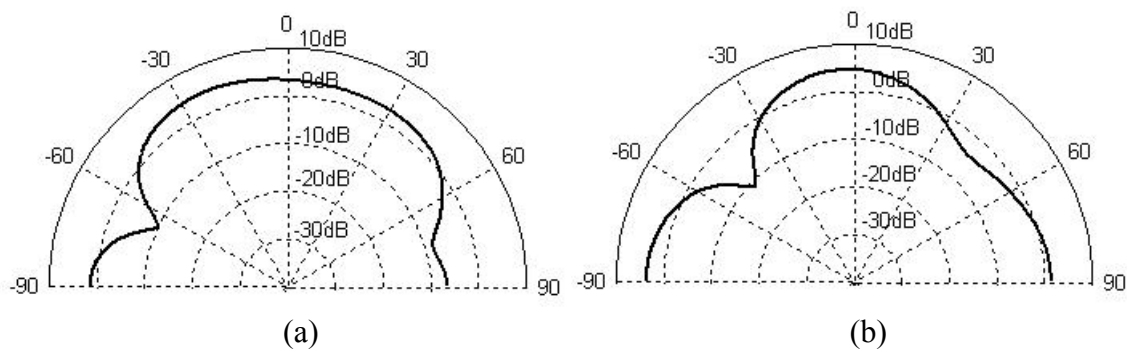


Fig. 3.20: Curvas do diagrama de radiação E_θ , antena W -BFMA otimizada, plano $x-z$: (a) $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 12,31\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$, $BW = 67,67\%$, método *hill climbing*.

3.6.6.2 Diagrama de radiação, antena W -BFMA otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω , plano $y-z$ ($\phi = 90^\circ$), método *hill climbing*

No diagrama de radiação E_ϕ , plano $y-z$, ($\phi = 90^\circ$), ambas as Figuras 3.21(a) e 3.21(b), apresentaram distribuição espacial de energia uniforme muito similar e com média máxima em torno de 4dB, sendo que na Figura 3.21(a) a energia está mais distribuída, e na Figura 3.21(b) está mais concentrada. As curvas são praticamente as mesmas da otimização do método paramétrico, no mesmo plano $y-z$, ($\phi = 90^\circ$), mostradas na Seção 3.5.3.2 desse Capítulo.

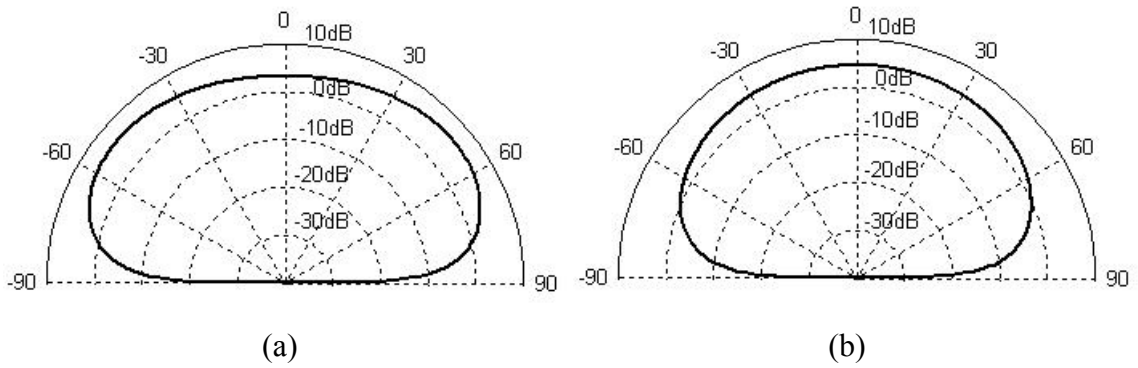


Fig. 3.21: Curvas do diagrama de radiação E_ϕ , antena W -BFMA otimizada, plano y - z : (a) $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 12,31\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$, $BW = 67,67\%$, método *hill climbing*.

No diagrama de radiação do campo elétrico E_θ , plano y - z , ($\phi = 90^\circ$), Figuras 3.22(a) e 3.22(b), a curva da Figura 3.22(a) apresenta uma distribuição espacial de energia bastante irregular, com um nulo em torno do ângulo de $\theta = 0^\circ$ e níveis de amplitudes abaixo de -10dB na direção de $-45^\circ \leq \theta \leq 45^\circ$. A curva da Figura 3.22(b) mostra um nível de amplitude média em torno de 0dB , e apresenta a distribuição de energia omnidirecional e com ligeiras depressões em torno das direções de $\theta = -60^\circ$ e $\theta = 60^\circ$.

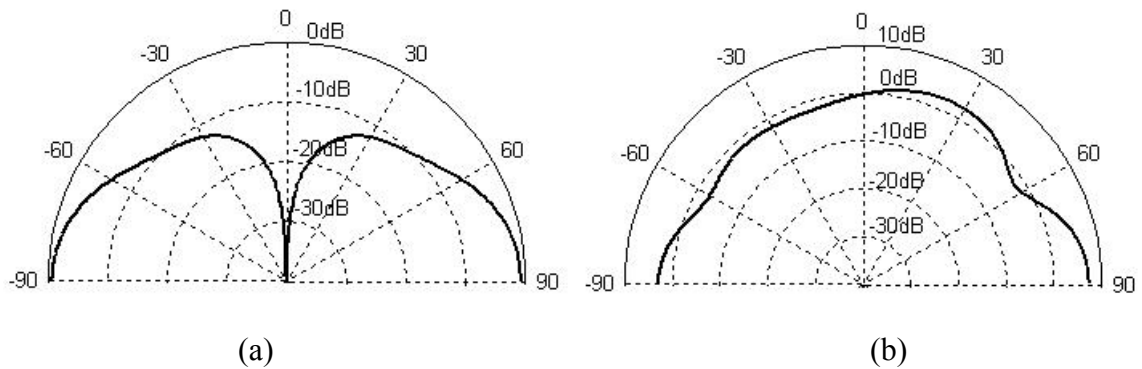


Fig. 3.22: Curvas do diagrama de radiação E_θ , antena W -BFMA otimizada, plano y - z : (a) $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 12,31\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$, $BW = 67,67\%$, método *hill climbing*.

Para validar os programas computacionais desenvolvidos e aplicados na otimização do método *hill climbing*, os resultados obtidos pelo método *hill climbing* foram comparados com os resultados calculados com o programa aplicado no método paramétrico, e publicados em [23].

3.7 Introdução ao método algoritmo genético

O método algoritmo genético (AG) é uma técnica de busca baseada na inteligência computacional muito eficiente no sentido de percorrer o espaço do domínio e encontrar soluções próximas da solução ótima, dependendo do número de gerações usadas e da aproximação desejada. Uma das características desejadas do método AG na otimização da antena *W-BFMA* é que se possa percorrer um espaço de busca do domínio de definição da função objetiva muito maior e em menos tempo que o método *hill climbing*. Essa característica no AG é fortemente influenciada pelo operador genético da mutação. Como o AG é um método não convergente, ele não tenderá ao valor ótimo. Com o AG, apenas haverá garantia que ele sempre passará pelo valor máximo (ou mínimo) global, desde que o espaço de busca (domínio de definição da função objetiva) esteja muito bem determinado, ou seja, que contenha o valor desejado. Para se selecionar esse valor, com uma função matemática, comparam-se todos os valores encontrados pelo AG com um valor pretendido (esperado). Em seguida, se selecionam (gravam-se) os valores iguais ou superiores ao valor esperado para análise após término de cada rodada do programa. A grande quantidade de códigos (e comandos) heurísticos necessários para formatação do programa computacional é uma das desvantagens do AG em relação a outros métodos de otimização. Além do mais, o número de geração de indivíduos necessária para obtenção dos resultados, normalmente grande, aumenta o tempo de processamento computacional [31], [32]. No programa desenvolvido foram usadas as seguintes características do algoritmo genético: seleção por roleta ponderada, cruzamento e mutação. Para forçar a convergência foi usada a estratégia elitista. A estratégia elitista significa que os indivíduos mais aptos são preservados para a geração seguinte. A estratégia elitista foi a que melhor se adequou ao processo de otimização da antena *W-BFMA*. O cromossomo foi codificado em binário e o critério de parada foi o número de gerações (M) de indivíduos.

3.7.1 Resultados da otimização, antena *W-BFMA*, método algoritmo genético

Os resultados apresentados nessa Seção foram calculados com o uso do método de otimização do algoritmo genético. O objetivo dessa etapa foi a substituição do método *hill*

climbing, usado na Seção anterior, por um método de otimização não linear recente e com uso de maior recurso computacional. O método numérico dos momentos foi usado como base para a formulação matemática. Os programas computacionais foram escritos em linguagem *Matlab*. Em função da codificação do programa com operadores genéticos (cruzamento e mutação), além de seleção por roleta ponderada e método elitista, o programa de otimização com AG é considerado computacionalmente pesado. O tempo gasto de processamento computacional por simulação é superior ao usado no método *hill climbing*.

Dados usados no programa AG: tamanho do cromossomo m de cada parâmetro geométrico da antena (H, L_2, L_3, B) foi $m_1 = m_2 = m_3 = m_4 = 10$, sendo o comprimento total do cromossomo $L = 40$, para uma precisão de três casas decimais $p = 3$. A probabilidade de cruzamento usada foi $pc = 0,85$ e a mutação $pm = 0,2$; sendo que o tamanho da população gerada foi fixado em 200 indivíduos e as gerações variadas de no mínimo 100 gerações e no máximo 300 gerações.

Com os parâmetros acima, antena *W-BFMA* foi otimizada com algoritmo genético nas impedâncias de linha de alimentação em 50, 75 e 300 Ω . O raio dos elementos condutores cilíndricos foi fixado em $a = 0,005L_1$ para as impedâncias de 50 e 300 Ω , enquanto para $Z_0 = 75\Omega$, foi fixado em $a = 0,0166L_1$. Para calcular a distribuição de corrente na estrutura da antena, cada elemento condutor foi dividido em $N = N_H = N_{L1} = N_{L2} = N_{L3} = N_a = 20$ segmentos (N , número de discretização).

Na Tabela 3.5, estão apresentados os resultados calculados pelo processo de otimização com algoritmo genético para a antena *W-BFMA*. Quando se compara os resultados da otimização por AG, Tabela 3.5, com os da otimização paramétrica, Tabela 3.1, pode-se observar que todas as larguras de bandas de impedâncias foram aumentadas e em um tempo muito menor. A maior largura de banda relativa obtida pelo método AG foi $BW = 52,28\%$ na impedância $Z_{in} = 300\Omega$. Na impedância $Z_{in} = 50\Omega$ e em relação ao método paramétrico, a largura de banda relativa aumentou de $BW = 8,74\%$ para $BW = 11,78\%$. Na impedância $Z_{in} = 75\Omega$ aumentou de $BW = 12,10\%$ para $BW = 22,26\%$. Em $Z_{in} = 300\Omega$, a largura de banda relativa aumentou de $BW = 29,25\%$ para $BW = 52,28\%$.

Tabela 3.5

Parâmetros da antena *W-BFMA* otimizada, método algoritmo genético.

Z(Ω)	L₂	L₃	H	B	a	BW%
50	0,821L ₁	0,648L ₁	0,024L ₁	0,556L ₁	0,0050L ₁	11,78
75	0,243L ₁	0,468L ₁	0,047L ₁	0,515L ₁	0,0166L ₁	22,26
300	0,622L ₁	0,722L ₁	0,543L ₁	0,426L ₁	0,0050L ₁	52,82

3.7.2 Análise da antena *W-BFMA* otimizada, impedâncias 50 Ω e 300 Ω , método algoritmo genético

Segue a análise e comparação dos resultados da aplicação do método de otimização com algoritmo genético na antena *W-BFMA*, considerando a menor largura de banda obtida $BW = 11,78\%$, conectada com a impedância da linha de alimentação em $Z_0 = 50\Omega$, e a maior largura de banda de $BW = 52,82\%$ quando conectada com a impedância da linha em $Z_0 = 300\Omega$. Em todas as impedâncias de otimização, durante o processo de otimização por AG foi usado o programa desenvolvido_2 e o número discretização $N = 20$. O raio dos elementos condutores cilíndricos da antena foi fixado em $a = 0,005L_1$ para $Z_0 = 50\Omega$ e $Z_0 = 300\Omega$, e $a = 0,0166 L_1$ para $Z_0 = 75\Omega$.

3.7.3 Perda de retorno, antena *W-BFMA* otimizada, impedâncias 50 Ω e 300 Ω , método algoritmo genético

Observando as curvas da perda de retorno, Figuras 3.23(a) e 3.23(b), para um nível de referência de -10dB, nota-se que a largura de banda de impedância aumentou de $BW = 11,78\%$ ($Z_{in} = 50\Omega$), no centro da faixa, em torno da frequência normalizada $0,45 \leq L_1/\lambda \leq 0,53$, Figura 3.23(a), para $BW = 52,82\%$ ($Z_{in} = 300\Omega$), no intervalo aproximado de $0,34 \leq L_1/\lambda \leq 0,58$, Figura 3.23(b), com a antena *W-BFMA* otimizada por AG.

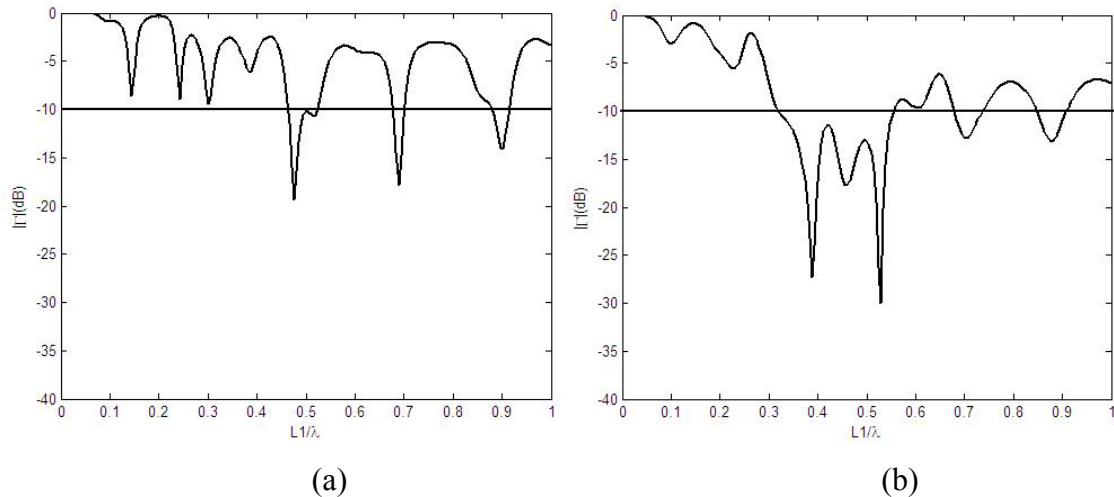


Fig. 3.23: Curvas da perda de retorno, antena *W-BFMA* otimizada: (a) $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 11,78\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$, $BW = 52,82\%$, método algoritmo genético.

3.7.4 Diretividade D_x e D_y , antena *W-BFMA* otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω , método algoritmo genético

As curvas da diretividade D_x , Figuras 3.24(a) e 3.24(b), apresentam comportamento similares, com níveis de amplitudes próximos e acima de 0dBi, no centro da faixa de frequência normalizada $0,22 \leq L_1/\lambda \leq 0,6$, e com amplitudes abaixo de 0dBi para as faixas de $L_1/\lambda \leq 0,22$ e $L_1/\lambda \geq 0,6$, sendo que a curva da Figura 3.24(a) apresenta menor variação nos níveis de amplitudes. Logo, a antena *W-BFMA* aceitará polarização do campo elétrico na direção D_x no centro da faixa de frequência normalizada $0,22 \leq L_1/\lambda \leq 0,6$, tanto para $Z_{in} = 50\Omega$ ($BW = 11,78\%$), como para $Z_{in} = 300\Omega$ ($BW = 52,82\%$).

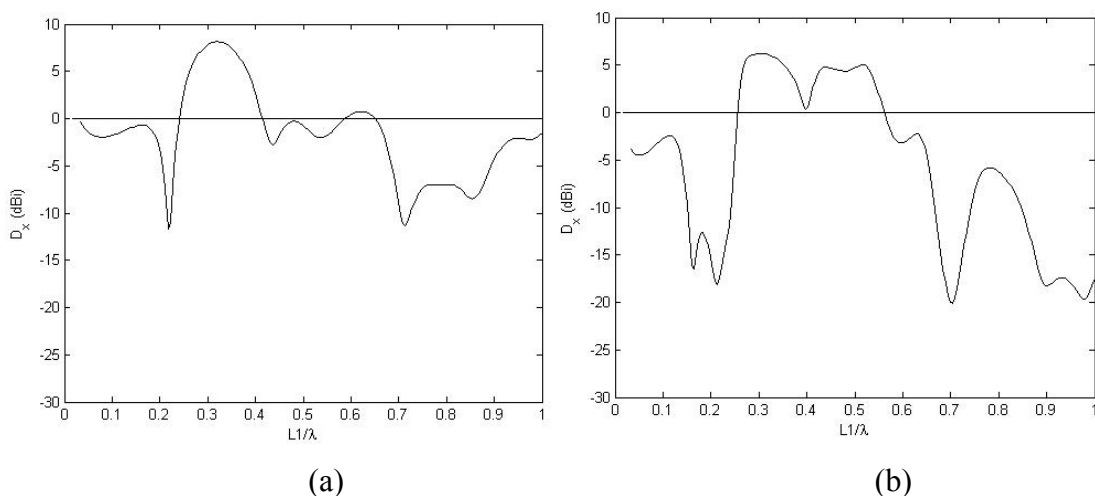


Fig. 3.24: Curvas da diretividade D_x , antena *W-BFMA* otimizada: (a) $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 11,78\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$, $BW = 52,82\%$, método algoritmo genético.

As curvas da diretividade D_y , Figuras 25(a) e 25(b), apresentam muitas variações nos níveis de amplitudes, com amplitudes variando de 5dBi até -10dBi na faixa de frequência normalizada de $0,18 \leq L_1/\lambda \leq 0,8$, e com quedas acentuadas nas extremidades das faixas $L_1/\lambda \leq 0,18$ e $L_1/\lambda \geq 0,8$, com maior ênfase na curva da diretividade D_y da Figura 3.25(a), $Z_{in} = 50\Omega$ ($BW = 11,78\%$).

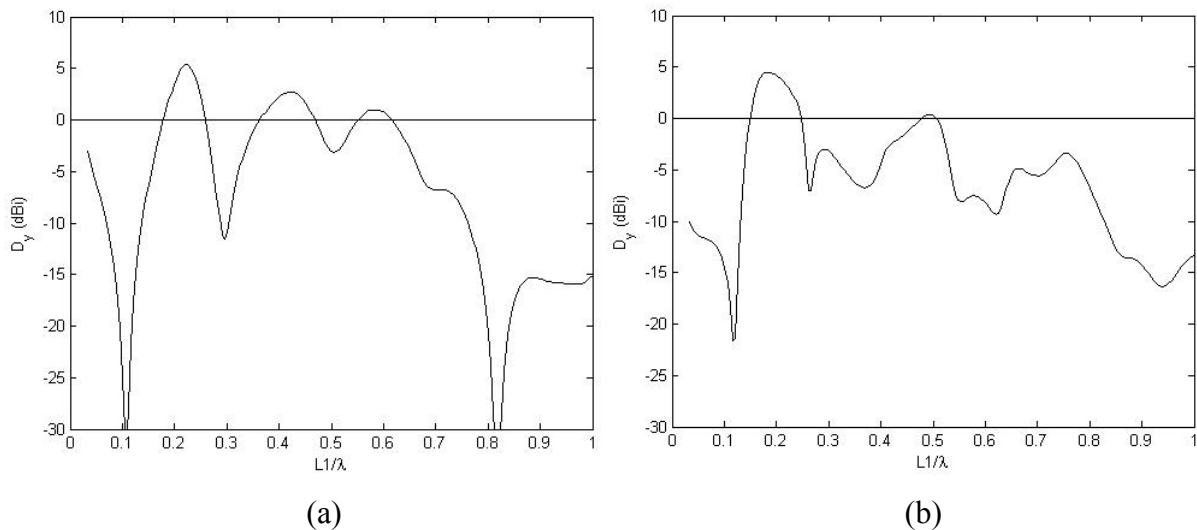


Fig. 3.25: Curvas da diretividade D_y , antena W - $BFMA$ otimizada: (a) $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 11,78\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$, $BW = 52,82\%$, método algoritmo genético.

3.7.5 Diagrama de radiação, antena W - $BFMA$ otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω , método algoritmo genético

Nesta Seção, será apresentada, analisada e comparada, o diagrama radiação das componentes do campo elétrico E_ϕ e E_θ em dois planos de elevação ou longitudinal, plano x - z ($\phi = 0^\circ$) e plano y - z , ($\phi = 90^\circ$) com θ variando, para a antena W - $BFMA$ otimizada com algoritmo genético, e conectada com a linha de alimentação nas impedâncias de $Z_0 = 50\Omega$ e $Z_0 = 300\Omega$, menor e maior larguras de bandas impedâncias, respectivamente.

3.7.5.1 Diagrama de radiação, antena *W-BFMA* otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω , plano $x-z$ ($\phi = 0^\circ$), método algoritmo genético

As Figuras 3.26(a) e 3.26(b) mostram o diagrama de radiação do campo E_ϕ da antena *W-BFMA* otimizada pelo método AG, plano $x-z$ ($\phi = 0^\circ$), com θ variando. Como se pode observar pelas Figuras 3.26(a) e 3.26(b), a antena *W-BFMA* apresenta distribuição espacial de energia mais uniforme na Figura 3.26(a), curva com menor largura de banda de impedância $BW = 11,78\%$ ($Z_{in} = 50\Omega$), e distribuição espacial de energia mais concentrada na Figura 3.26(b), curva em forma similar a um sino, maior largura de banda de impedância $BW = 52,82\%$ ($Z_{in} = 300\Omega$). Sendo que na Figura 3.26(a), a curva atinge nível médio próximo a 2dB, exceto nos intervalos dos ângulos $-60^\circ < \theta < -90^\circ$ e $60^\circ < \theta < 90^\circ$. Já na Figura 3.26(b), a curva de distribuição espacial de energia atinge nível máximo de -5dB na direção do ângulo $\theta = 0^\circ$ e com redução acentuada de amplitude a partir dos intervalos de ângulos $\theta \leq -30^\circ$ e $\theta \geq 30^\circ$.

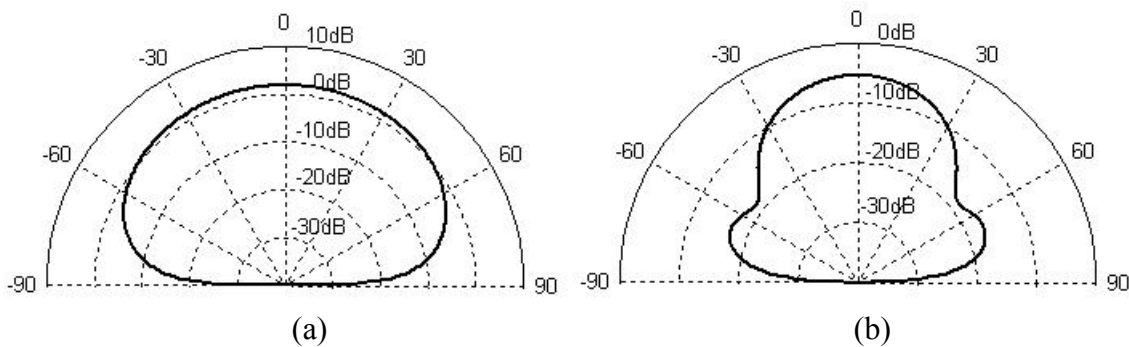


Fig. 3.26: Curvas do diagrama de radiação E_ϕ , antena *W-BFMA* otimizada, plano $x-z$: (a) $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 11,78\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$, $BW = 52,82\%$, método algoritmo genético.

Já no plano $x-y$ ($\phi = 0^\circ$), Figura 3.27(b), o diagrama de radiação do campo E_θ apresenta distribuição espacial de energia radiada ligeiramente omnidirecional com nível de médio de amplitude em torno de 0dB, exceto na direção de $-30^\circ < \theta < 0^\circ$, otimização AG com a impedância $Z_{in} = 300\Omega$. Enquanto que com a impedância $Z_{in} = 50\Omega$, Figura 3.27(a), a distribuição espacial de energia apresenta-se oscilando abaixo e acima de 0dB, e com uma depressão que vai de 0dB a -20dB em torno do ângulo $\theta = -30^\circ$.

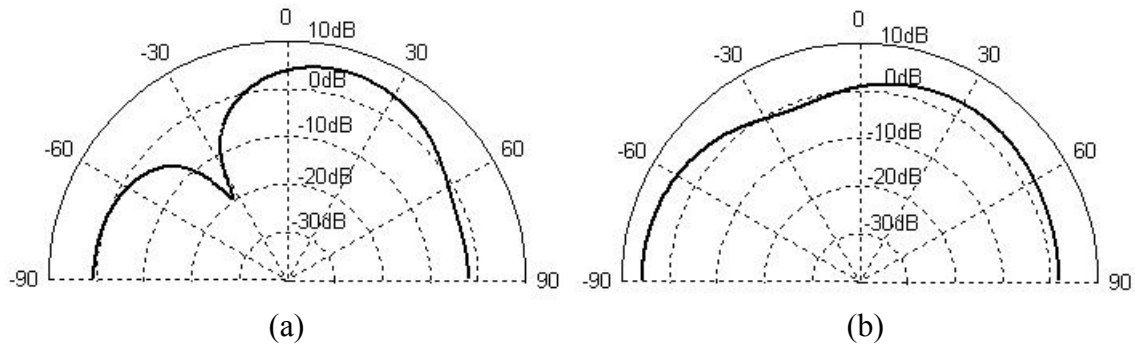


Fig. 3.27: Curvas do diagrama de radiação E_θ , antena W -BFMA otimizada, plano x - z : (a) $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 11,78\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$, $BW = 52,82\%$, método algoritmo genético.

3.7.5.2 Diagrama de radiação, antena W -BFMA otimizada, impedâncias 50Ω e 300Ω , plano y - z ($\phi = 90^\circ$), método algoritmo genético

No diagrama de radiação E_ϕ , plano y - z ($\phi = 90^\circ$), Figuras 3.28(a) e 3.28(b), a distribuição espacial de energia radiada pela antena W -BFMA, apresenta curvas com energia concentradas ligeiramente uniformes e similares, com níveis médio de amplitude em torno e acima de 0dB na direção do intervalo dos ângulos $-60^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$, para a otimização AG, tanto para a impedância $Z_{in} = 50\Omega$ como para $Z_{in} = 300\Omega$.

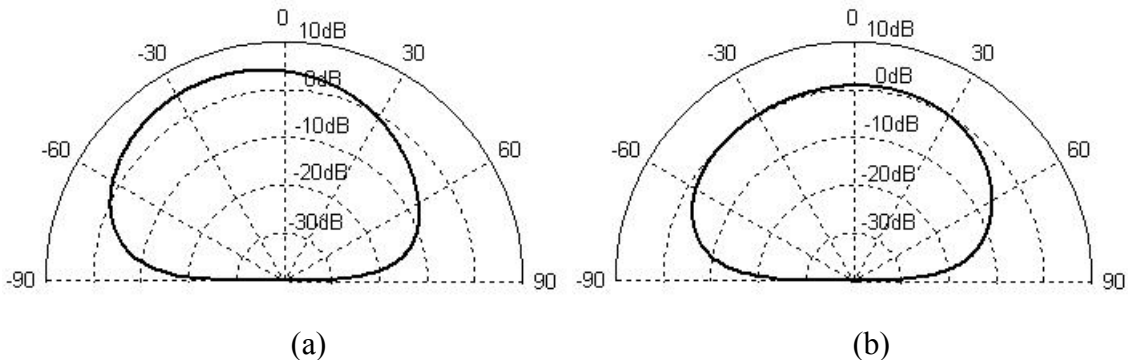


Fig. 3.28: Curvas do diagrama de radiação E_ϕ , antena W -BFMA otimizada, plano y - z : (a) $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 11,78\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$, $BW = 52,82\%$, método algoritmo genético.

No diagrama de radiação E_θ , plano y - z ($\phi = 90^\circ$), da curva da Figura 3.29(a) apresenta a distribuição espacial de energia ligeiramente omnidirecional, com nível de amplitude em torno de 0dB. Na Figura 3.29(b), a distribuição espacial de energia está mais irregular, com níveis de amplitudes variando de -5dB (na direção $-30^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$) a 5dB (na direção $\theta > 60^\circ$), e com uma depressão que vai a -10dB na direção em torno de $\theta = 15^\circ$.

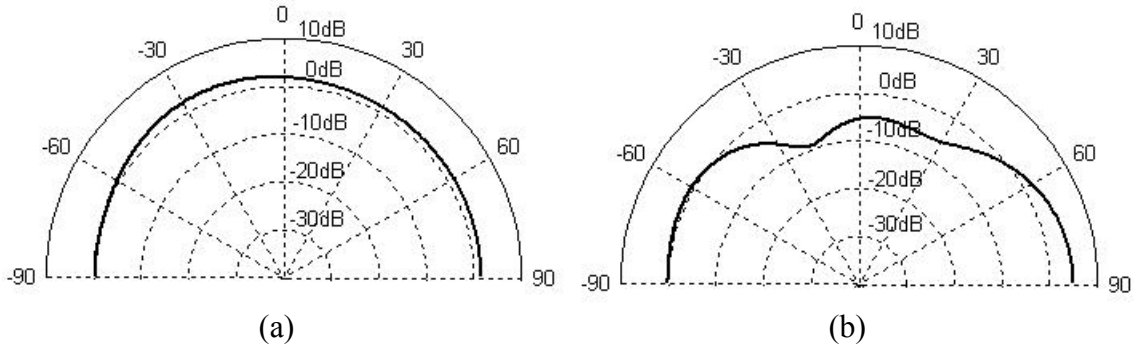


Fig. 3.29: Curvas do diagrama de radiação E_{θ} , antena W - $BFMA$ otimizada, plano y - z : (a) $Z_{in} = 50\Omega$, $BW = 11,78\%$; (b) $Z_{in} = 300\Omega$, $BW = 52,82\%$, método algoritmo genético.

Os resultados obtidos com a otimização da antena W - $BFMA$ pelo método algoritmo genético foram comparados com resultados calculados com a otimização do método paramétrico, e publicados em [24]. Outros trabalhos usando o método algoritmo genético foram publicados em [33], [34].

Com a otimização pelo método paramétrico, cada pequena variação (Δl) no comprimento de cada elemento radiador da antena W - $BFMA$ gastou um tempo de processamento computacional de aproximadamente 28 minutos por cálculo de largura de banda de impedância relativa. A discretização nas dimensões dos elementos radiadores da antena considerada foi de $N = 20$. A otimização pelo método paramétrico é feita alterando-se a dimensão de cada elemento radiador individualmente (L_2 , L_3 , H , B e raio a). Quando se aumentou o valor de N para 40, o tempo de processamento computacional passou para 4 (quatro) horas de processamento por cálculo da largura de banda, na otimização pelo método paramétrico. Esse aumento no tempo não apresentou resultados significativos. Na otimização da antena da W - $BFMA$ pelo método paramétrico foi realizada mais de mil simulações.

Quando foi usado tanto o método *hill climbing* como o método do algoritmo genético, o tempo de processamento computacional para as simulações realizadas com $N = 20$ foi reduzido para alguns minutos. Vale ressaltar que o processo de otimização por ambos esses métodos é realizado simultaneamente para todos os valores das dimensões dos elementos radiadores considerados na estrutura da antena W - $BFMA$. Nas simulações foi usado um computador Laptop marca Toshiba Satellite M55-S139, processador Intel Celeron 380 (1,60 GHz); 512 MB DDR2 SDRAM, 80 GB (540 RPM) HDD, Microsoft Windows XP Home Edition.

3.8 Trabalhos publicados em função da otimização da antena *W-BFMA*

- 3.8.1 Dilermando R. de Melo, Victor Dmitriev, Karlo Q. da Costa, “*Otimização da Largura de Banda da Antena Monopolo Dobrada Compacta com Algoritmo Genético*”. The 7th International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS’2008), Foz do Iguaçu - PR, Brasil, 3 - 5 de dezembro de 2008; I2TS 2008.
- 3.8.2 Dilermando R. de Melo, Marcelo N. Kawakatsu, Victor Dmitriev, Karlo Q. da Costa, “*Aplicação do Método dos Momentos na Análise de Antenas*”. 31^o Congresso Nacional de Matemática Aplicada e Computacional (31^o CNMAC), Belém - PA, Brasil, 07 - 10 de setembro de 2008; CNMAC 2008.
- 3.8.3 Marcelo N. Kawakatsu, Dilermando R. de Melo, Victor Dmitriev, “*Otimização por Algoritmo Genético de uma Antena Planar em F-Invertido Modificada*”. 13^o Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (SBMO) e 8^o Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMAG), Florianópolis - SC, Brasil, 07 - 10 de setembro de 2008; MOMAG 2008.
- 3.8.4 Dilermando R. de Melo, Victor Dmitriev, Karlo Q. da Costa, “*Aumento da Largura de Banda da Antena Monopolo Dobrada Compacta pelo Método Hill Climbing*”. 13^o Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (SBMO) e 8^o Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMAG), Florianópolis - SC, Brasil, 07 - 10 de setembro de 2008; MOMAG 2008.
- 3.8.5 Marcelo N. Kawakatsu, Victor Dmitriev, Dilermando R. de Melo, “*Antena em F-Invertido Planar com Fenda em Formato de L-Deitado Otimizada por Algoritmo Genético*”. XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT 2008), Rio de Janeiro - RJ, Brasil, 02 - 05 de setembro de 2008; SBrT 2008.
- 3.8.6 D. R. de Mélo, V. A. Dmitriev, K. Q. da Costa, M. T. Reis, “*Otimização da largura de banda de uma antena monopolo dobrada compacta (BFMA)*”. The 5th International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS’2006), Várzea Grande - MT, Brasil, 06 - 08 de dezembro de 2006; I2TS 2006.

3.9 Conclusão

Nesse Capítulo, uma antena filamentar monopolo dobrado construída com fios condutores paralelos (*Wire Built-in Folded Monopole Antenna, W-BFMA*) foi modelada pelo método dos momentos e otimizada pelo método paramétrico com a linha de alimentação conectada nas impedâncias de 50, 75, 150 e 300Ω. Em seguida, com o objetivo de se obter resultados melhores e em menor tempo de processamento computacional, a antena *W-BFMA* foi otimizada pelos métodos *hill climbing* e algoritmo, conectado com a linha de alimentação nas impedâncias de 50, 75, e 300Ω. As principais curvas características da antena *W-BFMA*, tais como: perda de retorno, diretividade, diagrama de radiação e largura de banda foram apresentadas, analisadas e comparadas nas impedâncias de 50 e 300Ω. Seguem-se a análise da otimização da antena *W-BFMA* modelada por *MoM* e otimizada pelo métodos: paramétrico, *hill climbing* e algoritmo genético.

Pelos resultados apresentados na Tabela 3.1, se pode concluir que há maior dificuldade em se obter grandes larguras de banda relativas com a antena *W-BFMA* conectada com a linha de alimentação para valores mais baixos das impedâncias, tais como: $Z_0 = 50\Omega$ ou $Z_0 = 75\Omega$, uma vez que a estrutura da antena *W-BFMA* apresenta os fios condutores paralelos dobrados, conforme Figura 3.1, o que contribui para aumentar o valor da impedância.

Com o método paramétrico e mantendo as dimensões dos elementos radiadores da estrutura da antena *W-BFMA* pequena, a antena apresentou melhor desempenho quando conectada com a impedância da linha de alimentação $Z_0 = 150\Omega$. Nessa impedância, a maior largura de banda de relativa obtida pelo método paramétrico foi de $BW = 56\%$, para um nível de referência de perda de retorno, $|I| = -10\text{dB}$. Por não ser uma impedância comumente usada nos aparelhos eletroeletrônicos sem o uso de *balun*, a impedância $Z_0 = 150\Omega$ foi desconsiderada na otimização pelos métodos *hill climbing* e algoritmo genético.

Quando considerado a otimização sem quaisquer restrições nas dimensões dos fios condutores, a antena *W-BFMA* casou melhor quando conectada com a linha de alimentação na impedância $Z_0 = 300\Omega$, tendo apresentado a largura de banda relativa de $BW = 71,3\%$, para um nível de perda de retorno de $|I| = -10\text{dB}$, conforme Tabela 3.2.

Com a otimização pelo método *hill climbing*, as dimensões de todos os fios condutores da antena foram otimizadas de forma simultâneas, percorrendo espaços de busca maiores ou menores do domínio, determinado pelo tamanho do passo, Tabela 3.3. Com esse método, a antena *W-BFMA* apresentou a maior largura de banda quando conectada com a linha de alimentação na impedância $Z_0 = 300\Omega$. Nessa impedância, a largura de banda relativa obtida foi de $BW = 67,67\%$, enquanto que no método paramétrico foi de $BW = 29,25\%$, para um nível de referência de perda de retorno de $|\Gamma| = -10\text{dB}$, e considerando as dimensões pequenas dos elementos radiadores, conforme a Tabela 3.4.

Em geral, o método *hill climbing* apresentou resultados melhores e em menos tempo de processamento computacional em relação aos apresentados pelo método paramétrico. No método *hill climbing*, a largura de banda de relativa aumentou de $BW = 8,7\%$ para $BW = 12,31\%$, quando conectada com a impedância da linha de alimentação em $Z_0 = 50\Omega$. Com a impedância $Z_0 = 75\Omega$, a largura de banda relativa praticamente não se alterou, passando de $BW = 12,10\%$ para $BW = 12,36\%$.

Com relação à análise do diagrama de radiação no método *hill climbing*, a antena *W-BFMA* apresentou distribuição espacial de energia ligeiramente mais omnidirecional quando conectada com a linha de alimentação na impedância de $Z_0 = 50\Omega$, e energia mais concentrada em uma dada direção quando conectada com a impedância de $Z_0 = 300\Omega$. O uso de uma dessas características da antena *W-BFMA* depende da aplicação.

Com a otimização pelo método do algoritmo genético, a máxima largura de banda de relativa de $BW = 52,82\%$, foi obtida quando a antena *W-BFMA* foi conectada com a linha de alimentação na impedância $Z_0 = 300\Omega$, conforme Tabela 3.5. Esse valor é muito superior à largura de banda obtida pelo método paramétrico nessa mesma impedância ($BW = 29,25\%$), para um nível de referência de perda de retorno, $|\Gamma| = -10\text{dB}$. Com o método AG e conectada com a impedância $Z_0 = 50\Omega$, a largura de banda de impedância relativa foi de $BW = 11,78\%$, enquanto que no método paramétrico foi de $BW = 8,70\%$. Com a impedância da linha de alimentação conectada em $Z_0 = 75\Omega$, a largura de banda de relativa com AG foi de $BW = 22,26\%$, enquanto que com o método paramétrico foi de $BW = 12,10\%$. Logo, com AG, se obteve resultados melhores e em menos tempo de processamento computacional que com o método paramétrico, em todas as impedâncias da linha de alimentação investigadas.

Observando o diagrama de radiação pelo método AG, a antena *W-BFMA* apresentou distribuição espacial de energia mais omnidirecional quando conectada com a linha de alimentação na impedância $Z_0 = 50\Omega$, e radiação de energia mais concentrada em uma dada direção, quando conectada com $Z_0 = 300\Omega$. Similar ao que aconteceu com a otimização pelo método *hill climbing*.

Quando comparada a otimização da antena *W-BFMA* pelos métodos *hill climbing* e AG, a otimização com o método AG obteve resultado melhor apenas na impedância $Z_{in} = 75\Omega$ ($BW_{AG} = 22,26\%$ e $BW_{HC} = 12,36\%$), porém com tempo de processamento computacional maior. A quantidade de códigos (comandos) usados para a implementação do programa computacional no método AG é pelo menos dez vezes maior do que no método *hill climbing*. Por tanto, o método *hill climbing* pode ser perfeitamente usado para otimização de antenas com estruturas não muito complexas, além de ser simples de ser implementado. Para se evitar ficar preso em máximos e mínimos locais, fazer a variação do passo, sempre levando em conta as dimensões dos elementos radiadores a serem otimizados, ou seja, para as dimensões pequenas usar passos menores.

Como se pode observar pela análise dos resultados, o tipo de método de otimização a ser aplicado depende dos parâmetros a serem considerados para o projeto da antena, como por exemplo: complexidade da estruturada antena, quantidade de códigos a desenvolver e tempo de codificação do programa desenvolvido, tempo de processamento computacional do programa, margem de erro admissível, recursos computacional disponíveis, tempo disponível para a pesquisa, recursos financeiros disponíveis, objetivos da pesquisa.

3.10 Referências

- [1] Software IE3D Zeland 2006. Zeland Software INC., Fremont, CA, USA; www.zeland.com.
- [2] D. R. de Mélo, V. A. Dmitriev, K. Q. da Costa, M. T. Reis, “*Otimização da largura de banda de uma antena monopolo dobrado compacta (BMFA)*”. The 5th International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS 2006), 06 - 08 de dezembro de 2006, Várzea Grande - MT, Brasil; I2TS 2006.
- [3] Dilermando R. de Melo, Marcelo N. Kawakatsu, Victor Dmitriev, Karlo Q. da Costa, “*Aplicação do Método dos Momentos na Análise de Antenas*”. 31^o Congresso Nacional de Matemática Aplicada e Computacional (31^o CNMAC), 07 - 10 de setembro de 2008, Belém - PA, Brasil; CNMAC 2008.
- [4] S. Hayashida, T. Tanaka, H. Morishita, and K. Fujimoto, “*Built-in folded monopole antenna for handsets*”. Electronics Letters, IEEE, Vol. 40, No. 24, November 2004, pp. 1514 - 1515.
- [5] S. Hayashida, H. Morishita, Y. Koyanagi, and K. Fujimoto, “*Characteristics of built-in folded monopole antenna for handsets*”, IEEE Xplore Digital Library, 2006, pp. 33 - 36.
- [6] S. Hayashida, T. Tanaka, H. Morishita, and K. Fujimoto, “*Built-in half size of folded dipole antenna for handsets*”, Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004, IEEE, Vol. 03, June 2004, pp. 2759 - 2762.
- [7] D. Sasaki, S. Hayashida, K. Imamura, H. Morishita, and M. Usami, “*A Planar Folded Dipole Antenna for Handset*”. IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamatirals. IWAT 2005, 7- 9 March 2005, pp. 133 - 136.
- [8] H. Morishita, Y. Kim I, Y. Koyanagi, and K. Fujimoto, “*A folded loop antenna system for handsets*”. Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 03, IEEE 2001, pp. 440 - 443.

- [9] Tomoki Tanaka, Shogo Hayashida, Hisashi Morishita, Yoshio Koyanagi, and Kyohei Fujimoto, "*Built-in Folded Dipole Antenna for Handsets*". Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, Vol. 01, June 2003, pp. 451 - 454.
- [10] Shogo Hayashida, Hisashi Morishita, Yoshio Koyanagi, and Kyohei Fujimoto, "*Wideband folded loop antenna for handsets*". Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE 2002, pp. 02 - 04.
- [11] T. Tsukiji, Y. Kumon, and M. Yamasaki, "*Double-folded monopole antenna using parallel line or coaxial cable*". IEE Proceedings - Microw. Antenna Propag., Vol. 149, No.1, February 2002, pp. 17 - 22.
- [12] Fa-Shian Chang, Hong-Twu Chen, Hsien-Chiao Teng, and Wen-Kuan Su, "*A Low-Profile Folded Monopole Antenna for GSM/DCS Mobile Phone Application*". Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, Vol. 03, September 2004, pp. 2755 - 2758.
- [13] Yong-Sun Shin, Seong-Ook Park, and Manjai Lee, "*A Broadband Interior Antenna of Planar Monopole Type in Handsets*". IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 4, IEEE 2005, pp. 09 - 12.
- [14] Basim Al-Khateeb, Victor Rabinovich, Barbara Oakley, and Nikolai Alexandrov, "*Compact Planar Antennas for Short-range Wireless Automotive Communication*". IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 55, No. 4, July 2006, pp. 1425 - 1435.
- [15] A. K. Skrivervik, J. F. Zurcher, O. Staub, and J. R. Mosig, "*PCS Antenna Design: The Challenge of Miniaturization*". IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 43, No. 4, August 2001, pp. 12 - 27.
- [16] S. Hayashida, H. Morishita, and K. Fujimoto, "*Self-balanced wideband folded loop antenna*". IEE Proc. -Microwave, Antennas Propag., Vol. 153, No.1, February 2006, pp. 07 - 12.

- [17] K. Oh and K. Hirasawa, “*A Dual-Band Inverted-L-Folded-Antenna with a Parasitic Wire*”. Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, Vol. 3, September 2004, pp. 3131 - 3134.
- [18] Yasuko Kimura, Yoshio Ebine, and Keizo Cho, “*Characteristics of a Dual-Feed Dipole Antenna with Parasitic Elements*”. APM C2005 Proceedings; IEEE Xplore Digital Library, 2005, pp. 01 - 03.
- [19] Hans Schantz, “*The Art and Science of Ultrawideband Antennas*”. Artech House antennas and propagation library, © 2005 Artech House, INC., pp. 01 - 36.
- [20] Constantine A. Balanis, “*Antenna Theory: Analysis and Design*”. 3rd ed., Ed. John Wiley & Sons, INC., 1982, pp. 01 - 25; pp. 722 - 784.
- [21] Zhi Ning Chen and Michael Y. W. Chia, “*Broadband Planar Antennas: Design and Applications*”. Ed. John Wiley & Sons Ltd., 2006, pp. 179 - 238.
- [22] Robert Aiello and Anuj Batra, “*Ultra Wideband Systems: Technologies and Applications*”. Copyright © 2006, Elsevier Inc., pp 01 - 15; pp 74 - 145.
- [23] Dilermando R. de Melo, Victor Dmitriev, Karlo Q. da Costa, “*Aumento da Largura de Banda da Antena Monopolo Dobrada Compacta pelo Método Hill Climbing*”. 13^o Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (SBMO) e 8^o Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMAG), 07 - 10 de setembro de 2008, Florianópolis - SC, Brasil; MOMAG 2008.
- [24] Dilermando R. de Melo, Victor Dmitriev, Karlo Q. da Costa, “*Otimização da Largura de Banda da Antena Monopolo Dobrada Compacta com Algoritmo Genético*”. The 7th International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS'2008), 3 - 5 de dezembro de 2008, Foz do Iguaçu - PR, Brasil; I2TS 2008.
- [25] Matthew N. O. Sadiku, “*Numerical Techniques in Electromagnetics*“. 2nd ed., Ed. New York: CRC Press LLC, 2001, pp. 121 - 458.

- [26] Walton C. Gibson, "*The Methods of Moments in Electromagnetism*". Ed. Chapman & Hall/CRC, 2008.
- [27] Roger F. Harrington, "*Field Computation by Moments Methods*". Ed. IEEE Press, 1993.
- [28] Matthew N. O. Sadiku, "*Elements of Eletromagnetics*". 3rd ed., Ed. Oxford University Press, INC. 2001, pp. 660 - 716.
- [29] J. Moore and R. Pizer, "Moment Methods in Electromagnetics". Ed. New York: Research Studies Press, 1984.
- [30] The Institute of Electrical and Electronics Engineers, inc., "*IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas, IEEE Std 145-1993*". Printed in the United States of America, March 1993; <http://ieexplore.ieee.org>.
- [31] Ricardo Linden, "*Algoritmo Genético: uma importante ferramenta da inteligência computacional*". Editora Brasport Livros e Multimídia Ltda., 2006.
- [32] Thomas Weise, "*Global Optimization Algorithms: Theory and Applications*". 2nd ed., Ed. Copyright © 2006 - 2009 Thomas Weise, e-book 2009, pp. 237 - 241.
- [33] Marcelo N. Kawakatsu, Victor Dmitriev, Dilermando R. de Melo, "*Antena em F-Invertido Planar com Fenda em Formato de L-Deitado Otimizada por Algoritmo Genético*". XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT 2008), 02 - 05 de setembro de 2008, Rio de Janeiro - RJ, Brasil; SBrT 2008.
- [34] Marcelo N. Kawakatsu, Dilermando R. de Melo, Victor Dmitriev, "*Otimização por Algoritmo Genético de uma Antena Planar em F-Invertido Modificada*". 13^o Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (SBMO) e 8^o Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMAG), 07 - 10 de setembro de 2008, Florianópolis - SC, Brasil; MOMAG 2008.

CAPÍTULO 4

4. ANTENAS MONOPOLOS PLANOS DE BANDA ULTRA-LARGA (UWB): ANÁLISE E OTIMIZAÇÃO

4.1 Introdução

Nesse Capítulo, duas estruturas de antenas monopolos planos na tecnologia de banda ultra-larga (*Ultra-Wideband Antennas - UWB*) são analisadas e otimizadas. Na primeira estrutura, se usou uma configuração em que o elemento radiador (*patch*) é inserido em uma fenda do plano de terra, enquanto que na segunda configuração o plano de terra é truncado. No capítulo anterior, Capítulo III, a antena *W-BFMA* teve a largura de banda impedância otimizada com o objetivo de alocar mais informações e diversidades na banda. Como as antenas na tecnologia *UWB* têm a faixa de frequência previamente definida (3,1 - 10,6)GHz com relação a um nível de perda de retorno de -10dB. Nesse Capítulo, a otimização foi para reduzir a perda de retorno para níveis abaixo de -10dB, sem que haja perdas significativas nas características eletromagnéticas do ganho e o diagrama de radiação. Ter uma perda de retorno baixa é muito desejável para as antenas *UWB*. Primeiro, porque dá mais tolerância para ajustes devido a possíveis desvios durante o processo de fabricação. Segundo, por causa de possíveis interferências de campos eletromagnéticos (*EMI - Electromagnetics Interference*) emitidos por outros componentes eletrônicos quando da inserção da antena dentro do gabinete do aparelho.

Em ambas as configurações das estruturas das antenas *UWB* monopolos planos investigadas, fenda no plano de terra e plano de terra truncado, se teve como fundamentos básicos achatar e arredondar o elemento radiador e partes do plano de terra com o objetivo de obter melhor casamento de impedância, e como consequência reduzir a perda de retorno na banda de frequência de operação. As principais curvas características das antenas foram investigadas com ajuda do *software* comercial *CST Microwave Studio software 2009* [1]. Todas as configurações de antenas analisadas foram alimentadas por uma linha de microfita

(*microstrip-fed*) na impedância de 50Ω . As figuras apresentadas neste Capítulo estão com notações na língua inglesa porque foram publicadas nesse idioma.

O Capítulo 4 está dividido como segue: na Seção 4.2 é apresentada uma introdução à antena *UWB*. Na Seção 4.3 é mostrada a estrutura geométrica da antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra. Em seguida, na Seção 4.4 são apresentados os principais parâmetros investigados da antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra. Na Seção 4.5 são apresentados os resultados teóricos da antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra, como também as principais curvas características analisadas. Na Seção 4.6 é apresentada a estrutura geométrica da antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado. Na Seção 4.7, os parâmetros investigados da antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado são mostrados. Na Seção 4.8, os resultados teóricos e experimentais da antena *UWB* monopolo plano com plano truncado, e principais curvas características analisadas. Na Seção 4.9 são apresentados os trabalhos publicados sobre as antenas *UWB* investigadas. E, por último, na Seção 4.8 são apresentadas as conclusões do Capítulo 4.

4.2 Introdução à antena *UWB*

A partir de 2002, quando a Comissão Federal de Comunicação dos Estados Unidos da América (*Federal Communications Commission - FCC*) estabeleceu os principais parâmetros para a aplicação comercial de antenas *UWB* [2]. A tecnologia de antenas de banda ultra-larga tem atraído muita atenção dos pesquisadores, em especial, por causa de suas altas taxas de transmissão de dados, baixa potência de radiação (-41dBm/MHz), e a inexistência de exigência de licença pelas agências reguladoras. É uma tecnologia adequada para curtas distâncias, em torno de 10m, e, sobretudo para aplicações em redes pessoais sem fios (*Wireless Personal Area Networks - WPANs*), que são redes que têm a função de conectar computadores com seus periféricos.

Nos sistemas *UWB*, um dos principais desafios dos pesquisadores é projetar antenas com banda ultra-larga e cada vez menor, diagrama de radiação omnidirecional e ganho plano em toda a faixa frequência da banda de operação [3], [4]. A antena monopolo plano tem sido preferencialmente investigada para trabalhar na faixa de frequência de *UWB*, (3,1 - 10,6)GHz, devido ao seu baixo custo, baixo peso, fácil fabricação, larga faixa de frequência de operação,

propriedades de radiação satisfatória, adequada para integração com placas de circuitos impressos (PCB) dos aparelhos eletrônicos [3] - [13]. Em particular, antenas monopolos planos como o elemento radiador em forma de discos circulares [4] - [9], e retangulares [11], [12] têm sido largamente estudadas por causa de sua estrutura simples. As antenas *UWB* monopolos planos normalmente investigadas têm sido alimentadas por linhas de microfita (*microstrip line*) [3] - [9], [11], [12] ou guias de ondas co-planares (*Coplanar Waveguide - CPW*) [4] - [10], [13]. Na tentativa de se projetar antenas *UWB* monopolos planos com bom desempenho, diferentes geometrias do elemento radiador e plano de terra, e tipos de alimentação (*microstrip line / CPW*) têm sido investigados nos últimos anos [14] - [68].

4.3 Estrutura geométrica, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra

A estrutura da antena *UWB* monopolo plano proposta é formada por um substrato quadrado cuja parte superior se encontra o elemento radiador (*patch*) alimentado por uma linha de microfita de 50Ω e na parte inferior do substrato, um plano de terra quadrado com uma fenda centrada na origem do sistema de eixos coordenados mostrados na Figura 4.1. O elemento radiador é inserido dentro da fenda do plano de terra e tem a mesma forma da fenda. O substrato e o plano de terra paralelo têm dimensões $W = L = 100\text{mm}$. O parâmetro $h = 1,524\text{mm}$ representa a espessura do substrato, sendo sua constante dielétrica relativa $\epsilon_r = 3,38$. O *patch* achatado e arredondo é formado por um retângulo de lados W_{in} e L_p , e por dois semicírculos de raio R_{in} . O rasgo do plano de terra tem raio R_{out} , e as dimensões da parte retangular são W_{out} e $(L_g + g + L_p) = 50\text{mm}$. O espaço entre o *patch* e o rasgo do plano de terra é representado pelo parâmetro g , também conhecido por *gap* de alimentação, e que exerce grande influência no processo de otimização da antena. Para obter a linha de alimentação de microfita na impedância $Z_{in} = 50\Omega$, a largura da fita (pista da placa de circuito impresso) foi mantida em $w = 3,5\text{mm}$ enquanto o seu comprimento em $(L_g + g)$. As dimensões do formato do elemento radiador e do rasgo do plano de terra foram investigadas e analisadas visando reduzir a perda de retorno da antena em toda sua faixa de frequência *UWB*. Durante o processo de otimização, os parâmetros W_{in} , R_{in} , W_{out} , R_{out} e g foram variados, enquanto os parâmetros W , L , L_g , L_p , h e w foram mantidos fixos. As dimensões dos parâmetros L_g e L_p foram fixadas respectivamente em $36,5\text{mm}$ e 13mm .

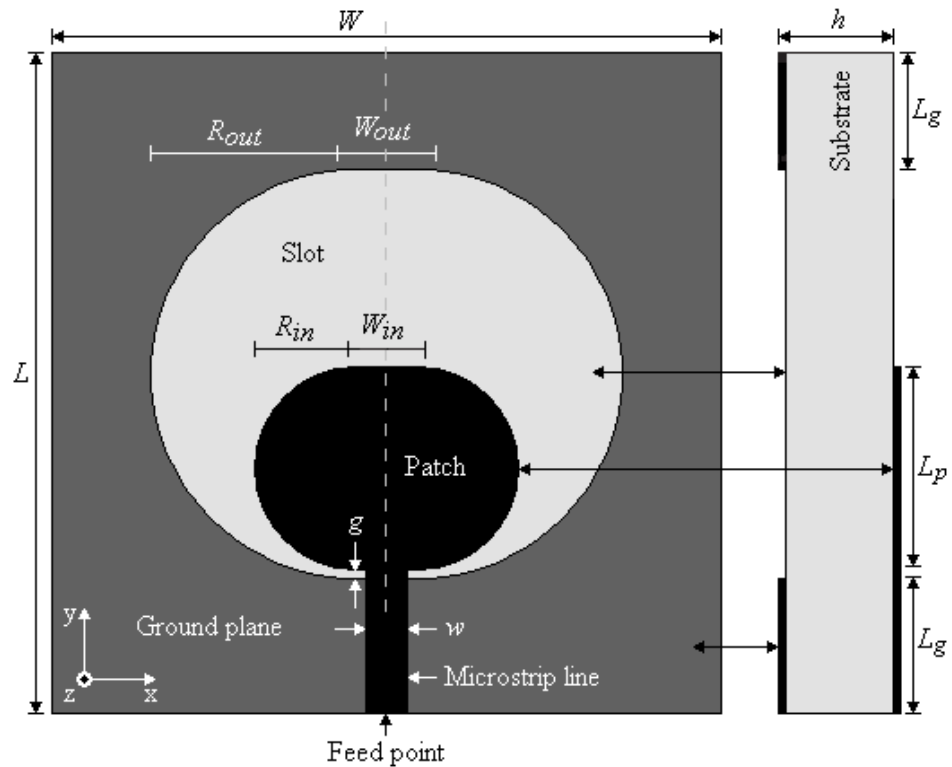


Fig. 4.1: Estrutura geométrica, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra.

4.4 Parâmetros investigados, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra

Três diferentes configurações geométricas do *patch* (*shape 1*, *shape 2* e *shape 3*) com o respectivo formato de fenda no plano de terra foram investigadas, conforme Figura 4.2. No processo de otimização, os parâmetros W_{in} e R_{in} do *patch* e W_{out} e R_{out} do plano de terra, e o *gap* g foram variados enquanto os demais parâmetros da estrutura da antena permaneceram fixos. Quando os parâmetros $W_{in} = W_{out} = 0$, representado pelo formato 2 (*shape 2*), o *patch* e a fenda do plano de terra tinham dimensões completamente circulares. A antena com o formato *shape 2* apresentou as mesmas características eletromagnéticas da antena publicada no artigo [8]. As dimensões dos parâmetros das configurações das antenas investigadas e otimizadas estão mostradas na Tabela 4.1. Após a otimização, o formato *shape 1* foi o que apresentou melhores resultados conforme Figuras 4.3 - 4.6, curvas de perdas de retorno, diagrama de radiação e ganho. As configurações *shape 1* e *shape 3* têm as mesmas dimensões geométricas, porém estão inseridos em orientações diferentes na fenda do plano de terra.

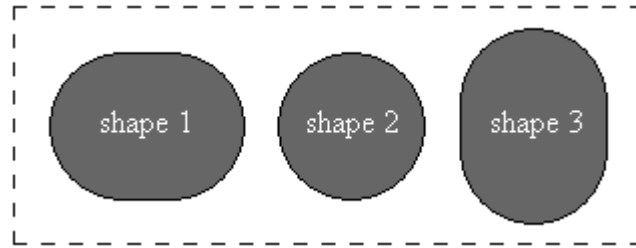


Fig. 4.2: Três diferentes configurações do *patch* e fendas no plano de terra investigados.

Tabela 4.1

Parâmetros geométricos investigados, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra.

Parâmetros	W_{in}	R_{in}	W_{out}	R_{out}	g
shape 1 (mm)	6,0	5,5	6,0	13,500	0,500
shape 2 (mm)	0,0	7,5	0,0	14,963	0,225
shape 3 (mm)	6,0	5,5	6,0	13,500	0,500

4.5 Resultados teóricos, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra

Como na tecnologia *UWB* a largura de banda é previamente definida em (3,1 - 10.6)GHz para um nível de referência de perda de retorno de -10dB, outras características da antena *UWB* podem ser otimizadas, tais como: a perda de retorno, o diagrama de radiação e o ganho. Neste Capítulo, antenas na tecnologia *UWB* foram analisadas e tiveram a perda de retorno reduzida sem prejudicar o diagrama de radiação e o ganho da antena. Como as antenas planas projetadas em placas de circuitos impressos com comprimento de onda em torno de $1/4\lambda$ tendem a ter um comportamento indutivo, o básico da otimização dessa antena foi achatar as extremidades do *patch* e a fenda do plano de terra para acentuar a componente capacitava, reduzindo a perda de retorno e conseqüentemente aumentando a quantidade de energia radiada. Na região do em torno do *gap*, em função da proximidade do *patch* com o plano de terra, e com a linha de alimentação de microfita esse comportamento é bastante acentuado, o que não ocorre na extremidade oposta. Logo, o espaçamento g do *gap* apresenta grande influência na largura de banda de impedância e redução da perda de retorno. Portanto, o formato *shape 1*, por apresentar maior quantidade de área próxima ao plano de terra, foi o que

apresentou melhor desempenho durante o processo de otimização. O formato *shape 1* apresentou uma perda de retorno de 3dB menor que as outras duas configurações de formatos *shape 2* e 3, para a faixa de frequência de *UWB*, cujas dimensões finais da antena otimizada estão mostradas na Tabela 4.2, sendo $\epsilon_r = 3,38$ e $h = 1,524\text{mm}$. Segue a análise das curvas da perda de retorno, diagrama de radiação e ganho da melhor configuração.

Tabela 4.2

Parâmetros otimizados, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra

L	W	L_g	L_p	W_{in}	R_{in}	W_{out}	R_{out}	g	W
100mm	100mm	36,5mm	13,0mm	6,0mm	5,5mm	6,0mm	13,5mm	0,5mm	3,5mm

4.5.1 Perda de retorno, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra

Na Figura 4.3 são mostradas as curvas da perda de retorno para a antena nas configurações *shape 1* (linha cheia), *shape 2* (linha com pontos e traços) e *shape 3* (linha aproximadamente pontilhada). Com se pode observar pela Figura 4.3, a curva do *shape 1* (estrutura arredondada) e *shape 2* (estrutura completamente circular) foram as que apresentaram melhores resultados. Em ambas as curvas, a perda de retorno está bem abaixo do nível de referência de -10dB na faixa de frequência de (3,1 - 10,6)GHz. Analisando a banda de frequência, se pode verificar que na faixa frequência de (3,1 - 8,0)GHz, a perda de retorno da configuração *shape 1* (linha cheia) se encontra em torno de -15dB, enquanto na configuração *shape 2* (linha com pontos e traços) isso acontece apenas em torno das frequências de 5GHz e 8GHz. A partir de (8,0 - 10,6)GHz as curvas tendem a serem coincidentes, porém a curva de configuração *shape 1* continua apresentando melhores resultados em relação ao nível de referência de -15dB. Na configuração *shape 1*, a curva de perda de retorno nas altas frequências fica em torno de aproximadamente -13dB.

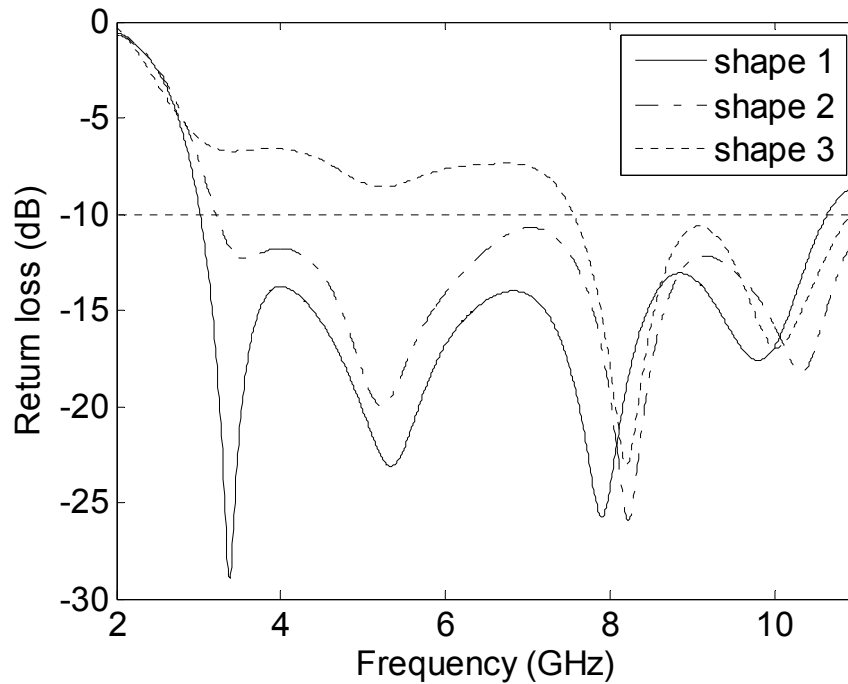


Fig. 4.3: Curvas da perda de retorno versus frequências, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra (*shapes* 1, 2 e 3).

4.5.2 Diagrama de radiação, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra

Para não ser redundante só serão apresentadas às curvas do diagrama de radiação da configuração da antena otimizada, Figura 4.1, nos planos x - y e x - z , e nas frequências de 4GHz, 7GHz, e 10GHz. As curvas do diagrama de radiação da estrutura circular (*shape* 2) podem ser vistas em [8]. As curvas foram formatadas em dB versus ângulos (graus), conforme Figuras 4.4(a), 4.4(b), 4.4(c), para o plano (x - y), e Figuras 4.5(a), 4.5(b), 4.5(c), para o plano x - z . Com se pode observar, no final da faixa de frequência, 10GHz, o diagrama de radiação ficou distorcido em ambos os planos. Os resultados do diagrama de radiação da configuração otimizada foram ligeiramente superiores ao da estrutura completamente circular [8].

4.5.2.1 Diagrama de radiação, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra, plano x - y , frequências 4GHz, 7GHz, 10GHz

Nas Figuras 4.4(a), 4.4(b) e 4.4(c) estão mostradas as curvas simuladas do diagrama de radiação da antena otimizada para o plano x - y e nas frequências de 4GHz, 7GHz e 10GHz. A componente de campo elétrico E_θ está representada na curva pelas linhas cheias e a componente E_ϕ em linhas com o sinal mais (+). Como se pode observar nas figuras abaixo, tanto a componente E_ϕ como a E_θ apresentaram níveis de amplitudes relativamente próximos, o que sugere que essa antena poderá ser polarizada nas direções dos eixos horizontal (eixo- x) e vertical (eixo- y). Essa característica é interessante para as antenas *UWB*. À medida que a frequência vai sendo aumentada de 7GHz para 10GHz, o diagrama radiação vai apresentado lóbulos. Esses lóbulos quase sempre aparecem quando a frequência aumenta, e é uma característica das antenas *UWB*. Nessa configuração de antena, E_θ (linhas cheias) apresenta características omnidirecional.

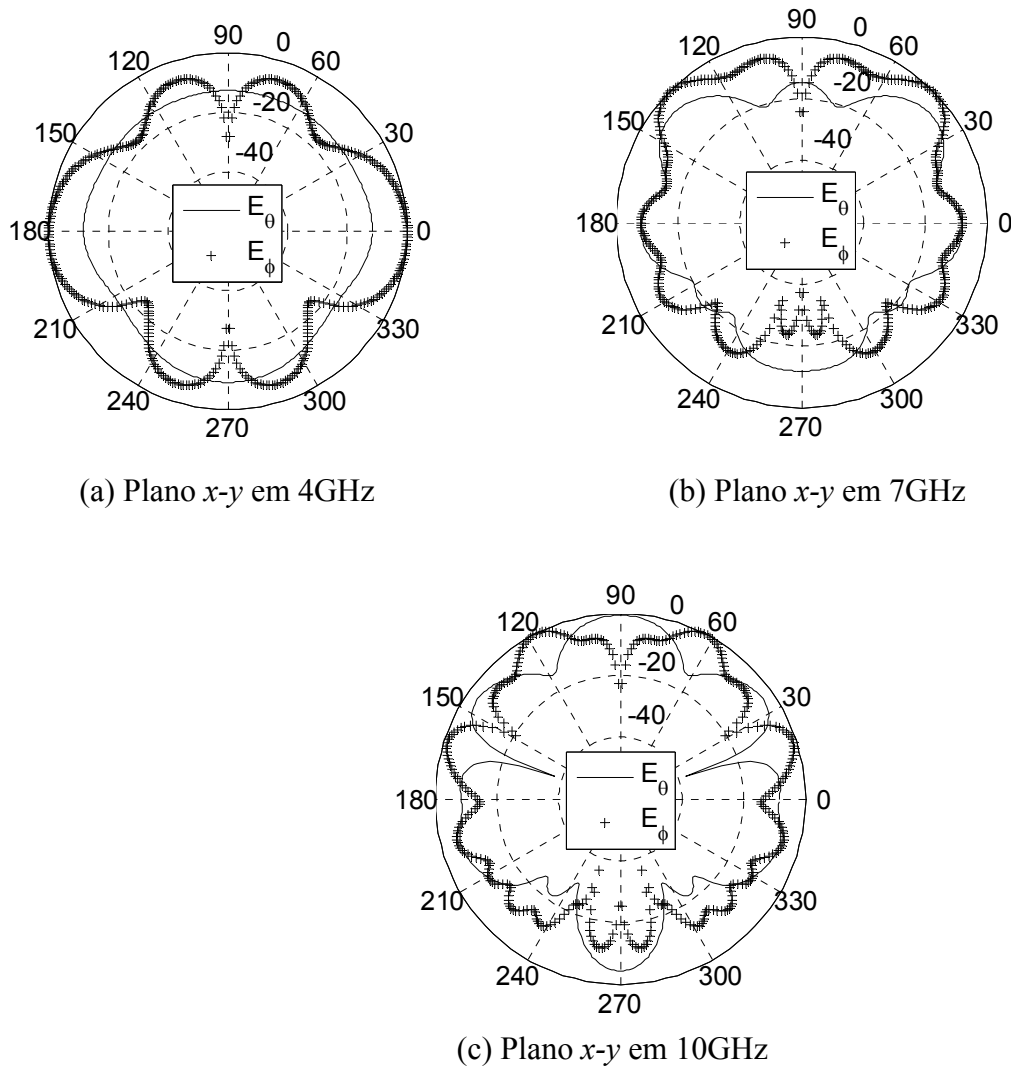
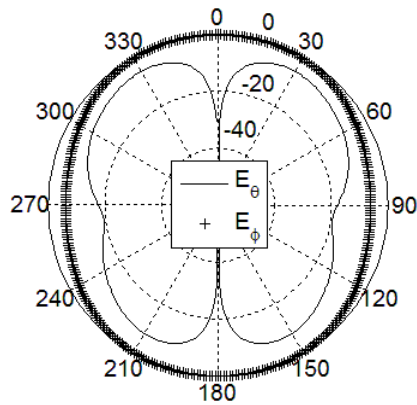


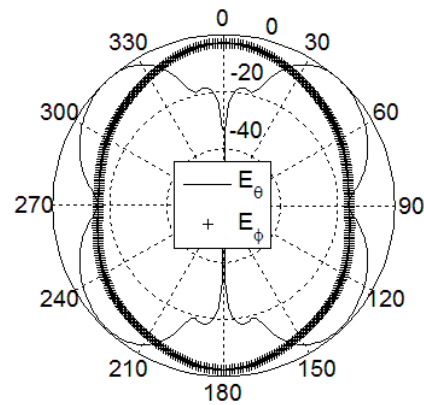
Fig. 4.4: Curvas do diagrama de radiação, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra, plano x - y , frequências: (a) 4GHz, (b) 7GHz e (c) 10GHz.

4.5.2.2 Diagrama de radiação, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra, plano x - z , frequências 4GHz, 7GHz, 10GHz

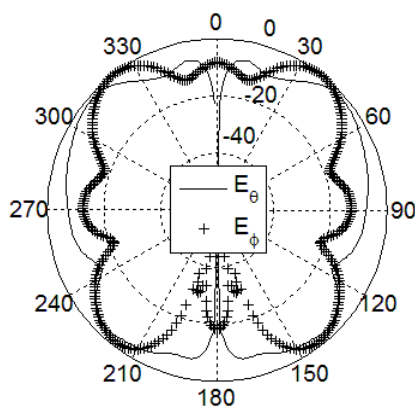
No plano x - z , Figuras 4.5(a), 4.5(b), e 4.5(c), a componente do campo elétrico E_θ apresenta a curva do diagrama de radiação similar a uma antena dipolo, enquanto que a componente E_ϕ é aproximadamente omnidirecional. Para as frequências mais altas, acima de 7GHz, o diâmetro da fenda do plano de terra tem um comprimento elétrico maior que um comprimento de onda, o que faz aparecer vários lóbulos no diagrama de radiação, Figura 4.5(c). O diagrama de radiação no plano x - z apresentou melhor distribuição espacial de energia que no plano x - y .



(a) Plano x - z em 4GHz



(b) Plano x - z em 7GHz



(c) Plano x - z em 10GHz

Fig. 4.5: Curvas do diagrama de radiação, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra, plano x - z , frequências: (a) 4GHz, (b) 7GHz e (c) 10GHz.

4.5.3 Ganho, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra

A Figura 4.6 apresenta o ganho em dBi versus frequência em GHz da antena otimizada no plano $x-z$ e na direção do ângulo $\theta = 45^\circ$. Como se pode observar pela curva abaixo, na maior parte da faixa de frequência, (3,1 - 8,5)GHz, a curva do ganho está acima do nível de 0dBi, atingindo o valor mínimo em torno de 1,0dBi próximo a 5,0GHz e alcançando o valor máximo de 4,5dBi ao redor de 7GHz, frequência central da faixa de *UWB*. No restante da faixa de frequência (8,5 - 10,6)GHz, o ganho cai para valores em torno de -3,0dBi próximo a 8,5GHz, voltando a crescer para valores acima de 0dBi no final da banda.

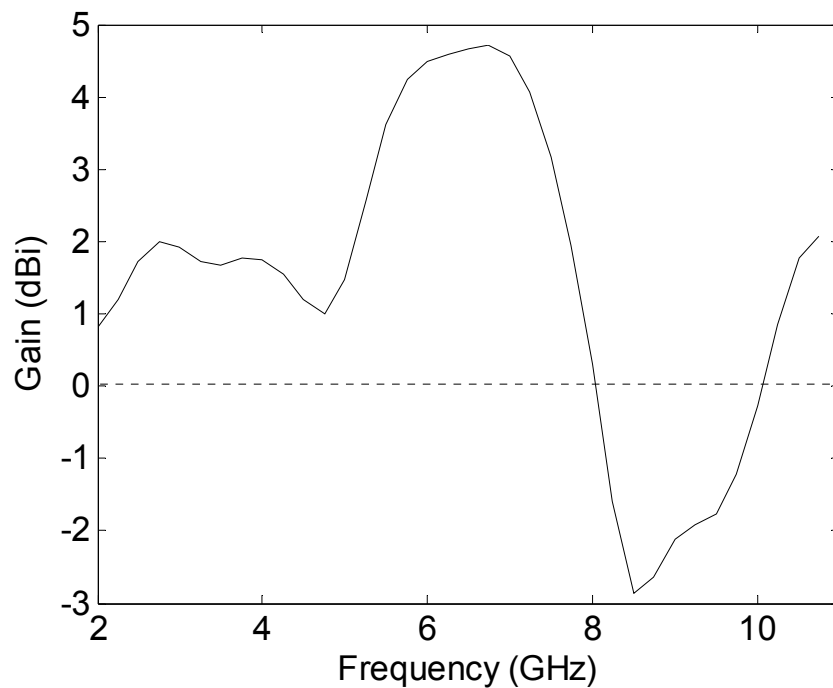


Fig. 4.6: Curva do ganho, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra, direção do plano $x-z$ ($\theta = 45^\circ$).

4.5.4 Distribuição de corrente na superfície, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra

Nas Figuras 4.7 e 4.8 são apresentadas as distribuições de correntes no *patch* e na fenda do plano de terra respectivamente em escala logarítmica, e na frequência central de 7GHz. Como se pode observar pelas figuras, a distribuição de corrente na superfície da antena está principalmente concentrada nas partes das bordas arredondadas do *patch* e nos contornos arredondados da fenda do plano de terra. Vale ressaltar que tanto o *patch* como o plano de terra, ambos funcionam nessa estrutura como elementos radiadores, o que justifica a utilização da fenda no plano de terra.

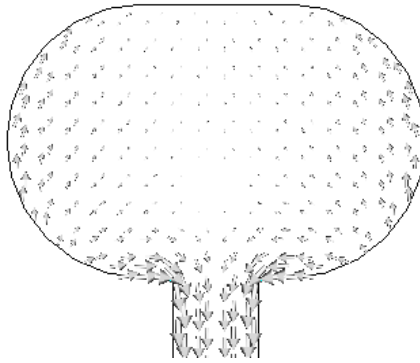


Fig. 4.7: Distribuição de corrente na superfície do *patch*, antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra, escala logarítmica, frequência 7GHz.

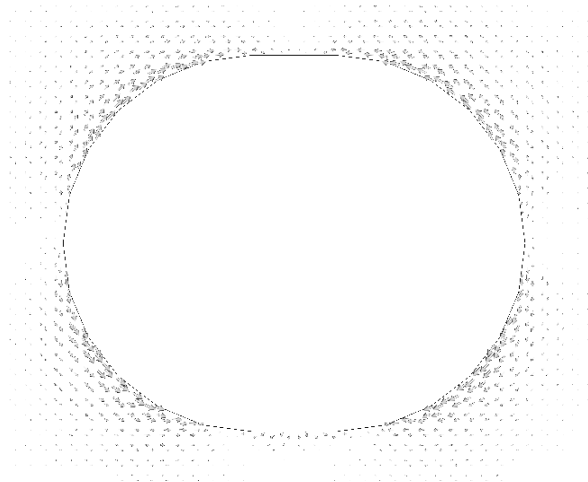


Fig. 4.8: Distribuição de corrente na fenda do plano de terra, antena *UWB* monopolo plano, escala logarítmica, frequência 7GHz.

4.6 Estrutura geométrica, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado

A estrutura da antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado é formada por um elemento radiador (*patch*) alimentado por uma linha de microfita na parte superior do substrato e um plano de terra retangular truncado na parte inferior conforme mostrado na Figura 4.9. O parâmetro h (*feed gap*) representa a altura do *patch* em relação ao plano de terra truncado e está orientado na direção do eixo z , conforme o sistema de coordenadas cartesianas mostradas na Figura 4.9. O *patch* é formado por um retângulo de dimensões L_p e W_p , e dois semicírculos de raio $R_p = 8\text{mm}$. A antena é impressa em uma placa de circuito impresso (*Print Circuit Board - PCB*) com dimensões $L = 70\text{mm}$, $W = 90\text{mm}$, e espessura $H = 1,524\text{mm}$, tendo a permissividade dielétrica relativa $\epsilon_r = 2,55$ e a tangente de perdas $\text{tg } \delta = 0,0022$. O plano de terra retangular truncado é representado pelas dimensões L_g e W . Para se obter a linha de alimentação de microfita na impedância de 50Ω , a largura da fita (pista da placa de circuito impresso) é mantida em $w = 4,6\text{mm}$ enquanto o seu comprimento $L_g = 50\text{mm}$. A dimensão $L_p = 16\text{mm}$ do *patch* é mantida fixa, enquanto W_p é variado.

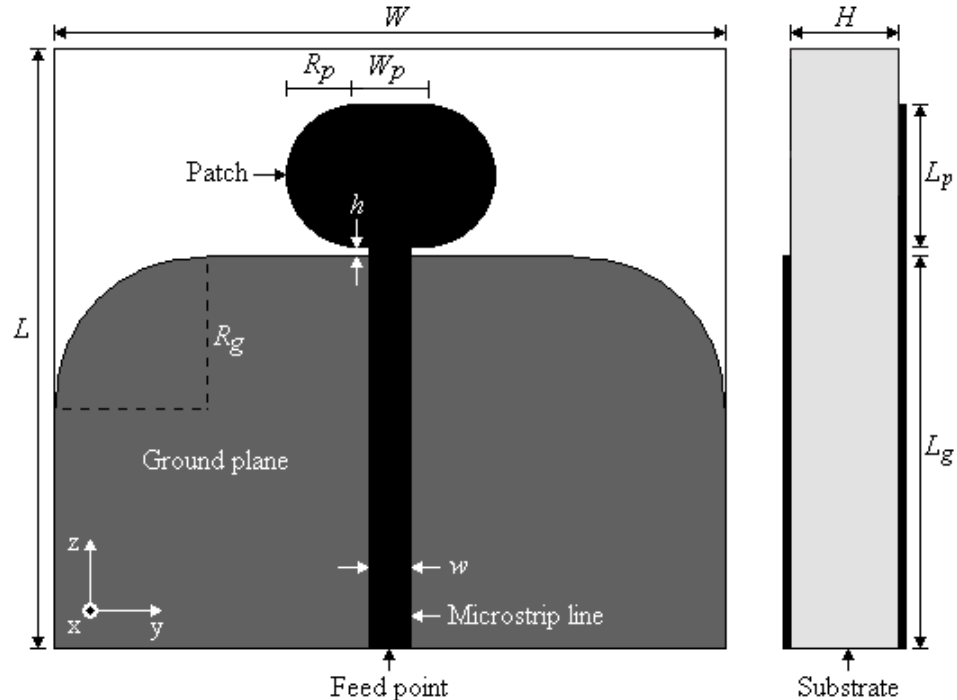


Fig. 4.9: Estrutura geométrica da antena *UWB* monopolo plano, plano de terra truncado.

4.7 Parâmetros investigados, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado

Durante o processo de otimização da estrutura da antena *UWB* com plano de terra truncado, as dimensões dos parâmetros W_p do elemento radiador, R_g dos cantos superior do plano de terra truncado, e o parâmetro h foram investigadas e analisadas visando reduzir a perda de retorno da antena em toda banda de frequência (3,1 - 10,6)GHz. Os demais parâmetros foram mantidos fixos. Foi observado que a perda de retorno $|T|$ foi reduzindo quando o raio R_g dos cantos do plano de terra foi aumentado de 0 para 18mm, principalmente nas frequências altas. Para valores de R_g maiores que 18mm, a perda de retorno não aumentava significativamente, logo o valor de $R_g = 18\text{mm}$ foi selecionado como o valor ótimo.

Na Figura 4.10 são mostradas as curvas da perda de retorno para três diferentes valores dos parâmetros W_p , enquanto $R_g = 18\text{mm}$ e $h = 0,2\text{mm}$ foram mantidos fixos. Quando o parâmetro W_p aumenta de 9mm para 13mm, a perda de retorno é melhorada significativamente na faixa de frequência entre a segunda e terceira ressonâncias, mas piora nas frequências acima de 9,5GHz, exceto para o parâmetro $W_p = 11\text{mm}$ que permaneceu aproximadamente homogêneo em toda a *UWB* banda. O parâmetro $W_p = 11\text{mm}$ (curva com linha cheia) foi selecionado como o valor ótimo.

Na Figura 4.11 é apresentada as curvas da perda de retorno para diferentes valores do parâmetro h . Como se pode ver pela figura, para $W_p = 11\text{mm}$ e $R_g = 18\text{mm}$, a melhor escolha para o parâmetro h é 0,2mm (curva com linha cheia).

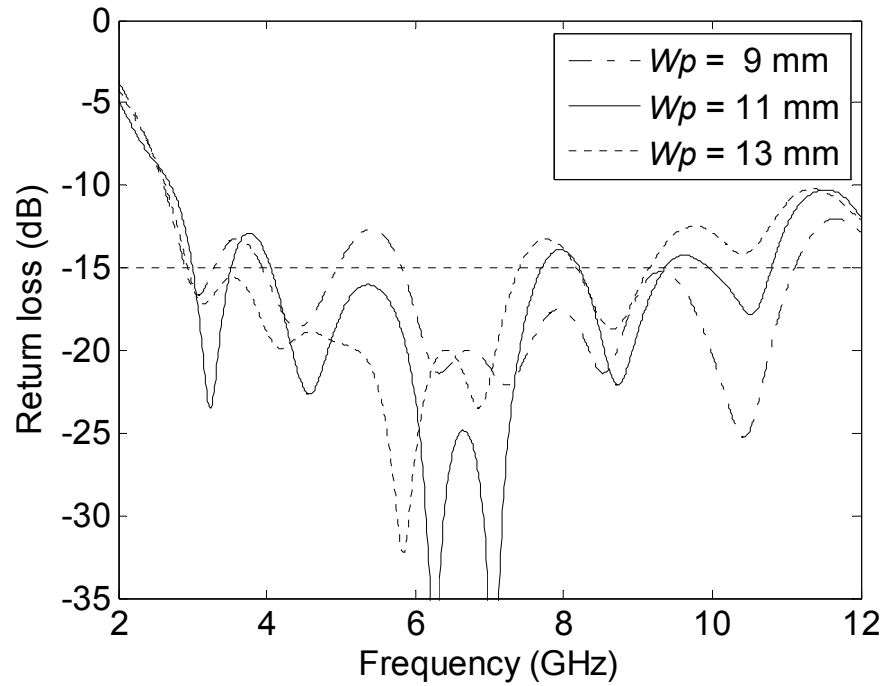


Fig. 4.10: Curvas da perda de retorno simulada para diferentes valores de W_p , com $R_g = 18\text{mm}$, $h = 0.2\text{mm}$.

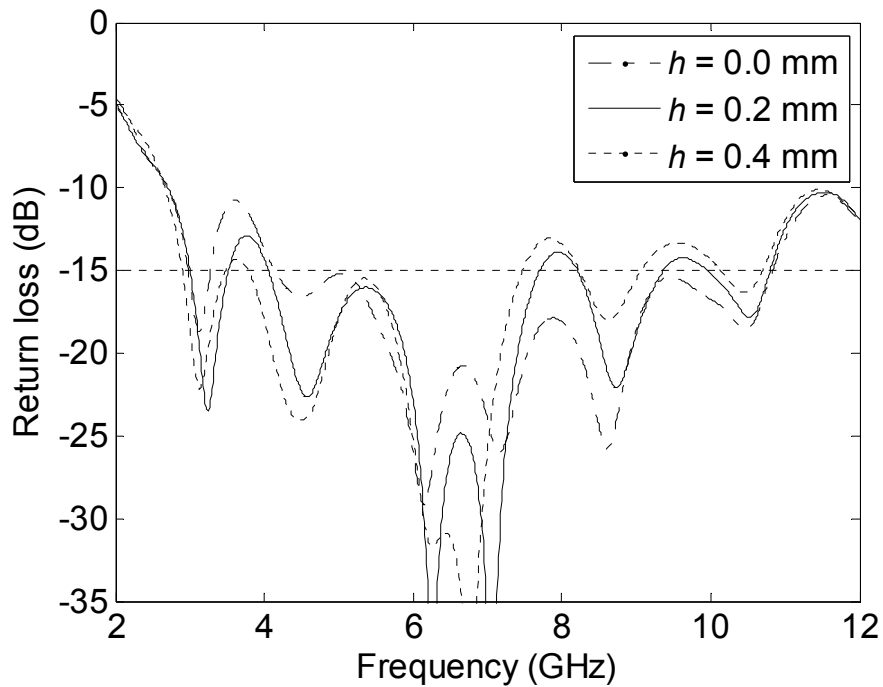


Fig. 4.11: Curvas da perda de retorno simulada para diferentes valores de h , com $R_g = 18\text{mm}$, $W_p = 11\text{mm}$.

4.8 Resultados teóricos e experimentais, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado

O procedimento de otimização aplicado à antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado foi o mesmo da antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra, sendo que as bordas superiores do plano de terra foram arredondas para melhorar o diagrama de radiação. Como consequência, as dimensões da antena foram reduzidas e seu desempenho foi superior. Foram mantidos inalterados os parâmetros impedância de entrada $Z_{in} = 50\Omega$, tangente de perda $\text{tg}\delta = 0,0022$ e espessura do substrato $H = 1,524\text{mm}$. Durante o processo de otimização, visando adequar o projeto da antena ao material disponível para a fabricação, a constante dielétrica do substrato foi fixada em $\epsilon_r = 2,55$. As dimensões geométricas finais da antena otimizada estão mostradas na Tabela 4.3.

Tabela 4.3

Parâmetros otimizados, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado.

L	W	L_g	W_p	H	R_p	L_p	R_g	h	w
70mm	90mm	50mm	11mm	1,524mm	8mm	16mm	18mm	0,2mm	4,6mm

Na Figura 4.12(a) são mostradas as fotos da vista superior (*patch*) e inferior (plano de terra) do protótipo da antena *UWB* monopolo plano com o plano de terra truncado. Na Figura 4.12(b) é mostrado a foto do protótipo durante a medição da curva da perda de retorno. A antena foi construída no Instituto Tecnológico de Aeronáutica (*ITA*) em São José dos Campos - SP - Brasil. As medições das curvas da perda de retorno e do diagrama de radiação foram feitas respectivamente com um Analisador de Redes PNA N5230A da marca *Agilent*, e em uma câmara anecóica. Segue a análise das curvas da perda de retorno, diagrama de radiação e ganho da melhor configuração.

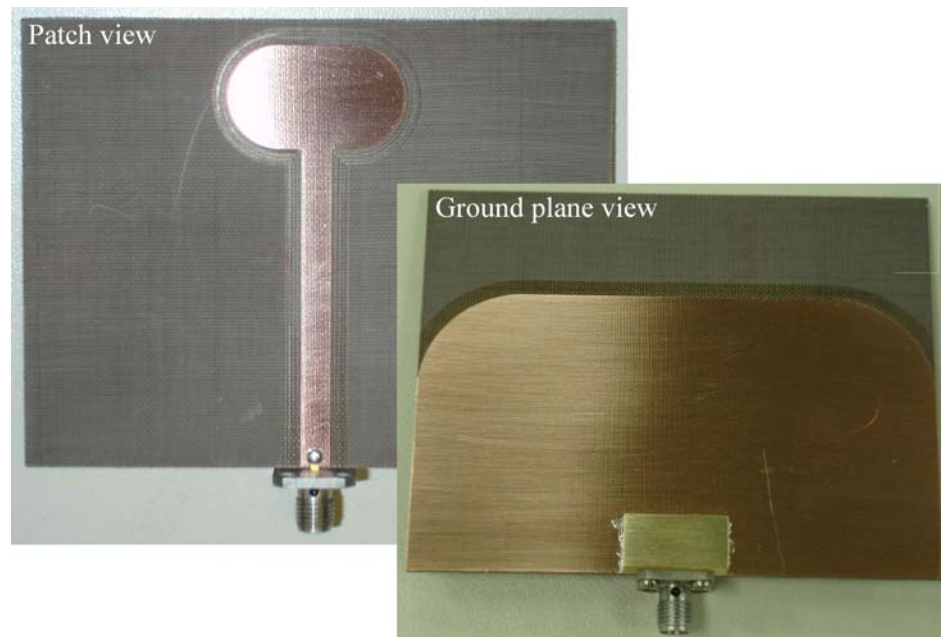


Fig. 4.12(a): Fotos das vistas: superior e inferior do protótipo, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado

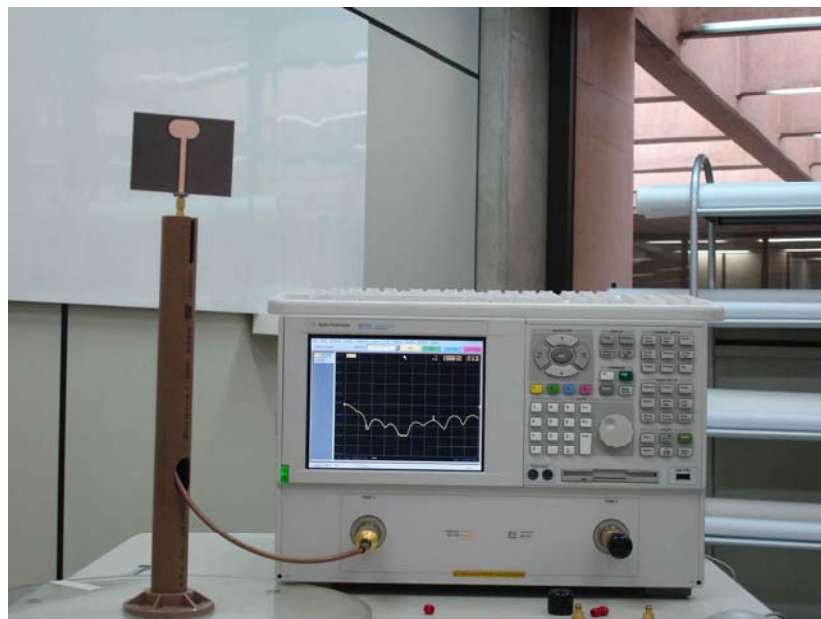


Fig. 4.12(b): Foto do protótipo, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado durante o processo de medição.

4.8.1 Perdas de retorno, simulada e medida, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado

Na Figura 4.13 é mostrada os valores simulado (linha pontilhada) e medido (linha cheia) da perda de retorno da antena *UWB* otimizada com $R_g = 18\text{mm}$, $W_p = 11\text{mm}$ e $h = 0,2\text{mm}$. Como se pode ver pela figura, a perda de retorno de ambas as curvas simuladas e medidas está praticamente em torno de -15dB em toda faixa de freqüência de *UWB* antena (3,1 - 10,6)GHz. Tanto para os valores simulados como os medidos foram levados em consideração à influência do conector *SMA* (*SubMiniature type A*) na antena. Como se pode observar pela Figura 4.13, a curva da perda de retorno do valor medido está em concordância com o valor simulado.

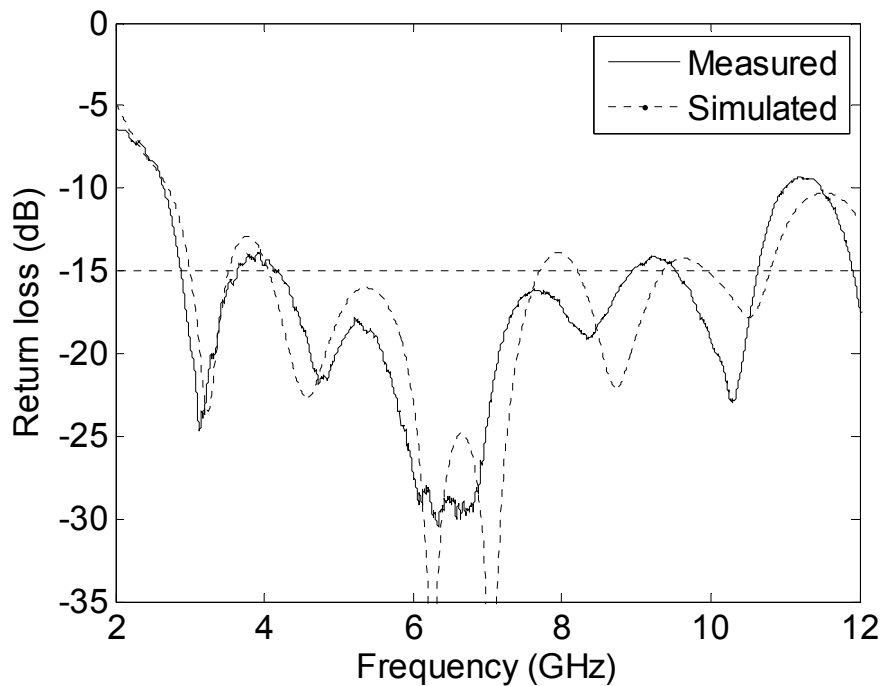


Fig. 4.13: Curvas da perda de retorno simulada e medida, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado

4.8.2 Diagrama de radiação, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado

Nas Figuras 4.14(a) - 4.15(c) estão mostrados as curvas do diagrama de radiação da antena proposta simulado nos planos: x - y e y - z , e medida no plano x - y nas frequências de 4, 7 e 10GHz. A curva simulada está representada por linha interrompida, enquanto a curva medida por linha cheia. Conforme se pode observar pelas curvas, Figuras 4.14(a) - 4.15(c), quando a frequência aumenta a partir de 7GHz até o final da banda, as curvas do diagrama de radiação tornam-se distorcidas tanto no plano x - y como y - z . Esses lóbulos que aparecem na direção de 180° , quando a frequência aumenta é uma característica da maioria das estruturas de antenas *UWB*. As curvas do diagrama de radiação apresentam boa concordância entre os valores simulados e os medidos, conforme Figuras 4.14(a) - 4.14(c). Em função de dificuldades operacionais quando da conexão do cabo coaxial com conector *SMA* na placa de circuito impresso do protótipo, não foi possível se fazer às medições no plano y - z . Em todas as medições realizadas, antena simulada ou protótipo, a presença do conector *SMA* foi considerada.

4.8.2.1 Diagrama de radiação, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado, plano x - y , frequências 4GHz, 7GHz, 10GHz

No plano x - y , a antena *UWB* otimizada teve um diagrama de radiação próximo ao omnidirecional, Figuras 4.14(a), 4.14(b) e 4.14(c), e similar ao diagrama de radiação do dipolo no plano y - z , Figuras 4.15(a), 4.15(b) e 4.15(c). No plano x - y a componente E_ϕ , polarização cruzada, embora tenha amplitude similar a componente E_θ , co-polarização, não é omnidirecional. As curvas do diagrama de radiação apresentam boa concordância entre os valores simulados e os medidos.

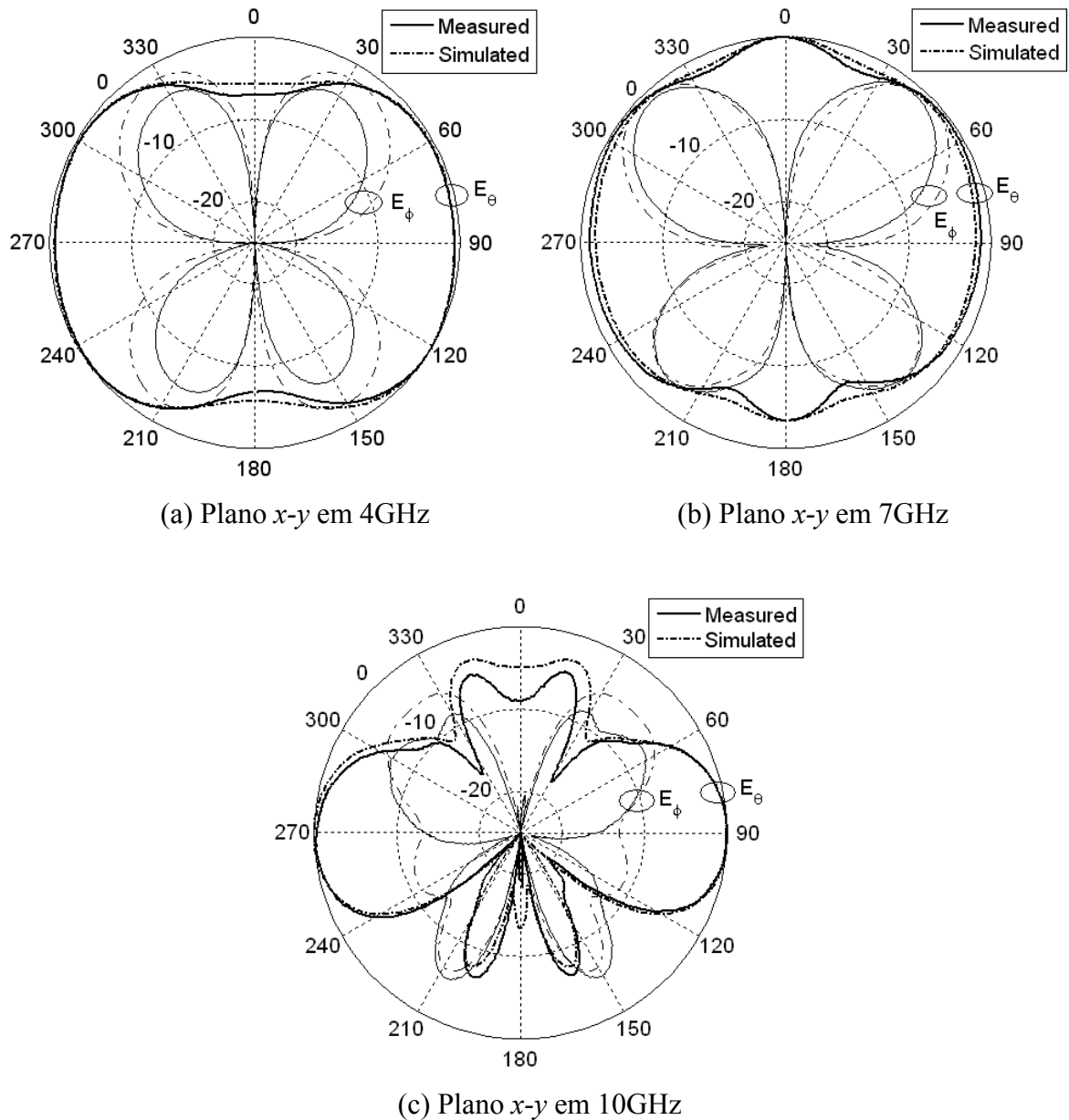


Fig. 4.14: Curvas do diagrama de radiação, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado, plano x - y , frequências: (a) 4GHz, (b) 7GHz e (c) 10GHz.

4.8.2.2 Diagrama de radiação, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado, plano y - z , nas frequências 4GHz, 7GHz, 10GHz

No plano y - z , estão apresentadas as curvas do diagrama de radiação dos valores simulados, Figuras 4.15(a), 4.15(b), e 4.15(c), nas frequências de 4 GHz, 7 GHz e 10GHz. Como se pode observar pelas curvas, à componente E_ϕ , componente de polarização cruzada,

tem uma amplitude insignificante em relação a componente E_θ , componente de co-polarização. Nesse plano, o diagrama de radiação se comporta como de uma antena dipolo. À medida que a frequência aumenta de aproximadamente 7GHz para 10GHz, surgem lóbulos na direção do ângulo de 180° , considerados normal para essa estrutura de antena *UWB*.

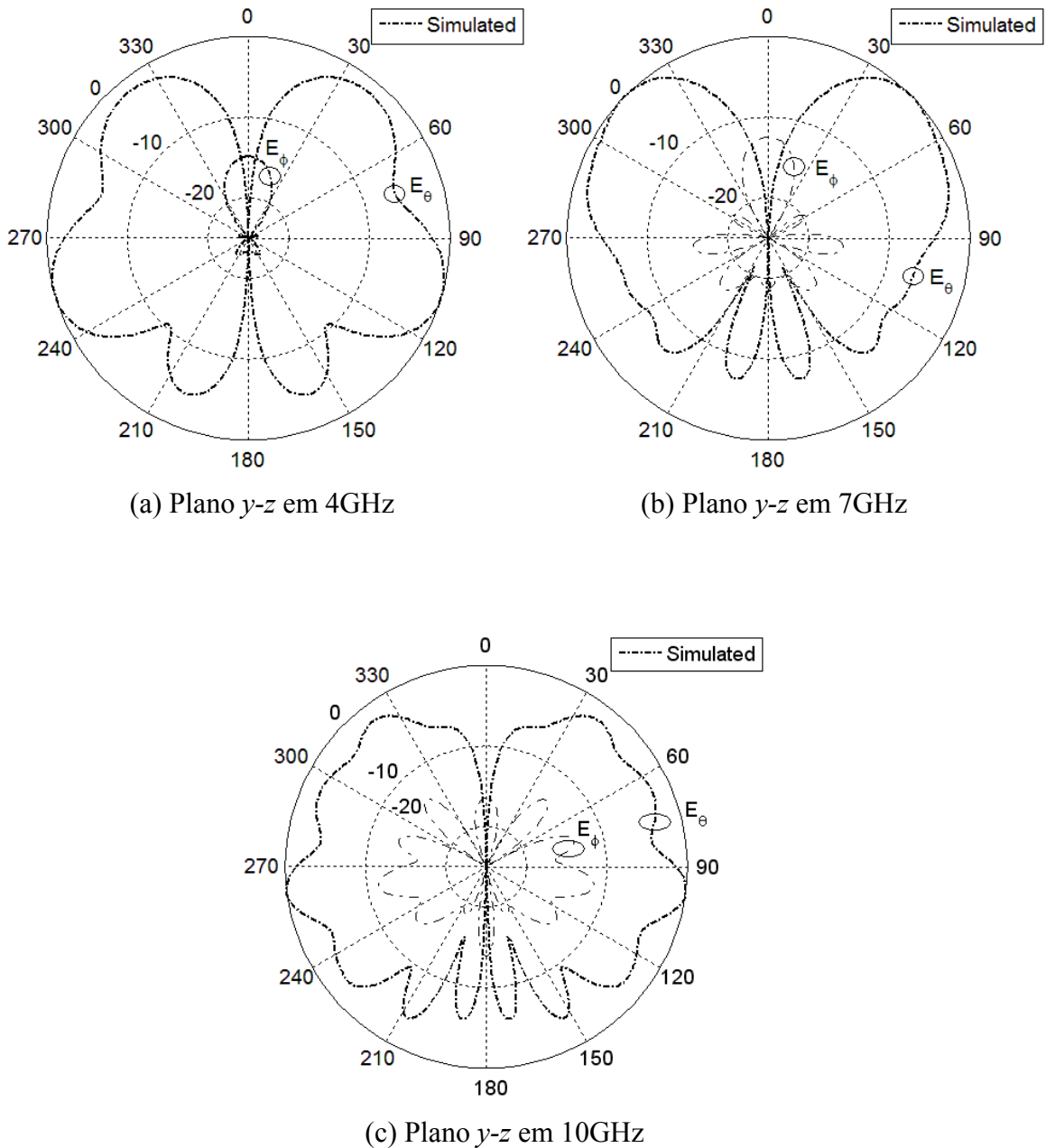


Fig. 4.15: Curvas do diagrama de radiação, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado, plano y - z , frequências: (a) 4GHz, (b) 7GHz e (c) 10GHz.

4.8.3 Ganho, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado

Nesse tipo de estrutura, antena *UWB* monopolo plano com o plano de terra truncado, Figura 4.9, as linhas de forças do campo elétrico partem do *patch* em direção ao plano de terra e vice-versa, apresentando componentes do campo tanto no plano $z-y$ como no plano $z-x$. No plano $z-y$ temos a presença do parâmetro h do *gap* que exerce grande influência sobre a interação dos campos eletromagnéticos na estrutura da antena e conseqüentemente aumento no ganho, conforme Figura 4.16(a). Já no plano $z-x$, o parâmetro H , espessura do substrato, exerce uma influência menor, conforme mostra a Figura 4.16(b), curva do ganho na direção do eixo- x .

Analisando o ganho simulado nas direções do eixo- y e eixo- x , Figuras 4.16(a) e 4.16(b), o ganho da antena otimizada apresentou níveis mais significativos no plano $z-y$. Exceto nas faixas de frequências de 4GHz - 5GHz e 7GHz - 9GHz onde o ganho apresentou amplitudes com níveis próximos a -3,5dBi e -1,0dBi respectivamente, a curva do ganho simulado esteve acima de 0dBi. Atingindo sua amplitude máxima em torno de 4,0dBi nas extremidades da faixa de frequências da antena *UWB* (3,1-10,6)GHz, enquanto que no plano $z-x$, Figura 4.16(b), a curva do ganho está na maior parte da faixa de frequência abaixo do nível de 0dBi.

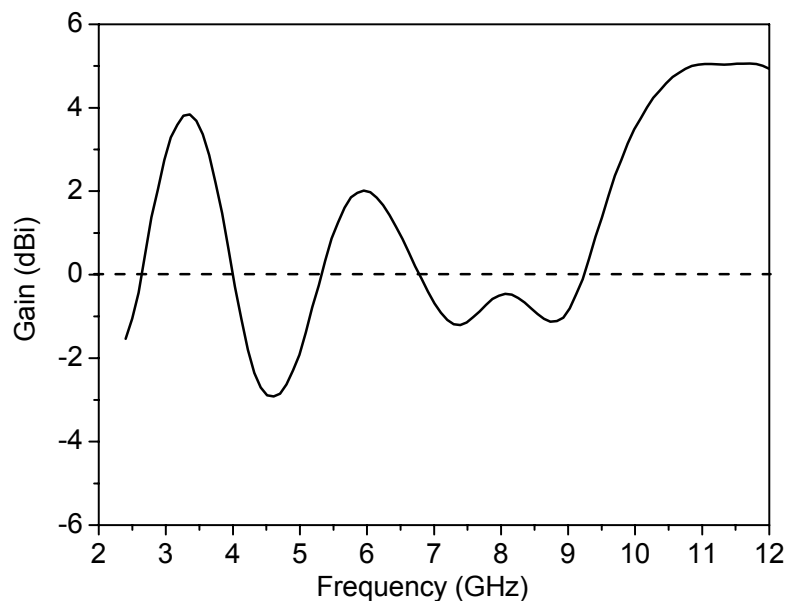


Fig. 4.16(a): Curva do ganho simulado, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado, direção do eixo- y .

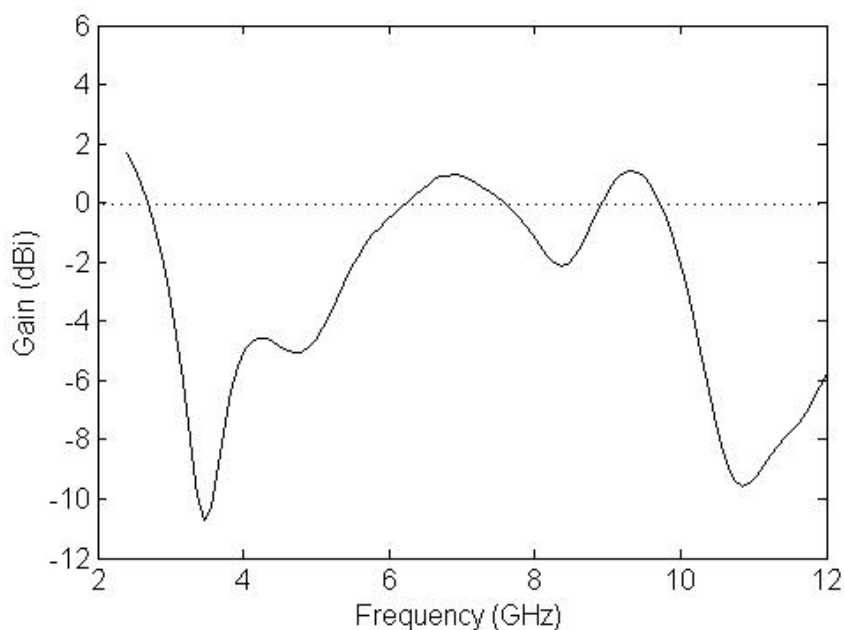


Fig. 4.16(b): Curva do ganho simulado, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado, direção do eixo-*x*.

4.8.4 Distribuição de corrente na superfície, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado

A distribuição de corrente na superfície da antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado calculada na frequência central de 7GHz é mostrada nas Figuras 4.17(a) e 4.17(b). Pelo que se pode observar pelas figuras, a corrente é principalmente concentrada nos cantos da superfície do *patch* e nos contos da parte superior do plano de terra, na direção do eixo-*y*. O fluxo significativo de correntes no eixo-*z* é principalmente representado pela linha de microfita de alimentação, que sendo uma linha geometricamente homogênea tem um comportamento similar a uma linha de transmissão bifilar. Alimentada com correntes sinusoidais com fluxo em ambos os sentidos, o campo resultante se anula, não contribuindo para radiação na antena. Os cortes nos cantos do plano de terra e o achatamento do *patch* contribuíram significativamente para a melhoria do casamento de impedância dessa antena.

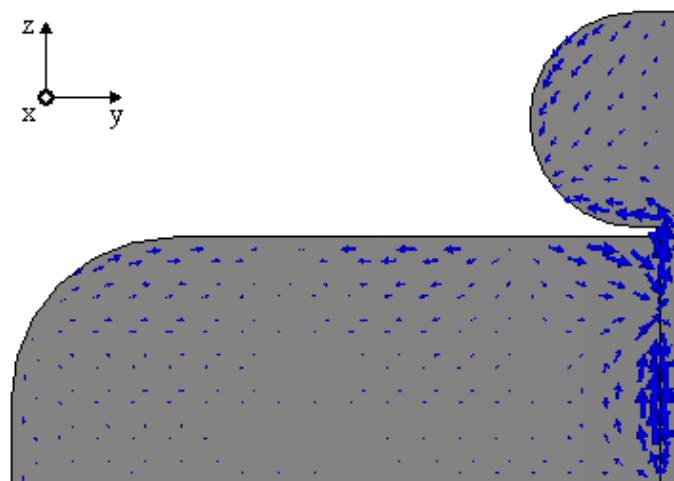


Fig. 4.17(a): Distribuição de corrente na superfície, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado, frequência 7GHz, vista parcial no *patch*.

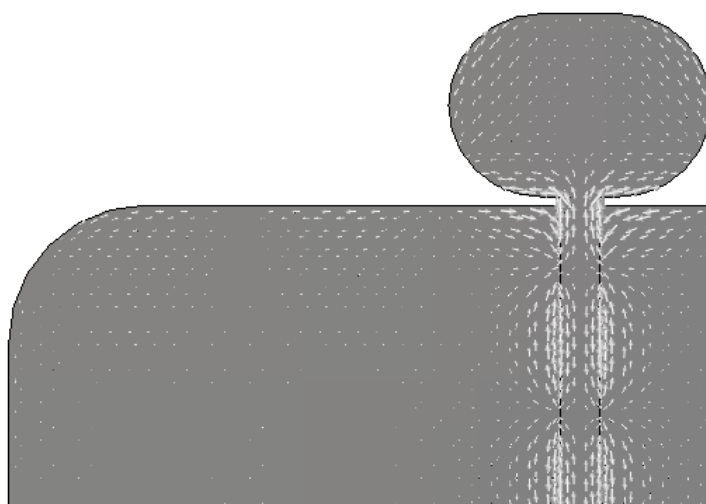


Fig. 4.17(b): Distribuição de corrente na superfície, antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado, frequência 7GHz, vista total no *patch*.

4.9 Trabalhos publicados em função da otimização de antenas *UWB*

4.9.1 D. R. Melo, M. N. Kawakatsu, D. C. Nascimento, and Victor Dmitriev, “*A planar monopole antenna with rounded patch and ground plane possessing improved impedance matching*”. Microwave and Optical Technology Letters. Article accepted for publication in 11 September 2011.

4.9.2 Dilermando R. Melo, Marcelo N. Kawakatsu, and Victor Dmitriev, “*A monopole antenna with rounded patch and slot for UWB applications*”. 2010 Wireless Systems International Meeting, 26 - 28 May 2010, Campina Grande - PB, Brazil; WSIM2010.

4.10 Conclusões

Duas estruturas de antenas *UWB* monopolos planos, uma com fenda no plano de terra e a outra com plano de terra truncado, foram analisadas e otimizadas. Em ambas as antenas o fundamento básico da otimização foi se arredondar o *patch* e partes do plano de terra para se obter a menor perda de retorno de casamento de impedância se prejudicar o diagrama de radiação e ganho. As antenas foram alimentadas por uma linha alimentação de microfita na impedância de 50Ω .

A antena *UWB* monopolo plano com grande fenda central no plano de terra onde o *patch* arredondado na forma da fenda é inserido, após otimização de seus principais parâmetros geométricos teve uma perda de retorno reduzida em 3dB em sua faixa de frequência. As características do diagrama de radiação da antena otimizada são praticamente as mesmas das antenas *UWB* monopolos planos com *patch* circular e plano de terra com fenda central. O ganho se manteve acima de 0dBi em quase toda faixa de frequência de *UWB*, apresentando uma ligeira queda no final da banda. A perda de retorno de -13dB em toda *UWB* banda é melhor do que as publicadas na literatura para antenas *UWB* monopolos planos com a mesma estrutura, e com *patch* completamente circulares.

Já a antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncada investigada. Após os parâmetros geométricos do *patch* e das partes extremas superior do plano de terra terem sido arredondados e otimizados, a antena apresentou uma redução na perda de retorno de aproximadamente 5dB na faixa de frequência de *UWB*. Os diagramas de radiação foram ligeiramente omnidirecional no plano $x-y$ e similar ao dipolo no plano $y-z$ calculado nas frequências de 4GHz e 7GHz. No final da faixa da banda de frequência, acima de 10GHz, o diagrama de radiação apresentou distorção em ambos os planos $x-y$ e $y-z$. Foi observado que as correntes foram principalmente distribuídas ao longo das extremidades e regiões de transições do *patch* e plano de terra da antena. A variação do ganho foi aceitável para aplicações de antenas na tecnologia *UWB*. A antena teve uma perda de retorno em torno de -15dB em toda faixa de frequência. A antena foi fabricada e apresentou os resultados medidos em concordância com os valores simulados. A redução da perda de retorno é desejável, pois dá mais tolerância para ajustes devido a possíveis desvios durante o processo de fabricação ou quando da inserção da antena no gabinete do aparelho tendo em vista às possíveis interferências de outros sinais gerados por parte de campos de componentes eletromagnéticos presentes ou por causa de desvios em função da presença de estruturas metálicas.

Quando se comparam a perda de retorno das duas estruturas de antenas *UWB* monopolos planos, com fenda no plano de terra (-13dB) e plano de terra truncado (-15dB), se observa que a estrutura com o plano de terra truncado apresentou melhor desempenho. Já com relação ao ganho, ambas apresentaram uma variação em torno de 7dB entre as amplitudes mínimas e máximas. Sendo que na estrutura com fenda no plano de terra, essa variação ocorreu nas frequências altas em torno de 8GHz, enquanto que na estrutura com plano de terra truncado, ocorreu nas baixas frequências, em torno de 4GHz. O que sugere que ambas as estruturas ainda podem ser melhoradas, principalmente se for usado algum programa de otimização, tais como: *hill climbing*, algoritmo genético, enxame de partículas (*PSO*) e outros.

4.11 Referências

- [1] CST - Microwave Studio, 2009; www.cst.com.
- [2] FCC Report and Order for Part 15 Acceptance of Ultra Wideband (UWB) Systems from 3.1 - 10.6 GHz, FCC, Washington, DC, 2002.
- [3] Sung Tae Chol, Kiyoshi Hmaguchi, and Ryuji Kohno, “*A novel Microstrip-Fed Ultrawideband Triangular Monopole Antenna with Wide Stubs*”. Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 51, No. 01, January 2009, pp. 263 - 266.
- [4] J. Liang, C. C. Chiau, X. Chen, and C. G. Parini, “*Printed circular disc monopole antenna for ultra-wideband applications*”. Electronic Letters, Vol. 40, No. 20, September 2004, pp. 1246 - 1247.
- [5] Jianxin Liang, Lu Guo, Choo C. Chiau, and Xiaodong Chen, “*CPW-Fed Circular Disc Monopole Antenna for UWB Applications*”. IEEE International Workshop on Antenna Technology, 2005, pp. 505 - 508.
- [6] Jianxin Liang, Choo C. Chiau, Xiaodong Chen, and Clive G. Parini, “*Study of a Printed Circular Disc Monopole Antenna for UWB Systems*”. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 53, No. 11, November 2005, pp. 3500 - 3504.
- [7] K. Deodhar, P. Baxi, A. Naik, and R. K. Gupta, “*Printed Annular Ring Monopole Antenna for UWB Application*”. Portable Information Devices 2007, Portable07, IEEE International Conference, 04 June 2007, pp. 01 - 05.
- [8] Ezzeldin, A. Soliman, Walter De Raedt, and Guy A. E. Vandebosch, “*Microstrip-Fed Cusp Antenna for Ultra-wide Band Communication Systems*”. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, May 2008, pp. 33 - 38.
- [9] Chene-Hseing Hsu, “*Planar Multilateral Disc Monopole Antenna for UWB Application*”. Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 49, No. 05, May 2007, pp. 1101 - 1103.

- [10] Li-Ming Si, Hou-Jun Sun, Yong Yuan, and Xin Lv, “*CPW-fed Compact Planar UWB Antenna with Circular Disc and Spiral Split Ring Resonators*”. Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Beijing, China, March 2009, pp. 502 - 505.
- [11] Jun-Bo Jiang, Yue Song, Ze-Hong Yan, Xin Zhang, and Wei Wu, “*Band-Notched UWB Printed Antenna with an Inverted-L-Slotted Ground*”. Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 51, No. 1, January 2009, pp. 260 - 263.
- [12] Jihak Jung, Wooyoung Choi, and Jaehoon Choi, “*A Small Wideband Microstrip-fed Monopole Antenna*”. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 15, No. 10, October 2005, pp.703 - 705.
- [13] Shunshi Shong, Xiaorong Yan, and Xianling Liang, “*UWB Planar Antenna Technology*”. Review Article; Front. Electron. Eng. China 2008, pp. 136 - 144.
- [14] M. A. Peyrot-Solis, G. M. Galvan-Tajada, and H. Jardorn-Aguilar, “*State of the Art in Ultra-Wideband Antennas*”. 2nd International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE) and XI Conference on Electrical Engineering (CIE 2005). Mexico City, Mexico, September 7 - 9, 2005, pp. 101 - 105.
- [15] Shunshi Zhong, Xiaorong Yan, and Xianling Liang, “*UWB Planar Antenna Technology*”. Review Article; Chinese Journal of Radio Science, 2007, pp. 308 - 315.
- [16] Osama Ahmed and Abdel-Razik Sebak, “*A Compact UWB Butterfly Shaped Planar Monopole Antenna with Bandstop Characteristic*”. 13th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and the Canadian Radio Sciences Meeting, 2009.
- [17] Mohamed Nabil Srifi, O. El-Mrabet, and Mohamed Essaaidi, “*A Novel Disc Monopole Antenna for UWB Applications*”. Electronics and Microwaves Group, Faculty of Science, Abdelmalek Essaadi University, Tetuan 93000, Morocco, e-mail: essaaidi@ieee.org, pp. 01 - 03.

- [18] Seok H. Choi, Jong K. Park, Sun K. Kim, and Jae Y. Park, “*A New Ultra-Wideband Antenna for UWB Applications*”. *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 40, No. 5, March 2004, pp. 399 - 401.
- [19] Tao Hong, Shu-Xi Gong, Wen Jiang, and Ying Liu, “*A Novel Monopole Antenna for Ultra-Wide Band Application*”. *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 52, No. 12, December 2010, pp. 2694 - 2696.
- [20] Osama Ahmed and Abdel-Razik Sebak, “*A Novel Ultra-Wideband Printed Monopole Antenna*”. Concordia University, Montreal, Quebec H3G 1M8, Canada.
- [21] C.-C. Lin, Y.-C. Kan, L.-C. Kuo, and H.-R. Chuang, “*A Planar Triangular Monopole Antenna for UWB Communication*”. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 15, No. 10, October 2005, pp. 624 - 626.
- [22] Ali Akdagli, Caner Ozdemir, and Serhan Yamacli, “*A Review of Recent Patents on Ultra Wide Band (UWB) Antennas*”. *Recent Patents on Electrical Engineering* 2008, 1, pp. 68 - 75.
- [23] J. Liang, C. C. Chiau, X. Chen, and C. G. Parini, “*Analysis and Design of UWB Disc Monopole Antennas*”. Printed and published by the IEE, Michael Faraday House, Six Hills Way, Stevenage, Herts SG1 2AY, UK, pp.103 - 106.
- [24] Zhi Ning Chen and Y. W. M. Chia, “*Broadband Monopole Antenna with Parasitic Planar Element*”. *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 27, No. 3, November 5; 2000, pp. 209 - 210.
- [25] Z. N. Chen, “*Broadband planar monopole antenna*”. *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, Vol. 147, No. 6, December 2000, pp. 526 - 528.
- [26] K. P. Ray, P. V. Anob, R. Kapur, and Girish Kumar, “*Broadband Planar Rectangular Monopole Antennas*”. *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 28, No. 1, January 2001, pp. 55 - 59.

- [27] Guan-Yu Chen, Jwo-Shiun Sun, Sheng-Yi Huang, YD Chen, and Cheng-Hung Lin, “*Characteristics of UWB Antenna and Wave Propagation*”. Proceedings of 2005 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, December 13 - 16, 2005, Hong Kong, pp. 713 - 716.
- [28] Anping Zhao and Jussi Rahola, “*Compact Printed Patch and Bent-Patch Monopole Ultra-Wideband (UWB) Antennas for Mobile Terminals*”. Nokia Research Center, FIN-00180 Helsinki, Finland, IEEE 2007, pp. 535 - 538.
- [29] Xuan Hui Wu and Zhi Ning Chen, “*Comparison of Planar Dipoles in UWB Applications*”. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 53, No. 6, June 2005, pp. 1973 - 1983.
- [30] Zi-bin Weng, Xiao-ming Wang, Yong-chang Jiao, and Fu-shun Zhang, “*CPW-FED Dielectric Resonator Antenna for Ultra-Wideband Applications*”. Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 52, No. 12, December 2010, pp. 2709 - 2712.
- [31] Dong Li, Shaohui Quan, and Zhengpeng Wang, “*Design of a planar Ultra-wideband Monopole Antenna with WLAN band-Notched Characteristic*”. Electromagnetic Engineering Lab., Beihang University Haidian District, Beijing, China, 2008 IEEE.
- [32] Katsuki Kiminami, Akimasa Hirata, and Toshiyuki Shiozawa,” *Double-Sided Printed Bow-Tie Antenna for UWB Communications*”. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 3; 2004, pp. 142 -153
- [33] Hans Gregory Schantz, “*A Brief History of UWB Antennas*”. Aerospace and Electronics Systems Magazine, IEE 2004, Vol. 19, No. 4, April 2004, pp. 22 - 26.
- [34] Hans Gregory Schantz, “*Introduction to Ultra-Wideband Antennas*”. Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, IEEE 2003; November 2003, pp. 01 - 09.
- [35] Z. N. Low, J. H. Cheong, and C. L. Law, “*Low-Cost PCB Antenna for UWB Applications*”. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 4; 2005, pp. 237 - 239.

- [36] R. Chair, A. A. Kishk, K. F. Lee, C. E. Smith, and D. Kajfez, “*Microstrip Line and CPW Fed Ultra Wideband Slot Antennas with U-Shaped Tuning Stub and Reflector*”. Progress In Electromagnetics Research, PIER 56; 2006, pp. 163 - 182.
- [37] C.-F. Tseng, C.-L. Huang, and C.-H. Hsu, “*Microstrip-Fed Monopole Antenna with a Shorted Parasitic Element for Wideband Application*”. Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 7; 2009, pp. 115 - 125.
- [38] Jwo-Shiun Sun, Yi-Chieh Lee, and Syuan-Ci Lin, “*New Design of a CPW-Fed Ultrawideband Slot Antenna*”. Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 49, No. 3, March 2007, pp. 561 - 564.
- [39] Wen Tao Li, Xiao Wei Shi, and Yong Qiang Hei, “*Novel Planar UWB Monopole Antenna with Triple Band-Notched Characteristics*”. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 8; 2009, pp. 1094 - 1098.
- [40] A. A. Eldek, “*Numerical Analysis of a Small Ultrawideband Microstrip-Fed Tap Monopole Antenna*”. Progress In Electromagnetics Research, PIER 65; 2006, pp. 59 - 69.
- [50] F. Muge Tanyer-Tigrek, Altuncan Hizar, Ioan E. Lager1, and Leonardus P. Ligthart, “*On the Operating Principles of UWB, CPW-Fed Printed Antennas*”. IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 52, No.3, June 2010, pp. 46 - 50.
- [51] Z. N. Chen, M. Y. W. Chia, and M. J. Ammann, “*Optimization and Comparison of Broadband Monopoles*”. IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., Vol. 150, No. 6, December 2003, pp. 429 - 435.
- [52] Tzyh-Ghuang Ma and Shyh-Kang Jeng, “*Planar Miniature Tapered-Slot-Fed Annular Slot Antennas for Ultrawide-Band Radios*”. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 53, No. 3, March 2005, pp. 1194 - 1202.
- [53] Cheng-Hsing Hsu, “*Planar Multilateral Disc Monopole Antenna for UWB Application*”. Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 49, No. 5, May 2007, pp. 1101 - 1103.

- [54] Xiao-Ming Wang, Zi-Bin Weng, Xin Zhang, and Yong-Chang Jiao, “*Planar Multilateral Monopole Antenna with Band-Notch Characterization for UWB Applications*”. *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 51, No. 9, September 2009, pp. 2186 - 2189.
- [55] Robert J. Fontana, “*Recent System Applications of Short-Pulse Ultra-Wideband (UWB) Technology*”. Invited Paper; *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, No. 9, September 2004, pp. 2087 - 2104.
- [56] Zhi Ning Chen, Terence S. P. See, and Xianming Qing, “*Small Printed Ultrawideband Antenna with Reduced Ground Plane Effect*”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 55, No. 2, February 2007, pp. 383 - 388.
- [57] Evan R. Green and Sumit Roy, “*System Architectures for High-rate Ultra-wideband Communication Systems: A Review of Recent Developments*”. Intel Labs, 2111 NE 25th Ave. Hillsboro, OR 97124, {evan.r.green,sumit.roy}@intel.com, pp. 01 - 11.
- [58] Dau-Chyrh Chang, “*UWB Antennas and Their Applications*”. *Proceedings of iWAT2008*, Chiba, Japan, IEEE 2008, pp. 14 - 19.
- [59] Zhi Ning Chen, “*UWB Antennas with Enhanced Performances*”. Invited, *ICMMT2008 Proceedings*, IEEE 2008, pp. 01 - 04.
- [60] Jihak Jung, Kyungmoon Seol, Wooyoung Choi, and Jaehoon Choi, “*A Wideband Monopole Antenna for SDR and UWB Applications*”. *Proceeding of the SDR 05 Technical Conference and Product Exposition*. Copyright © 2005 SDR Forum, pp. 01 - 05.
- [61] Anping Zhao and Jussi Rahola, “*Compact Printed Patch and Bent-Patch Monopole Ultra-Wideband (UWB) Antennas for Mobile Terminals*”. Nokia Research Center, FIN-00180 Helsinki, Finland, IEEE 2007, pp. 5135 - 5138.
- [62] Yvan Duroc, Anthony Ghiotto, Tan-Phu Vuong, and Smail Tedjini, “*Ultra-Wideband Antennas: Design and Modeling*”. Invited Paper; Grenoble INP – LCIS – Laboratoire de Conception et d’Intégration des Systèmes Valence, France; IEEE 2008, pp. 318 - 323.

- [63] A. A. Eldek, A. Z. Elsherbeni, and C. E. Smith, “*A compact UWB antenna with for ultra wideband applications and phased array systems*”. Progress In Electromagnetics Research, PIER 53; 2005, pp. 227 - 237.
- [64] A.-A. Kalteh, R. Fallahi, and M. G. Roozbahani, “*Design of a band-notched microstrip circular slot antenna for UWB communication*”. Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 12; 2010, pp. 113 - 123.
- [65] Ding-Bing Lin, I-Tseng Tang, and Ming-Yu Tsou, “*A Compact UWB Antenna with CPW-FED*”. Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 49, No. 3, March 2007, pp. 564 - 567.
- [66] Hans Schantz, “*The Art and Science of Ultrawideband Antennas*”. Artech House antennas and propagation library, © 2005 Artech House, INC.
- [67] Jeffrey H. Reed, “*An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems*”. Copyright © 2005 Pearson Education, INC.
- [68] Robert Aiello and Anuj Batra, “*Ultra Wideband Systems Technologies and Applications*”. Copyright © 2006, Elsevier Inc.

CAPÍTULO 5

5. CONCLUSÕES

5.1 Conclusões Gerais

Neste trabalho uma antena *W-BFMA* e duas antenas *UWB* foram investigadas, otimizadas e suas principais conclusões apresentadas. Na primeira parte do trabalho, a antena filamental monopolo dobrado, *W-BFMA*, foi modelada pelo método dos momentos e otimizada pelos métodos paramétricos, *hill climbing* e algoritmo genético, tendo suas principais curvas características apresentadas, analisadas e comparadas. Programas computacionais foram desenvolvidos na linguagem *Matlab* para modelagem, otimização e cálculo das principais curvas características. Os programas desenvolvidos foram validados pelo *software* comercial *IE3D*. A antena *W-BFMA* foi otimizada quando conectada com a linha de alimentação nas impedâncias de 50, 75, 150 e 300 Ω , e teve como referências os artigos [1], [2]. Na segunda parte, duas estruturas de antenas monopolos planos na tecnologia *UWB*, uma com fenda central no plano de terra e outra com o plano de terra truncado, foram investigadas, analisadas e suas principais curvas características calculadas. A antena *UWB* monopolo plano com o plano de terra truncado apresentou melhor resultado simulado. Essa antena teve o seu protótipo construído, e as principais curvas características simuladas e medidas. Ambas as estruturas das antenas *UWB* analisadas foram alimentadas por uma linha de microfita (*microstrip-fed*) na impedância de 50 Ω , e simuladas pelo *software* comercial *CST Microwave Studio software 2009*. As antenas *UWB* tiveram como referências os artigos publicados [3], [4].

Na otimização da antena *W-BFMA*, o objetivo principal foi aumentar a largura de banda de impedância com referência ao nível de perda de retorno de -10dB, sem depreciar as suas principais características eletromagnéticas. Já para as antenas *UWB*, o fundamental foi reduzir a perda de retorno para valores próximos e abaixo de -15dB, uma vez que a largura de banda

de frequência dessas antenas foi definida para operar na faixa de frequência de (3,1 - 10,6)GHz. A configuração que apresentou menor perda de retorno dentro da faixa de frequência *UWB* foi construída e teve suas principais curvas características simuladas e medidas, analisadas.

Para analisar as influências das dimensões dos elementos condutores na antena *W-BFMA*, a antena foi modelada e investigada com programas desenvolvidos baseados no método dos momentos [5] - [8]. Com esse programa, se pôde acompanhar o desempenho da antena durante o processo de otimização e calcular as suas principais curvas características. Os resultados obtidos pelo programa desenvolvido foram comparados com resultados calculados pelo *software Zeland IE3D*. O uso do método dos momentos nesse trabalho mostra que se pode fazer os próprios programas computacionais para cálculos das curvas características de uma antena ou se investigar alguma característica específica. A seguir, são apresentadas as principais conclusões:

Durante a otimização da antena *W-BFMA*, mantendo-se os valores das dimensões dos elementos condutores da antena pequenos, a antena apresentou o melhor casamento na impedância de 150Ω. Nessa impedância, a maior largura de banda obtida foi de $BW = 56\%$. No cálculo da largura de banda de impedância, o nível de perda de retorno de -10dB foi tomado como referência. No Capítulo 3 desse trabalho foram apresentados os principais gráficos das curvas características da antena *W-BFMA* otimizada pelo método paramétrico e com dimensões pequenas, tais como: impedância de entrada, coeficiente de reflexão, diretividade e diagrama de radiação. Como a impedância de 150Ω não é muito usada em equipamentos eletroeletrônicos sem *balun*, essa impedância não foi usada nas simulações seguintes os métodos *hill climbing* e algoritmo genético.

Ainda considerando as dimensões pequenas, a antena *W-BFMA* otimizada pelo método paramétrico obteve as seguintes larguras de bandas nas respectivas impedâncias, como seguem.

Para $Z_{in} = 300\Omega$; $BW = 29,25\%$.

Para $Z_{in} = 75\Omega$; $BW = 12,10\%$.

Para $Z_{in} = 50\Omega$; $BW = 8,74\%$.

Os valores das dimensões dos elementos condutores da antena podem ser encontrados na Tabela 3.1 do Capítulo 3. Pelos resultados acima apresentados se pode concluir que em impedâncias da linha de alimentação com valores baixos ($Z_0 = 50\Omega$ e $Z_0 = 75\Omega$), há maior dificuldade em se obter grandes larguras de bandas para a estrutura da antena *W-BFMA* investigada.

Nas simulações feitas sem restrições nas dimensões dos elementos condutores da antena, com o método paramétrico, a antena *W-BFMA* casou melhor com a linha de alimentação de 300Ω , tendo obtido a largura de banda de 71,37%, para um nível de referência perda de retorno de -10dB, conforme Tabela 3.2 do Capítulo 3. O resultado acima se justifica pelo fato da estrutura com fios condutores paralelos dobrados, e fechados em “*loop*” da antena *W-BFMA* contribuir significativamente para aumentar o valor de sua impedância de entrada. Além do mais, as dimensões dos fios condutores de L_2 e L_3 atingiram os seus valores máximos.

Pelo comportamento da largura de banda na curva da perda de retorno, Figura 3.4 do Capítulo 3, pode-se observar que com ajuste mais precisos e simultâneos nas dimensões de todos os elementos da estrutura da antena (dimensões de L_2 , L_3 , H , B , e raio a), se poderá encontrar larguras de bandas de impedância um pouco maior do que as apresentadas com o uso do método paramétrico.

Com a otimização pelo método *hill climbing*, as dimensões de todos os fios condutores da antena foram otimizadas de forma simultânea, percorrendo espaços de busca maiores ou menores do domínio de definição que foi determinado pelo tamanho do passo. Com esse método, a antena *W-BFMA* apresentou a maior largura de banda impedância quando conectada com a linha de alimentação na impedância de $Z_0 = 300\Omega$. Nessa impedância, a largura de banda calculada foi de $BW = 67,67\%$, enquanto que no método paramétrico foi de $BW = 29,25\%$, para um nível de referência de perda de retorno de $|T| = -10\text{dB}$, e considerando as dimensões pequenas dos elementos radiadores.

Em geral, o método *hill climbing* apresentou resultados melhores e com menos tempo de processamento computacional em relação ao método paramétrico. A largura de banda de impedância aumentou de $BW = 8,74\%$ para $BW = 12,31\%$ quando conectada com a

impedância da linha de alimentação em $Z_0 = 50\Omega$. Com a impedância de $Z_0 = 75\Omega$, a largura de banda praticamente não se alterou, passando de $BW = 12,10\%$ para $BW = 12,36\%$.

Com relação à análise do diagrama de radiação na otimização pelo método *hill climbing*, a antena *W-BFMA* apresentou distribuição espacial de energia mais omnidirecional quando conectada com a linha de alimentação na impedância de $Z_0 = 50\Omega$, e maior concentração de energia em uma dada direção, quando conectada com $Z_0 = 300\Omega$. O uso de uma dessas diferentes características da antena depende do tipo de aplicação.

Com a otimização da antena *W-BFMA* pelo método do algoritmo genético, a máxima largura de banda de impedância, $BW = 52,82\%$, foi obtida quando a antena foi conectada com a linha de alimentação na impedância de $Z_0 = 300\Omega$. Esse valor é muito superior à largura de banda obtida com o método paramétrico nessa mesma impedância, $BW = 29,25\%$, para um nível de referência de perda de retorno de $|T| = -10\text{dB}$. Com o método AG, e conectada com a impedância da linha de alimentação em $Z_0 = 50\Omega$, a largura de banda de impedância da antena foi $BW = 11,78\%$, enquanto que, no método paramétrico foi $BW = 8,74\%$. Com a impedância da linha de alimentação conectada em $Z_0 = 75\Omega$, a largura de banda de impedância com AG foi $BW = 22,26\%$, enquanto que, com o método paramétrico foi $BW = 12,10\%$.

Logo, com método AG, se obteve resultados melhores e em menos tempo de processamento computacional que com o método paramétrico em todas as impedâncias da linha de alimentação investigadas. Observando o diagrama de radiação com o método AG, a antena *W-BFMA* apresenta distribuição espacial de energia mais omnidirecional quando conectada com a linha de alimentação na impedância de 50Ω , e radiação espacial de energia mais concentrada quando conectada com 300Ω . Desempenho similar ao que ocorreu com o método *hill climbing*.

Quando comparado os métodos *hill climbing* e AG na otimização da antena *W-BFMA*, o método AG obteve resultado melhor na impedância da linha de alimentação $Z_0 = 75\Omega$ ($BW_{AG} = 22,26\%$ e $BW_{HC} = 12,36\%$), porém com maior tempo de processamento computacional. A quantidade de códigos (comandos) do programa computacional em AG é pelo menos dez vezes maior do que com o método *hill climbing*.

Em todos os três métodos de otimização usados: paramétrico, *hill climbing* e algoritmo genético, a antena *W-BFMA* casou melhor com a impedância de 300Ω , como mostra as respectivas larguras de banda, BW_{PA} , BW_{HC} , BW_{AG} :

Para $Z_{in} = 300\Omega$; $BW_{PA} = 29,25\%$.

Para $Z_{in} = 300\Omega$; $BW_{HC} = 67,67\%$.

Para $Z_{in} = 300\Omega$; $BW_{AG} = 52,82\%$.

Como se pode notar pelos resultados, o tipo de método de otimização a ser aplicado depende dos parâmetros considerados relevantes no projeto da antena, tais como: complexidade de sua estrutura, tipos de características a serem melhoradas na antena, facilidade e tempo de codificação do programa desenvolvido, tempo de processamento computacional do programa, precisão dos resultados, redução de custos, recursos computacionais disponíveis. Também deve ser considerada a possibilidade de uso de alguns dos programas comerciais, tais como: *IE3D*, *CST*, *HFSS*, *COMSOL*, etc., caso haja recursos financeiros disponíveis. A divergência entre as larguras de bandas entre os métodos *hill climbing* e AG, pode ter sido em função da definição do domínio de busca, da precisão dos resultados, e características dos métodos. Porém, em qualquer dos métodos de otimização usados, entrando-se com os valores das dimensões dos elementos radiadores otimizados são reproduzidas as correspondentes larguras de bandas de impedâncias. Vale ressaltar, que no modo ressonante, a antena *W-BFMA* possui vários máximos e mínimos locais que são produzidos pela dimensão de cada parâmetro geométrico da antena, e que combinados, proporcionam apresentar diferentes larguras de banda de impedância.

5.2 Análises comparativas do resultado da otimização da antena *W-BFMA* nos diferentes métodos de otimização

Segue a análise e comparação dos resultados da otimização da antena *W-BFMA* usando-se os métodos paramétricos, *hill climbing* e AG [9], [10] nas respectivas impedâncias da linha de alimentação em 50, 75 e 300 Ω . Como se pode observar pela Tabela 5.1, a otimização pelo método *hill climbing* foi a que apresentou a maior largura de banda, $BW = 12,31\%$, na impedância da linha de alimentação de 50 Ω , mas muito próximo da otimização pelo método AG. Nessa impedância, a largura de banda relativa não apresentou valores muito significativos, por causa da estrutura da antena, filamental monopolo dobrado com fios condutores paralelos.

Tabela 5.1

Antena *W-BFMA* otimizada na impedância de 50 Ω .

Métodos	L_2	L_3	H	B	a	$BW\%$
paramétrico	0,200L ₁	0,450L ₁	0,700L ₁	0,200L ₁	0,005L ₁	8,74
<i>hill climbing</i>	0,001L ₁	0,723L ₁	0,731L ₁	0,579L ₁	0,005L ₁	12,31
algoritmo genético	0,821L ₁	0,648L ₁	0,024L ₁	0,556L ₁	0,005L ₁	11,78

Na Tabela 5.2, são apresentados os valores da otimização da antena *W-BFMA* para a impedância da linha de alimentação de 75 Ω . Como se pode observar pela a Tabela 5.2, a otimização com algoritmo genético apresentou largura de banda de $BW = 22,26\%$, valor bastante significativo em relação aos métodos paramétrico e *hill climbing*, sendo que estes dois últimos apresentaram valores similares.

Tabela 5.2

Antena *W-BFMA* otimizada na impedância de 75 Ω .

Métodos	L_2	L_3	H	B	a	$BW\%$
paramétrico	0,805L ₁	0,331L ₁	0,565L ₁	0,330L ₁	0,0166L ₁	12,10
<i>hill climbing</i>	0,704L ₁	0,189L ₁	0,518L ₁	0,397L ₁	0,0166L ₁	12,36
algoritmo genético	0,243L ₁	0,468L ₁	0,047L ₁	0,515L ₁	0,0166L ₁	22,26

A antena *W-BFMA* otimizada pela impedância da linha de alimentação de 300Ω , apresentou os melhores resultados em todos os métodos de otimização investigados, conforme Tabela 5.3. O método *hill climbing*, método bastante simples de ser implementado, apresentou a maior largura de banda de $BW = 67\%$. Esse tipo de estrutura de antena casa melhor com a impedância de linha de alimentação em 300Ω . Qualquer um desses métodos pode ser usado para otimização de antenas, dependendo do interesse e aplicações. A otimização da antena *W-BFMA* pelo método *hill Climbing* apresentou resultados tão bons quanto pelo AG.

Tabela 5.3

Antena *W-BFMA* otimizada na impedância de 300Ω .

Métodos	L_2	L_3	H	B	a	$BW\%$
paramétrico	0,460L ₁	0,750L ₁	0,320L ₁	0,230L ₁	0,005L ₁	29,25
<i>hill climbing</i>	0,458L ₁	0,801L ₁	0,746L ₁	0,900L ₁	0,005L ₁	67,67
algoritmo genético	0,622L ₁	0,722L ₁	0,543L ₁	0,426L ₁	0,005L ₁	52,82

Com relação às dimensões dos elementos radiadores da antena *W-BFMA* otimizada na impedância de 300Ω pode-se observar pela Tabela 5.3, que de uma forma geral, os métodos *hill climbing*, AG paramétrico apresentaram as maiores dimensões dos fios condutores nessa ordem, o que correspondeu também às maiores larguras de bandas de impedâncias, sendo que ocorreu o contrário quando otimizada na impedância de 75Ω , como se pode observar na Tabela 5.2. Cada parâmetro geométrico foi limitado em comprimento em um valor não superior a $0,9L_1$, para a antena com dimensão pequena.

5.3 Análises do resultado da otimização da antena *UWB* monopolo plano em diferentes estruturas

Na segunda parte desse trabalho, duas estruturas de antenas na tecnologia de banda ultra-larga (*Ultra-WideBand Antennas - UWB*), foram investigadas e otimizadas. Ambas as estruturas, são antenas *UWB* monopolos planos, sendo a primeira, com uma grande fenda central no plano de terra, e a segunda, com o plano de terra truncado. Durante a otimização, as antenas tiveram as extremidades (superior e inferior) do *patch* achatados, e partes do plano terra arredondados visando se reduzir a perda de retorno média em toda a banda de frequência (3,1 - 10,6)GHz, sem prejudicar suas características eletromagnéticas. As antenas *UWB* analisadas foram alimentadas por uma linha de alimentação de microfita na impedância de 50Ω, conforme Figuras 4.1 e 4.9, do Capítulo 4.

Depois de otimizada, a antena *UWB* monopolo plano com fenda no plano de terra apresentou uma redução na perda de retorno de aproximadamente 3dB em toda sua faixa de frequência. O ganho se manteve acima de 0dBi em quase toda faixa de frequência de *UWB*, apresentando uma ligeira queda no final da faixa. A perda de retorno de -13dB é melhor do que as publicadas na literatura para antenas *UWB* monopolos planos com a mesma estrutura, e com *patch* completamente circulares.

Já a antena *UWB* monopolo plano com plano de terra truncado, depois de otimizada, apresentou uma redução na perda de retorno de aproximadamente 5dB na faixa de frequência (3,1 - 10,6)GHz, além do mais, a antena teve suas dimensões reduzidas. Essa antena teve seu protótipo construído e as principais curvas características simuladas comparadas com resultados obtidos experimentalmente. A antena foi simulada e medida junto com o conector *SMA* (*SubMiniature type A*) e o resultado simulado concorda com o resultado medido, conforme Figura 4.13.

Uma perda de retorno de -15dB na banda de frequência de *UWB* é desejável, pois apresenta mais tolerância para ajustes devido a possíveis desvios durante o processo de fabricação ou quando da inserção da antena no gabinete do aparelho (*box*) tendo em vista as influências de campos eletromagnéticos gerados por parte de componentes eletrônicos ou interposição de sinais em função da presença de estruturas metálicas.

Com relação ao ganho, ambas as antenas *UWB* monopolos planos apresentaram uma variação em torno de 7dBi entre as amplitudes mínimas e máximas das curvas. Sendo que na estrutura com fenda no plano de terra, essa variação ocorreu nas frequências altas, nas proximidades de 8GHz, enquanto que na estrutura com plano de terra truncado, ocorreu nas frequências baixas, nas proximidades de 4GHz. O que sugere que ambas as estruturas ainda podem ser melhoradas.

5.4 Sugestões para trabalhos futuros

5.4.1 Usar métodos de otimização para otimizar antenas na tecnologia *UWB*, com o objetivo de reduzir suas perdas de retorno e melhorar suas principais curvas características, tais como: o diagrama de radiação e o ganho.

5.4.2 Investigar o uso de metamateriais com o objetivo reduzir perdas em antenas, ou seja, transforma parte da energia reativa armazenada nas estruturas das antenas em energias radiativas.

5.5 Trabalhos publicados em função da pesquisa sobre antenas

5.5.1 D. R. Melo, M. N. Kawakatsu, D. C. Nascimento, and Victor Dmitriev, “*A planar monopole antenna with rounded patch and ground plane possessing improved impedance matching*”. Microwave and Optical Technology Letters. Article accepted for publication in 11 September 2011.

5.5.2 Dilermando R. Melo, Marcelo N. Kawakatsu, and Victor Dmitriev, “*A monopole antenna with rounded patch and slot for UWB applications*”. 2010 Wireless Systems International Meeting, 26 - 28 May 2010, Campina Grande - PB, Brazil; WSIM2010.

- 5.5.3 Dilermando R. de Melo, Victor Dmitriev, Karlo Q. da Costa, “*Otimização da Largura de Banda da Antena Monopolo Dobrada Compacta com Algoritmo Genético*”. The 7th International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS’2008), Foz do Iguaçu - PR, Brasil, 3 - 5 de dezembro de 2008 ; I2TS 2008.
- 5.5.4 Marcelo N. Kawakatsu, Dilermando R. de Melo, Victor Dmitriev, “*Otimização por Algoritmo Genético de uma Antena Planar em F-Invertido Modificada*”. 13^o Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (SBMO) e 8^o Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMAG), Florianópolis - SC, Brasil, 07 - 10 de setembro de 2008; MOMAG 2008.
- 5.5.5 Dilermando R. de Melo, Victor Dmitriev, Karlo Q. da Costa, “*Aumento da Largura de Banda da Antena Monopolo Dobrada Compacta pelo Método Hill Climbing*”. 13^o Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (SBMO) e 8^o Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMAG), Florianópolis - SC, Brasil, 07 - 10 de setembro de 2008; MOMAG 2008.
- 5.5.6 Marcelo N. Kawakatsu, Victor Dmitriev, Dilermando R. de Melo, “*Antena em F-Invertido Planar com Fenda em Formato de L-Deitado Otimizada por Algoritmo Genético*”. XXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT 2008), Rio de Janeiro - RJ, Brasil, 02 - 05 de setembro de 2008; SBrT 2008.
- 5.5.7 Dilermando R. de Melo, Marcelo N. Kawakatsu, Victor Dmitriev, Karlo Q. da Costa, “*Aplicação do Método dos Momentos na Análise de Antenas*”. 31^o Congresso Nacional de Matemática Aplicada e Computacional (31^o CNMAC), Belém - PA, Brasil, 07 - 10 de setembro de 2008; CNMAC 2008.
- 5.5.8 D. R. de Mélo, V. A. Dmitriev, K. Q. da Costa, M. T. Reis, “*Otimização da largura de banda de uma antena monopolo dobrado compacta (BFMA)*”. The 5th International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS 2006), Várzea Grande - MT, Brasil, 06 - 08 de dezembro de 2006; I2TS 2006.

5.6 Referências

- [1] S. Hayashida, T. Tanaka, H. Morishita, and K. Fujimoto, “*Built-in folded monopole antenna for handsets*”. *Electronics Letters*, Vol. 40, No. 24, Nov. 2004, pp. 1514 - 1515.
- [2] S. Hayashida, H. Morishita, Y. Koyanagi, and K. Fujimoto, “*Characteristics built-in folded monopole antenna for handsets*”. *IEEE Xplore Digital Library*, 2006, pp. 33 - 36.
- [3] Ezzeldin, A. Soliman, Walter De Raedt, and Guy A. E. Vandebosch, “*Microstrip-Fed Cusp Antenna for Ultra-wide Band Communication Systems*”. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, May 2008, pp. 33 - 38.
- [4] Jianxin Liang, Choo C. Chiau, Xiaodong Chen, and Clive G. Parini, “*Study of a Printed Circular Disc Monopole Antenna for UWB Systems*”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 11, November 2005, pp. 3500 - 3504.
- [5] Matthew N. O. Sadiku, “*Numerical Techniques in Electromagnetics*“. 2nd ed., Ed. New York: CRC Press LLC, 2001, pp. 121 - 458.
- [6] Roger F. Harrington, “*Field Computation by Moment Methods*”. The Macmillan Company New York, 1968, pp. 01 - 21; pp. 63 - 81.
- [7] J. Moore and R. Pizer, “*Moment Methods in Electromagnetics*”. Ed. New York: Research Studies Press, 1984.
- [8] Walton C. Gibson, “*The Methods of Moments in Electromagnetism*”. Ed. Chapman & Hall/CRC, 2008.
- [9] Thomas Weise, “*Global Optimization Algorithms: Theory and Applications*“. 2nd ed., Ed. Copyright © 2006 - 2009 Thomas Weise, e-book 2009, pp. 237 - 241.
- [10] Ricardo Linden, “*Algoritmo Genético: uma importante ferramenta da inteligência computacional*”. Editora Brasport Livros e Multimídia Ltda., 2006.

AGRADECIMENTOS FINAIS

A Fundação de Amparo a Pesquisa do Estado do Amazonas (FAPEAM) financiadora desse trabalho;

Ao Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado da Universidade Federal do Pará (LEA/UFPA) onde a maior parte da pesquisa foi realizada;

Ao Grupo de Nanofotônica e Nanoeletrônica da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará, onde parte da pesquisa foi realizada;

Ao Instituto de Tecnologia da Universidade Federal do Pará (ITEC/UFPA);

Ao Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará (PPGEE/ITEC/UFPA);

Ao Instituto Tecnológico de Aeronáutica (*ITA*), São José dos Campos - SP - Brasil, nas pessoas dos professores M. Sc. Daniel C. Nascimento e Dr. José Carlos da Silva Lacava, onde o protótipo da antena *UWB* foi construído.

A Universidade Federal do Pará (UFPA) onde fui muito bem acolhido em suas dependências;

Este trabalho foi realizado com recursos do Programa RH – POSGRAD da Fundação de Amparo a Pesquisa do Governo do Estado do Amazonas (FAPEAM).

A vida só tem sentido quando o que se espera da vida ainda não foi alcançado.