

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JOHAN LEANDRO TÉLLEZ GARZÓN

**DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE ANTENA
PLANAR PARA APARELHOS CELULARES**

Porto Alegre-RS

2013

JOHAN LEANDRO TÉLLEZ GARZÓN

**DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE ANTENA
PLANAR PARA APARELHOS CELULARES**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Engenharia da Computação.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Álvaro Augusto Almeida de Salles

Porto Alegre

2013

JOHAN LEANDRO TÉLLEZ GARZÓN

DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE ANTENA PLANAR PARA APARELHOS CELULARES

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Álvaro Augusto Almeida de Salles, UFRGS

Doutor em Ciências, London University - Londres, Inglaterra.

Banca Examinadora:

Dr. Andreas Christ, IT'IS

Doutor pelo Swiss Federal Institute of Technology – Zurique, Suíça.

Prof. Dr. Antonio Carlos de Oliveira Pedra, SENAI-RS

Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil.

Prof. Dr. Roger Pizzato Nunes, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil.

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. João Manoel Gomes da Silva Jr.

Porto Alegre, Fevereiro de 2013.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho a minha família por suas grandes contribuições para meu desenvolvimento pessoal e pelo grande amor que me oferecem todos os dias. Além do apoio em todos os momentos difíceis.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por levar-me pelo caminho certo.

A minha família pelo apoio constante, pela amizade incondicional e pela confiança na consecução dos meus objetivos.

A minha namorada Yuli Melissa pelo carinho, conselhos e o apoio ao longo dos meus estudos de pós-graduação.

Ao Professor Dr. Álvaro Augusto Almeida Salles por sua excelente orientação e colaboração nos assuntos referentes ao ambiente acadêmico e científico.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PPGEE, pela oportunidade de realização de trabalhos de pesquisa.

Ao Professor Dr. Antonio Carlos de Oliveira Pedra por suas significativas contribuições ao longo do desenvolvimento e revisão deste trabalho.

Aos colegas do LACOM Sergio Severo e Paulo Serafini por suas extraordinárias ajudas na construção e medição do protótipo de antena.

Ao Professor Claudio Fernandez pelas explicações de assuntos relacionados com SAR e modelagem FDTD.

Aos colegas do PPGEE pelo seu auxílio e amizade ao longo dos estudos.

Ao pessoal da secretaria do PPGEE por sua valiosa orientação nos assuntos relacionados com procedimentos acadêmicos.

À CAPES pela provisão da bolsa de mestrado.

RESUMO

Neste trabalho é apresentado o projeto de uma antena planar de formato de F-invertido (PIFA) com ranhura-T para aplicação nos sistemas de comunicações sem fio GSM/UMTS/WCDMA. As larguras de banda da antena são aumentadas em função do aproveitamento dos modos ressonantes implícitos no plano de terra. Uma análise paramétrica é feita visando a obtenção de desempenho equilibrado na antena. As diversas simulações do desempenho da antena são realizadas com o software SEMCAD, que utiliza o método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD). No trabalho é avaliada a diferença de desempenho da antena com e sem a presença do aparelho celular e também próximo à cabeça do usuário. Deste modo, é observada uma influência negativa sobre o desempenho da antena causada pela presença da cabeça do usuário. Adicionalmente, boa concordância é observada entre os dados do modelo simulado e os resultados medidos do protótipo.

Palavras-chave: Telecomunicações. Aplicações sem Fio. Antena Planar. Largura de Banda. PIFA. SAR.

ABSTRACT

This work presents the design and implementation of a planar inverted F-type antenna (PIFA) slot-T for wireless mobile communications GSM/UMTS/WCDMA. The excitation of the ground plane modes is used to increase the antenna bandwidth. A parametric analysis is done to obtain a balanced performance of the antenna. The several antenna performance simulations are performed with the SEMCAD software, which use the finite difference time domain (FDTD) method. In addition the differences in performance of the antenna are evaluated with and without the presence of the cell phone housing and the user's head, thus, negative influence on the antenna performance caused by the presence of the user's head is observed. Finally a prototype is implemented to get an idea of the real behavior of the proposed antenna. Good agreement is observed between data of the simulated model and measured results of the prototype.

Keywords: Telecommunications. Wireless Applications. Planar Antenna. Bandwidth PIFA. SAR.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	MOTIVAÇÃO	19
1.2	OBJETIVO	20
1.3	METODOLOGIA	20
1.4	REVISÃO DA LITERATURA EM ANTENAS PLANARES	21
1.5	PESQUISAS REFERENTES À SAR E AO DESEMPENHO DAS MPA	25
1.6	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	27
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	29
2.1	CONCEITOS BÁSICOS DE ANTENAS	29
2.2	TEORIA DE ANTENAS PLANARES	30
2.2.1	Linhas de Transmissão Planares	31
2.2.2	Antenas Planares	32
2.2.3	Alimentação de Antenas Planares	36
2.2.4	Substrato	39
2.3	TÉCNICAS DE AUMENTO DE LARGURA DE BANDA	40
2.4	ANTENA PLANAR DE F-INVERTIDO	43
2.5	INTERAÇÃO ANTENA-USUÁRIO: EFEITOS BIOLÓGICOS E DESEMPENHO DAS MPA	49
2.5.1	Efeitos biológicos associados às ondas eletromagnéticas	50
2.5.2	SAR	51
2.5.3	Modelagem da SAR	51
2.5.4	Manequim antropomórfico específico	53
2.5.5	Posicionamento e medição da SAR	55
2.5.6	FDTD e sua utilização na medição do SAR	57
3	ANTENA PIFA RANHURA DE FORMATO ‘T’ E RESULTADOS	58
3.1	OPERAÇÃO EM FREQUÊNCIA DUAL	60
3.1.1	Análise Paramétrica da ranhura de formato T	62
3.1.2	Análise paramétrica da ranhura de formato T com fenda no plano de terra	67
3.2	ANÁLISE DA BW DEVIDO AO DESLOCAMENTO E FENDA NO PLANO DE TERRA	72
3.2.1	Variação do Parâmetro L_{f1}	74
3.2.2	Variação do Parâmetro W_{f2} da fenda	75
3.2.3	Variação do Parâmetro L_{f2} da fenda	77
3.3	PONTO DE ALIMENTAÇÃO DA PIFA	79
3.3.1	Variação da posição X_{FEED}	80
3.3.2	Variação da posição Y_{FEED}	82
3.4	PONTO DE ATERRAMENTO DA PIFA	84
3.4.1	Variação da posição X_{GND}	84
3.4.2	Variação da posição Y_{GND}	86
3.5	VARIAÇÃO DA PERMISSIVIDADE E ESPESSURA DO DIELÉTRICO	89
3.5.1	Variação da constante dielétrica relativa do substrato	89
3.5.2	Variação da espessura do substrato	90
3.6	MODELO PROPOSTO: ANTENA PIFA COM RANHURA DE FORMATO ‘T’	92

3.6.1 Geometria	92
3.6.2 Análise da influência dos parâmetros nas características da antena.....	93
3.6.3 Densidades de Corrente	94
3.6.4 Perda de Retorno	96
3.6.5 Impedância	97
3.6.6 Ganho.....	99
4 DESEMPENHO DA ANTENA COM A PRESENÇA DA CABEÇA E DA CAIXA DO APARELHO	100
4.1 MODELO DA CAIXA (<i>HOUSING</i>) DO APARELHO CELULAR.....	101
4.2 MODELO DA CABEÇA DO USUÁRIO	102
4.3 MODELAGEM BANDA LARGA E PERDA DE RETORNO.....	104
4.4 EFICIÊNCIA TOTAL	105
4.5 SAR	106
5 PROTÓTIPO DE ANTENA PIFA RANHURA T PARA COMUNICAÇÕES MÓVEIS.....	108
5.1 PROTÓTIPOS E EQUIPAMENTOS UTILIZADOS.....	108
5.2 MEDIÇÕES E COMPARAÇÕES	109
5.2.1 Perda de Retorno e Largura de Banda.....	110
5.2.2 Diagrama de Irradiação.....	112
6 CONCLUSÃO.....	116
6.1 CONCLUSÕES GERAIS	116
6.2 SUGESTÕES PARA NOVOS TRABALHOS.....	117
REFERÊNCIAS	118
APÊNDICE A: DADOS DOS SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES SEM FIO	123
A.1 CRESCIMENTO DOS SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES SEGUNDO A UNIÃO INTERNACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES NO ANO 2011.....	123
A.2 FAIXAS DE OPERAÇÃO DOS PRINCIPAIS SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO CELULAR SEGUNDO (CHEN, 2006).	123
APÊNDICE B: MÉTODOS DE ANÁLISE DE ANTENAS PLANARES	124
B.1 MODELOS ANALÍTICOS	124
B.2 MODELOS DE ONDA COMPLETA	126
B.3 MÉTODO DAS DIFERENCIAS FINITAS NO DOMÍNIO DO TEMPO.....	127
APÊNDICE C: CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS DAS ANTENAS.....	128
C.1 DIAGRAMA DE IRRADIAÇÃO.....	128
C.2 LARGURA DE FEIXE	131
C.3 DENSIDADE DE POTENCIA IRRADIADA	131
C.4 INTENSIDADE DE IRRADIAÇÃO	132
C.5 DIRETIVIDADE	133
C.6 GANHO	133
C.7 EFICIÊNCIA	134
C.8 COEFICIENTE DE REFLEXÃO, IMPEDÂNCIA DE ENTRADA E TAXA DE ONDA ESTACIONÁRIA	134
C.9 LARGURA DE BANDA	135
C.10 POLARIZAÇÃO	136
APÊNDICE D: POSIÇÕES DE TESTE DA SAR.....	138
D.1 PRIMEIRA POSIÇÃO: BOCHECHA OU <i>CHEEK</i>	138
D.2 SEGUNDA POSIÇÃO: INCLINADA OU <i>TILT</i>	139

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 Procedimento de desenvolvimento da pesquisa.....	21
Figura 2 Tipos de antenas: (a) dipolo dobrado, (b) de abertura (tipo horn), (c) planar de microfita com formato retangular e (d) parabólica.....	30
Figura 3 Circuito equivalente de uma linha de transmissão (BAHL, 2003).....	31
Figura 4 Linhas de Tx e guias de onda usuais na faixa de microondas.....	31
Figura 5 Linha de Transmissão de microfita.....	32
Figura 6 Antena de microfita Retangular.....	33
Figura 7 Exemplos de formatos básicos de <i>patch</i>	34
Figura 8 Exemplos de formatos particulares de <i>patch</i>	34
Figura 9 Exemplos básicos de dipolos impressos.....	35
Figura 10 MSA e alimentação com linha de microfita.....	35
Figura 11 Exemplos de antenas MTA.....	36
Figura 12 Antena MPA com alimentação coaxial.....	36
Figura 13 Formas de alimentação com linha de microfita.....	37
Figura 14 MPA alimentada com linha por proximidade.....	37
Figura 15 Alimentação por ranhura no plano de terra.....	38
Figura 16 Alimentação por: (a) acoplamento indutivo e (b) acoplamento capacitivo (GARG, 2001).....	38
Figura 17 Efeitos das características do substrato na eficiência e na BW (GARG, 2001).....	39
Figura 18 Elementos empilhados para aumento da BW.....	41
Figura 19 Exemplos de antenas com elementos parasitas (GARG, 2001).....	42
Figura 20 Introdução de perdas na antena usando chip resistor (WONG, 2002).....	43
Figura 21 Antena planar de formato L-invertido.....	44
Figura 22 Antena Planar de formato F-invertido.....	44
Figura 23 Variações da IFA segundo (CHEN, 2006).....	45
Figura 24 PIFA obtida de modificar: (a) monopolo, (b) monopolo planar e (c) MPA retangular (CHEN, 2006).....	45
Figura 25 Antena PIFA típica (TSUNODA, 1990).....	46
Figura 26 Correntes para diferentes larguras do aterramento (HIRASAWA, 1992).....	48
Figura 27 Exemplos de antenas PIFA de múltiplas ressonâncias (CHEN, 2006).....	49
Figura 28 Restrições básicas (BR - basic restrictions) para várias regiões do corpo na faixa de 100 KHz a 3 GHz (IEEE C95.1).....	53
Figura 29 Propriedades dielétricas do SAM na faixa de 0.3 a 3 GHz (IEEE 1528).....	54
Figura 30 Modelos de cabeça humana usados na medição do SAR (KAINZ, 2005).....	55
Figura 31 SAR e suas diferentes variáveis (CHRIST, 2005).....	56
Figura 32 Linhas e pontos de referência do SAM (IEEE 1528).....	56
Figura 33 Exemplo de malha otimizada no elemento irradiante.....	59
Figura 34 Estrutura inicial proposta com dimensões em milímetros.....	60
Figura 35 Introdução de fendas de formato T para operação em dupla frequência.....	61

Figura 36	Modulos das Perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) obtidos da variação do parâmetro L_s , com plano de terra uniforme na faixa de frequências de 0.5GHz a 2.5GHz (eixo horizontal).	63
Figura 37	Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância e (b) perdas de retorno, resultantes da variação do parâmetro L_s com plano de terra uniforme.	63
Figura 38	Módulos das Perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) obtidos da mudança do parâmetro W_s (plano de terra uniforme).....	64
Figura 39	Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância e (b) perdas de retorno, resultantes da variação do parâmetro W_s com plano de terra uniforme.	65
Figura 40	Módulos das Perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) obtidos da mudança do parâmetro W_{s2} (plano de terra uniforme).	66
Figura 41	Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância e (b) perdas de retorno, resultantes da variação do parâmetro W_{s2} com plano de terra uniforme.	67
Figura 42	Módulos das perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) resultantes da alteração do parâmetro L_s , com fendas no plano de terra.	68
Figura 43	Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância e (b) perdas de retorno, resultantes da variação do parâmetro L_s	69
Figura 44	Módulos das perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) resultantes da alteração do parâmetro W_s , com fendas no plano de terra.	70
Figura 45	Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância e (b) perdas de retorno, resultantes da variação do parâmetro W_s	70
Figura 46	Modulos das Perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) resultantes da alteração do parâmetro W_{s2} , com fendas no plano de terra.	71
Figura 47	Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância e (b) perdas de retorno, resultantes da variação do parâmetro W_{s2}	72
Figura 48	PIFA com plano de terra com fenda e <i>patch</i> deslocado L_{f1} mm para cima do plano de terra.	73
Figura 49	Módulos das perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) resultantes da alteração do parâmetro L_{f1} . Plano de terra sem fenda.	74
Figura 50	Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância e (b) larguras de banda referenciadas a $S_{11} \leq -6\text{dB}$, resultantes da variação do parâmetro L_{f1}	75
Figura 51	Módulos das perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) obtidos da alteração do parâmetro W_{f2} da fenda.	76
Figura 52	Curvas de tendência: (a) frequências de ressonância e (b) larguras de banda referenciadas a $S_{11} \leq -6\text{dB}$, resultantes da variação do parâmetro W_{f2}	77
Figura 53	Módulos das perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) obtidos da alteração do parâmetro L_{f2} da fenda na faixa de frequências de 0.5GHz até 2.5GHz.	78
Figura 54	Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância e (b) larguras de banda, com $S_{11} \leq -6\text{dB}$, resultantes da variação do parâmetro L_{f2} . Plano de terra com fenda.	79
Figura 55	Posição do pino de aterramento.	79
Figura 56	Módulos das perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) obtidos da alteração da posição X_{FEED} da alimentação.	80
Figura 57	Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância, (b) perdas de retorno e (c) larguras de banda referenciadas a $S_{11} \leq -6\text{dB}$, resultantes da variação do parâmetro X_{FEED}	81
Figura 58	Módulos das perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) obtidos da alteração da posição Y_{FEED} da alimentação.	82
Figura 59	Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância, (b) perdas de retorno e (c) largura de banda, com $S_{11} \leq -6\text{dB}$, resultantes da variação do parâmetro Y_{FEED}	83
Figura 60	Posições do pino de aterramento da PIFA.	84

Figura 61	Módulos das perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) obtidos da alteração da posição X_{GND} de aterramento.....	85
Figura 62	Gráficos de tendência: (a) frequência de ressonância, (b) perdas de retorno e (c) larguras de banda, com $S_{11} \leq -6\text{dB}$, resultantes da variação do parâmetro X_{GND}	86
Figura 63	Módulos das perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) resultantes da alteração da posição Y_{GND} de aterramento.....	87
Figura 64	Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância, (b) perdas de retorno e (c) largura de banda, com $S_{11} \leq -6\text{dB}$, resultantes da variação do parâmetro Y_{GND}	88
Figura 65	Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância, (b) perdas de retorno e (c) largura de banda relativa, resultantes da variação do parâmetro ϵ_r	89
Figura 66	Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância, (b) perdas de retorno e (c) larguras de banda relativas, resultantes da variação do parâmetro h_1	91
Figura 67	Dimensões físicas da antena PIFA com ranhura de formato T proposta: (a) vista frontal do elemento irradiante, (b) vista frontal do plano de terra e (c) vista lateral da estrutura.....	93
Figura 68	Densidades de corrente em dB normalizadas a 1 W (900 MHz).	95
Figura 69	Densidades de corrente ao longo da estrutura (2000 MHz).	96
Figura 70	Perda de retorno (eixo vertical) da antena PIFA com ranhura de formato T na faixa de 0,5 a 2,4 GHz.	97
Figura 71	Impedância de banda (eixo vertical) da antena PIFA com ranhura de formato T na faixa de 0,5 a 2,5 GHz.	98
Figura 72	Ganho (eixo vertical) da antena PIFA com fenda de formato T.	99
Figura 73	Modelo de aparelho celular usado.....	101
Figura 74	Dimensões do modelo de celular: (a) vista frontal exterior, (b) vista traseira interior e (c) vista lateral interior.	102
Figura 75	Modelo SAM e procedimento para colocação do celular.	103
Figura 76	Perdas de retorno obtidas da simulação EM banda larga nas três situações de funcionamento da antena.	104
Figura 77	Eficiência total computada nas três situações de operação da antena.	105
Figura 78	Distribuições de SAR no SAM para diversas frequências.	107
Figura 79	Protótipos de antenas realizados para medição de perda de retorno e diagramas de irradiação.	108
Figura 80	Analisador espectral FSH4 da Rohde & Schwarz.....	109
Figura 81	Gerador de sinais SML03 da Rohde & Schwarz.	109
Figura 82	Configuração para obtenção da perda de retorno da antena PIFA.....	110
Figura 83	Perda de retorno medida no analisador FSH4.....	110
Figura 84	Comparação entre a perda de retorno medida e a simulada.	111
Figura 85	Posicionamento utilizado para obtenção dos diagramas de irradiação.	112
Figura 86	Configuração para a medição dos diagramas de irradiação da antena.	113
Figura 87	Diagramas de irradiação nos 900 MHz: (a) plano H (yx) e (b) plano E (zx). A componente E_θ é a copolarizada e a polarização cruzada E_ϕ	114
Figura 88	Diagrama de irradiação nos 2000 MHz: (a) plano H (yx) e (b) plano E (zx). A componente E_θ é a copolarizada e a polarização cruzada E_ϕ	115
Figura 89	MPA dividida em regiões para estudo analítico.	125
Figura 90	Diagrama de irradiação em três dimensões.....	128
Figura 91	Diagramas de Irradiação: (a) Isotrópico, (b) Onidirecional e (c) Direcional.	129
Figura 92	Lóbulos de irradiação.....	129
Figura 93	Regiões de Campo de uma antena.	130
Figura 94	Representação da largura de feixe (ângulo entre pontos de meia potência).	131
Figura 95	Coefficiente de Reflexão.	135

Figura 96 Polarizações no plano da onda: (a) linear e vertical, (b) circular e (c) elíptica. O eixo Z está saindo do plano.	137
Figura 97 Diagramas de polarização de onda em 3D: (a) linear, (b) circular e (c) elíptica. A direção Z está para cima.	137
Figura 98 Linhas de referência vertical e horizontal em um celular (IEEE 1528).....	138
Figura 99 Posição 1 (bochecha ou posição de toque): os pontos de referência da orelha direita (RE), orelha esquerda (LE) e boca (M) estabelecem o plano de referência para o posicionamento aparelho (IEEE 1528).	139
Figura 100 Inclinação ou posição de telefone. (IEEE1528).....	139

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 Resultados da Análise Paramétrica Básica da PIFA.....	46
Tabela 2 Resultados da Análise Paramétrica do Plano de Terra	48
Tabela 3 Valor em milímetros dos diversos tamanhos físicos da antena PIFA de formato T..	92
Tabela 4 Características das simulações EM com FDTD	100
Tabela 5 Perda de retorno nos 900 e 2000 MHz nas três situações de operação	106
Tabela 6 Perdas em mW dos diferentes materiais presentes na modelagem.....	106
Tabela 7 Valores de SAR em diversas frequências de operação (1 Watt de potência).....	107
Tabela 8 Valores computados e medidos de alguns parâmetros de operação da antena.....	111

LISTA DE SÍMBOLOS

λ	Comprimento de onda (m)
c	Velocidade de onda no vácuo (m/s)
ϵ_0	Permissividade do vácuo
ϵ_r	Permissividade dielétrica relativa
ϵ_e	Permissividade dielétrica efetiva
σ	Condutividade elétrica (S/m)
μ	Permeabilidade magnética (H/m)
$\tan \delta$	Tangente de perdas dielétricas
v_p	velocidade de fase (m/s)
α	constante de atenuação
Z_0	impedância característica (Ω)
Γ	Coefficiente de reflexão
S_{11}	Perda de retorno (dB)
Q	fator de qualidade
\vec{E}	Vetor campo elétrico (V/m)
\vec{H}	Vetor campo magnético (A/m)
\vec{J}	Vetor de densidade corrente elétrica (A/m^2)
θ, φ	Componentes em coordenadas esféricas (graus)
ρ	Densidade de massa do tecido (Kg/m^3)
f_L	freqüência inferior de ressonância (Hz)

f_{La}	freqüência inferior de ressonância associada ao elemento irradiante (Hz)
f_{Lb}	freqüência inferior de ressonância associada ao plano de terra (Hz)
f_H	freqüência superior de ressonância (Hz)
f_T	freqüência máxima no modo quase-TEM (Hz)
f_r	freqüência de ressonância (Hz)
Tx	Transmissão
Rx	Recepção

LISTA DE ABREVIATURAS

- ALS: Esclerose Lateral Amiotrófica
- BW: Largura de Banda
- CPW: Guia de Onda Coplanar
- DNA: Ácido Desoxirribonucleico
- DELET: Departamento de Engenharia Elétrica
- DCS: Serviço Digital Celular
- EEC: Canal de Entrada ao Ouvido
- EM: Eletromagnético
- ERP: Ponto de Referência da Orelha
- FDTD: Diferenças Finitas no Domínio do Tempo
- FEM: Método dos Elementos Finitos
- GSM: Sistema Global para Comunicações Móveis
- GTLM: Modelo de Linha de Transmissão Generalizada
- Housing*: Caixa do Aparelho Celular
- Low Profile*: Perfil Estreito (que passa despercebido)
- MAS: Antena Ranhura de Microfita
- MCells*: Unidade de tamanho da malha FDTD
- MIC: Circuitos Integrados de Microondas
- Microstrip*: Microfita
- MIMO: Múltipla Entrada Múltipla Saída
- MMIC: Circuitos Integrados Monolíticos de Microondas

MNM: Modelo de Rede de Múltipla Porta

MoM: Método dos Momentos

MPA: Antena Planar de Microfita

MPC: Circuito Impresso de Microondas

MSA: Antena Microfita com Fendas Impressas

MTA: Antenas Microfita de Onda Viajante

patch: Elemento Irradiante

PIFA: Antena Planar F-invertido

PILA: Antena Planar L-invertido

PPGEE: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

psSAR: Pico Espacial da Taxa de Absorção Especifica

RF: Radiofrequência

RLC: Resistor, Indutância e capacitância

SAM: Manequim Antropomórfico Especifico

SAR: Taxa de Absorção Especifica

Smartphone: Fone Móvel Inteligente

SMA: Conector versão sub-miniatura A

SMS: Serviço de Mensagens Curtas

SWR: Taxa de Onda Estacionária

TE: Transversal Elétrico

TEM: Transversal Eletromagnético

TM: Transversal Magnético

TRP: Potência Total Irradiada

UMTS: Sistema Universal de Telecomunicações Moveis

UWB: Banda Ultra Larga

WCDMA: Acesso Banda Larga Múltiplo por Divisão de Código

WIMAX: Interoperabilidade Mundial para Acesso Microondas

WLAN: Rede de Área Local sem fio

3G: Terceira Geração de telefonia móvel

4G: Quarta Geração de telefonia móvel

1 INTRODUÇÃO

Os sistemas de comunicação sem fio tornam-se cada vez mais importantes para a sociedade, devido à praticidade que aparelhos e redes sem fio oferecem, e ainda, motivados pelos avanços tecnológicos que fornecem dispositivos cada vez menores, com maiores funcionalidades e de custo reduzido.

Os dados estatísticos da União Internacional de Telecomunicações confirmam, tendo por base o ano de 2011, o total sucesso dos sistemas sem fio (apêndice A). O documento mostra que o total de usuários de aparelhos celulares era de 5,9 bilhões naquela oportunidade, o que representa 87% da população terrestre. Do mesmo modo, os serviços de banda larga sem fio tiveram um grande desenvolvimento, principalmente no período entre 2007 e 2011, quando um crescimento de 45% foi observado.

Neste contexto, torna-se relevante a pesquisa tecnológica para melhorar o funcionamento dos sistemas sem fio, associando-a a estudos sobre assuntos referentes à saúde dos usuários. Naturalmente, a antena é um elemento chave para atingir os requerimentos de desempenho desses sistemas, sendo fundamentais os desenvolvimentos em largura de banda, quantidade de sub-bandas, redução das dimensões e diminuição dos riscos para a saúde do usuário.

1.1 MOTIVAÇÃO

O crescimento das redes de comunicações sem fio tem gerado uma grande quantidade de normas de telecomunicações em todo o mundo. Assim, existe uma ampla variedade de frequências de operação e larguras de banda exigidas pelos diversos sistemas sem fio (apêndice A). Por conseguinte, há necessidade de antenas que atinjam os requisitos específicos de cada um destes sistemas de comunicações, viabilizando o funcionamento e

constituição das atuais redes 3G e das futuras redes de comunicação sem fio 4G. A antena planar de microfita (MPA) possui atributos ideais quanto ao tamanho, custo, peso, desempenho e instalação, fazendo com que seja amplamente usada nos sistemas mencionados.

Embora a MPA tenha desvantagens quanto à largura de banda, potência e eficiência, há métodos para aperfeiçoá-las, especialmente quanto à largura de banda e à operação multibanda. A respeito, a antena planar que tem alcançado maior popularidade em aplicações de telefonia celular nos últimos anos é a antena planar de F-invertido (PIFA), relativamente de menor tamanho, maior largura de banda e maior eficiência.

1.2 OBJETIVO

O objetivo principal deste trabalho é analisar e implementar uma antena planar que opere em uma das faixas de frequência preconizadas para a telefonia móvel celular, mais especificamente a do sistema GSM/UMTS/WCDMA. Um protótipo da antena é desenvolvido para avaliar a correspondência entre os resultados previstos e medidos.

Por outro lado, visando a levantar a influência da cabeça do usuário no funcionamento da antena, é analisada a variação dos seus principais parâmetros de desempenho considerando três situações diferentes: antena isolada, antena dentro do invólucro celular e antena com caixa na presença do modelo *phantom* SAM (Manequim Antropomórfico Específico), quem simula a cabeça do usuário.

1.3 METODOLOGIA

A metodologia usada no trabalho é resumida na Figura 1. Primeiramente um desenvolvimento é realizado para obtenção de parâmetros de desempenho adequados para o

ótimo funcionamento da antena. Nessa fase, utilizou-se a ferramenta comercial SEMCAD que, com base no método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD), permite a modelagem e análise eletromagnética de estruturas tridimensionais. Na segunda etapa do trabalho, ainda utilizando a simulação, é realizada a análise de três situações de funcionamento distintas, visando a comparar o desempenho da antena. As três situações em consideração são; antena isolada, antena mais a caixa do celular e antena mais caixa com presença do usuário. Na seqüência, um protótipo da antena, usando as ferramentas e equipamentos disponíveis no laboratório de comunicações do PPGEE-DELET, é avaliado com medições. Finalizando, os resultados medidos e simulados são comparados, visando o modelo final da antena. Detalhes mais específicos dos materiais e métodos usados são mostrados ao longo do trabalho.

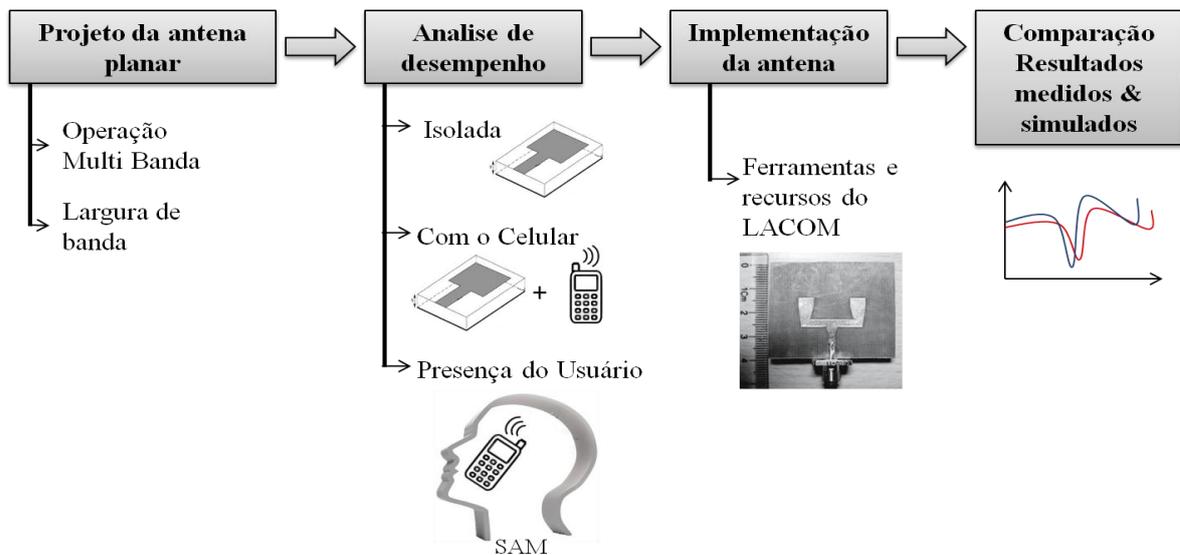


Figura 1 Procedimento de desenvolvimento da pesquisa.

1.4 REVISÃO DA LITERATURA EM ANTENAS PLANARES

Muitas pesquisas sobre antenas planares (MPA) têm sido desenvolvidas para atender os requerimentos e desafios que os sistemas de comunicações sem fio apresentam. Alguns

trabalhos procuram aperfeiçoar um ou vários parâmetros de desempenho das MPA, tais como o ganho (YAHONG, 2010; LIU, 2007), a eficiência (KIVEKAS, 2004), a SAR (OKONIEWSKI, 1996; VAINIKAINEN, 2002), a potência total irradiada (HUANLI, 2009), a largura de banda (RONGLIN, 2007) e a largura de banda e dimensões da antena (PEDRA, 2011). Em especial, grande parte dos estudos têm como foco principal o aumento da largura de banda mediante a mudança das características físicas das MPA, decorrente da largura de banda estreita que este tipo de antena apresenta.

Adicionalmente, a pesquisa de antenas planares na área de comunicações móveis celulares é fortemente incentivada a reduzir suas dimensões, conservando ou acrescentando características de desempenho. Em (ROWELL, 2012) são analisados diferentes aparelhos celulares comerciais, fazendo comparações quanto ao volume e faixas de operação, além de considerar técnicas e limitações no desenho deste tipo de aparelhos. Igualmente, alguns trabalhos de pesquisa têm resumido técnicas e características importantes no projeto de MPA (GARG, 2001; CHEN, 2006; WONG, 2002), onde os principais objetivos são a construção de antenas que sejam de tamanho reduzido, leves, compactas, de perfil estreito, robustas e flexíveis.

As principais estruturas e técnicas para operação em banda larga e em múltiplas frequências, destaca-se a antena planar de F-invertido. Inicialmente proposta por FUJIMOTO em 1987, é ainda hoje uma das mais usadas e estudadas da literatura devido, principalmente, ao tamanho, versatilidade e perfil estreito.

Segundo (LAVAKHAMSEH, 2012) um monopolo impresso com fenda em forma de H no plano de terra pode ser ajustado para produzir frequências de ressonância para os sistemas de comunicações DCS/WLAN/WIMAX, conseguindo bons resultados tanto na predição numérica como no protótipo real da antena. Tripla banda de operação é obtida mediante a utilização de uma antena composta de um monopolo em forma de T, duas fitas

condutoras em forma de L e um plano de terra com geometria de anel retangular (XIN, 2011). Adicionalmente, (RAO, 2011) apresenta uma antena baseada em monopolos, onde é utilizada diversidade MIMO para conseguir largura de banda para aplicações em aparelhos celulares.

Antenas planares em forma de E, utilizando diferentes técnicas, têm sido propostas e otimizadas para operação em sistemas sem fio, com porcentagens de largura de banda de 30,3% em (YANG, 2001), 36,7% (LOTFI, 2007) e 35% (PEDRA, 2011). A antena E tem muitas semelhanças com o *patch* retangular. A maior diferença são as duas fendas de formato-E introduzidas, que fazem uma segunda corrente distribuir-se ao longo do percurso maior ao redor das fendas, como é demonstrado em (YANG, 2001).

Em (RAY, 2011), é efetuada uma pesquisa, revisando e discutindo os principais aspectos da PIFA. De acordo com (DOU, 2000; HSIAO, 2002; CHIU, 2002; WONG, 2006), a operação em dupla banda é obtida mediante a utilização de fendas ao longo da antena PIFA, com a estrutura alimentada por sonda coaxial e aterrada com uma placa ou um pino perto do ponto de alimentação. Nestas estruturas, a introdução de fendas ao longo do elemento irradiante cria caminhos por onde a corrente circula, gerando ressonâncias em frequências que dependem do comprimento e largura do percurso. Outra forma de obter frequência dual, segundo (SALONEN, 2001), é usar uma PIFA com ranhura em forma de U ou L. Nesse trabalho, também é efetuada uma análise paramétrica da antena PIFA-U, onde são introduzidas fendas na antena com ranhura em U para diminuir a frequência de ressonância e o tamanho da antena. Em (VILLANEN, 2006), um esquema combinado de linha de microfita e elementos de casamento é proposto para alimentar antenas de perfil estreito e tamanho reduzido.

Em (YEH, 2003), é utilizada uma PIFA retangular com plano de terra de $40 \times 100 \text{ mm}^2$ e duas fitas ao redor, obtendo-se operação com banda dupla e maior largura de banda para atingir as faixas GSM (890-960MHz) e DCS(1710-1880MHz). No trabalho de (GUO, 2003),

é apresentada uma antena PIFA de dois braços para operar em banda dupla, utilizando uma fita condutora perpendicular ao plano de terra conectada diretamente à placa de alimentação. Neste esquema de antena são atingidas as faixas GSM/PCS/UMTS.

Outra abordagem para aumento da largura de banda é proposta em agosto de 2006 por (LINDBERG). Nela dois elementos condutores ligados ao plano de terra, chamados de *wavetraps*, são utilizados para atingir banda larga.

Segundo (VAINIKAINEN, 2002), pode-se aproveitar o modo ressonante implícito no plano de terra. Nesse trabalho é realizado um estudo da intensidade de corrente decorrente da combinação das ressonâncias do conjunto antena-terra e também proposto seu circuito equivalente. Também são testadas duas antenas PIFA simples, deslocando-as em relação ao plano de terra para elevar consideravelmente a largura de banda. Em (HOSSA, 2004) são feitas duas fendas no plano de terra para aumentar o caminho da corrente e obter maior largura de banda na antena PIFA.

Em 2009 (CABEDO; PICHER) são propostas antenas PIFA com ranhuras no plano de terra para aumento da largura de banda, obtendo antenas para funcionamento nas faixas GSM/PCS/DCS/UMTS.

No ano de 2010 são aplicados os conceitos de múltipla ressonância mediante a reestruturação do plano de terra. Em (ANGUERA, 2010) é implementada a antena PIFA com dois braços ressoantes e ranhura no plano de terra para operar nas faixas GSM/PCS/UMTS. Além disso, medições de taxa de absorção específica (SAR) e considerações do efeito da bateria, tela e fone de ouvido na eficiência e no coeficiente de reflexão da antena são estudadas. Por outro lado, em (LIN, 2010) são pesquisados os efeitos de duas ranhuras no plano de terra para aumento da largura de banda, e ainda, as implicações da mão do usuário no valor do coeficiente de reflexão da antena PIFA.

Finalmente é importante destacar outro tipo de antena, denominada de banda ultra larga (UWB), pesquisada por vários autores para atingir larguras de banda de 3.1 GHz a 10.6 GHz. Segundo (OJAROUDI, 2011), somente com antenas planares tipo dipolo podem ser alcançadas larguras de banda de 2.5 a 11 GHz, gerando antenas para aplicações em WIMAX/WLAN. Alguns conceitos básicos de antenas UWB são discutidos em (ZHONG, 2008; SCHANTZ, 2003).

1.5 PESQUISAS REFERENTES À SAR E AO DESEMPENHO DAS MPA

Algumas pesquisas relacionadas com medições de SAR em modelos antropomórficos de cabeças são resumidas a seguir. Também são citados trabalhos relacionados com o efeito do corpo do usuário nas características de funcionamento de antenas planares de microfita.

Em (OKONIEWSKI, 1996) é realizado um estudo da interação entre o aparelho celular e o corpo, utilizando cabeça e mão básicas. Nele é variada a distância entre cabeça e aparelho na frequência de 915 MHz, observando o que ocorre com os parâmetros SAR, eficiência e o diagrama de irradiação.

Em (KIVEKAS, 2004) é avaliado o efeito do comprimento e da largura do plano de terra de uma antena PIFA sobre os parâmetros SAR e eficiência da antena. Os dados são obtidos a partir de diversas posições aparelho-cabeça nas frequências de 900 e 1800 MHz.

Em (SIM, 2005) é analisada a perda de retorno de uma antena PIFA de banda tripla e suas variações ao trabalhar em quatro situações distintas: antena isolada, antena-carcaça, antena-carcaça-bateria e antena-carcaça-bateria-SAM. A antena proposta opera na faixa de 1,71 GHz a 2,51 GHz, sendo adequada para os sistemas PCS/IMT-2000/Bluetooth.

Uma proposta de antena planar em F invertido com elemento parasita para frequência dupla é analisada em (CHO, 2005). A PIFA é projetada para operar no serviço coreano de

comunicações pessoais nas faixas 1740-1880 MHz e 2400-2490 MHz. Neste trabalho algumas considerações são feitas com relação à perda de retorno e ao diagrama de irradiação da antena em duas situações: a PIFA isolada e a PIFA com carcaça-bateria.

Segundo (IWAI, 2007), variações nas frequências de ressonância da PIFA podem se apresentar como resultado das mudanças de alguns parâmetros de uma chapa de resina simulando a carcaça. Os parâmetros analisados na pesquisa são a espessura, a permissividade elétrica e o afastamento entre antena e chapa.

Em 2005, os níveis de SAR obtidos do SAM e de outros quatorze modelos anatômicos são comparados, encontrando-se diferenças significativas nos resultados. A conclusão é que o modelo SAM não fornece estimativas conservadoras da SAR, especialmente em algumas regiões da cabeça, como a orelha (KAINZ, 2005). As avaliações da SAR foram efetuadas para as frequências de 835 e 1900 MHz.

Em (SALLES, 2006) é utilizado o método FDTD para calcular e comparar os valores de SAR de uma criança de 10 anos e um adulto. Os resultados indicam que em condições similares os valores de SAR na criança são maiores aos calculados no adulto para diversas frequências de operação.

Uma antena helicoidal e uma PIFA são utilizadas por (GANJEH, 2007) para avaliar a SAR em dois modelos simplificados de cabeça e mão, nas frequências de 900 e 1800 MHz. Também são mostrados os valores do coeficiente de reflexão e o diagrama de irradiação para as antenas em três situações de operação: espaço livre, na presença da cabeça e com a influência da cabeça e mão juntas. Em (HUANLI, 2009) é feito um estudo da influência da mão no desempenho da antena. Nesta pesquisa são utilizados quatro modelos distintos de celular, avaliando as variações quanto à potência total irradiada (TRP) ao se alterar alguma característica da mão.

De acordo com (CHRIST, 2010), as crianças sofrem maior exposição das regiões cerebrais às ondas eletromagnéticas que os adultos. Isto se deve às diferenças entre a anatomia das crianças e dos adultos. Nesta pesquisa a SAR é avaliada para dois modelos de adultos e quatro de crianças, com diferentes idades, nas frequências de operação de 900 e 1800 MHz. Em (HADJEM, 2010) é analisada a SAR absorvida por modelos de cabeça de crianças de nove e quinze anos resultante dos novos usos do aparelho celular, por exemplo com o aparelho na frente da cabeça para gerar mensagens de texto.

Em 2011, uma pesquisa compara os níveis de SAR obtidos de modelos de crianças com o nível de SAR obtido do SAM. Segundo (LEE, 2011), os resultados da psSAR (máximo espacial da SAR) de 10 gramas demonstraram que o SAM não provê uma estimativa conservadora da exposição eletromagnética nas cabeças de crianças para os 1900 MHz. Considerando os trabalhos da área, avaliações adicionais com diversos modelos de cabeças são necessárias para alcançar um resultado estatisticamente significativo.

1.6 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

No Capítulo 1 é realizada uma introdução sobre a pesquisa a ser realizada, bem como a apresentação do objetivo e dos principais assuntos que motivaram o trabalho, sem deixar de lado os aspectos referentes à metodologia executada ao longo da pesquisa. Também, para mostrar o estado da arte sobre o tema, é efetuado um resumo das principais contribuições em antenas planares de outros autores, revisando especialmente técnicas e estruturas propostas para operação em comunicações celulares. Nesses estudos e publicações foi dada especial atenção àqueles que tratam sobre a antena planar de formato de F-invertido (PIFA), elemento essencial para o desenvolvimento deste trabalho.

No Capítulo 2 estão contidos os fundamentos teóricos necessários para alcançar os objetivos da pesquisa. Nele são analisados conceitos básicos de antenas e enfatizados aspectos

técnicos de antenas planares de microfita, em especial sobre a PIFA. Adicionalmente, temas relacionados com o aumento da largura de banda são estudados, complementando o conteúdo na revisão da literatura efetuada. Também discorre sobre efeitos da onda eletromagnética no corpo humano e faz considerações relacionadas ao desempenho das antenas quando interagem com o usuário.

No Capítulo 3, uma antena PIFA com ranhura em formato T para operação dual - ou dupla frequência - é proposta. Nessa seção é realizado um estudo paramétrico da antena para descrever seu funcionamento e mostrar as técnicas usadas para operação dual e obtenção de banda larga. Como ferramenta de análise, é empregado o software comercial SEMCAD, que usa o método numérico FDTD para resolver equações de Maxwell da teoria eletromagnética e fornecer informações sobre características e parâmetros da estrutura planar.

No Capítulo 4 é utilizada a Taxa de Absorção Específica (SAR) para avaliar os efeitos da onda eletromagnética na cabeça humana, emulada por um modelo tridimensional conhecido como SAM. Neste caso, a SAR é medida nas duas faixas de operação da antena PIFA proposta. Também é analisado o desempenho da antena em três situações diferentes de funcionamento: antena isolada, antena dentro da caixa celular e antena dentro da caixa em presença da cabeça do usuário. Naturalmente, utilizam-se modelos tridimensionais de antena, cabeça e celular para realizar as citadas simulações.

No Capítulo 5, alguns protótipos físicos da antena são feitos, visando comparar os resultados de aumento da largura de banda e operação em dupla frequência obtidos na simulação com os de medições.

No Capítulo 6 são apresentadas conclusões do trabalho e sugestões de temas para trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Nesta seção são apresentados os principais conceitos teóricos utilizados no desenvolvimento deste trabalho. Entre os assuntos abordados, encontram-se aspectos gerais de antenas planares e da PIFA. Adicionalmente, para propiciar a modelagem da interação entre o corpo humano e o aparelho celular, são apresentados alguns assuntos referentes aos principais procedimentos definidos para medição da SAR, além de abordar possíveis efeitos biológicos das ondas eletromagnéticas no corpo humano. Complementando, no apêndice B são resumidos os métodos de análise de antenas planares, com ênfase no método das diferenças finitas no domínio do tempo, base da principal ferramenta de simulação utilizada.

2.1 CONCEITOS BÁSICOS DE ANTENAS

As antenas são sistemas ou estruturas usadas para irradiar ou receber energia eletromagnética. Constituem um dispositivo muito econômico para enviar informação a longas distâncias, sendo por isso uma ferramenta indispensável na revolução das comunicações que atualmente ocorre, envolvendo, dentre outras aplicações, celulares, satélites, dispositivos móveis e computadores. No apêndice C são apresentados diversos aspectos importantes das antenas. Os principais tipos de antenas, utilizados de acordo com a aplicação, são apresentados a seguir.

Antena linear é o tipo mais comum de antena e está em muitos sistemas (carros, prédios, barcos, aviões, etc.). Dependendo do formato, são denominadas dipolo, monopolo, helicoidal e quadro. A Figura 2a mostra um dipolo dobrado utilizado quando o cabo de alimentação tem impedância característica mais elevada.

Antenas de abertura são guias de onda com terminação em forma piramidal (cilíndrica ou cônica) e muito usadas em aviação pela facilidade de instalação (Figura 2b).

Antena planar é uma antena bastante pesquisada na área de eletromagnetismo aplicado que, pelo seu tamanho reduzido e perfil físico, tem grande aplicação na faixa das microondas. É a antena usada neste trabalho (Figura 2c).

Antena com refletor é uma antena em que a estrutura refletora contribui para a elevação da diretividade na irradiação. Este tipo de antenas, pelo alto ganho que apresenta, tem grande aplicação em enlaces com satélites. Na Figura 2d é mostrado um modelo com refletor parabólico.

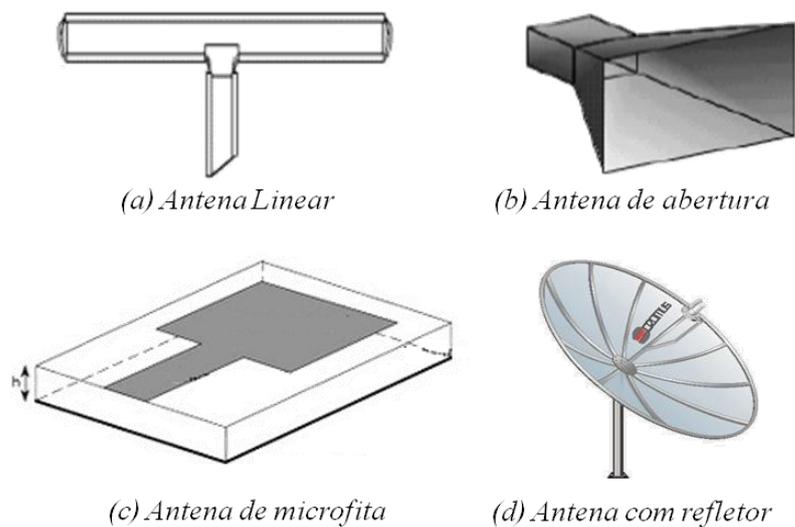


Figura 2 Tipos de antenas: (a) dipolo dobrado, (b) de abertura (tipo horn), (c) planar de microfita com formato retangular e (d) parabólica.

2.2 TEORIA DE ANTENAS PLANARES

Nesta seção são apresentados temas fundamentais das antenas planares, iniciando com um estudo das linhas de transmissão planares, que são a base para a concepção deste tipo de antenas. Também discorre sobre outros itens relevantes de antenas planares, como sua classificação, tipos e alimentação.

2.2.1 Linhas de Transmissão Planares

As linhas de transmissão (LT) são usadas para levar energia eletromagnética de um lugar para outro e também como elementos de circuito. Assim podem servir de filtros, acopladores, transformadores de impedância, entre outros dispositivos, função de as linhas de transmissão poderem se comportar como indutores ou capacitores.

As linhas têm quatro quantidades básicas: impedância característica (Z_0), velocidade de fase (V_p), constante de propagação (γ) e a máxima capacidade de potência (P_{Max}), os quais dependem das características físicas da linha de transmissão, tais como materiais e geometria.

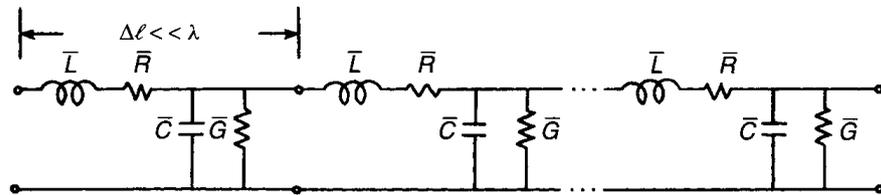


Figura 3 Circuito equivalente de uma linha de transmissão (BAHL, 2003).

Uma linha de transmissão tem modelo equivalente composto de resistência série (R), indutância série (L), condutância paralela (G) e capacitância paralela (C), consideradas por unidade de comprimento de linha, é mostrada na Figura 3.

Convencionais					
Linha Coaxial	Retangular	Cilíndrico	Estriado	Dielétrico retangular	Dielétrico cilíndrico
Integradas					
Strip Line	Microstrip	Slot Line	Coplanar	Microstrip suspensa	Fin Line

Figura 4 Linhas de Tx e guias de onda usuais na faixa de microondas.

Diversos tipos de linhas de transmissão e guias de onda usados na faixa das microondas são apresentados na Figura 4, onde é mostrado a seção transversal de diferentes estruturas. A tecnologia de microfita, ou *microstrip*, outro tipo de LT, é resultado da necessidade de reduzir o tamanho de antenas e linhas, de forma a acoplá-las mais facilmente a qualquer dispositivo. Na Figura 5 é mostrada uma linha de microfita clássica com uma placa condutora na base, a qual é usada como plano de terra. Sobre o plano de terra tem-se o substrato dielétrico de permissividade ϵ_r e espessura h , e, mais acima, uma fita condutora de espessura t e largura w .

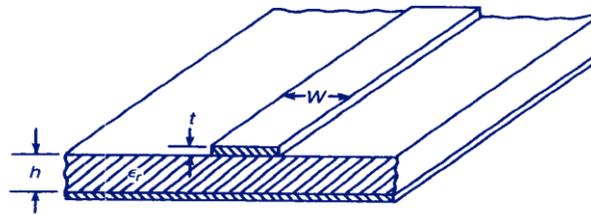


Figura 5 Linha de Transmissão de microfita.

Expressões aproximadas da linha de microfita são apresentadas no livro (Tabela 2.6, BAHL, 2003). Outro aspecto importante é a frequência máxima de operação na linha de microfita, que depende de diferentes fatores, tais como sinais espúrios, ondas de superfície, perdas e tolerâncias de fabricação. A expressão para a frequência máxima no modo quase - TEM (BAHL, 2003) é definida na equação (1), onde f_T esta em GHz e h em mm.

$$f_T = \frac{150}{\pi h} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r - 1}} \tan^{-1}(\epsilon_r) \quad (1)$$

2.2.2 Antenas Planares

As antenas planares são ideais para aplicações onde o tamanho, custo, peso, desempenho e a fácil instalação são fatores importantes. Por isso são muito usadas em mísseis, naves espaciais, aviões e aplicações de satélite. Do mesmo modo, aplicações comerciais sem fio como comunicações celulares usam estas antenas por suas especificações

de perfil estreito. Utilizando-se técnicas de fabricação modernas como, por exemplo, circuito impresso de microondas, são obtidas antenas de alta versatilidade (BALANIS, 2005). Entretanto, elas apresentam baixa eficiência, baixa potência, alto Q e espúrios, resultando não serem apropriadas em aplicações específicas. No entanto, há métodos que podem ser usados para melhorar as desvantagens, como por exemplo, elevar a espessura h do substrato para conseguir maior eficiência e largura de banda.

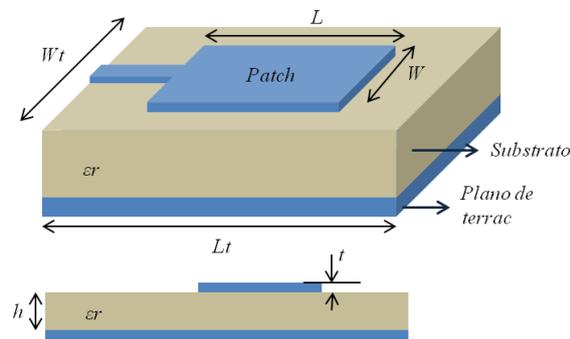


Figura 6 Antena de microfita Retangular.

As antenas microfita apareceram no ano 1953 e, a partir de 1970 começaram a ser mais empregadas. São compostas por uma fita, ou *patch*, metálica de espessura pequena t ($t \ll \lambda_0$), que está afastada do plano de terra por uma distância h , geralmente na faixa de $0.003\lambda_0 < h < 0.05\lambda_0$. Para antenas retangulares, usualmente o comprimento L situa-se na faixa de $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$. Além disso, o *patch* e o plano de terra estão separados pelo substrato dielétrico de permissividade ϵ_r e espessura h . Na Figura 6 é mostrada a estrutura básica de uma antena planar.

O diagrama de irradiação da antena depende das características físicas da antena e da corrente no *patch*. A forma do *patch*, a estrutura de alimentação e o substrato dielétrico podem ser escolhidos para operar com desempenho desejado numa aplicação específica (CHEN, 2006).

As antenas planares têm parâmetros físicos de antenas de microondas, podendo ser especificadas para diferentes tamanhos e formas. Segundo (GARG, 2001), as antenas planares, comentadas a seguir, podem ser classificadas em quatro categorias.

2.2.2.1 Antenas Planares de Microfita (MPA)

As MPA são compostas de fita planar de geometria específica, substrato dielétrico e plano de terra. As características de irradiação são similares entre elas e têm um ganho típico de 5 a 6 dBi. As configurações básicas do *patch* são mostradas nas Figura 7.

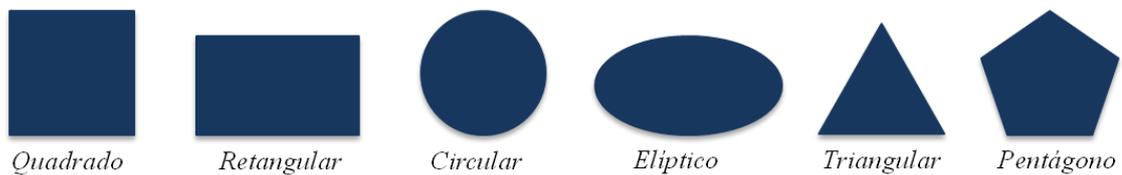


Figura 7 Exemplos de formatos básicos de *patch*.

Além dessas formas, outras são usadas em aplicações particulares (Figura 8).



Figura 8 Exemplos de formatos particulares de *patch*.

2.2.2.2 Antenas Dipolos Impresso

São similares às antenas tipo retangular, só que nestas a relação entre o comprimento L e largura W é muito maior que um. Esta antena tem uma largura W típica de $0.05\lambda_0$. As antenas com dipolo impresso possuem características similares às MPA quanto ao diagrama de irradiação, mas a impedância e a largura de banda mudam consideravelmente. Os dipolos

são adequados na faixa de frequências altas e apresentam largura de banda maior quando os substratos dielétricos são mais espessos. A Figura 9 mostra dois dipolos impressos típicos.

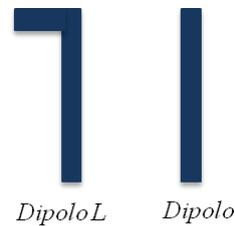


Figura 9 Exemplos básicos de dipolos impressos.

2.2.2.3 Antena Microfita com Fendas Impressas (MSA)

Sua principal característica é uma fenda (ranhura) no plano de terra, que pode ter qualquer forma e tamanho, conforme aplicação. Podem ser alimentadas por linha de microfita ou guia de onda coplanar. A irradiação pode ocorrer pelos dois lados da fenda. Na Figura 10 é mostrado um exemplo de MSA.

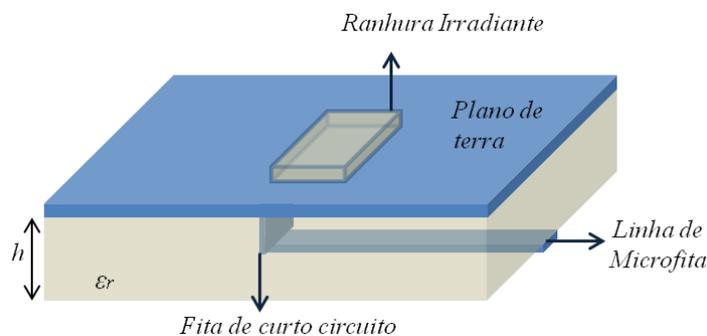


Figura 10 MSA e alimentação com linha de microfita.

2.2.2.4 Antenas Microfita de Onda Viajante (MTA)

Conforme (GARG, 2001), uma MTA pode consistir de fitas condutoras periódicas em forma de cadeia ou uma longa linha de microfita de suficiente largura para suportar o modo TE. No extremo final da MTA é conectada uma carga resistiva para evitar ondas estacionárias na antena. Dois exemplos de MTA são apresentados na Figura 11.

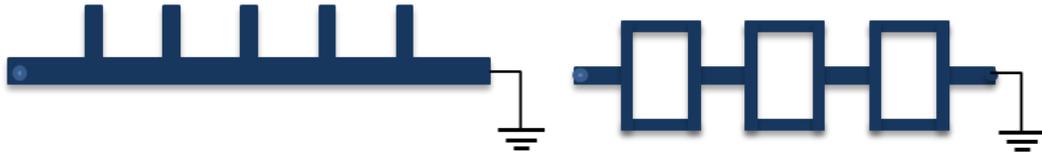


Figura 11 Exemplos de antenas MTA.

2.2.3 Alimentação de Antenas Planares

A transferência de energia entre a fonte e o elemento irradiante é uma questão muito importante na especificação da antena planar. Para ter aproveitamento máximo de energia, a impedância de entrada da antena deve ter um bom casamento com a fonte ou a LT, idealmente com 50Ω de impedância (valor típico de impedância de saída nas fontes de alimentação). Assim, para minimizar a energia refletida e fazer o coeficiente de reflexão Γ tender para zero, a impedância de entrada da antena (Z_A) deve ser muito próxima de 50Ω . A seguir são apresentadas as técnicas mais comuns de alimentar a antena planar (GARG, 2001).

2.2.3.1 Alimentação com Linha Coaxial

É o mecanismo básico de transferência de potência em microondas, feito por meio de uma sonda (Figura 12). Por sua simplicidade, é um dos métodos mais comuns de alimentar a MPA, mas apresenta algumas desvantagens, principalmente as relacionadas com irradiações espúrias e dificuldades de fabricação (muitos pontos de soldas). A sonda pode ser o cabo interno de um conector coaxial, por exemplo, um conector de RF versão sub-miniatura A (SMA).

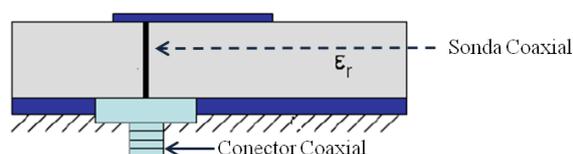


Figura 12 Antena MPA com alimentação coaxial.

2.2.3.2 Alimentação com Linha Microfita

É a forma de alimentar a antena usando uma linha de impedância característica projetada para casar com a impedância da fonte. Tanto a linha como a antena apóiam-se no mesmo substrato dielétrico, fazendo a antena parecer como se fosse uma extensão da linha de microfita (Figura 13). Apresenta baixa complexidade na hora da integração com os circuitos planares, dada sua simplicidade.

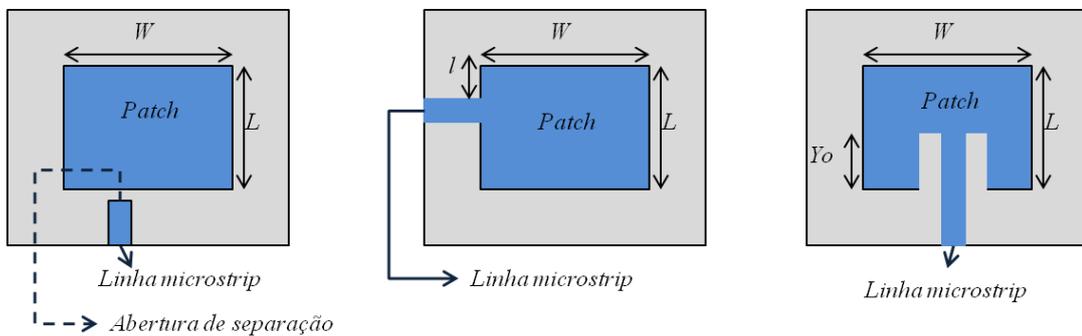


Figura 13 Formas de alimentação com linha de microfita.

2.2.3.3 Alimentação por Proximidade de Linha de Microfita

Este tipo de alimentação usa duas camadas de substrato, colocando-se o *patch* na parte de cima da estrutura, a linha microfita no meio dos substratos e o plano de terra na parte inferior da estrutura (Figura 14). O acoplamento entre antena e a linha é do tipo capacitivo. Esta alimentação pode ser utilizada para melhorar a largura de banda da antena.

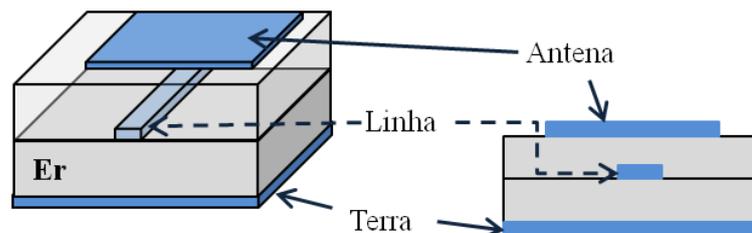


Figura 14 MPA alimentada com linha por proximidade.

2.2.3.4 Alimentação com Microfita Acoplada por Abertura

Uma característica importante obtida ao alimentar com linha de microfita e abertura no plano de terra é que a antena apresenta uma ampla largura de banda, comparada com os métodos mencionados. Neste tipo de alimentação tem-se dois substratos dielétricos separados por um plano de terra com abertura na forma retangular. No lado superior da estrutura está o elemento irradiante e no lado inferior a linha de microfita da alimentação (Figura 15). Além de ser retangular, a fenda no plano de terra pode também ter outras formas como, por exemplo, em L ou em H.

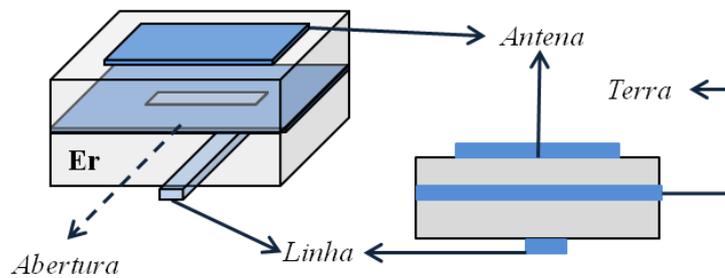


Figura 15 Alimentação por ranhura no plano de terra.

2.2.3.5 Alimentação por Guia de Onda Coplanar

O guia de onda coplanar (CPW), impresso no plano de terra, é a alimentação preferida em aplicações de circuitos integrados de microondas.

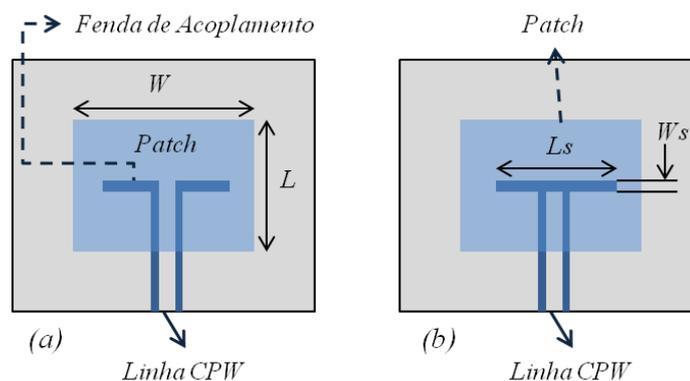


Figura 16 Alimentação por: (a) acoplamento indutivo e (b) acoplamento capacitivo (GARG, 2001).

A principal vantagem é a fácil integração com os circuitos integrados monolíticos de microondas (MMIC). Na Figura 16 são apresentados dois exemplos de alimentação CPW: o primeiro, indutivo, usando um ramo com duas fendas e o segundo, com acoplamento capacitivo entre a fenda e o *patch*.

2.2.4 Substrato

Existe ampla variedade de substratos dielétricos disponíveis para a fabricação de antenas planares. Os parâmetros principais que distinguem os substratos dielétricos são a permissividade dielétrica relativa (ϵ_r), a tangente de perdas ($\tan \delta$) e a espessura (h). Na Figura 17 é apresentado o efeito de ϵ_r e h . Observa-se que o aumento da espessura do substrato gera um aumento da largura de banda e uma diminuição da eficiência. Alternativamente, um aumento da ϵ_r do substrato causa a diminuição da largura de banda e da eficiência da antena, isto é porque a ϵ_r fica cada vez mais diferente à permissividade do vácuo ($\epsilon_r=1$).

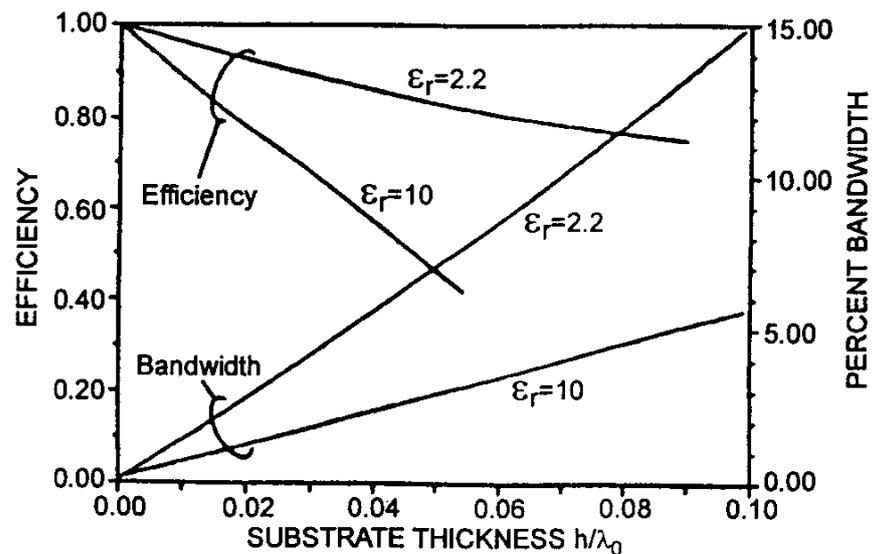


Figura 17 Efeitos das características do substrato na eficiência e na BW (GARG, 2001).

2.3 TÉCNICAS DE AUMENTO DE LARGURA DE BANDA

As MPA apresentam tipicamente uma largura de banda baixa. Conseqüentemente, um dos maiores desafios na área é conseguir aumentar significativamente a BW para garantir os limites mínimos de operação exigidos pelos sistemas de comunicações sem fio. Ao longo dos anos, grande variedade de técnicas têm sido propostas para aumentar a BW, elas sempre envolvem a modificação de alguma característica da antena, como o tamanho, o peso e a eficiência.

Um aumento da largura de banda pode ser conseguido mediante a modificação dos parâmetros físicos do substrato dielétrico. Para isso, deve ser utilizado um substrato de espessura considerável e permissividade relativa baixa. A desvantagem é que o aumento da espessura pode levar a uma diminuição da eficiência da antena (Figura 17).

Algumas formas dos elementos irradiantes das MPA podem ter fator de qualidade Q relativamente baixo comparadas com outras, daí algumas MPA poderem apresentar larguras de banda maiores que outras. Isto é exposto na (Tabela 9.1, GARG, 2001), onde são comparadas várias geometrias de MPA. Nesta comparação, o anel é a forma que oferece maior largura, com 3,8% de banda relativa, tendo 2 GHz como frequência central.

O mecanismo de alimentação da antena pode contribuir positivamente para o aumento da BW. Neste caso, a técnica de alimentação com linha de microfita e abertura no plano de terra pode ter larguras de banda muito maiores que as geradas com as alternativas de alimentação de MPA descritas na seção 2.2.3. Em (GARG, 2001) é feita uma análise detalhada deste tipo de alimentação. Um exemplo de como a alimentação pode contribuir significativamente no aumento da BW de uma MPA é discutido em (YINZHANG, 2007),

onde é utilizado um esquema combinado de sonda coaxial e linha de microfita para alimentar uma antena planar suspensa, conseguindo uma largura de banda relativa de 56%.

Uma abordagem bem sucedida e amplamente utilizada é a técnica de múltiplas ressonâncias que, basicamente, consiste em ajustar dois ou mais ressonadores para operarem em frequências próximas, gerando assim uma largura de banda maior. A múltipla ressonância pode ser conseguida mediante elementos empilhados (Figura 18), elementos parasitas e excitação de múltiplos modos ressonantes.

Várias camadas de substratos podem ser empilhadas para aumentar a BW, onde se utiliza elementos irradiantes de dimensões diferentes para gerar frequências de ressonância diversificadas. O *bottom patch* é alimentado por acoplamento pela fenda, sendo o substrato-base alimentado por linha de microfita ou sonda coaxial. O *top patch* é acoplado por proximidade com o *bottom patch*. Podem existir mais de duas camadas de elementos irradiantes, sendo alimentados um a um por proximidade com o *patch* inferior. Um aumento da BW e diretividade de uma MPA utilizando elementos empilhados em forma de H é apresentado em (ANGUERA, 2004).

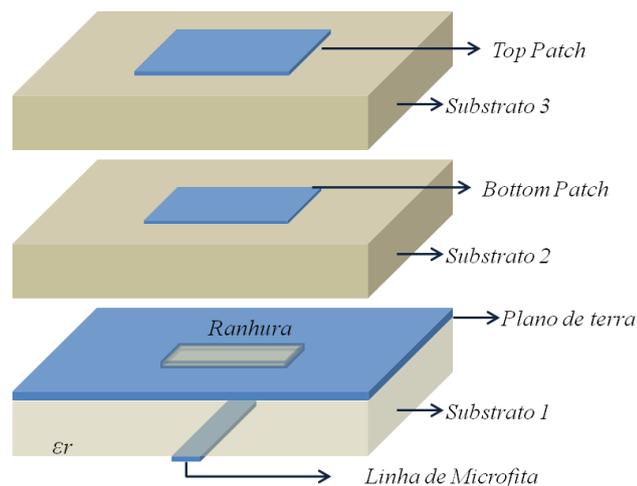


Figura 18 Elementos empilhados para aumento da BW.

O uso de elementos parasitas é uma prática comum para operação em múltiplas frequências (CHEN, 2012), aumento do ganho (LIU, 2007) ou aumento da largura de banda.

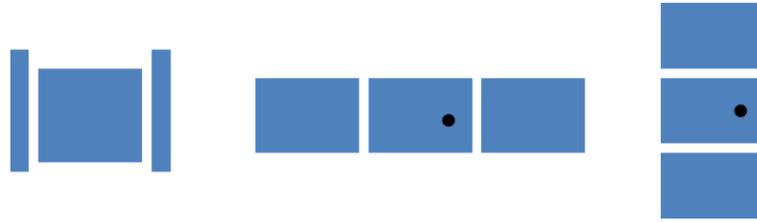


Figura 19 Exemplos de antenas com elementos parasitas (GARG, 2001).

No caso de aumento da largura de banda, vários ressonadores podem ser projetados para operar com frequências relativamente próximas, atingindo uma largura de banda maior. Alguns exemplos de configurações de elementos parasitas são apresentadas na Figura 19, onde diferentes elementos estão acoplados eletromagneticamente com um *patch* alimentado por sonda coaxial.

Outra maneira de conseguir banda larga é a utilização de múltiplos modos ressonantes, o que pode ser alcançado excitando vários modos ressonantes em um elemento irradiante. Em (YANO, 1981) é mostrado um exemplo desta técnica que, mediante a alimentação com sonda coaxial localizada ao longo da diagonal de uma antena quadrada, consegue excitar dois modos ressonantes para obter a BW de quase o triplo, relativo à mesma antena quadrada excitada por somente um modo. Uma MPA pode produzir polarização circular (CP) quando as componentes de campo elétrico são ortogonais. Em (SHAALAN, 2009), a técnica CP é utilizada para aumentar a largura de banda de uma MPA quadrada com ranhura de formato H. Neste caso, diferentes configurações da MPA com ranhura H foram estudadas, obtendo-se largura de banda de quase 13% com perda de retorno de -10 dB.

A criação de etapa preliminar de casamento é uma técnica que também é usada para aumentar a largura de banda da MPA. Assim, uma rede de casamento, geralmente formada de elementos passivos de ajuste e transformadores quarto de onda, é localizada o mais perto

possível do elemento irradiante para aumentar a eficiência e a largura de banda. Mas este tipo de rede de casamento tem as desvantagens de ter perdas nos elementos da rede e irradiação indesejável ao longo da rede.

A introdução de perdas na antena aumenta a BW, mas afeta a eficiência de irradiação da mesma (POZAR, 1995). As perdas podem ser concebidas usando substratos dielétricos de alta perda, uma camada de filme de perda ou um resistor chip discreto. Na Figura 20 é mostrada uma antena de formato triangular, alimentada por linha de microfita, que gera perdas ao usar um resistor chip no substrato.

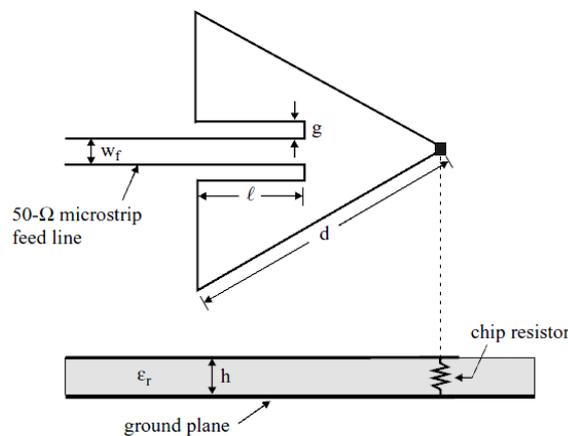


Figura 20 Introdução de perdas na antena usando chip resistor (WONG, 2002).

2.4 ANTENA PLANAR DE F-INVERTIDO

É uma antena muito empregada em comunicações de telefonia móvel pela sua compactação e perfil estreito. A concepção original foi introduzida em 1987 por (FUJIMOTO) e até hoje tem sido proposta uma variedade de desenhos e técnicas que melhoram suas características de funcionamento. O desenvolvimento da PIFA iniciou-se com o monopolo, passou para monopolo planar, finalizando depois com o modelo atual da antena planar de microfita. Trabalhos como (WONG, 2002; RAY, 2011) apresentam características

básicas e resumo dos métodos propostos para melhoramento da largura de banda e operação em múltiplas frequências da PIFA.

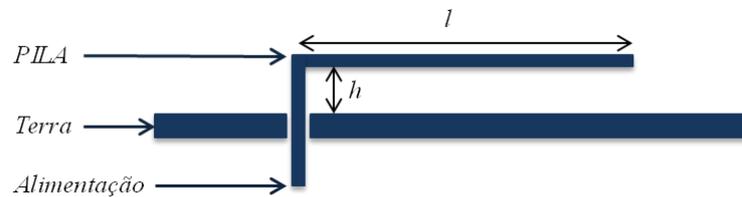


Figura 21 Antena planar de formato L-invertido

A antena PIFA pertence à mesma família da antena L invertido (ILA). A ILA é simplesmente um monopolo de um quarto de onda alimentado por um elemento vertical. Seu desenho básico é apresentado na Figura 21.

Segundo (CHEN, 2006), um bom casamento pode ser obtido quando a relação h/l supera $4/3$. Para melhor casamento de impedância e maior largura de banda é introduzido um elemento parasita em forma de L ao lado da alimentação, gerando assim a antena F invertido (IFA). A IFA é uma antena retangular de microfita com conexão no plano de terra e alimentada com uma sonda coaxial. Ela é chamada F invertido porque sua vista lateral lembra a letra F com a face para baixo (Figura 22).



Figura 22 Antena Planar de formato F-invertido.

Ao se alterar a geometria da IFA (Figura 23) para melhorar a largura de banda e a operação em múltiplas frequências, ela não tem a forma clássica indicada na Figura 22.

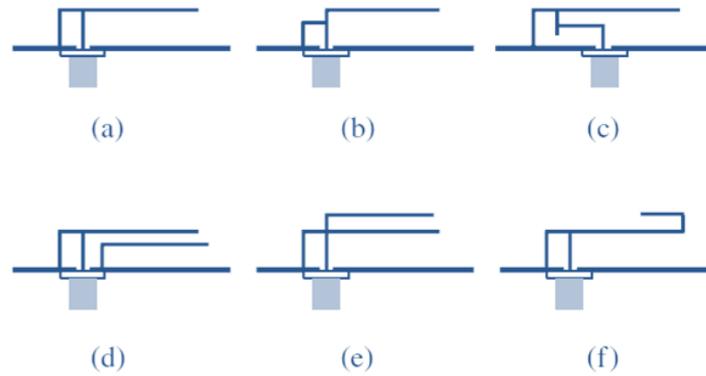


Figura 23 Variações da IFA segundo (CHEN, 2006).

Algumas variações estão representadas na Figura 23, obtidas com alterações na junção do elemento parasita em L com a alimentação, na posição em que a alimentação atravessa o plano de terra e da modificação na forma do braço irradiante da IFA.

A substituição da estrutura unifilar das ILA/IFA por um irradiador plano gerou as antenas denominadas PILA e PIFA que, além de terem largura de banda maior, flexibilizam o projeto da antena. Assim, a PIFA é a combinação de conceitos de monopolo e MPA. A seguir é mostrado como podem ser obtidas antenas planares em F invertido a partir do desenvolvimento de estruturas básicas com monopolo (Figura 24a), monopolo planar (Figura 24b) e antena planar retangular (Figura 24c).

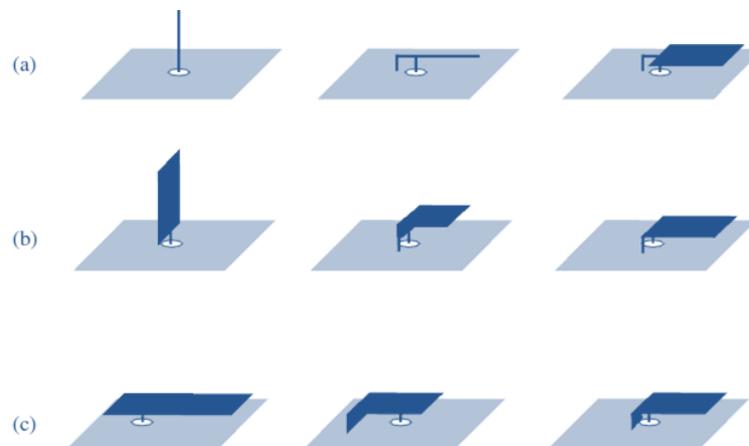


Figura 24 PIFA obtida de modificar: (a) monopolo, (b) monopolo planar e (c) MPA retangular (CHEN, 2006).

Na Figura 25 é apresentada uma PIFA típica, estudada em (TSUNODA,1990). Ela é composta de placa de curto circuito de largura W e altura H , elemento irradiador de dimensão $L1 \times L2$, placa de terra e pino coaxial de alimentação, com afastamento F da placa de aterramento.

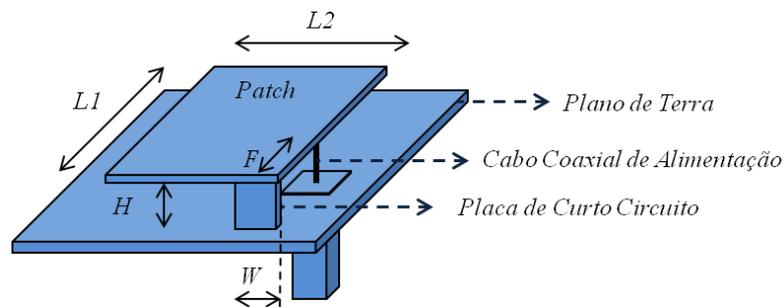


Figura 25 Antena PIFA típica (TSUNODA, 1990).

Parâmetros importantes das PIFA são discutidos em (CHEN, 2006; RAY, 2011) e incluem a frequência de ressonância, a impedância de largura de banda, padrões de irradiação, ganho e tamanho. O desempenho de uma PIFA básica pode ser expresso em termos de geometria e tamanho do elemento irradiante, altura h do elemento irradiante com relação à terra, tamanho e forma do plano de terra, localização da estrutura de alimentação, localização do aterramento, materiais usados para suportar a antena e cargas na antena, por exemplo RLC ou cargas em forma de ranhura ao longo do *patch*. Considerações dos parâmetros físicos da PIFA no desempenho estão resumidas na Tabela 1, onde $\uparrow\uparrow$ refere-se ao aumento e $\downarrow\downarrow$ à diminuição de algum parâmetro.

Tabela 1 Resultados da Análise Paramétrica Básica da PIFA

Parâmetro	Conseqüência no desempenho
$\uparrow\uparrow H$	$\uparrow\uparrow BW$; $\downarrow\downarrow fr$
$\uparrow\uparrow W/L2$	$\uparrow\uparrow BW$; $\uparrow\uparrow fr$
$\uparrow\uparrow L2/L1$	$\uparrow\uparrow BW$; $\downarrow\downarrow fr$

As posições do aterramento, a sonda de alimentação e a largura W controlam as características de irradiação da antena. É essencial para o projetista conhecer os efeitos dos parâmetros geométricos da antena, pois assim pode conseguir aperfeiçoar a PIFA para aplicações específicas. É importante também conhecer os efeitos tanto na frequência de ressonância como na largura de banda.

Uma expressão que torna mais compreensível a Tabela 1 é exibida em (WONG, 2002), onde a PIFA opera como uma antena de quarto de onda. Na região de curto circuito, a tensão é nula e não perturba a distribuição dos campos elétricos, portanto a frequência de operação não é alterada pelo aterramento e depende exclusivamente das características geométricas da antena, em especial do tamanho do elemento irradiador $L1 \times L2$ e da largura da placa de curto circuito W . No caso em que $0 < W < L2$, a condição de ressonância pode ser expressa por:

$$f_r = \frac{c}{4\sqrt{\epsilon_r}(L1+L2+H-W)} \quad (2)$$

Onde c é a velocidade da luz no vácuo e ϵ_r a permissividade relativa do meio. Em (CHEN, 2005) são analisados os efeitos na frequência de ressonância e largura de banda decorrentes da modificação da largura W da placa de curto circuito da PIFA. Adicionalmente, em (CASSIO, 2011) estão resumidas as distribuições de corrente e campo elétrico ao longo da estrutura básica da PIFA para diversos valores da largura W da placa de aterramento. Nestas distribuições é ilustrado o caminho que a corrente percorre ao longo da estrutura. Assim, na medida em que W aumenta até a largura $L2$ do elemento irradiador, as correntes tendem a ficar perpendiculares à placa de curto circuito, resultando em menor trajeto de corrente e maior frequência de ressonância. Porém, à medida que W é menor, as correntes devem trafegar ao longo de um caminho maior, diminuindo a frequência de ressonância (Figura 26).

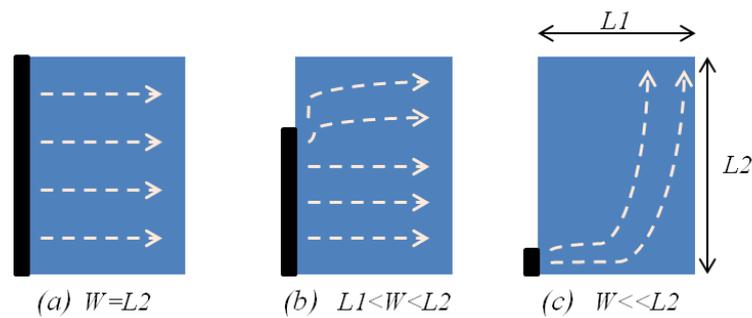


Figura 26 Correntes para diferentes larguras do aterramento (HIRASAWA, 1992).

Outro tema que afeta significativamente o desempenho da PIFA e outras antenas é o plano de terra. Em (BEST, 2006), utilizando as antenas ILA, IFA e PIFA, é feita uma discussão de como o tamanho do plano de terra e a posição da antena nele podem mudar o desempenho. Evidentemente em algumas aplicações como, por exemplo, antenas de aparelhos móveis (*PDA's, celulares ou laptops*), o plano de terra pode não ser considerado como infinito, significando que avaliações do tamanho e a forma do plano de terra devem ser feitas para estimar o desempenho. No caso em que plano de terra é menor ou igual ao comprimento de onda, o tamanho dele pode ter efeito considerável no desempenho, em especial na frequência de ressonância e no diagrama de irradiação (Tabela 2). O plano de terra, em muitos casos, deve ser ajustado para encaixar no aparelho, gerando formas que alteram a impedância e as características de irradiação da antena.

Tabela 2 Resultados da Análise Paramétrica do Plano de Terra

Característica do plano de terra	Consequência no desempenho
↓↓ Tamanho	↓↓ BW; ↓↓ fr; ↓↓ Ganho

Muitas variantes da antena planar em F invertido têm sido usadas para obter requisitos de compactação, banda larga, operação em múltiplas frequências e perfil estreito. Existem várias técnicas para que a PIFA gere múltiplas ressonâncias, mas a mais usada, pela simplicidade e alto rendimento, é a criação de diferentes caminhos de corrente para gerar

distintas frequências de ressonância. Na Figura 27 são apresentadas algumas estruturas de PIFA com fendas ou ranhuras no elemento irradiante para operação em múltiplas frequências. Autores como (LIU, 1997; YEH, 2003; DONGSHENG, 2004; ANGUERA, 2010) têm usado essas técnicas para produzir antenas PIFA operando em dupla e tripla banda.

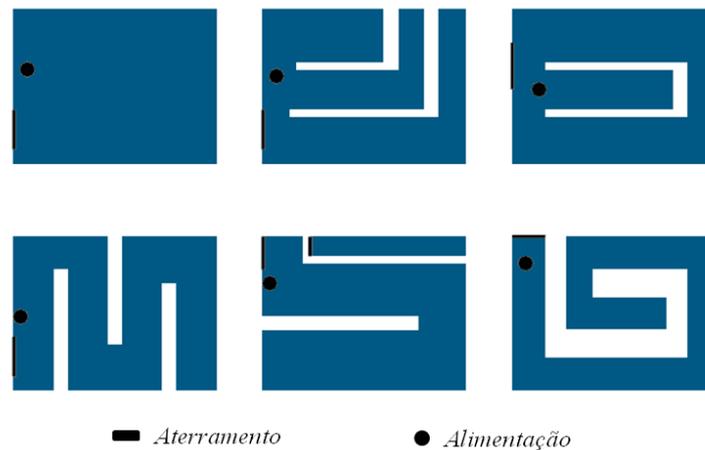


Figura 27 Exemplos de antenas PIFA de múltiplas ressonâncias (CHEN, 2006).

2.5 INTERAÇÃO ANTENA-USUÁRIO: EFEITOS BIOLÓGICOS E DESEMPENHO DAS MPA

Em condições normais de operação, as MPA usadas nos aparelhos dos sistemas de comunicações sem fio podem ter seu funcionamento afetado. Fatores climáticos como a temperatura e a umidade relativa do ambiente podem causar alterações no funcionamento da antena. Também, em condições normais de funcionamento, a antena interage com estruturas próximas ao redor que podem ocasionar mudanças nos parâmetros de desempenho para os quais ela foi inicialmente projetada. Os elementos mais importantes que podem modificar as características convencionais da antena são: os componentes constitutivos do aparelho celular, tais como bateria, circuitos semicondutores e carcaça do celular, e ainda, o corpo do usuário com que a antena interage.

Pesquisadores tem dedicado especial atenção aos efeitos adversos das ondas eletromagnéticas de RF sobre as pessoas, a médio e longo prazo, produzindo uma variedade

de publicações. A seguir são resumidos conceitos importantes sobre pesquisas de interação da antena com elementos próximos e temas relacionados à saúde das pessoas.

2.5.1 Efeitos biológicos associados às ondas eletromagnéticas

A exposição da população às transmissões sem fio pode ocasionar sérias conseqüências à saúde pública. A rápida expansão das novas tecnologias, a falta de ações eficientes para diminuir a exposição prolongada às ondas eletromagnéticas (EM), associados à pouca robustez dos padrões mundiais que regulamentam o assunto, podem causar uma epidemia de doenças potencialmente fatais no futuro (SAGE, 2009).

Alguns dos efeitos associados às frequências extremamente baixas e/ou radiofrequência são relatados em (SAGE, 2009), tanto no curto quanto longo prazo. Afirmam que no curto prazo podem provocar alterações no sono, cognição, memória, aprendizagem, comportamento, tempo de reação, atenção e concentração. No longo prazo implicações mais graves como leucemia, tumores cerebrais, doenças neurodegenerativas, alzheimer, esclerose lateral amiotrófica (ALS) podem degenerar a saúde das pessoas. Além disso, também são apresentados relatos de aumento do risco de câncer de mama, danos no DNA, micronucleação, fuga patológica da barreira hemato-encefálica, função imune alterada, aborto e de algumas complicações cardiovasculares. Adicionalmente (GANDHI, 2012) apresenta um estudo de como os limites de exposição EM subestimam a SAR, especialmente nas crianças. Neste trabalho também são apresentados vários efeitos crônicos da exposição eletromagnética prolongada.

2.5.2 SAR

A taxa de absorção específica é o parâmetro que fornece medida da quantidade de energia EM que está sendo absorvida por um tecido biológico. Segundo a norma (IEEE1528) de 2003, a SAR é definida como a variação temporal da energia incremental (dW) dissipada numa massa incremental (dm) contida em um elemento de volume (dV) de densidade (ρ).

$$SAR = \frac{d}{dt} \left(\frac{dW}{dm} \right) = \frac{d}{dt} \left(\frac{dW}{\rho dV} \right) \quad (3)$$

A SAR é expressa em (W/Kg) ou (mW/g). A SAR também pode ser relacionada com o campo elétrico,

$$SAR = \frac{\sigma |E|^2}{\rho}, \quad (4)$$

em que σ representa a condutividade elétrica equivalente (S/m) do tecido, ρ a densidade de massa do tecido (Kg/m^3) e \vec{E} o campo elétrico (V/m) no tecido.

O psSAR é o máximo local médio da SAR sobre um volume ou massa de, por exemplo, 1 grama ou 10 gramas de tecido na forma de cubo expresso em W/Kg.

Segundo (equação 3, KUSTER, 1992) o valor da SAR acima dos 300 MHz depende majoritariamente da corrente de alimentação, da distancia entre fonte e tecido, da frequência da sinal e das características do tecido (Ex. densidade de massa, permissividade relativa, condutividade elétrica equivalente).

2.5.3 Modelagem da SAR

Cada dia mais, os desenvolvedores de antenas planares consideram os efeitos das ondas no corpo humano. Nessas pesquisas normalmente é estudada a antena na presença da cabeça do usuário, bem como a influência da mão no seu desempenho. As principais normas internacionais utilizadas pelos pesquisadores para executar as pesquisas, estabelecem limites

no nível de SAR tolerável pelas pessoas e definem procedimentos para medição de SAR, tanto em ambiente simulado de software quanto em recinto real controlado.

A norma (IEEE 1528), de 2003, define, usando um modelo simplificado da cabeça humana, o procedimento recomendado para determinar o valor de pico médio da SAR gerada por equipamentos pessoais de comunicação sem fio. Aplica-se aos dispositivos atuais e futuros na faixa de 300 MHz a 3 GHz e fornece uma estimativa conservadora (segundo a norma 1528, o termo *conservador* significa que o valor medido não deve ser menor ao valor esperado da SAR na maioria das pessoas, ou seja, uma superestimação da SAR) dos valores médios máximos de SAR durante o uso normal do aparelho. A norma descreve técnicas de medição, instrumentos de calibração, limitações dos dispositivos usados para medir RF e um modelo homogêneo anatômico da cabeça humana para determinação da SAR.

A norma (IEC 62209-1), de 2005, discorre sobre assuntos referentes à exposição humana a campos EM gerados por dispositivos de comunicação sem fio, modelos humanos, instrumentação e procedimentos de medição da SAR para dispositivos portáteis usados próximos à orelha nas faixas de frequência de 300 MHz até 3 GHz.

A norma (IEEE C95.1), de 2005, apresenta um conjunto de regras para limitar a exposição humana aos campos EM e às correntes, induzidas ou de contato, a fim de proteger as pessoas dos possíveis efeitos prejudiciais associados a estes fenômenos físicos. Em particular, minimizar os efeitos adversos associados com a eletro estimulação na faixa de 3 KHz até 5 MHz e proteger contra os efeitos adversos para a saúde associados com o aquecimento nas frequências de 100 KHz a 300 GHz. A Figura 28 mostra os níveis médios de SAR no corpo inteiro, estabelecidos com base nos efeitos adversos para a saúde decorrentes do aquecimento do corpo durante a exposição. A norma (IEEE C95.1) baseia-se nos seguintes efeitos científicos comprovados adversos para a saúde: 1) eletro estimulação aversiva ou dolorosa devido ao excesso de campos elétricos internos, 2) choques de RF ou queimaduras

devido ao contato com tensões de RF muito elevadas, 3) aquecimento do tecido (gerando dor ou queimaduras) devido à exposição excessiva de RF localizada, e 4) perturbação do comportamento ou exaustão pelo calor devido ao excesso de exposição à RF de corpo inteiro.

		Action level ^a SAR ^b (W/kg)	Persons in controlled environments SAR ^c (W/kg)
Whole-body exposure	Whole-Body Average (WBA)	0.08	0.4
Localized exposure	Localized (peak spatial-average)	2 ^c	10 ^c
Localized exposure	Extremities ^d and pinnae	4 ^c	20 ^c
^a BR for the general public when an RF safety program is unavailable.			
^b SAR is averaged over the appropriate averaging times as shown in Table 8 and Table 9.			
^c Averaged over any 10 g of tissue (defined as a tissue volume in the shape of a cube).*			
^d The extremities are the arms and legs distal from the elbows and knees, respectively.			

*The volume of the cube is approximately 10 cm³.

Figura 28 Restrições básicas (BR - basic restrictions) para várias regiões do corpo na faixa de 100 KHz a 3 GHz (IEEE C95.1).

2.5.4 Manequim antropomórfico específico

Na norma (IEEE1528, 2003) é estabelecido um modelo *phantom* de simulação da anatomia humana para avaliar a exposição ao campo próximo produzido por aparelhos sem fio. O modelo é conhecido como manequim antropomórfico específico (SAM) e possui características padronizadas quanto ao tamanho, forma e parâmetros equivalentes dos tecidos. O uso do SAM e posições de teste descritas na norma servem como procedimentos padrão para a indústria de celulares e os pesquisadores. O SAM é um modelo homogêneo formado por duas camadas (cabeça e cobertura exterior) que fornece um valor médio das características dielétricas dos tecidos presentes numa cabeça humana adulta.

Conforme a norma, a combinação de altas condutividades nos tecido, um tamanho de cabeça grande, uma distância curta da orelha, bem como a ausência da mão segurando o

aparelho, foram escolhidos para fornecer uma estimativa conservadora do psSAR associado às configurações de operação típicas de usuários de aparelhos sem fio.

No anexo D da norma (IEEE 1528) estão resumidas as dimensões físicas (mm) do modelo SAM e diversos cortes transversais que mostram o modelo e seus planos de referência. Para realizar as medições de SAR no SAM, devem ser definidos os parâmetros dielétricos característicos dos materiais e tecidos (permissividade e condutividade). Valores característicos do SAM constam da Figura 29.

Frequency (MHz)	Relative permittivity (ϵ_r)	Conductivity (σ) (S/m)
300	45.3	0.87
450	43.5	0.87
835	41.5	0.90
900	41.5	0.97
1450	40.5	1.20
1800–2000	40.0	1.40
2450	39.2	1.80
3000	38.5	2.40

Figura 29 Propriedades dielétricas do SAM na faixa de 0.3 a 3 GHz (IEEE 1528).

Existem dois modelos do SAM: um só da cabeça e outro da cabeça com o torso. É importante ressaltar que além do modelo definido na norma, muitos pesquisadores utilizam outros modelos que, em alguns casos, representam melhor a realidade pela maior quantidade de detalhes dos tecidos. Diferentes exemplos de modelos de cabeça humana são mostrados na Figura 30.

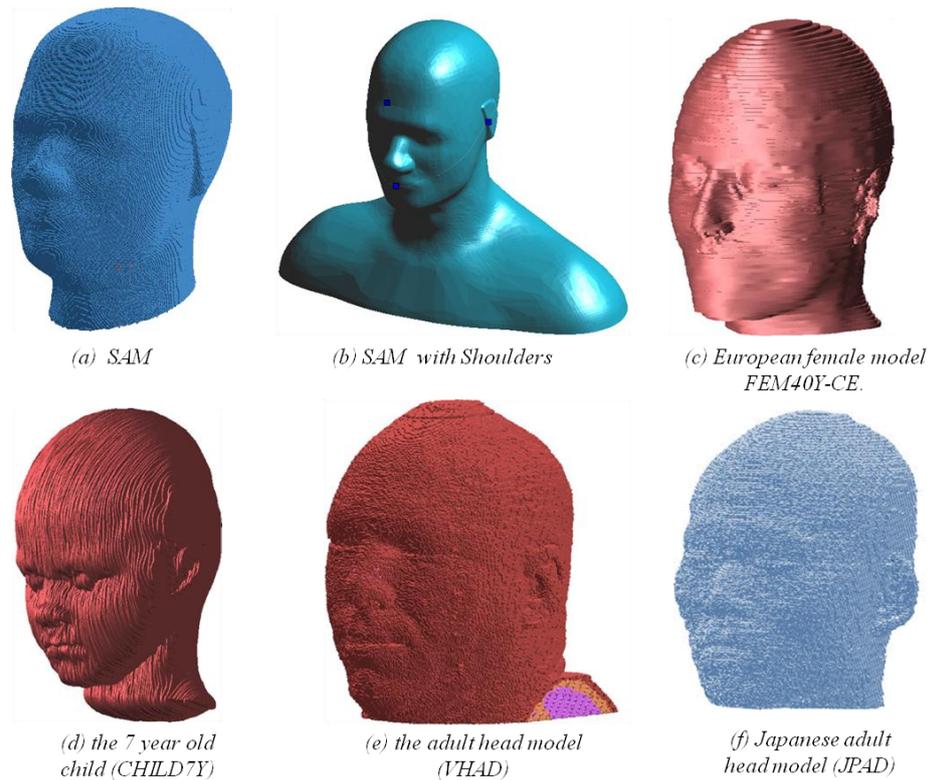


Figura 30 Modelos de cabeça humana usados na medição do SAR (KAINZ, 2005).

2.5.5 Posicionamento e medição da SAR

Segundo a norma (IEEE 1528), as condições de exposição a campos EM por usuários no campo próximo do aparelho devem ser cuidadosamente definidas, isto porque pequenas mudanças nas condições operacionais podem resultar em variações significativas da SAR. Alguns exemplos importantes de parâmetros que podem afetar significativamente a SAR são: posição de teste, tipo de *phantom* (formato da cabeça), configurações de teste (antena, bateria, etc.) e parâmetros dielétricos do tecido equivalente.

Segundo (CHRIST, 2005), a exposição real durante o uso do celular é o resultado de complexas interações entre o transmissor, o posicionamento e a anatomia. A Figura 31 mostra vários fatores que interferem na medição SAR nas cabeças antropomórficas e suas interdependências.

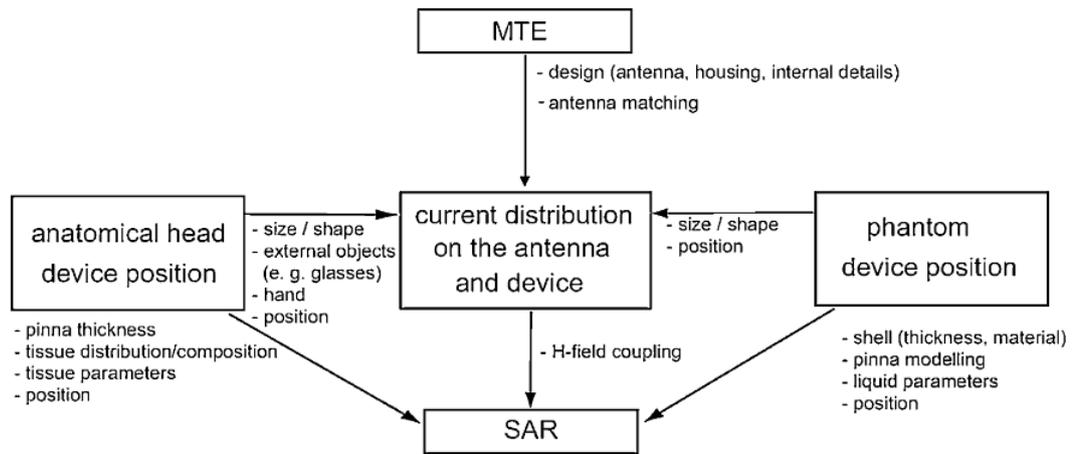


Figura 31 SAR e suas diferentes variáveis (CHRIST, 2005).

São recomendadas duas posições de teste próximas à cabeça do usuário, posições da bochecha e inclinada. A norma (IEEE 1528) aconselha testar as duas posições tanto no lado esquerdo quanto no direito do SAM. No apêndice D são explicados os procedimentos para conseguir as posições da bochecha e inclinada para teste de SAR.

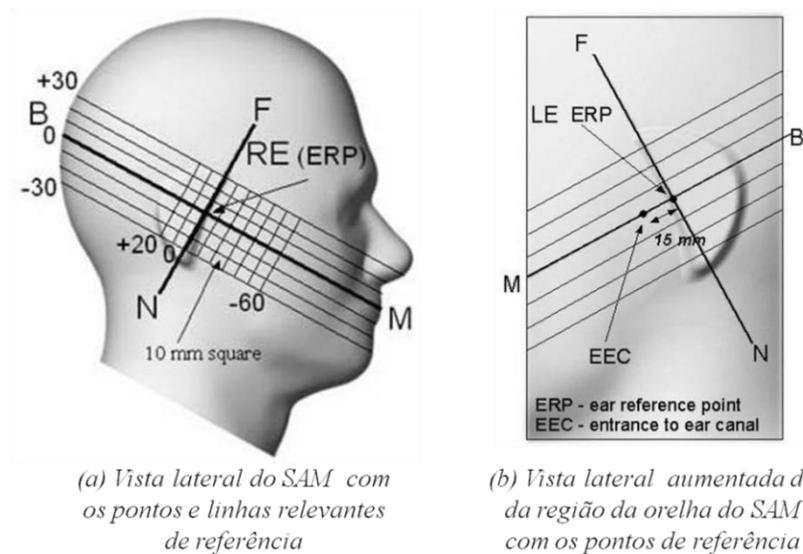


Figura 32 Linhas e pontos de referência do SAM (IEEE 1528).

A vista lateral do phantom SAM (Figura 32) mostra o ponto de referência do centro da boca, denominado M, e os pontos de referência da orelha (ERP), chamados "LE" e "RE" para

as orelhas esquerda e direita, respectivamente. Também é definido outro ponto de referência, chamado de canal de entrada do ouvido (EEC), afastado 15 mm do ponto ERP. O plano de referência é formado pelos pontos M, LE e RE. A linha N-F é denominada de referência de articulação e é normal ao plano de referência.

2.5.6 FDTD e sua utilização na medição do SAR

A norma (IEEE C95.3), de 2002, recomenda uma prática para medir e computar campos EM relacionados com a exposição humana na faixa de 100 kHz até 300 GHz. No anexo D da norma são feitas considerações referentes ao método FDTD, dentre outras, sobre o tamanho da célula (*cell-size*), o intervalo de tempo do passo (*time-step*) e requisitos computacionais. A escolha do tamanho das células é essencial para a aplicação FDTD. Ele deve ser suficientemente pequeno para fornecer resultados precisos nas frequências de interesse e também atender às limitações computacionais.

3 ANTENA PIFA RANHURA DE FORMATO 'T' E RESULTADOS

Neste Capítulo é desenvolvida uma antena planar de formato F-invertido para operar nas faixas de frequência dos sistemas GSM900 (880-960 MHz), GSM1900 (1850-1990 MHz), UMTS2100 (1920-2170 MHz) e WCDMA2100 (1920-2170 MHz). A PIFA é desenhada conforme os conceitos e idéias relevantes apresentados nos capítulos um e dois, especialmente nas seções 1.4, 2.3 e 2.4. Inicialmente uma antena PIFA é proposta para operação em dupla banda, o que é conseguido ao se fazer uma fenda de formato T no elemento irradiante. A seguir, por meio de múltiplas ressonâncias com fenda no plano de terra, a largura de banda é aumentada.

Para especificar a antena, é realizada uma análise paramétrica manual envolvendo as principais dimensões físicas da antena. Um módulo "*otimizador*" de antenas não permite ver com clareza o efeito específico dos parâmetros físicos sobre as características funcionais da antena, deixando a antena similar a uma caixa preta, por isso, a análise paramétrica manual resulta importante para identificar e estudar de uma forma mais próxima os parâmetros físicos e sua relação com as características de funcionamento da antena (Ex. frequências de ressonância). Também são analisados os efeitos da alimentação, aterramento e substrato no funcionamento da antena. Finalmente uma antena é proposta e suas características mais importantes analisadas. A simulação da antena é efetuada com o software comercial SEMCAD, fundamentado no método FDTD, disponível no laboratório de comunicações do PPGEE-DELET. As características mais importantes relacionadas com a simulação banda larga na análise paramétrica são as seguintes: frequência central da simulação é 1,5 GHz, faixa de frequências analisadas de 2 GHz, 30 períodos da sinal de excitação como tempo de simulação e, fonte de borda de 50 ohms de impedância característica. As características da malha mudam levemente para as diversas análises paramétricas, mas na maioria dos casos, o tamanho total médio da malha é 0,7 *MCells*. São usadas linhas base internas para otimizar a

malha nas bordas da estrutura (ver linhas verdes no exemplo da Figura 33). Adicionalmente na simulação é usado um sensor na fonte para obter os valores de S_{11} e impedância de banda nas diversas modelagens EM. Os limites do espaço tridimensional são feitos com terminações tipo ABC (condições de contorno absorvedoras) com absorção média, elas impedem que as ondas EM voltem ao domínio computacional. O plano de terra e o *patch* são condutores perfeitos.

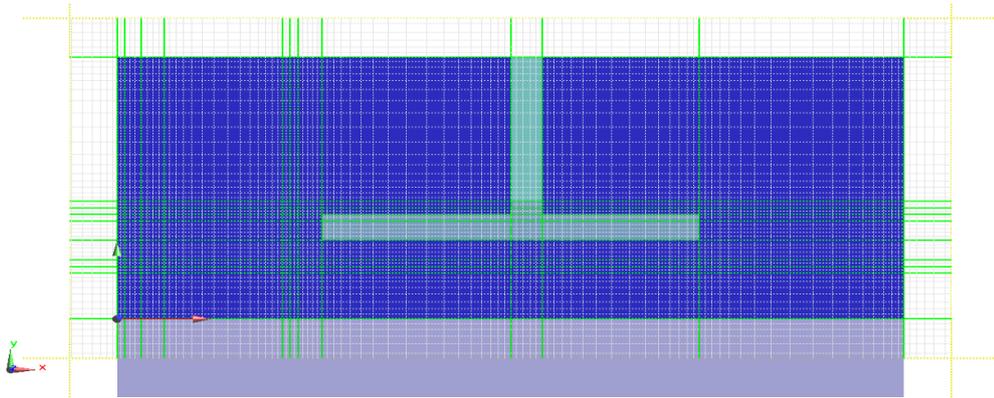


Figura 33 Exemplo de malha otimizada no elemento irradiante.

As características físicas básicas da antena estão mostradas na Figura 34. A estrutura é composta de plano de terra ($W_t \times L_t$) e elemento irradiante ($W_p \times L_p$). Utiliza substratos dielétricos de espessuras de 3,175 mm e 0,787 mm, permissividade de 2,2 e $\tan \delta = 0,0009$. A antena é localizada na parte superior do plano de terra, sendo suportada pelo substrato de espessura 3,175 mm. A camada de metal tem 0,1 mm de espessura. As posições do pino de aterramento e da sonda de alimentação têm coordenadas (X_{GND}, Y_{GND}) e (X_{FEED}, Y_{FEED}) . Elas são referenciadas conforme o sistema de coordenadas mostrado na Figura 34.

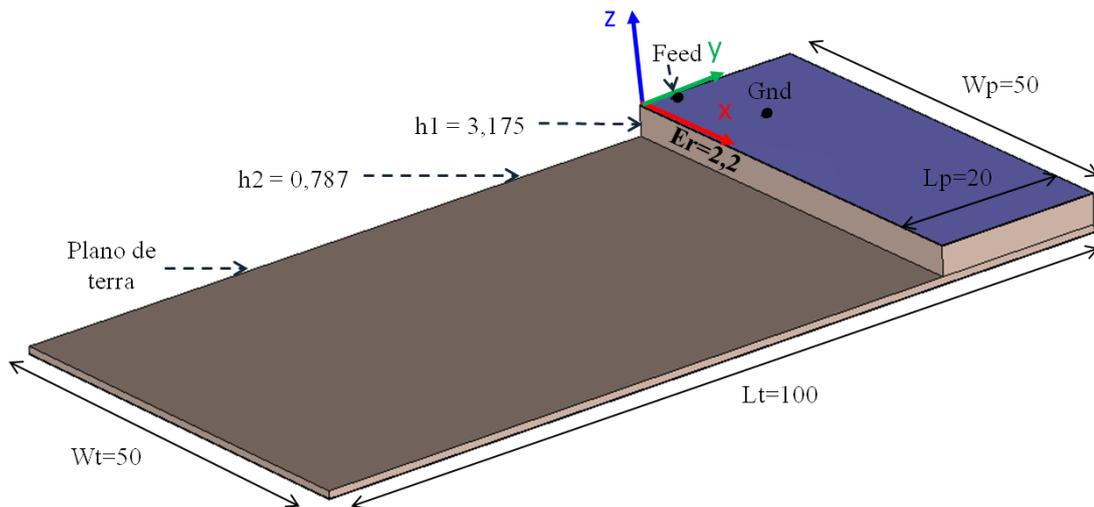


Figura 34 Estrutura inicial proposta com dimensões em milímetros.

As diferentes características físicas da antena são fundamentais no estabelecimento das frequências de ressonância e no aumento da largura de banda da PIFA. No entanto, alguns parâmetros possuem maior influência no funcionamento da antena.

Conclusões importantes sobre o comportamento ressonante podem ser obtidas a partir dos resultados de S_{11} (dB) associados à variação de parâmetros da PIFA. A parametrização é efetuada mudando apenas um parâmetro geométrico de cada vez, mantendo os demais constantes.

3.1 OPERAÇÃO EM FREQUÊNCIA DUAL

A operação em dupla frequência pode ser obtida mediante a incorporação de fendas ao longo da estrutura (LIU, 1997; YEH, 2003; DONGSHENG, 2004; ANGUERA, 2010). As fendas ou ranhuras criam caminhos diferentes para a corrente, fazendo a estrutura irradiante operar em diversificadas frequências. (LIU, 1997) apresenta os conceitos referentes à dupla frequência na PIFA, com alimentação coaxial e vários pontos de aterramento para melhoria

do casamento. A operação em múltiplas frequências, mediante o uso de fendas e corrente percorrendo diferentes partes da antena, é observada em (ANGUERA, 2010).

Na estrutura descrita na Figura 34 é realizado um corte ao longo da antena PIFA para conseguir duas frequências de ressonâncias. O corte é efetuado na parte de cima da antena e tem o formato de uma ranhura em T-invertida. Portanto, são criados dois braços (A e B) por onde a corrente circula (Figura 35).

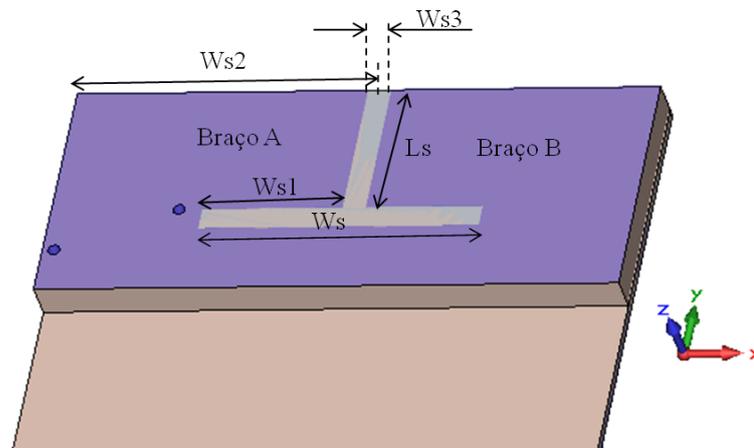


Figura 35 Introdução de fendas de formato T para operação em dupla frequência.

A frequência de ressonância é definida pela extensão total do braço. Assim, o braço B gera a menor frequência de ressonância, que é chamada frequência baixa (f_L) e a extensão da ranhura em formato de T define a frequência alta (f_H). As distribuições de corrente ao longo do elemento irradiante e plano de terra, obtidas pela modelagem eletromagnética com FDTD, são apresentadas no final do capítulo.

Uma análise paramétrica da antena PIFA básica é realizado em (CASSIO, 2011) para diferentes tamanhos do elemento irradiante e para diversas larguras da placa de aterramento. Duas análises paramétricas relacionadas à fenda com formato T são realizadas: a primeira estuda a antena com um plano de terra contínuo de $50 \times 100 \text{ mm}^2$ e a segunda considera o efeito de fenda e deslocamento no plano de terra (isto é descrito em detalhe na seção 3.2 do trabalho).

3.1.1 Análise Paramétrica da ranhura de formato T

Nesta seção são alterados os diversos comprimentos físicos presentes na ranhura de formato T do elemento irradiante. A análise é efetuada considerando um plano de terra uniforme de $50 \times 100 \text{ mm}^2$ e largura da fenda W_{s3} de 2 milímetros. Nas diversas modelagens o pino de aterramento e a sonda de alimentação são localizados em: $X_{\text{GND}}=1$, $Y_{\text{GND}}=4$, $X_{\text{FEED}}=2,5$ e $Y_{\text{FEED}}=2,5$ mm. Estas posições oferecem bons níveis de casamento de impedância entre antena e fonte, permitindo fazer observações ótimas das mudanças dos diferentes parâmetros da ranhura de formato T.

3.1.1.1 Variação do parâmetro L_s

A Figura 36 mostra as perdas de retorno obtidas da alteração do parâmetro L_s . As simulações são realizadas com valores de L_s (mm) iguais a 4, 6, 8, 10, 12 e 14. Para analisar a influência do parâmetro L_s nas frequências de ressonância da antena, a ranhura de formato T é simétrica e localizada no centro do elemento irradiante. Os valores físicos dela são: $W_s=20$ mm, $W_{s1}=12$ mm, $W_{s2}=25$ mm e $W_{s3}=2$ mm.

Na Figura 37a é mostrada a curva das diferentes frequências de ressonância da antena. Observa-se que a variação de L_s pouco altera a frequência inferior. Com a frequência superior ocorre maior variação, demonstrando boa relação entre L_s e a f_H , sendo 622 MHz a faixa de variação obtida para f_H e 117 MHz para a f_L .

A Figura 37b mostra a variação de S_{11} (dB). Melhor casamento de impedância para ambas frequências ocorre a partir de L_s igual a 8 mm, com valores menores que -15dB. Observa-se também a pequena influência de L_s sobre a frequência inferior, bem como o

maior efeito sobre a superior, o que pode auxiliar no ajuste do casamento da f_H sem alterar muito o casamento da f_L .

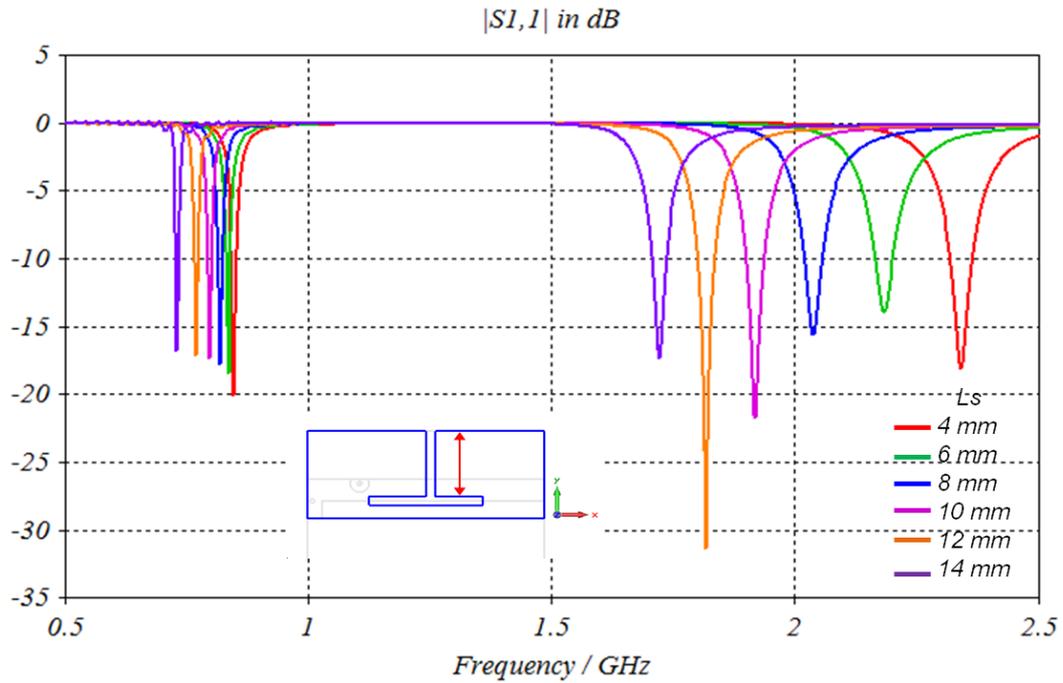


Figura 36 Modulos das Perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) obtidos da variação do parâmetro L_s , com plano de terra uniforme na faixa de freqüências de 0.5GHz a 2.5GHz (eixo horizontal).

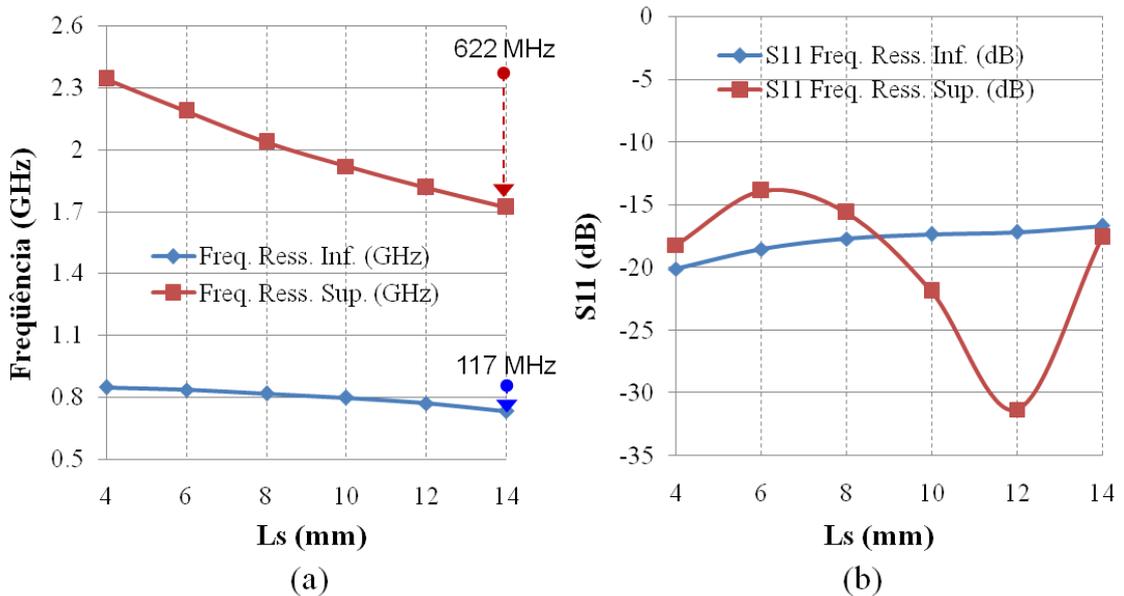


Figura 37 Gráficos de tendência: (a) freqüências de ressonância e (b) perdas de retorno, resultantes da variação do parâmetro L_s com plano de terra uniforme.

3.1.1.2 Variação do parâmetro W_s

As perdas de retorno obtidas da alteração do parâmetro de largura W_s da ranhura formato T do elemento irradiante são mostradas na Figura 38. As simulações são realizadas com valores de W_s iguais a 8, 16, 24, 32 e 40 mm. A ranhura de formato T é colocada simetricamente no elemento irradiante. Assim é identificada a influência do parâmetro W_s na operação da antena, especialmente nas frequências de ressonância. Os comprimentos dos diferentes cortes no elemento irradiante são: $L_s=10$ mm, $W_{s2}=25$ mm e $W_{s3}=2$ mm. O valor de W_{s1} é relacionado proporcionalmente com a largura da ranhura T ($W^s/2 - 1$).

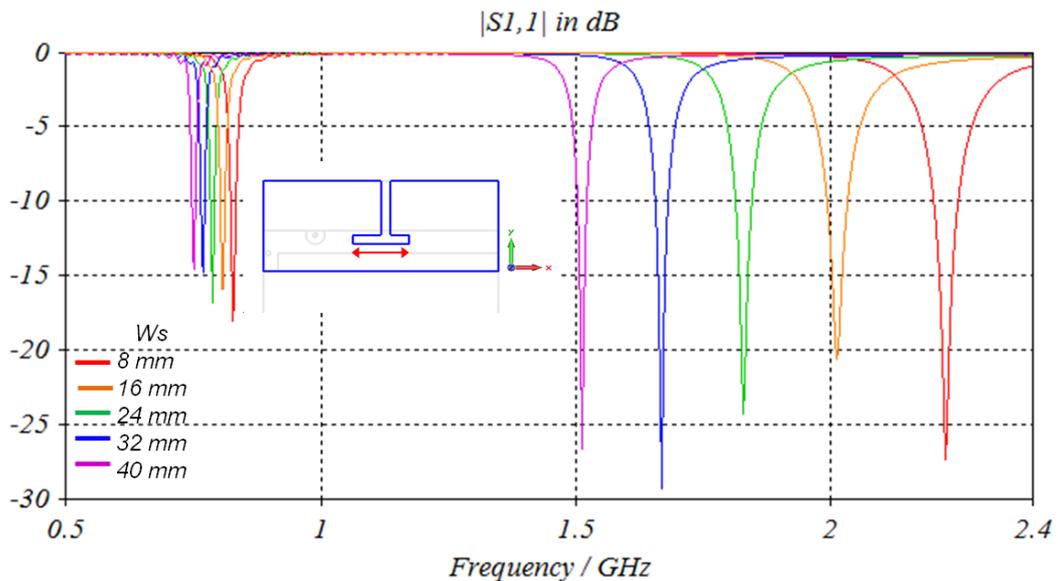


Figura 38 Módulos das Perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) obtidos da mudança do parâmetro W_s (plano de terra uniforme).

Novamente é observada uma influência notável sobre a frequências de ressonância superior da antena causada pela alteração de uma dimensão da ranhura formato T. Neste caso a Figura 39a apresenta o comportamento das frequências f_L e f_H resultante da alteração do parâmetro W_s . Observa-se pouca dependência da frequência inferior de W_s , gerando somente a faixa de 75 MHz ao variar W_s de 8 a 40 mm. Em contrapartida, 714 MHz é conseguido na faixa superior, indicando grande influência de W_s .

As larguras de banda (medidas na Figura 38 para $S_{11} \leq -6$ dB) das duas faixas têm comportamento similar a suas frequências de ressonância. Assim, quando W_s é igual 8 mm as larguras de banda são 17,1MHz (inferior), 83,2 MHz (superior). Quando W_s é igual 40 mm as larguras de banda inferior e superior são 11,6 e 31,9 MHz respectivamente.

A Figura 39b apresenta o casamento de impedância para as duas frequências de ressonância. A frequência superior é bem mais afetada pela variação de W_s que a frequência inferior, mas são atingidos valores aceitáveis de perda de retorno para ambas ressonâncias: $S_{11} \leq -20$ dB para a superior e $S_{11} \leq -15$ dB para a inferior.

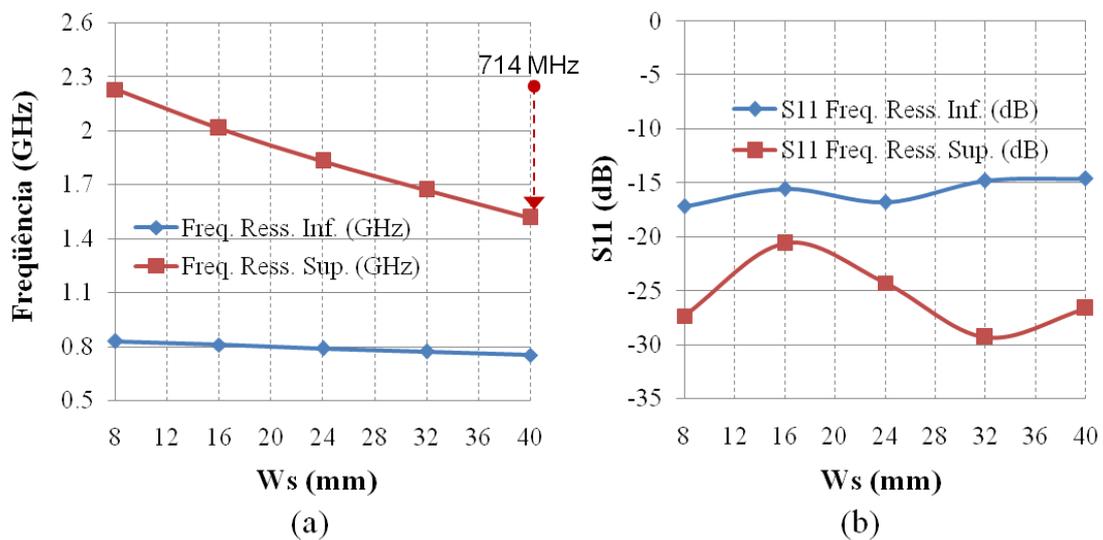


Figura 39 Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância e (b) perdas de retorno, resultantes da variação do parâmetro W_s com plano de terra uniforme.

A banda estreita obtida para as duas faixas de operação da antena gera a necessidade de mecanismos que ajudem a melhorar esta dificuldade. Portanto na seção 3.2 do trabalho são propostos cortes ou fendas no plano de terra para operação em banda larga.

3.1.1.3 Variação do parâmetro W_s2

Na Figura 40 são mostradas as perdas de retorno obtidas pela alteração do parâmetro de largura W_s2 da ranhura de formato T do elemento irradiante. As simulações são realizadas

com valores de W_{s2} (mm) iguais a 15, 20, 25, 30, e 35. O parâmetro W_{s2} indica quão próxima está a ranhura de formato T do centro. Ele permite afastá-la do centro para que fique mais próxima das bordas. Isto muda o tamanho dos braços da antena e pode servir para o ajuste da frequência. Nesta análise paramétrica os valores assumidos das dimensões da ranhura são: $L_s=10$ mm, $W_s=20$ mm, $W_{s1}=9$ mm, e $W_{s3}=2$ mm.

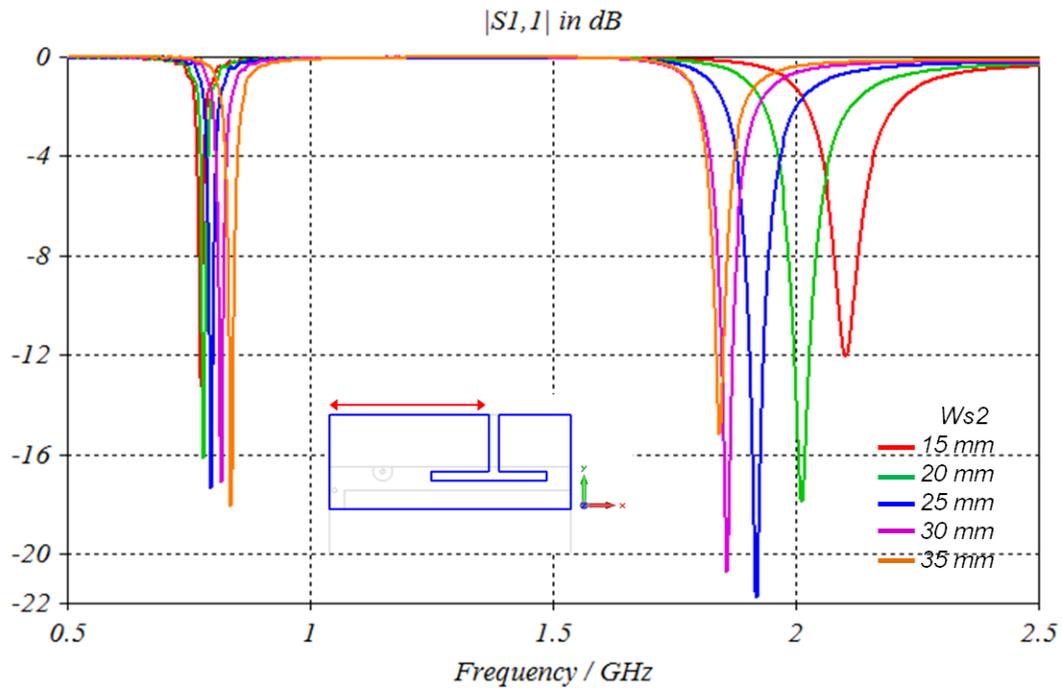


Figura 40 Módulos das Perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) obtidos da mudança do parâmetro W_{s2} (plano de terra uniforme).

De forma similar às análises paramétricas efetuadas para L_s e W_s é achada influência sobre as frequências de ressonância da antena causada pela alteração da dimensão W_{s2} da ranhura formato T, mas esta influência é menor. A Figura 41a apresenta o comportamento das frequências f_L e f_H resultante da alteração do parâmetro W_{s2} . Variações em frequência de 61 MHz (f_L) e 258 MHz (f_H), são obtidas pela alteração de W_{s2} . Esses resultados são bem menores que os obtidos com os parâmetros L_s e W_s , indicando serem estes mais adequados para o ajuste da f_H e confirmando a dependência desta frequência com o tamanho da ranhura formato T.

A Figura 41b apresenta os gráficos de S_{11} (dB) para as duas frequências de ressonância. As impedâncias das duas frequências são afetadas consideravelmente pela mudança de Ws_2 , mas é garantido um bom nível de casamento em todos os casos. O melhor valor de S_{11} para f_H e f_L é obtido para Ws_2 próximo a 25 mm, ou seja, quando a ranhura de formato T encontra-se no centro do elemento irradiante.

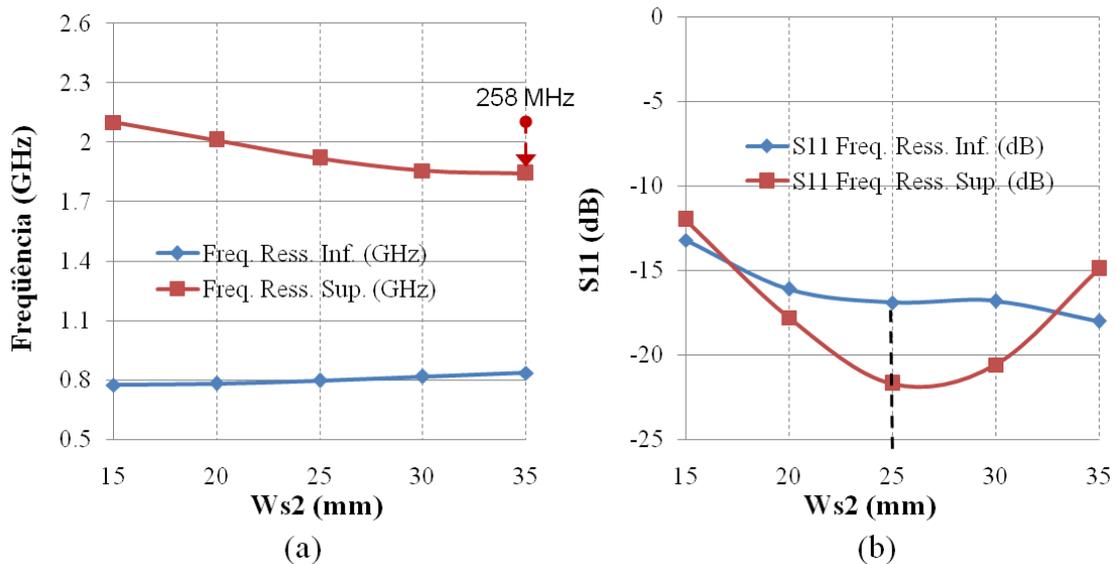


Figura 41 Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância e (b) perdas de retorno, resultantes da variação do parâmetro Ws_2 com plano de terra uniforme.

Resumindo, a mudança do parâmetro Ws_2 origina baixa alteração nas frequências de ressonância e alguma dependência no casamento de impedância, assim, o melhor valor que pode assumir Ws_2 é 25 mm deixando a ranhura em formato T em torno do centro do elemento irradiante. Adicionalmente os parâmetros L_s e W_s resultam adequados para o ajuste da frequência superior de operação da antena.

3.1.2 Análise paramétrica da ranhura de formato T com fenda no plano de terra

Nesta seção são variados os parâmetros da fenda em formato T da antena, considerando o plano de terra com fenda. A análise é efetuada considerando os cortes feitos

no plano de terra para aumento da largura de banda. Esses cortes são estudados em detalhe na seção 3.2. Em todos os casos a largura da fenda (W_{s3}) é 2 mm e o aterramento e a sonda de alimentação estão localizados nas posições $X_{GND}=1$, $Y_{GND}=4$, $X_{FEED}=11$ e $Y_{FEED}=8$ mm (posições de bom casamento para as frequências da antena que possui fendas no plano de terra).

3.1.2.1 Variação do parâmetro L_s

A Figura 42 apresenta o gráfico da perda de retorno S_{11} quando se alteram os valores do comprimento L_s da ranhura na PIFA. As simulações são realizadas com os valores de L_s (mm) iguais a 6, 9, 12 e 15. As frequências de ressonância de 2,3; 2,02; 1,95; 1,97; 0,95; 0,94; 0,91 e 0,81 GHz são obtidas tanto na banda superior quanto na banda inferior. Constatase que o parâmetro L_s tem boa influência sobre f_H , mas afeta o casamento de impedância das duas bandas. Na frequência baixa f_L , próxima a 0,920 GHz, a influência do parâmetro L_s é um pouco menor, como está representado na Figura 43.

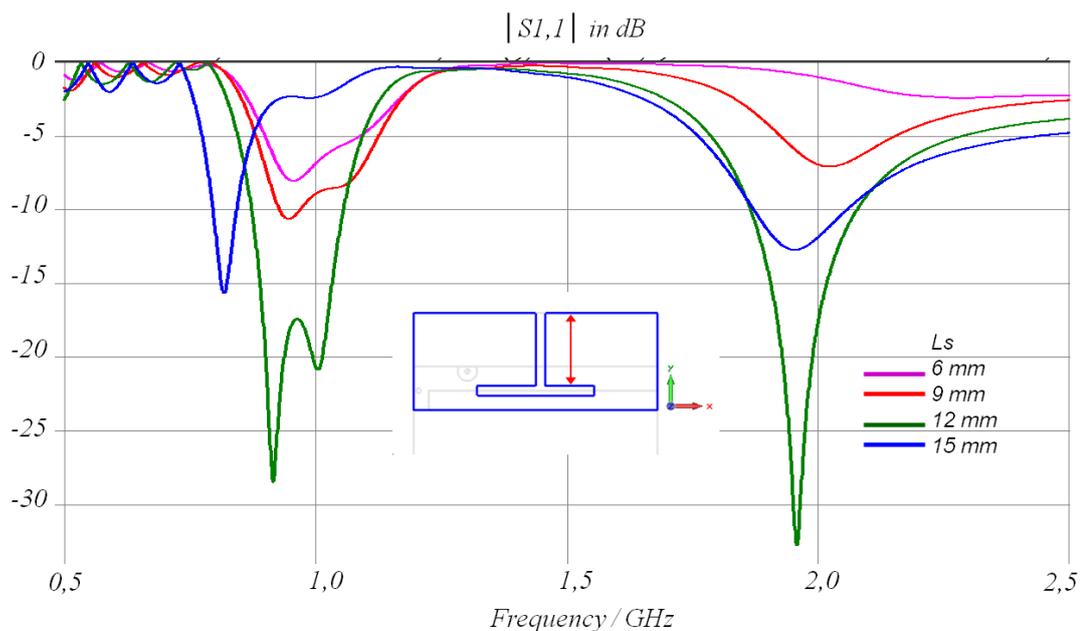


Figura 42 Módulos das perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) resultantes da alteração do parâmetro L_s , com fendas no plano de terra.

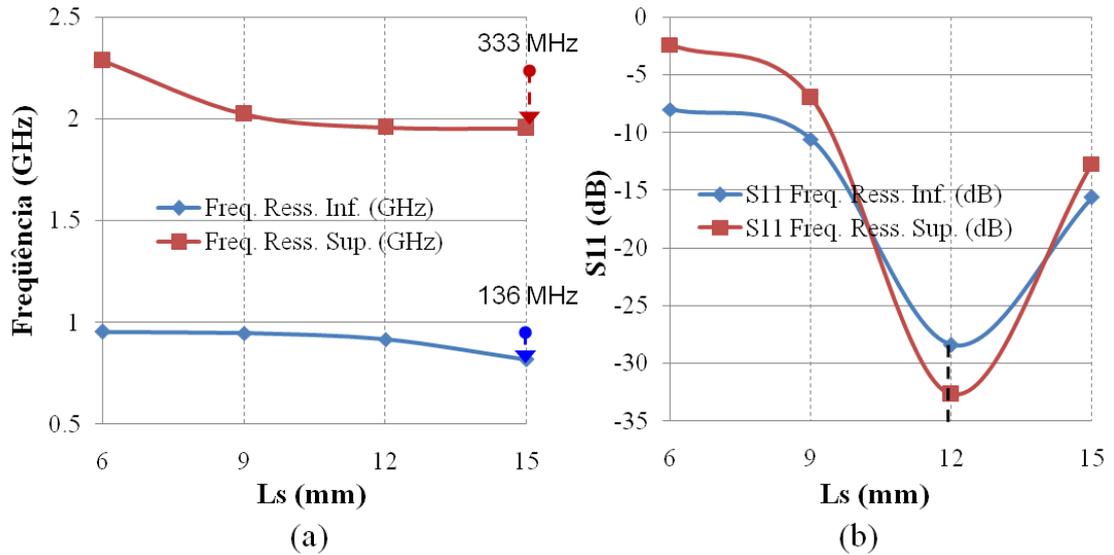


Figura 43 Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância e (b) perdas de retorno, resultantes da variação do parâmetro L_s .

Observa-se da Figura 43 que o melhor casamento de impedância é obtido para L_s igual a 12 mm. No entanto, conforme apresentado na seqüência, o casamento pode ser melhorado ao se mudar as posições do pino de aterramento e da sonda de alimentação.

3.1.2.2 Variação do parâmetro W_s

Na Figura 44 é mostrado o impacto da variação do parâmetro W_s da ranhura formato T-invertido sobre a perda de retorno. Nestas simulações o parâmetro W_s assume valores iguais a 12, 20, 24 e 28 milímetros. W_{s2} é igual a 25 mm e W_{s3} é 2 mm, entretanto W_{s1} depende da relação $(W_s/2 - 1)$.

A frequência de ressonância inferior é pouca afetada pela variação de W_s . Entretanto influência considerável é observada na faixa de ressonância superior (Figura 45a). Neste caso a f_H varia de 2,63; 2,05; 1,95 e 1,88 GHz. Isto indica que o processo de determinação da frequência superior depende mais dessa dimensão.

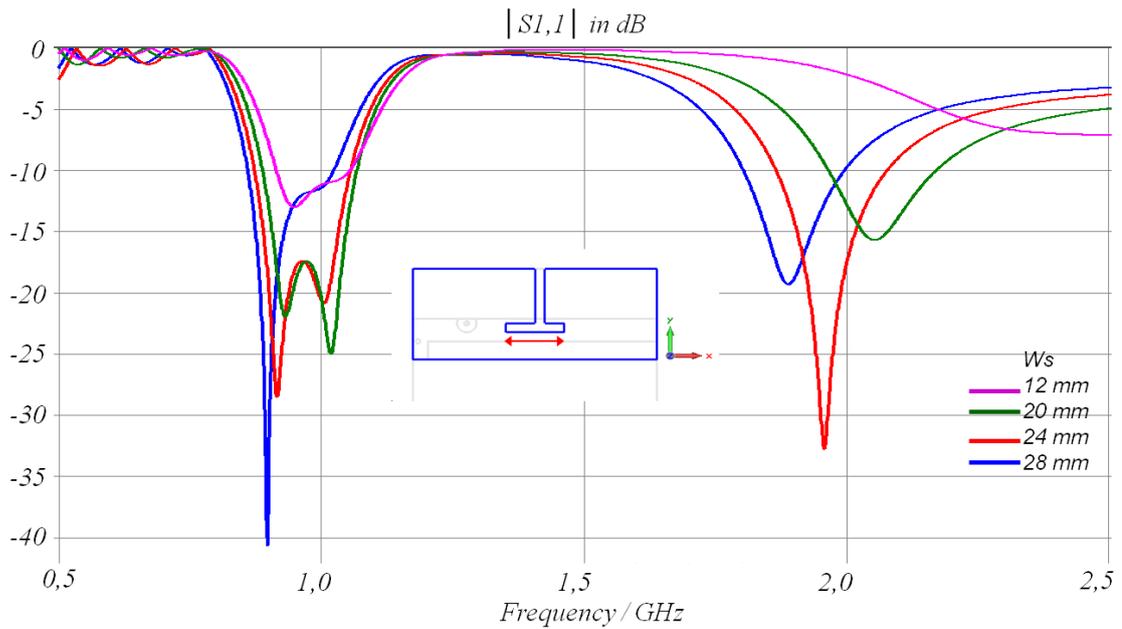


Figura 44 Módulos das perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) resultantes da alteração do parâmetro W_s , com fendas no plano de terra.

Observa-se que a diminuição de W_s origina uma alteração na impedância de entrada da PIFA, o que resulta em um casamento de impedâncias inferior para as duas bandas ressonantes da antena (Figura 45b).

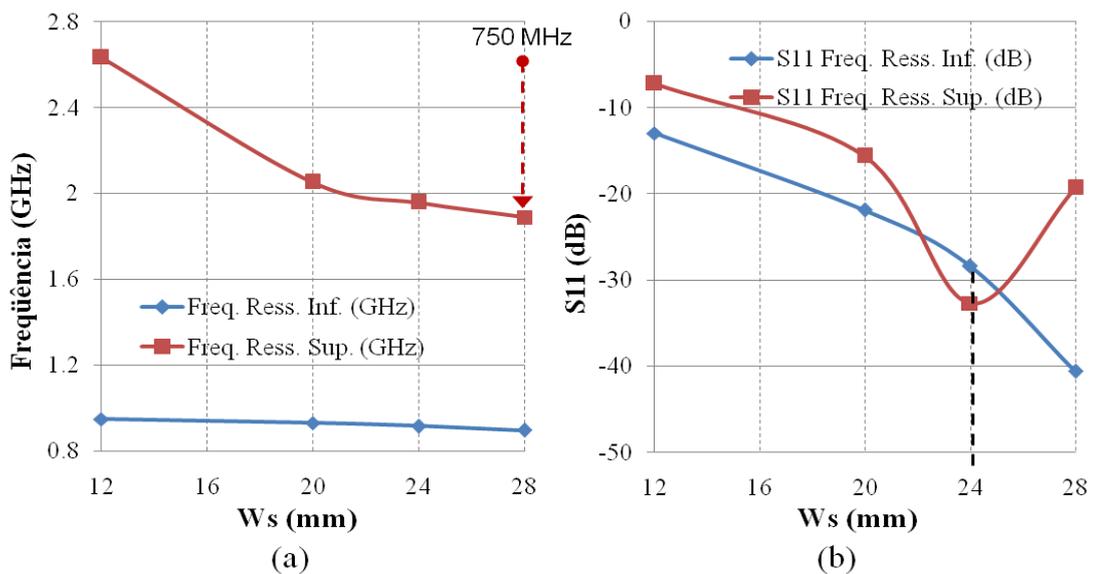


Figura 45 Gráficos de tendência: (a) freqüências de ressonância e (b) perdas de retorno, resultantes da variação do parâmetro W_s .

3.1.2.3 Variação do parâmetro Ws_2

A variação do parâmetro Ws_2 e seus respectivos valores de S_{11} são apresentados na Figura 46. Os valores assumidos por Ws_2 são 17, 21, 25, 29 e 33 mm. O impacto desta mudança é mais acentuado na ressonância superior que na inferior. À medida que Ws_2 aumenta, o comprimento da região A é maior, diminuindo a frequência f_H . As frequências (GHz) da banda superior obtidas com a variação de Ws_2 são 2,23; 2,08; 1,95; 1,87 e 1,81. Um bom casamento de impedância é conseguido para as diferentes frequências de ressonância da antena.

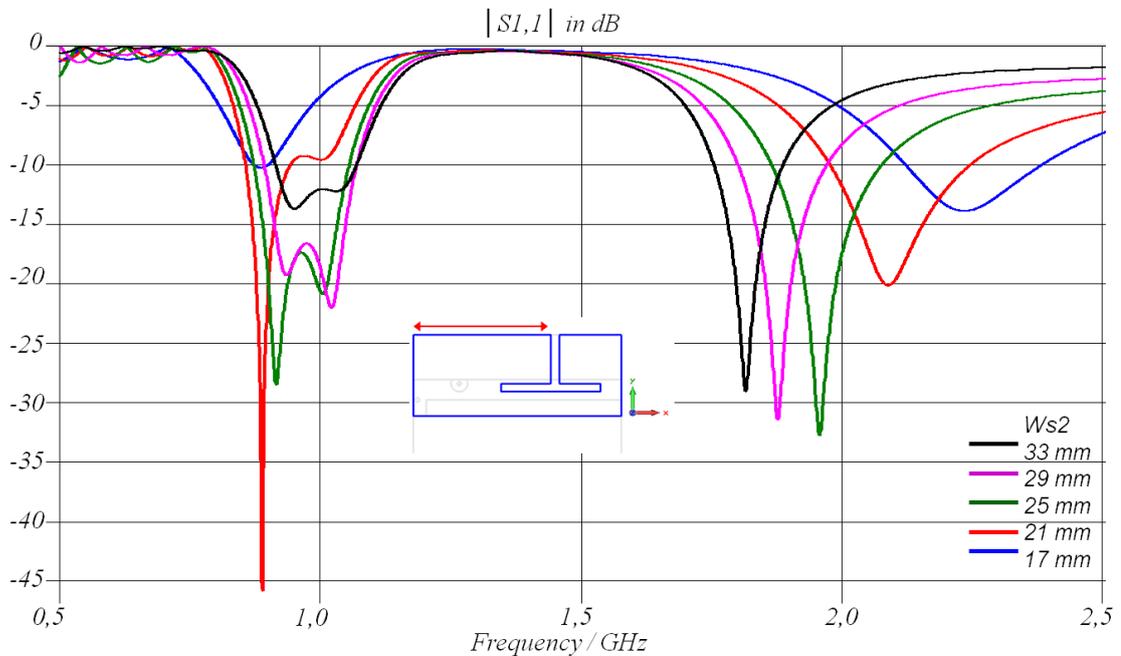


Figura 46 Modulos das Perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) resultantes da alteração do parâmetro Ws_2 , com fendas no plano de terra.

O melhor casamento de impedância é obtido em $Ws_2 = 21$ mm para a frequência inferior e em $Ws_2 = 25$ mm para a superior. Além disso, em $Ws_2 = 25$ são quase atingidas as frequências de ressonância dos sistemas GSM/UMTS/WCDMA. Na Figura 47 são mostrados os valores da perda de retorno e frequências de ressonância nas faixas superior e inferior.

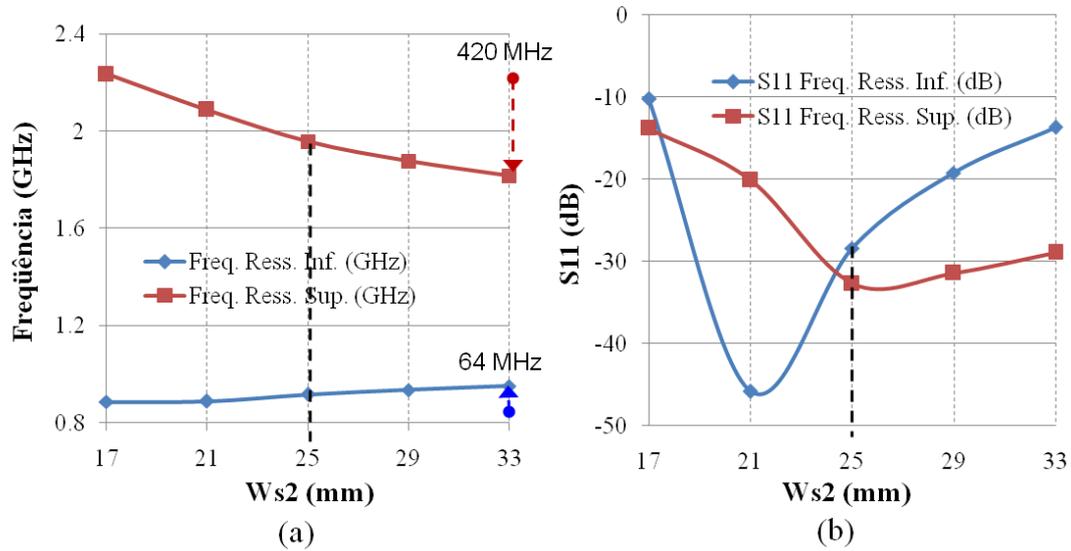


Figura 47 Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância e (b) perdas de retorno, resultantes da variação do parâmetro W_{s2} .

3.2 ANÁLISE DA BW DEVIDO AO DESLOCAMENTO E FENDA NO PLANO DE TERRA

Maior largura de banda é obtida ao se excitar a antena com modos ressonantes próximos (GARG, 2001; YANO, 1981). A excitação pode ocorrer no elemento irradiante ou no plano de terra. Também, segundo (VAINIKAINEN, 2002), o modo ressonante do plano de terra pode ser usado para aumentar a largura de banda. Uma forma de aproximar a ressonância do plano de terra à do elemento irradiante é deslocá-lo em relação a ele. Assim, uma PIFA de maior banda pode ser obtida.

Outra forma de elevar a largura de banda é usar plano de terra com fenda, o que provoca alteração no caminho percorrido pela corrente (HOSSA, 2004). O tamanho da fenda é ajustado para gerar frequência próxima à do elemento irradiante.

A antena com fenda no plano de terra é mostrada na Figura 48. O elemento irradiante, em relação ao plano de terra, está deslocado L_{f1} para cima. A área de dimensões W_{f1} e L_{f1} é a parte do elemento irradiante que não está sobre o plano de terra. O valor de W_{f1} é igual ao

comprimento W_p do elemento irradiante (50mm). $Lf1$ representa o deslocamento da antena PIFA em relação ao plano de terra.

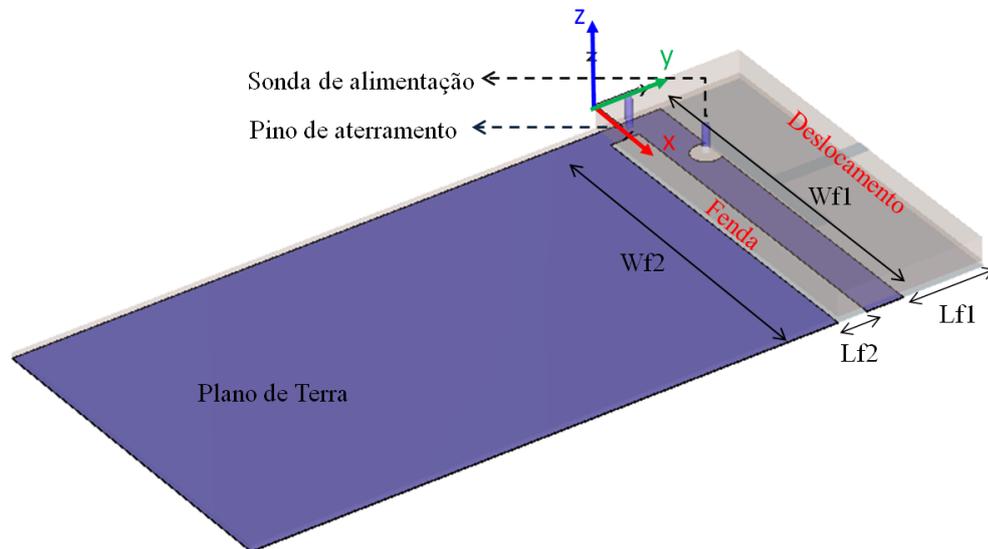


Figura 48 PIFA com plano de terra com fenda e *patch* deslocado $Lf1$ mm para cima do plano de terra.

A fenda no plano de terra possui largura $Wf2$ e comprimento $Lf2$. Ela altera o caminho da corrente, fazendo o plano de terra gerar ressonância próxima à faixa inferior da antena, aumentando a largura de banda da antena. A consequência é a diminuição das características diretivas da antena, devido ao deslocamento do plano de terra, quem deixa de se comportar como um refletor de ondas (BEST, 2006).

Na seqüência é efetuada análise paramétrica envolvendo diferentes parâmetros da antena. O objetivo principal é observar os efeitos da variação dos parâmetros sobre a largura de banda, nas bandas superior e inferior. $Wf1$ é mantido fixo e os demais parâmetros alterados. Nas simulações, os valores da fenda em T são $W_s=24$, $W_{s1}=12$, $W_{s2}=25$, $W_{s3}=2$ e $L_s=12$ mm. As localizações do aterramento e alimentação são as mesmas que as usadas na seção 3.1.2.

3.2.1 Variação do Parâmetro Lf1

Alterando o parâmetro Lf1, desloca-se a PIFA em relação ao plano de terra. As dimensões de Lf1, em mm, são 0, 2, 5 e 8. Na Figura 49 são mostrados os diversos valores de S_{11} obtidos pela alteração do parâmetro Lf1. Observa-se um aumento significativo na largura de banda superior e um aumento um pouco menos perceptível da banda inferior. Melhoramento do casamento de impedância nas frequências f_H e f_L é conseguido aumentando o comprimento Lf1.

Na simulação, a fenda no plano de terra é considerada inexistente (Lf2 e Wf2 nulos). A técnica permite aumentar de forma considerável a banda superior, mas a operação é limitada pelo fato de as frequências de ressonância crescem com o aumento de Lf1, o que causa um impacto negativo na redução do volume da PIFA. Isto pode ser solucionado ajustando a fenda de formato T para ressonar na frequência desejada.

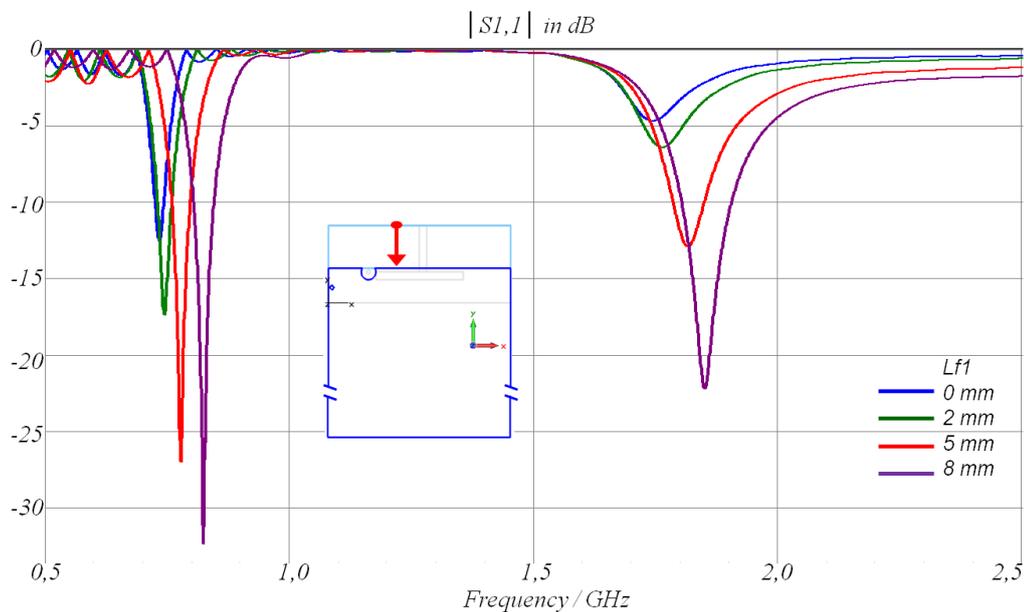


Figura 49 Módulos das perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) resultantes da alteração do parâmetro Lf1. Plano de terra sem fenda.

A largura de banda é medida para a faixa de frequências que possuem coeficiente $S_{11} \leq -6$ dB. Um acréscimo na largura de banda relativa superior de 2,24% a 9,88% é conseguido

variando Lf1 de 2 a 8 mm. As larguras de banda obtidas na faixa superior de ressonância são 0; 39,6; 142,8 e 184,2 MHz. Na faixa de ressonância inferior, as larguras de banda obtidas são: 39; 49,8; 61,2 e 69 MHz, com Lf1 variando de 2 a 8 mm.

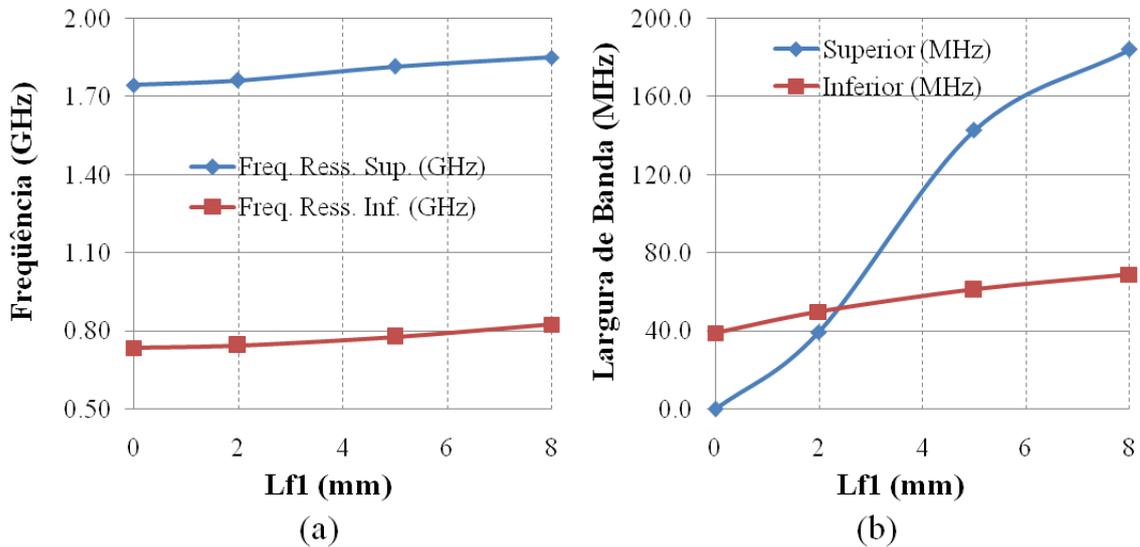


Figura 50 Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância e (b) larguras de banda referenciadas a $S_{11} \leq -6\text{dB}$, resultantes da variação do parâmetro Lf1.

Na Figura 50, tanto para a faixa inferior quanto para a faixa superior são mostrados os parâmetros de frequência de ressonância e largura de banda referenciada a $S_{11} \leq -6\text{dB}$.

Aumentando o parâmetro Lf1 obtém-se largura de banda maior e isto implica em maior dimensão da antena (Figura 50). Conseqüentemente é importante achar um equilíbrio onde seja alcançada uma largura de banda boa sem comprometer as dimensões físicas da antena.

3.2.2 Variação do Parâmetro Wf2 da fenda

A seguir é estudado o efeito do parâmetro Wf2 nas características de ressonância da antena proposta. As simulações são realizadas com valores de Wf2 (mm) iguais a 0, 31, 40, 45 e 47. Valores que começam com a ausência de fenda (Wf2=0) e terminam quando a fenda

causa ressonância próxima a 1 GHz ($40 < Wf2 \leq 47$). Na Figura 51 são mostrados os diferentes valores de perda de retorno obtidos pela variação de $Wf2$. Nessas simulações $Lf2$ é igual a 4mm. À medida que aumenta $Lf1$ é conseguido um aumento importante na largura de banda, como foi apresentado na seção anterior, assim, é assumido um $Lf1=11$ mm.

Observa-se que o aumento de $Wf2$ não altera f_H , mas muda o casamento de impedância nesta faixa de frequências. O melhor casamento para f_H é conseguido quando $Wf2$ é aproximadamente 60% da largura do elemento irradiante (Wp), ou seja, $Wf2=31$ mm para $S_{11}=-47,4$ dB.

Por outro lado, valores de $Wf2$ menores que 45 mm pioram o casamento nas frequências da faixa inferior, dificultando a obtenção de banda larga. Entretanto, quando $Wf2 \geq 45$ mm, bom casamento das frequências de ressonância (f_{La} e f_{Lb}) é alcançado, aumentando consideravelmente a largura de banda inferior. Isto é mostrado na linha vermelha ($Wf2=47$ mm) da Figura 51, onde uma BW de 231 MHz é conseguida. A segunda frequência de ressonância f_{Lb} , também em vermelho, é visualizada em 1 GHz.

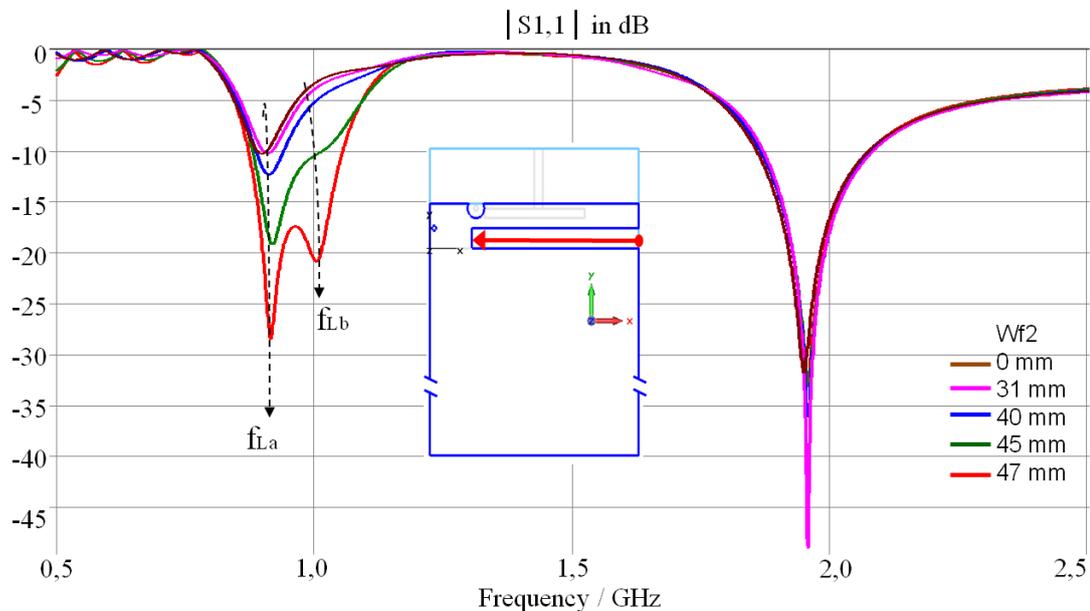


Figura 51 Módulos das perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) obtidos da alteração do parâmetro $Wf2$ da fenda.

Na Figura 51 é possível observar a influência de $Wf2$ na obtenção de banda larga. É obtido aumento de 10,8% a 23,9% na largura de banda relativa inferior. Contudo, a largura de banda superior permanece quase constante em 20%, indicando a forte influência de $Wf2$ na BW inferior da antena. Isto é mostrado na Figura 52, onde se vê a BW superior quase constante em 420 MHz e a BW inferior com um incremento importante quando $Wf2$ assume valores maiores que 40 mm.

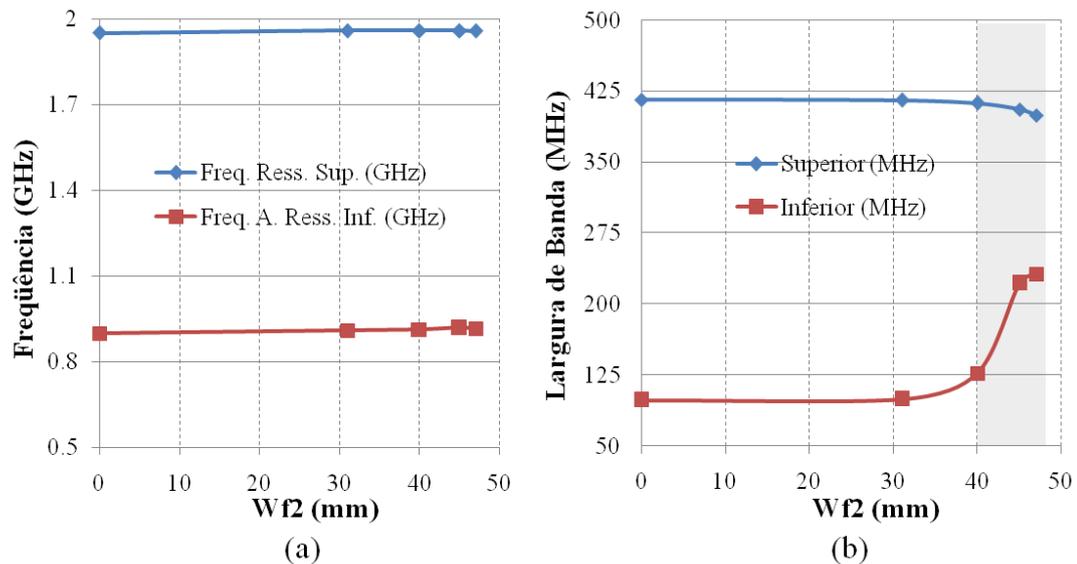


Figura 52 Curvas de tendência: (a) frequências de ressonância e (b) larguras de banda referenciadas a $S_{11} \leq -6\text{dB}$, resultantes da variação do parâmetro $Wf2$.

Em suma, a largura $Wf2$ apresenta influência maior na banda inferior que na faixa superior, por isso, o parâmetro resulta altamente relacionado com a obtenção de banda larga na faixa dos 900 MHz.

3.2.3 Variação do Parâmetro $Lf2$ da fenda

A introdução de fenda no plano de terra aumenta a largura de banda, como será demonstrado. O corte é feito para que fique paralelo à dimensão Wp da PIFA e ele é referenciado ao canto inferior direito do elemento irradiante (ver Figura 48). Na Figura 53 são

mostrados os resultados de S_{11} obtidos pela alteração do parâmetro $Lf2$. Os valores de $Lf2$ são 2, 4 e 6 mm. São utilizados valores de $Lf1$ e $Wf2$ de 11 e 47 mm, respectivamente. A fenda no plano de terra implica em aumento no caminho da corrente, o que influi na largura de banda das duas faixas de operação da antena.

A Figura 53 mostra um aumento considerável nas larguras de banda da antena. Em particular, na faixa inferior é obtida banda de 23,93% para $Lf2=4$ mm. Nesta faixa observam-se duas frequências de ressonância: f_{La} que é gerada pelo elemento irradiante e f_{Lb} que é provocada pela excitação dos modos ressonantes do plano de terra, consequência da fenda nele. A união destas frequências causa a ampliação da largura de banda. Entretanto a presença do deslocamento e da fenda no plano de terra ocasiona largura de banda maior na faixa superior, mas como é evidente na Figura 54, a largura de banda superior e a f_H são afetadas quase de maneira imperceptível pelo parâmetro $Lf2$.

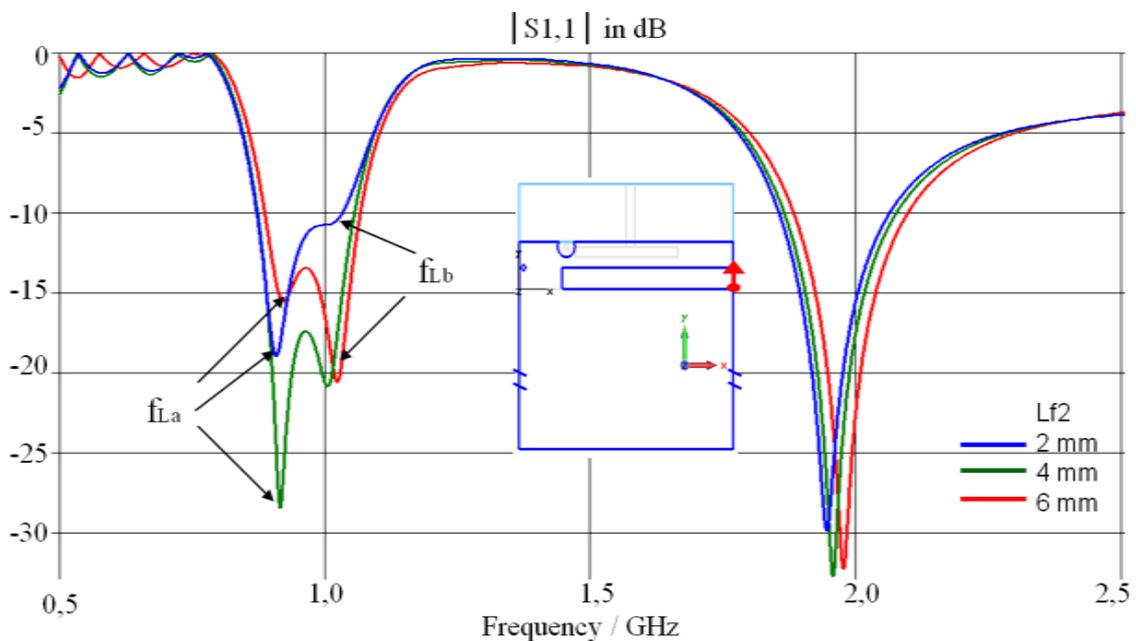


Figura 53 Módulos das perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) obtidos da alteração do parâmetro $Lf2$ da fenda na faixa de frequências de 0,5GHz até 2,5GHz.

Para os diversos valores de $Lf2$, a largura de banda fica em torno de 230 MHz (na faixa inferior) e 400 MHz (na faixa superior). Evidentemente o parâmetro $Lf2$ não tem maior

influencia nas frequências de ressonância da antena, nem nas larguras de banda da mesma.

Isto é apresentado na Figura 54.

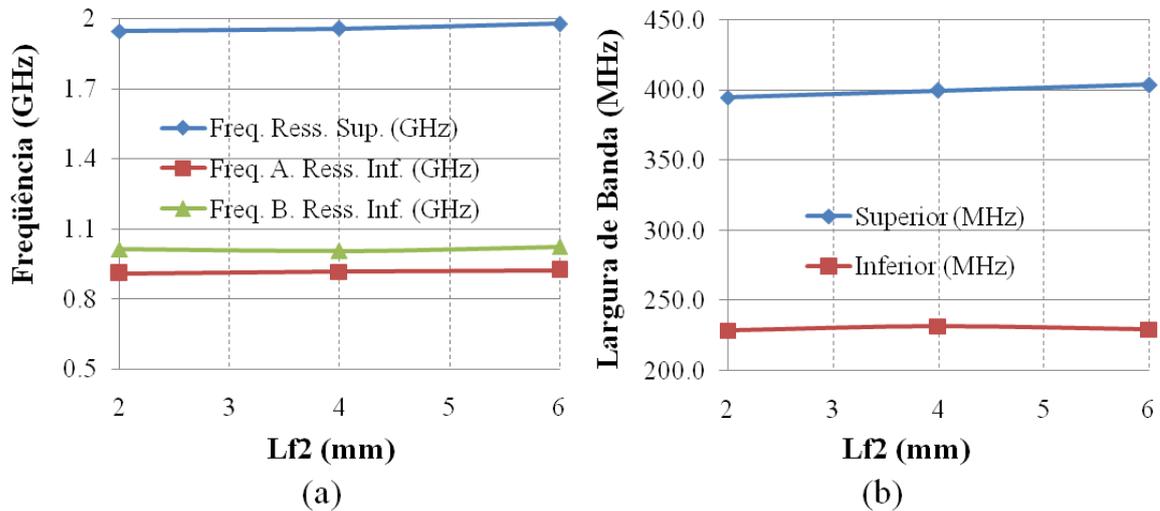


Figura 54 Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância e (b) larguras de banda, com $S_{11} \leq -6\text{dB}$, resultantes da variação do parâmetro $Lf2$. Plano de terra com fenda.

3.3 PONTO DE ALIMENTAÇÃO DA PIFA

A influência da posição do pino de alimentação, para o plano de terra com fenda, é analisada nesta seção. O pino de aterramento é colocado próximo ao canto inferior esquerdo da antena, diferente, portanto, do enfoque tradicional das PIFA, no qual o aterramento é colocado em um canto do elemento irradiante.

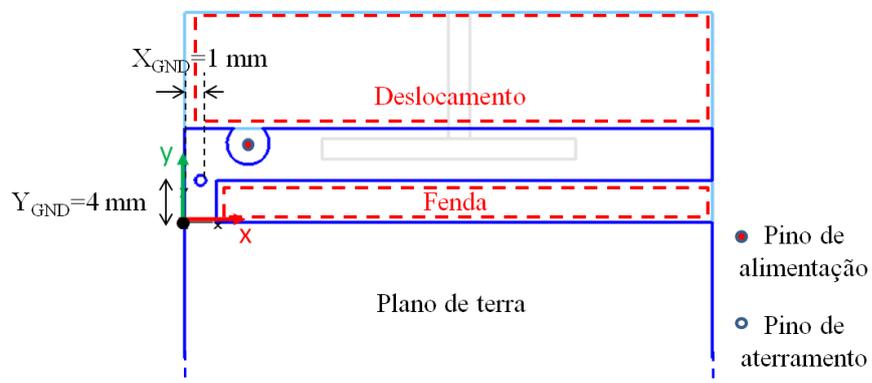


Figura 55 Posição do pino de aterramento.

O local do pino de aterramento é apresentado na Figura 55. As dimensões do deslocamento e fenda no plano de terra são: $47 \times 4 \text{ mm}^2$ e 12 mm, respectivamente.

3.3.1 Variação da posição X_{FEED}

As características de acoplamento entre antena e fonte de alimentação podem ser ajustadas colocando a alimentação no local certo de máximo casamento, por isso, as características de ressonância da antena resultantes da alteração da posição no eixo x da sonda coaxial são analisadas.

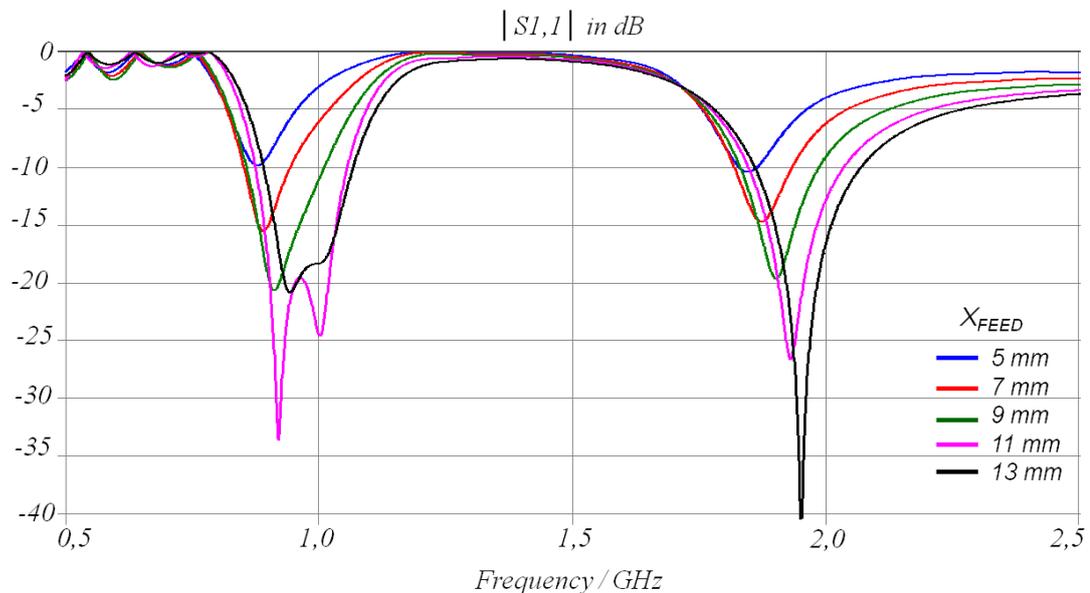


Figura 56 Módulos das perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) obtidos da alteração da posição X_{FEED} da alimentação.

As simulações são realizadas com valores de X_{FEED} (mm) iguais a 5, 7, 9, 11, e 13. Na Figura 56 são mostrados os diferentes valores de perda de retorno obtidos pela variação de X_{FEED} . Nestas simulações Y_{FEED} é igual a 6 mm.

Na Figura 57a é mostrada a tendência das diferentes frequências de ressonância da antena. Observa-se que a variação de X_{FEED} altera pouco as frequências.

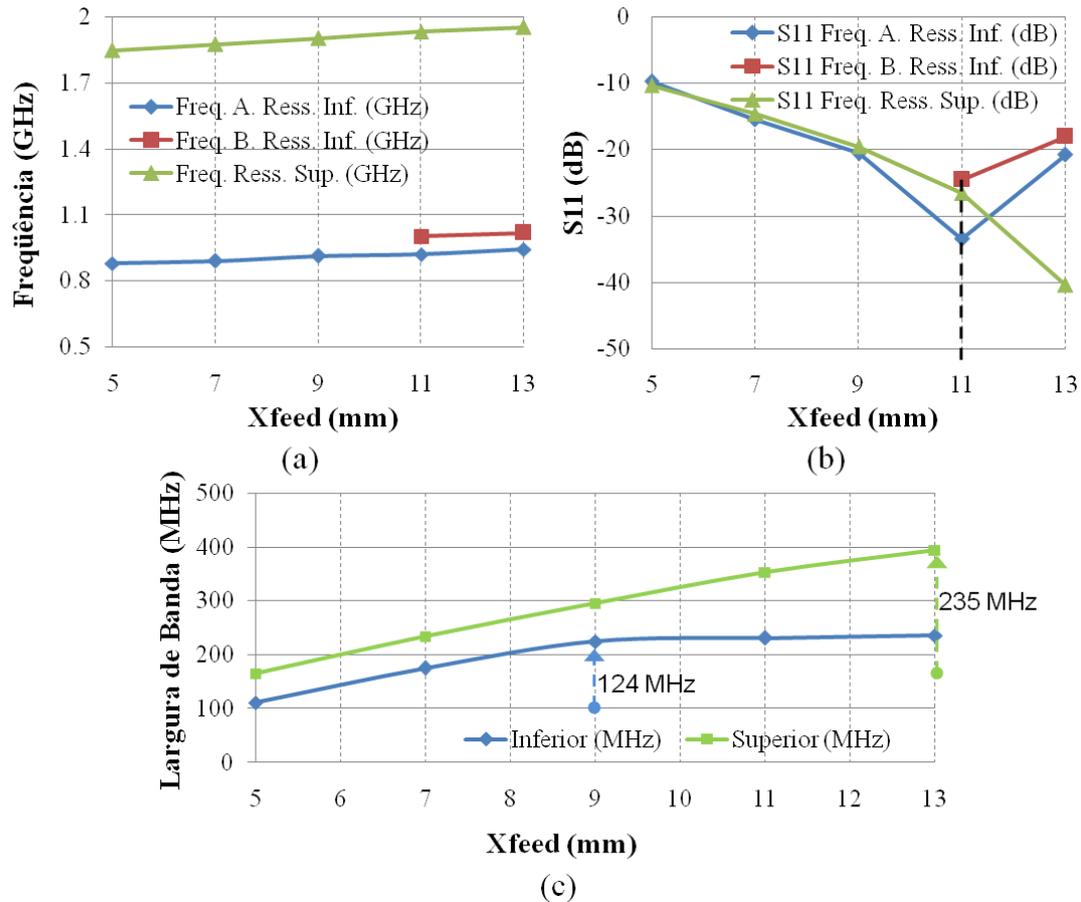


Figura 57 Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância, (b) perdas de retorno e (c) larguras de banda referenciadas a $S_{11} \leq -6$ dB, resultantes da variação do parâmetro X_{FEED} .

A influência do aumento de X_{FEED} no casamento de impedâncias é considerável. O melhor casamento de impedância é obtido quando X_{FEED} é igual a 11 mm (as três frequências). Isto é apresentado na Figura 57b. O casamento quando X_{FEED} está na faixa de 9 a 13 mm é menor que -20 dB para as diversas frequências de ressonância da antena. Além disso, o casamento de impedância da banda superior melhora com o aumento de X_{FEED} ; na banda inferior, só é melhor até $X_{FEED} = 11$ mm.

Por outro lado, a relação entre X_{FEED} e a largura de banda é evidente. Isto é mostrado na Figura 57c para as duas BW's de operação da PIFA. A BW inferior tem um aumento na até $X_{FEED} = 9$ mm; depois permanece da ordem de 225 MHz (23,8%). O incremento da largura de banda superior é considerável, começando em 165 MHz em $X_{FEED} = 5$ mm e

terminando em quase 400 MHz (23,9%) para $X_{FEED}=13$ mm. Em suma, o aumento no parâmetro X_{FEED} tem influência positiva na geração de banda larga e no casamento da antena.

3.3.2 Variação da posição Y_{FEED}

Continuando com a análise das características de acoplamento e seu ajuste pela posição do pino de alimentação. É estudado o casamento obtido e as características de ressonância da antena resultantes da alteração da posição no eixo y da sonda coaxial.

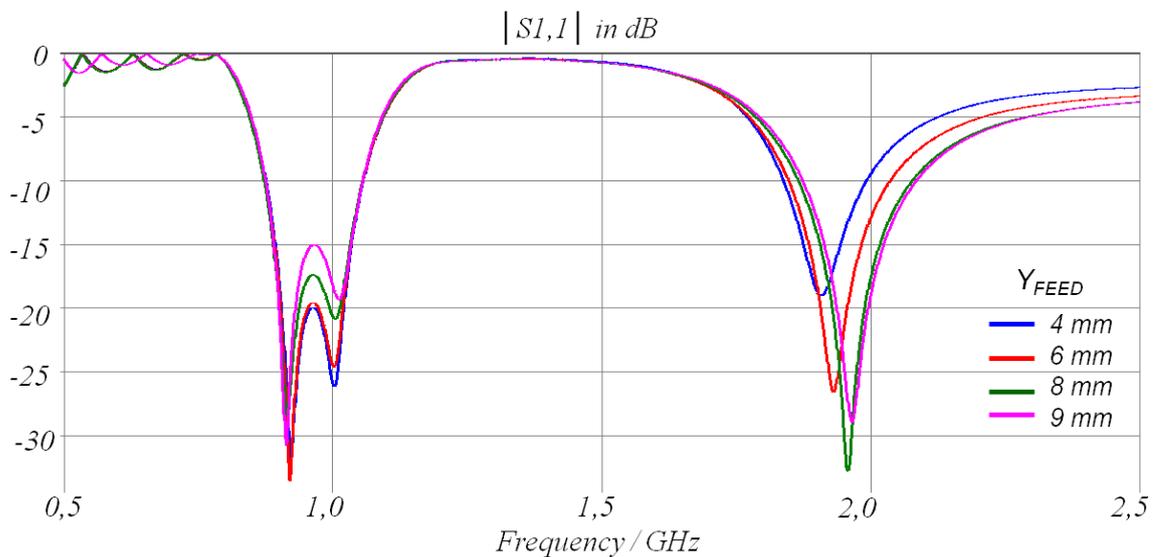


Figura 58 Módulos das perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) obtidos da alteração da posição Y_{FEED} da alimentação.

Os valores de Y_{FEED} são iguais a 4, 6, 8 e 9 mm. Na Figura 58 são mostrados os diferentes valores de perda de retorno obtidos pela variação de Y_{FEED} . Nestas simulações a X_{FEED} é igual a 11 mm, adequada ao casamento de impedância nas bandas superior e inferior. Na Figura 59a é mostrada a tendência das diferentes frequências de ressonância da antena. Observa-se que a variação de Y_{FEED} pouco altera as frequências inferiores, mas a elevação de Y_{FEED} gera um aumento na frequência superior. A f_H é deslocada de cerca de 57 MHz com a variação de Y_{FEED} de 4 a 9 mm.

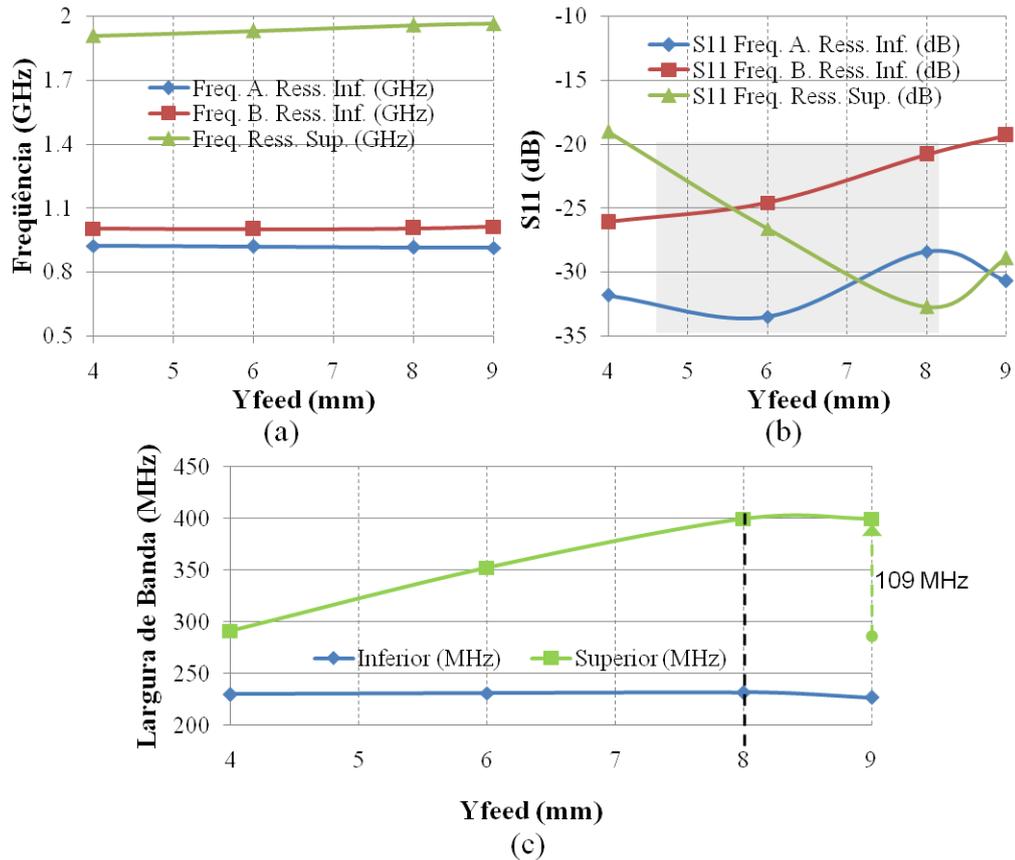


Figura 59 Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância, (b) perdas de retorno e (c) largura de banda, com $S_{11} \leq -6$ dB, resultantes da variação do parâmetro Y_{FEED} .

Casamento de impedância melhor que -25 dB é obtido quando Y_{FEED} é próximo de 6 mm (Figura 59b). A frequência de ressonância f_{La} tem casamento relativamente estável, permanecendo com perda de retorno menor que -25 dB. Entretanto, o casamento de impedância para f_{Lb} piora com o aumento de Y_{FEED} , contrastando com a f_H que melhora à medida que eleva-se Y_{FEED} . Mas na maioria dos casos o casamento das três frequências de ressonância é bom (ver região cinza da Figura 59b). O parâmetro Y_{FEED} não tem influência na faixa inferior de frequências, quase constante ao redor de 231 MHz (24%). Por outro lado, a relação entre Y_{FEED} e a BW superior é evidente, aumentando à medida que Y_{FEED} aumenta e alcançando seu máximo valor (400 MHz) quando $Y_{FEED} = 8$ mm (Figura 59c).

Concluindo, o parâmetro Y_{FEED} é determinante no aumento da largura de banda superior e no bom casamento da segunda frequência de ressonância (f_{Lb}). Um valor de Y_{FEED}

próximo a 8 mm gera banda larga na faixa superior e garante casamento de impedância com S_{11} inferior a -20 dB.

3.4 PONTO DE ATERRAMENTO DA PIFA

Nesta seção é efetuada uma análise paramétrica da influência da localização do pino de aterramento no casamento de impedâncias de banda da antena. Primeiro são alteradas as posições no eixo x e depois no eixo y. O pino de alimentação é definido segundo a localização apresentada na Figura 60. O espaço no qual o pino de aterramento pode ser colocado é mostrado em cor verde e ele é limitado pelos cortes realizados tanto no elemento irradiante quanto no plano de terra.

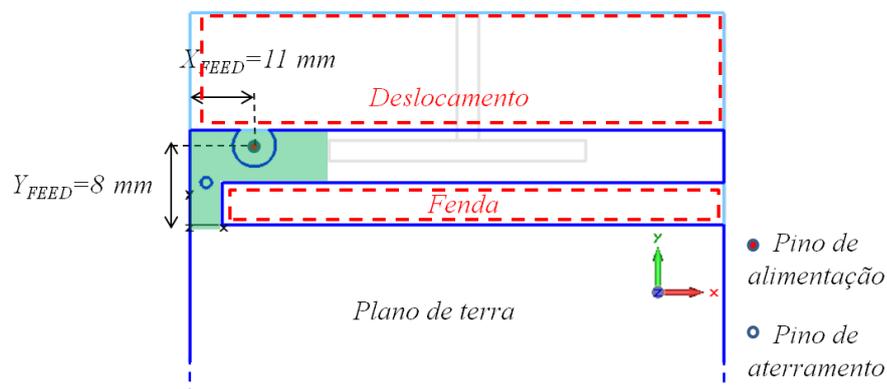


Figura 60 Posições do pino de aterramento da PIFA.

3.4.1 Variação da posição X_{GND}

De forma similar ao pino de alimentação, o pino de aterramento pode mudar drasticamente o casamento da antena PIFA proposta. As características de acoplamento entre antena e fonte de alimentação podem ser ajustadas alterando a posição horizontal (eixo x) do pino de aterramento, assim, pode ser procurada a zona ótima onde o casamento de impedâncias é máximo.

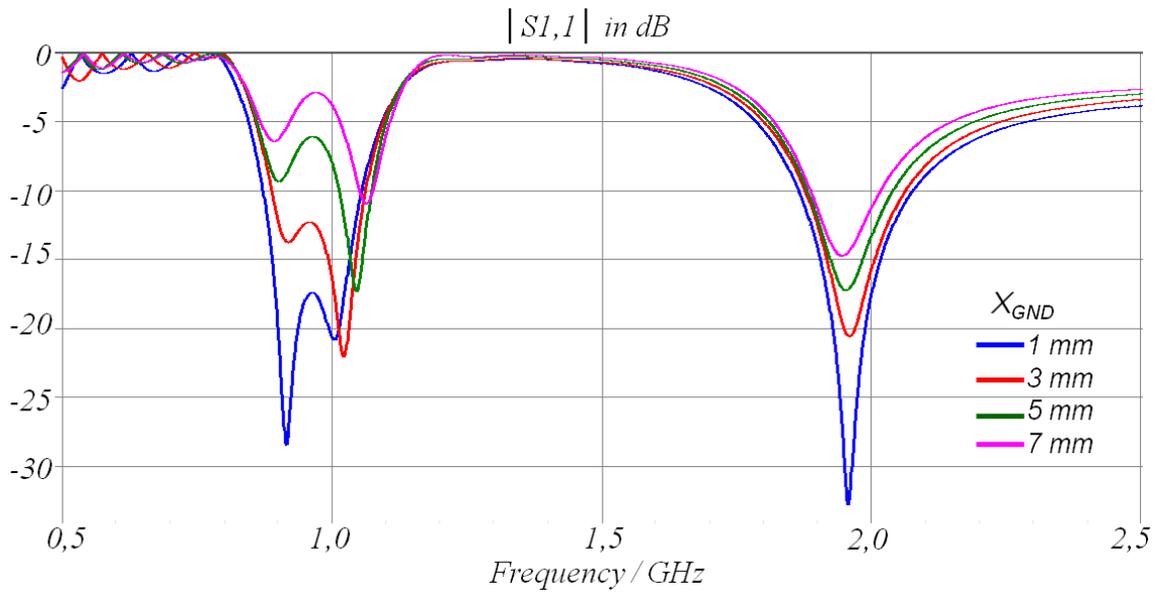


Figura 61 Módulos das perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) obtidos da alteração da posição X_{GND} de aterramento.

As simulações são realizadas com valores de X_{GND} (mm) iguais a 1, 3, 5 e 7. Na Figura 61 são mostrados os diferentes valores de perda de retorno obtidos pela variação do parâmetro X_{GND} . Nestas simulações a posição de aterramento Y_{GND} é igual a 4 mm.

Na Figura 62a é mostrada a tendência das diferentes frequências de ressonância da antena obtidas com a alteração de X_{GND} . Quando X_{GND} varia, a frequência superior praticamente é constante (1,95 GHz) e as frequências inferiores são alteradas levemente.

O melhor casamento de impedância é obtido quando X_{GND} é igual a 1 mm. Isto é apresentado na Figura 62b. Os níveis de S_{11} quando $X_{GND}=1$ mm é menor que -20 dB para a frequência inferior f_{Lb} e menor que -25 dB para as outras duas frequências (f_{La} e f_H). Entretanto, o aumento de X_{GND} dificulta o casamento de impedâncias das frequências de ressonância, especialmente na BW superior. A relação entre X_{GND} e a largura de banda superior é evidente. Na BW inferior esta relação não é considerável tornando quase constante a banda inferior (225 MHz ou 23%). A relação entre a largura de banda e o parâmetro X_{GND} é

mostrada na Figura 62c. A BW superior tem uma queda considerável na largura de banda, passando de 400 MHz ($X_{\text{GND}}=1\text{mm}$) para 267 MHz ($X_{\text{GND}}=7\text{mm}$).

Para obter maior largura de banda e melhor casamento de impedância o pino de aterramento deve ser localizado próximo da borda esquerda da estrutura.

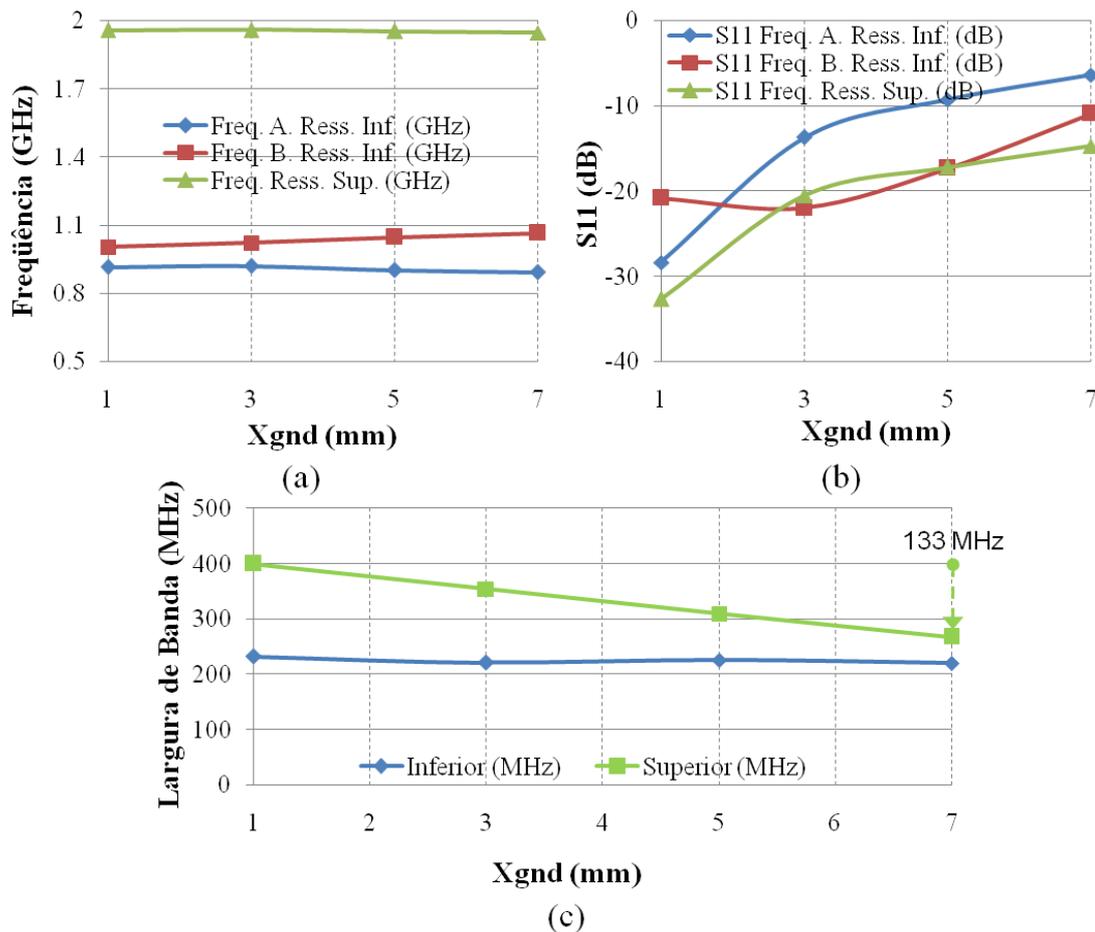


Figura 62 Gráficos de tendência: (a) frequência de ressonância, (b) perdas de retorno e (c) larguras de banda, com $S_{11} \leq -6\text{dB}$, resultantes da variação do parâmetro X_{GND} .

3.4.2 Variação da posição Y_{GND}

Continuando com o estudo do pino de aterramento, é analisado o efeito da posição vertical (eixo y) sobre o casamento e a largura de banda da antena. A análise paramétrica é feita com valores de Y_{GND} iguais a 0, 2, 4, 6 e 8 mm. Na Figura 63 são mostrados os diferentes valores de perda de retorno obtidos pela variação de Y_{GND} . Em cada simulação a

posição do aterramento no eixo x é assumida na borda esquerda do elemento irradiante ($X_{GND} = 1 \text{ mm}$).

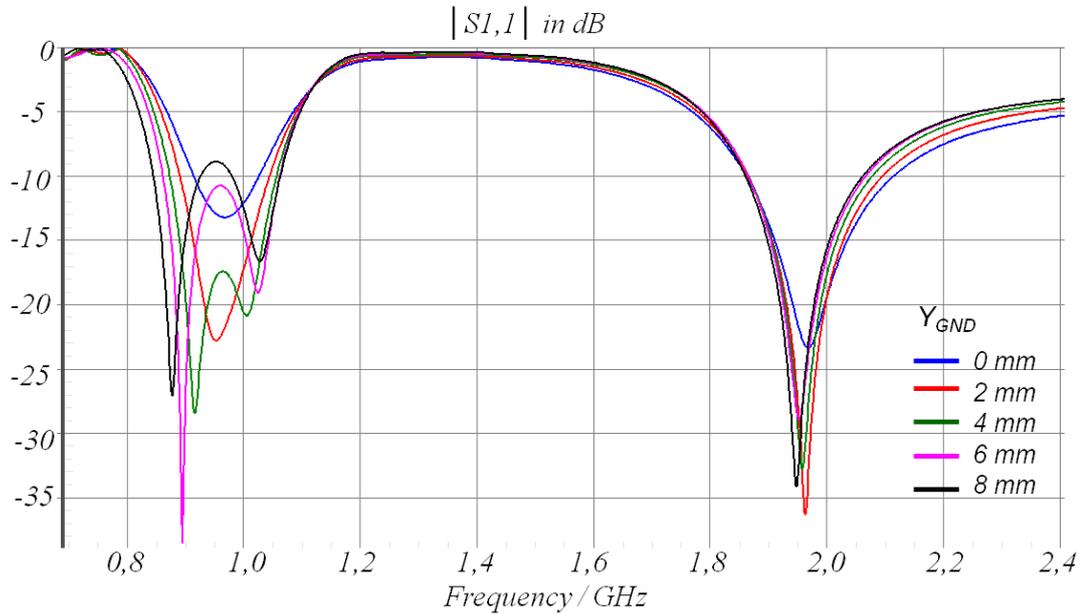


Figura 63 Módulos das perdas de retorno S_{11} em dB (eixo vertical) resultantes da alteração da posição Y_{GND} de aterramento.

Na Figura 64a é mostrada a tendência das diferentes frequências de ressonância da antena. Observa-se que a variação de Y_{GND} pouco modifica a frequência superior, mas as frequências inferiores (f_{La} e f_{Lb}) são alteradas consideravelmente. Assim, a elevação de Y_{GND} a partir de 2 mm faz f_{Lb} aumentar e f_{La} diminuir.

A Figura 64b mostra o casamento de impedância obtido pela variação da posição Y_{GND} do aterramento. Nela são apresentados os valores de S_{11} obtidos para as três frequências de ressonância da antena. Bom casamento é obtido para as frequências f_{La} e f_H , a partir de $Y_{GND} = 1,5 \text{ mm}$. Entretanto, o casamento da frequência f_{Lb} é mais susceptível ao aumento de Y_{GND} . O melhor casamento para f_{Lb} é atingido na faixa de Y_{GND} de 1 a 5 mm (região cinza da Figura 64b), garantido uma perda de retorno menor que -20 dB .

A largura de banda é mais influenciada pelo parâmetro Y_{GND} (Figura 64c). De forma similar à posição horizontal do aterramento (X_{GND}), Y_{GND} causa uma diminuição da largura de

banda superior na medida em que aumenta seu valor, gerando uma banda superior de 512 MHz (25%) quando $Y_{\text{GND}} = 0$ mm. Diferente de X_{GND} , a BW inferior não permanece constante pela variação Y_{GND} e aumenta de 19,77% ($Y_{\text{GND}} = 0$ mm) a 27,28% ($Y_{\text{GND}} = 8$ mm).

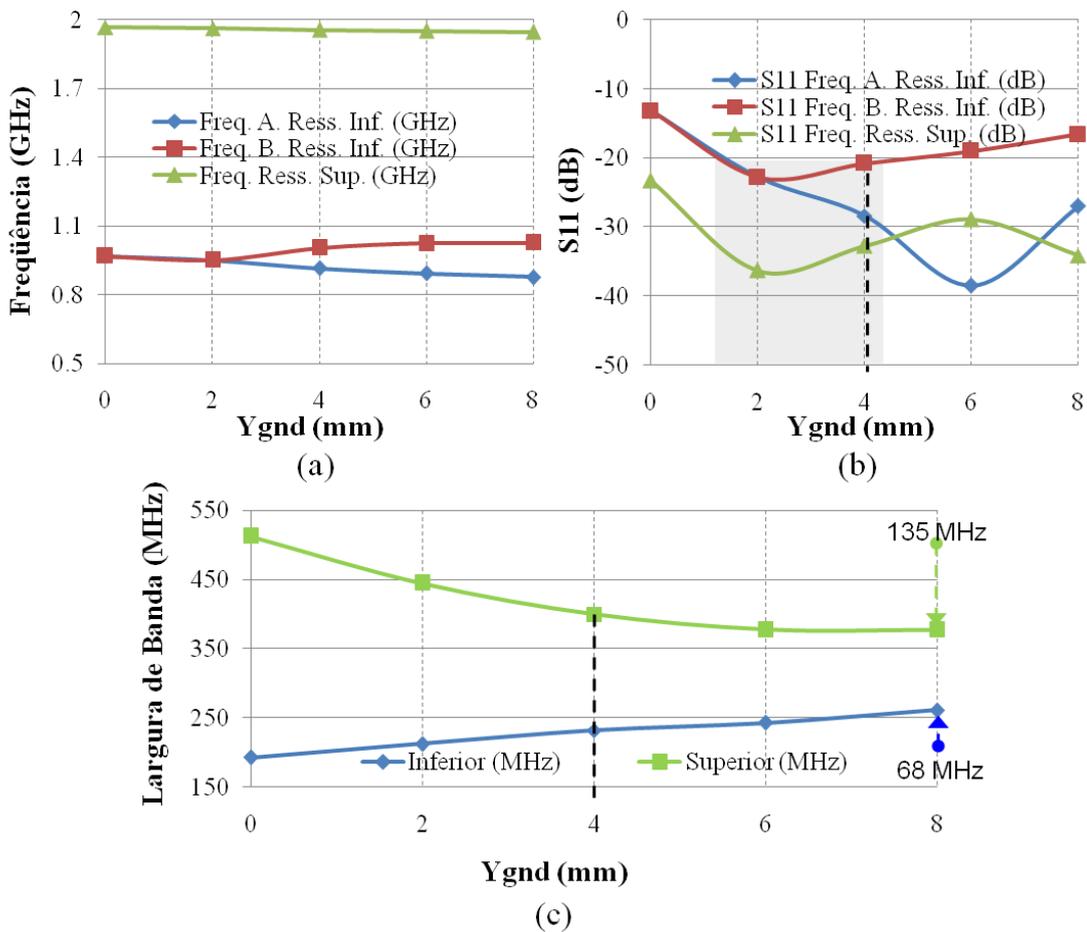


Figura 64 Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância, (b) perdas de retorno e (c) largura de banda, com $S_{11} \leq -6$ dB, resultantes da variação do parâmetro Y_{GND} .

Em suma um aumento Y_{GND} tem influência positiva tanto na largura de banda inferior quanto no casamento de impedância das frequências f_{La} e f_{H} . No entanto pode ocasionar casamento de impedância deficiente na frequência f_{Lb} e diminuição da largura de banda superior da antena. Por tanto, $Y_{\text{GND}} = 4$ mm é um valor que gera um equilíbrio nas larguras de banda e nos valores de casamento das três frequências de ressonância da antena.

3.5 VARIAÇÃO DA PERMISSIVIDADE E ESPESSURA DO DIELETRICO

As características do substrato dielétrico podem causar mudanças consideráveis nos parâmetros de desempenho. A seguir são realizadas análises paramétricas variando a permissividade relativa e a espessura h do substrato.

3.5.1 Variação da constante dielétrica relativa do substrato

Na Figura 65 são mostrados os valores de tendência obtidos pela mudança da permissividade relativa do substrato dielétrico da antena. As simulações são realizadas com valores de ϵ_r iguais a 1; 1,5; 2; 2,5; 3 e 3,5.

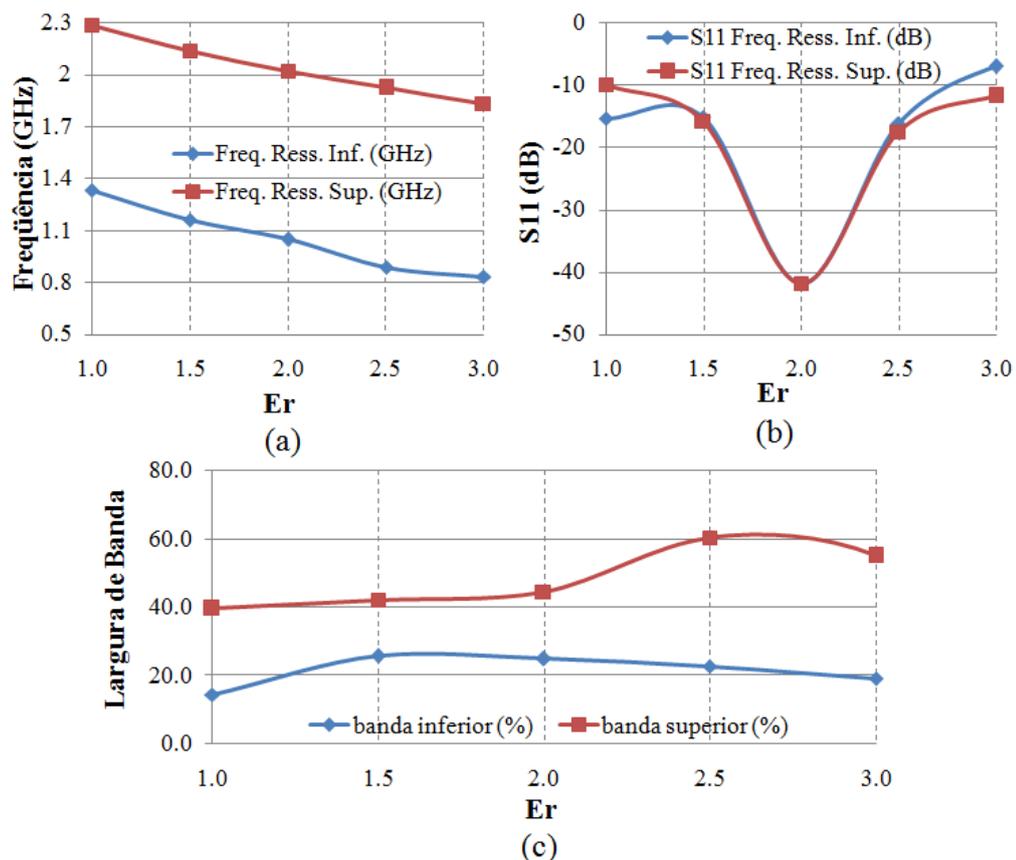


Figura 65 Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância, (b) perdas de retorno e (c) largura de banda relativa, resultantes da variação do parâmetro ϵ_r .

Na Figura 65a é evidente a relação entre a permissividade e as frequências de ressonância da antena. Observa-se diminuição nas frequências de ressonância com o aumento de ϵ_r . Esta relação é a mesma para ambas faixas (as linhas azul e vermelha da Figura 65a são quase paralelas), permitindo diminuição das frequências de aproximadamente 600 MHz. Isto pode ser aproveitado para diminuição do volume da antena, mas à medida que varia ϵ_r o casamento de impedâncias muda de forma notável (ver Figura 65b), sendo necessário um ajuste.

A grande variação nos níveis de casamento resultantes da variação de ϵ_r gera dificuldades para identificar a largura de banda da antena; por isso, ela é referenciada a

$S_{11} \leq -5$ dB. Na Figura 65c é mostrado o comportamento das larguras de banda resultantes da mudança de ϵ_r . O valor máximo na largura de banda relativa inferior é 25% para uma permissividade de 1.5. Entretanto, 60,5% de banda superior é obtido quando a permissividade é igual a 2.5.

3.5.2 Variação da espessura do substrato

Na Figura 66 são mostrados os valores de tendência obtidos pela mudança da espessura h_1 do substrato dielétrico que suporta o elemento irradiante. As simulações são realizadas com valores de h_1 iguais a 1,175; 2,175; 3,175; 4,175 e 5,175 mm.

Na Figura 66 são apresentadas as principais relações obtidas com a alteração da espessura do substrato dielétrico. O impacto da alteração nas frequências de ressonância da antena é apresentado na Figura 66a. É evidente a menor influência sobre a frequência inferior de ressonância, tornando a frequência inferior quase constante em 1 GHz. A frequência superior tem comportamento similar à inferior, só que a partir de $h_1=2,175$ mm, permanece inalterada em 2 GHz. As perdas de retorno obtidas para as duas frequências de operação da

antena à medida que h_1 varia, são mostradas na Figura 66b. As funções mostram uma alta variação no casamento de impedância para as duas faixas de frequência, mas na maioria dos casos é atingido um bom valor de S_{11} ($< -20\text{dB}$). Por outro lado é evidente a relação do parâmetro h_1 com as larguras de banda (Figura 66c) da antena.

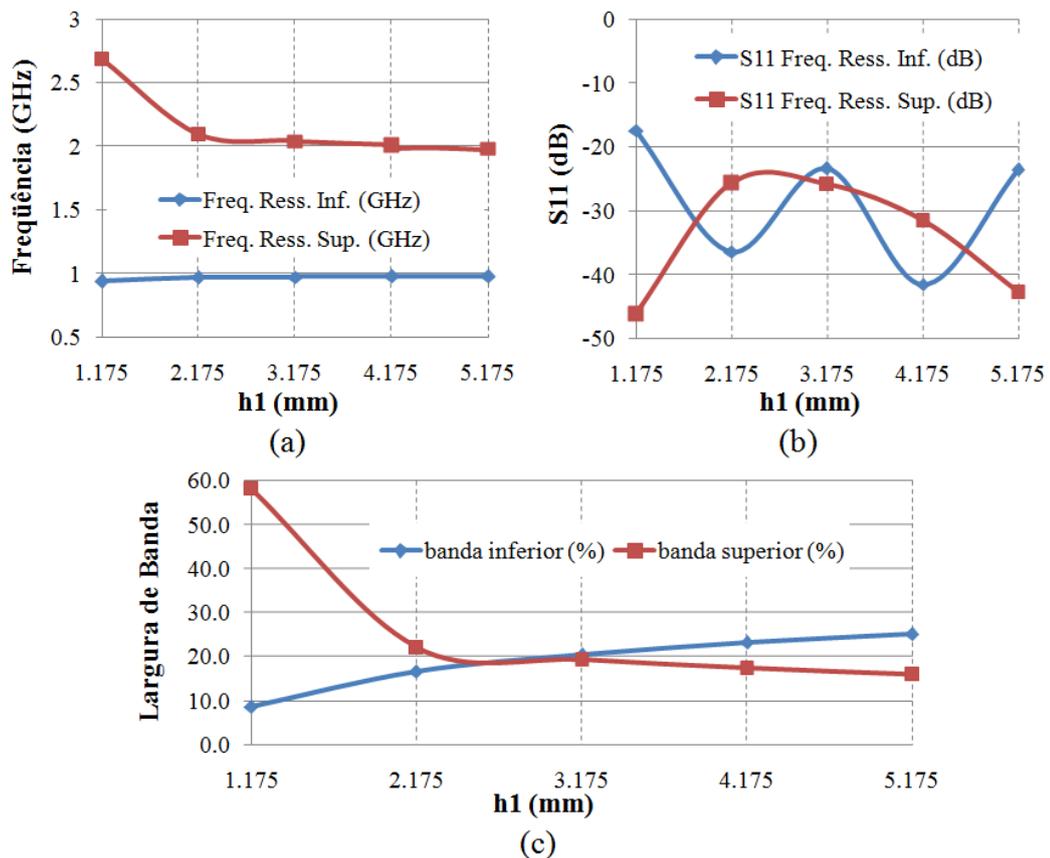


Figura 66 Gráficos de tendência: (a) frequências de ressonância, (b) perdas de retorno e (c) larguras de banda relativas, resultantes da variação do parâmetro h_1 .

Em síntese, a forte influência e a não dependência das frequências de ressonância da alteração da espessura do substrato são indicadores que h pode ser usado para o ajuste das larguras de banda da antena, mas sempre considerando assuntos limitantes no projeto, a exemplo do volume da estrutura.

3.6 MODELO PROPOSTO: ANTENA PIFA COM RANHURA DE FORMATO ‘T’

Finalmente das análises paramétricas são identificados certos parâmetros que por seu efeito podem aperfeiçoar a operação da antena, ou seja, aumentando a BW, ajustando as frequências de ressonância ou melhorando o casamento de impedâncias para atingir coeficientes de reflexão menores. É importante ressaltar que a maioria dos parâmetros físicos exercem influência nas características funcionais da antena, mas, é evidente que alguns desempenham um papel mais importante à hora de ajustar um comportamento específico da antena sem influir significativamente nos demais comportamentos que se deseja deixar inalterados.

3.6.1 Geometria

A Figura 67 mostra a geometria da antena proposta e a Tabela 3 contém as dimensões da antena obtidas a partir da análise paramétrica.

Tabela 3 Valor em milímetros dos diversos tamanhos físicos da antena PIFA de formato T

Parâmetro da estrutura	Valor em (mm)	Parâmetro da estrutura	Valor em (mm)
X_{FEED}	11	W_p	50
Y_{FEED}	8	L_p	20
X_{GND}	1	W_t	50
Y_{GND}	4	L_t	100
h_1	3,175	W_s	24
h_2	0,787	W_{s1}	12
ϵ_r	2,2	W_{s2}	25
L_{f1}	11	W_{s3}	2
L_{f2}	4	L_s	12
W_{f2}	47	-	-

A permissividade relativa do dielétrico é igual a 2,2. As dimensões físicas são ajustadas para operar nas faixas de telefonia móvel GSM (880-960 MHz), GSM (1850-1990

MHz) e UMTS/WCDMA (1920-2170 MHz), considerando $S_{11}(\text{dB}) \leq -6\text{dB}$ na determinação da largura de banda.

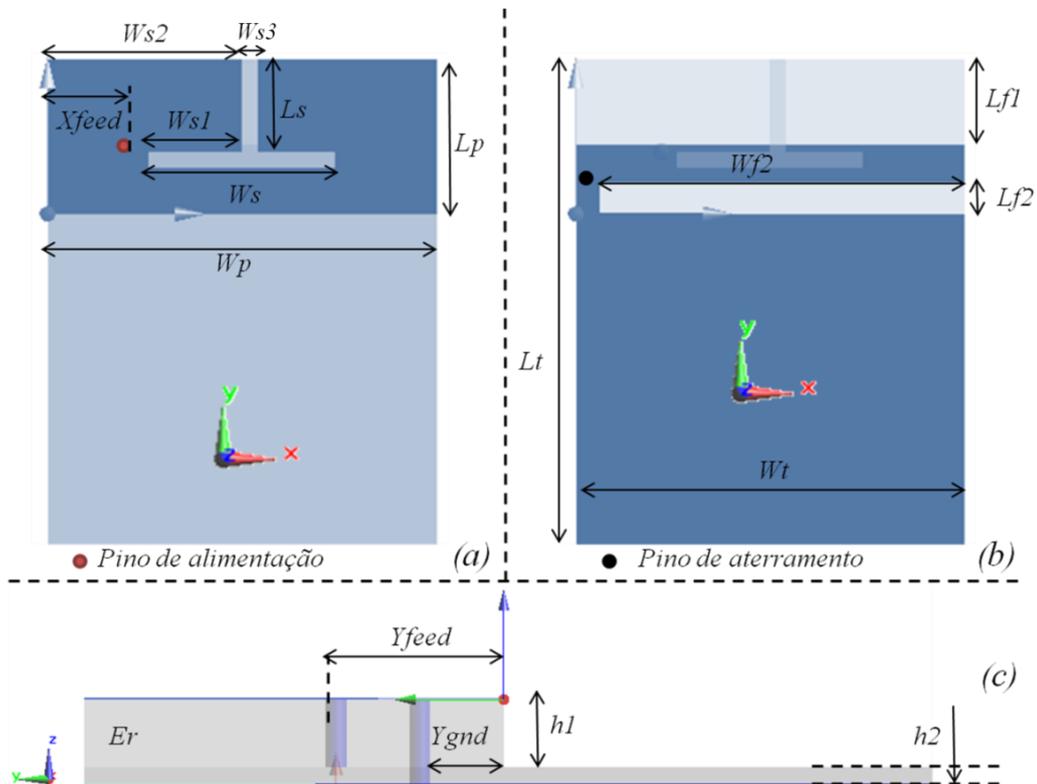


Figura 67 Dimensões físicas da antena PIFA com ranhura de formato T proposta: (a) vista frontal do elemento irradiante, (b) vista frontal do plano de terra e (c) vista lateral da estrutura.

3.6.2 Análise da influência dos parâmetros nas características da antena

A seguir são resumidos os principais parâmetros de funcionamento da PIFA com suas respectivas variáveis associadas. A frequência de ressonância superior tem relação direta com as dimensões da fenda de formato T do elemento irradiante. Os valores de W_s e L_s são inversamente proporcionais à f_H , mudando de forma considerável o valor dela. De forma similar, W_{s1} e W_{s2} são inversamente proporcionais à frequência superior, mas a influência é menor. Adicionalmente, aumentos na posição vertical ou horizontal da alimentação geram pequenos deslocamentos da f_H para cima do espectro eletromagnético. As posições X_{GND} e Y_{GND} do pino de aterramento não alteram a f_H . Com exceção do parâmetro L_{f1} que causa

aumentos significativos na f_H , as dimensões das fendas no plano de terra não alteram a frequência superior, deixando-a constante. Como foi discutido e experimentado previamente o aumento da permissividade relativa do substrato causa reduções importantes na f_H .

A frequência de ressonância inferior depende fortemente das dimensões do elemento irradiante (L_p e W_p), mas outras dimensões físicas da estrutura também têm influência. Assim, pequenas diminuições de f_L podem ser obtidas com aumentos de L_s ou W_s . Contudo, os demais parâmetros estudados são proporcionais à frequência inferior, gerando aumentos nela e afetando a redução do volume da PIFA, destacam-se L_{f1} e W_{s2} .

O aumento na largura de banda superior é associado principalmente ao parâmetro L_{f1} . As posições X_{FEED} e Y_{FEED} do pino de alimentação também têm influência considerável na BW superior. Aumentos nas posições X_{GND} e Y_{GND} do pino de aterramento reduzem a BW superior.

A posição Y_{GND} do aterramento, a posição X_{FEED} da alimentação, bem como W_{f2} aumentam de forma notável a largura de banda inferior. Os parâmetros restantes exercem pouca influência na BW inferior.

3.6.3 Densidades de Corrente

Na Figura 68 é apresentada a densidade de corrente normalizada J , em dB, obtida da simulação eletromagnética na frequência de 900 MHz. Observa-se o caminho que a corrente percorre, tanto ao longo do elemento irradiante, quanto ao longo do plano de terra. Assim, em (a) e (b) são apresentadas as correntes no sentido inicial (fase igual a 0 grau), e ainda, em (c) e (d) as correntes no sentido contrario de circulação, ou seja, com fase igual a 180 graus.

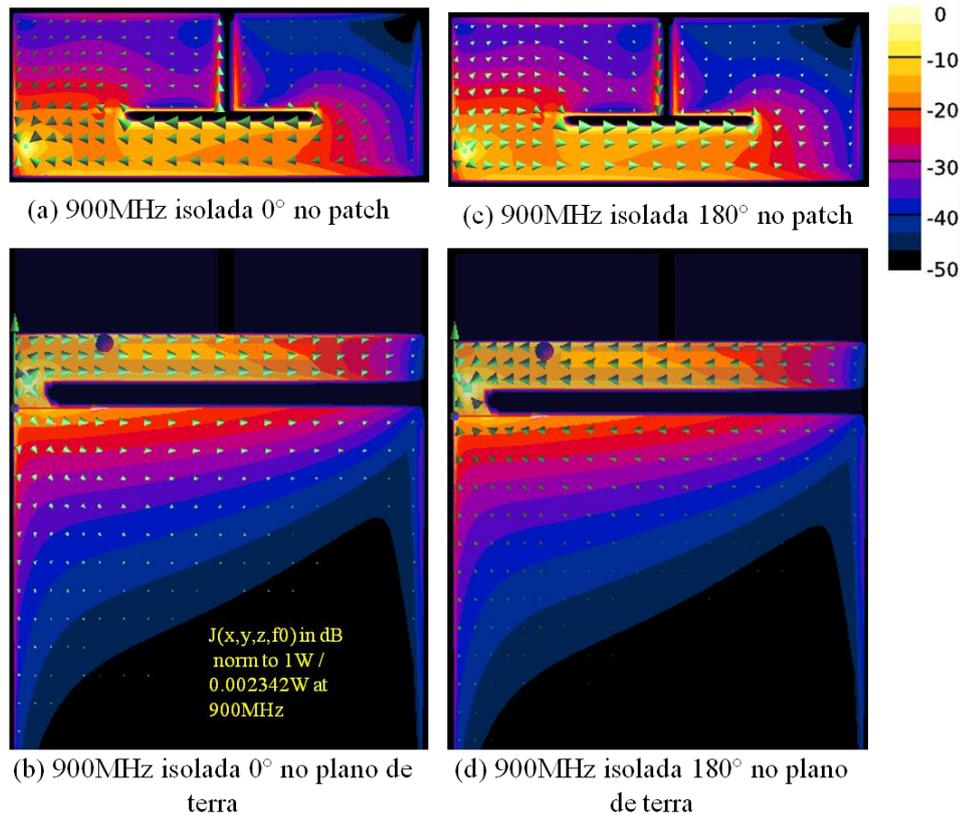


Figura 68 Densidades de corrente em dB normalizadas a 1 W (900 MHz).

A corrente que circula no elemento irradiante está relacionada diretamente à ressonância inferior (f_{La}). O valor da frequência de ressonância inferior depende principalmente da largura e comprimento do *patch*, mas as dimensões da fenda de formato T também causam alterações nesta frequência.

A corrente que trafega no plano de terra ressoa conforme o comprimento da sua fenda, tendo maior dimensão na direção da largura do plano de terra ($Wf2$). A frequência resultante da circulação da corrente está na banda inferior (f_{Lb}) e por sua proximidade com a f_{La} , colabora de forma significativa para o aumento da largura de banda inferior.

Na Figura 69 são mostradas as diferentes densidades de corrente obtidas da modelagem para a frequência de 2 GHz. Em (a) e (b) são mostradas as correntes no sentido inicial onde a fase do sinal é igual a zero grau. Adicionalmente (c) e (d) apresentam as correntes no outro sentido, ou seja, com uma fase igual a 180 graus.

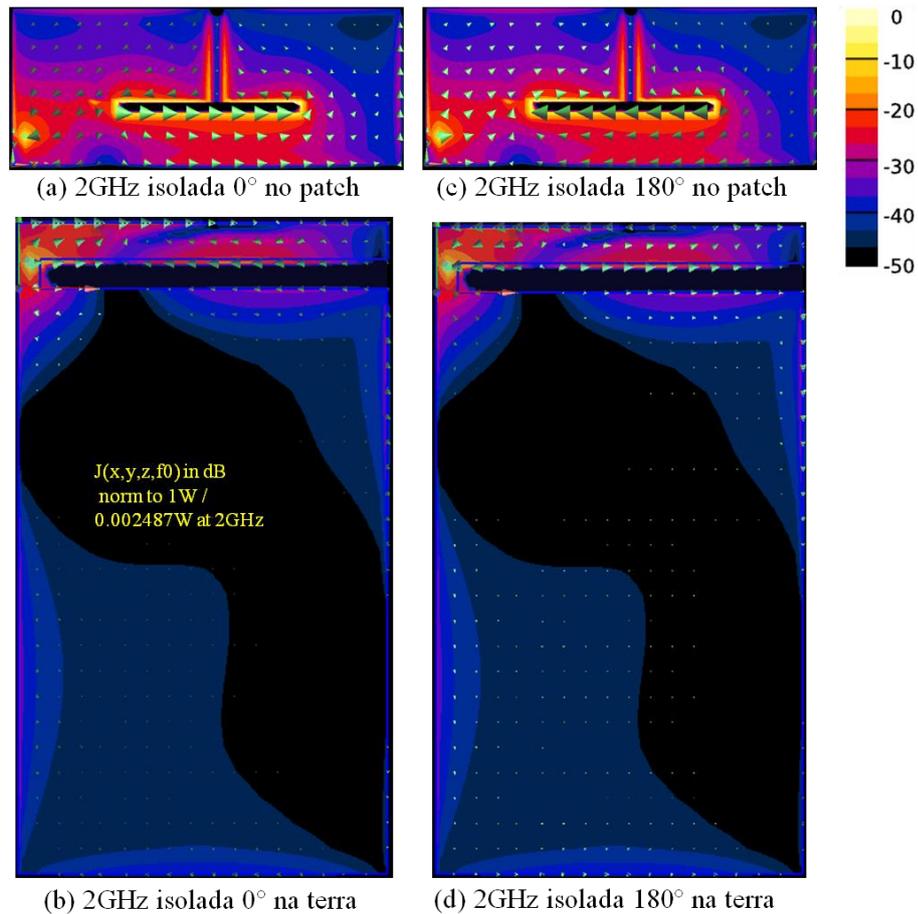


Figura 69 Densidades de corrente ao longo da estrutura (2000 MHz).

Observa-se que a densidade de corrente é maior ao redor da fenda de formato T. A frequência de ressonância superior está associada às dimensões da fenda formato T e à posição dela no elemento irradiante. À medida que a fenda afasta-se do centro, ficando mais próxima da borda direita, a frequência f_H diminui.

3.6.4 Perda de Retorno

A perda de retorno é apresentada na Figura 70. A linha azul representa a PIFA com ranhura formato T sem as presenças da fenda e o deslocamento do plano de terra. Entretanto a linha vermelha representa a antena final proposta depois das modificações no plano de terra. Na Figura 70 é evidente o grande aumento nas larguras de banda da antena conseguido pela

introdução de fenda e deslocamento no plano de terra (estrutura detalhada na seção 3.6.1). A antena proposta tem largura de banda superior de 399 MHz, com frequências inicial e final de 1808 MHz e 2207,6 MHz, respectivamente, o que atende os requisitos dos sistemas móveis GSM/UMTS/WCDMA. Na banda inferior obtém-se largura de banda de 231,6 MHz, iniciando em 852 MHz e terminando em 1084 MHz, com frequência central em 968 MHz. Neste caso a PIFA abrange amplamente o sistema GSM, que necessita de largura de banda de 80 MHz (880 – 960 MHz).

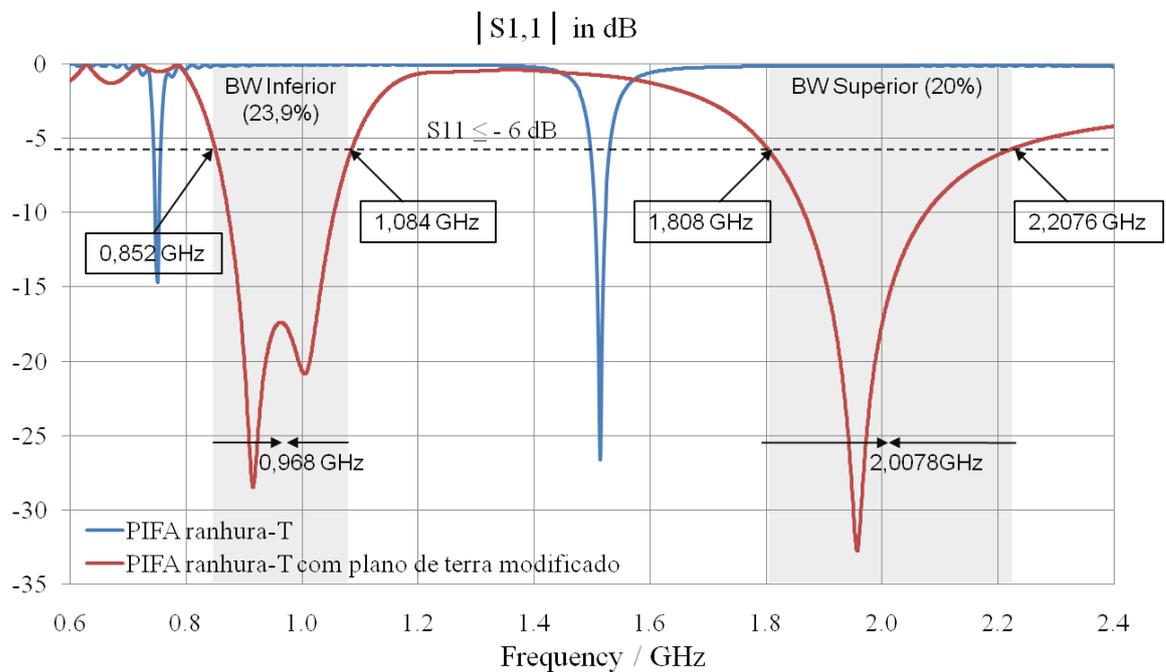


Figura 70 Perda de retorno (eixo vertical) da antena PIFA com ranhura de formato T na faixa de 0,5 a 2,4 GHz.

3.6.5 Impedância

Na Figura 71 é apresentada a impedância de entrada da antena na faixa de 0,5 a 2,5 GHz. A linha azul indica os valores de resistência, a linha vermelha a reatância e a linha verde o módulo. O casamento de impedância é em relação a um cabo de 50ohms.

A reatância na banda inferior no início é igual a 43,3 (muito menor aos 134 ohms da resistência), depois, conforme aumenta a frequência ela se mantém relativamente baixa ajudando ao bom casamento da antena, mas na parte final da banda inferior (1084 MHz) o valor de reatância começa a crescer até superar a resistência limitando a largura desta banda.

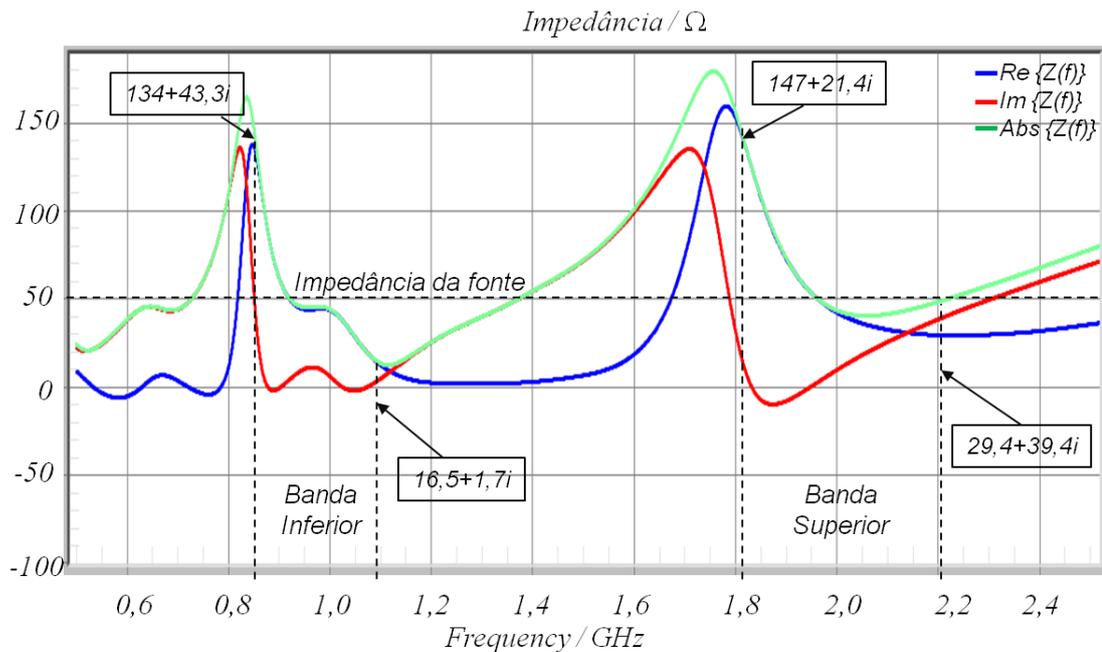


Figura 71 Impedância de banda (eixo vertical) da antena PIFA com ranhura de formato T na faixa de 0,5 a 2,5 GHz.

Ao iniciar, a banda superior da antena tem um valor elevado de resistência (147 Ω) e uma reatância pequena comparada à resistência (21,4 Ω). Depois a reatância tem uma queda abrupta até -9,74 nos 1874 MHz, a partir daí, ela aumenta de forma estável. Ao mesmo tempo a resistência tem quedas notáveis, mas sempre é maior que a reatância, o que garante valores adequados de acoplamento abaixo de -6 dB de perda de retorno. Finalmente, os valores de casamento resultam prejudicados quando o valor de reatância supera a resistência limitando a largura de banda superior em 2207 MHz.

3.6.6 Ganho

A Figura 72 mostra o ganho computado da antena isolada ao longo da faixa de 0,6 a 2,5 GHz. Na faixa inferior de ressonância, o ganho é cerca de 2 dBi; na faixa superior há um pequeno aumento (3 dBi). Isto indica baixa diretividade da antena, o que é consequência do efeito do formato do plano de terra. Nesta estrutura, o plano de terra não se comporta como elemento refletor de energia em toda a extensão, como ocorre na antena retangular de microfita.

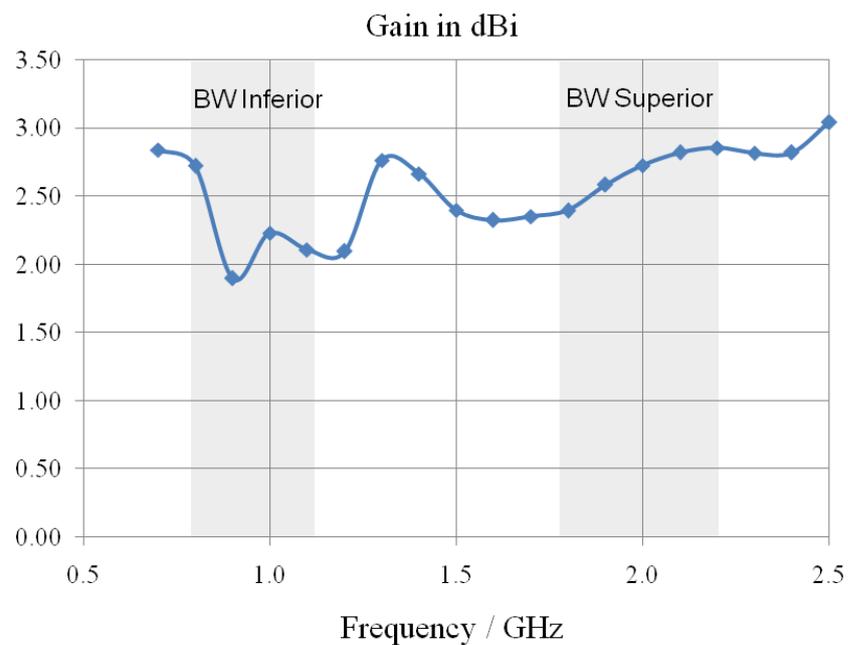


Figura 72 Ganho (eixo vertical) da antena PIFA com fenda de formato T.

4 DESEMPENHO DA ANTENA COM A PRESENÇA DA CABEÇA E DA CAIXA DO APARELHO

Neste capítulo a antena PIFA com fenda de formato T é avaliada em três situações diferentes de operação: antena trabalhando isolada, antena trabalhando dentro da caixa do aparelho celular e finalmente antena trabalhando dentro da caixa e próxima à cabeça do usuário. Para cada situação são feitas diferentes análises. A primeira é uma simulação banda larga para obter a largura de banda na faixa de 500 a 2500 MHz. Em seguida, simulações harmônicas a cada 100 MHz, são efetuadas para obter a eficiência total da antena de 600 a 2500 MHz nas três situações de funcionamento. Nestas modelagens FDTD os tempos de simulação são de 30 períodos. Na Tabela 4 são apresentados os valores de permissividade relativa e condutividade dos materiais envolvidos nas diversas simulações. Na modelagem FDTD da antena trabalhando dentro da carcaça e com a presença do usuário não se observam diferenças significativas nos resultados ao se utilizar três valores dielétricos diferentes no tecido do SAM (900, 1450 e 1900 MHz da Figura 29), portanto, é escolhido o valor médio correspondente aos 1450 MHz para apresentar os resultados.

Tabela 4 Características das simulações EM com FDTD

Característica da Simulação	Isolada	Dentro do Celular	Dentro Celular com SAM
ϵ_r dos substratos	2,2	2,2	2,2
ϵ_r dos plásticos do celular	-	2,8	2,8
ϵ_r da bateria	-	3,0	3,0
ϵ_r do SAM	-	-	40,5
σ dos plásticos do celular (S/m)	-	0,002	0,002
σ da bateria (S/m)	-	0,8	0,8
σ do SAM (S/m)	-	-	1,2
Terminações do espaço 3D	Bordas ABC	Bordas ABC	Bordas ABC
Tamanho da malha (MCells)	0,2947	1,0402	8,5699

São usadas linhas base internas para obter um melhor detalhe na malha das bordas do *patch* e o plano de terra. No SEMCAD, utiliza-se um sensor de campo distante para obter os

diagramas de irradiação, o ganho e a eficiência total da antena nas diversas simulações EM. Adicionalmente é habilitado o sensor de campo global no *software* que está relacionado com o campo próximo da antena e permite obter as estatísticas e distribuições da SAR. Na modelagem da SAR são usados os valores dielétricos descritos na Figura 29 para medir a SAR nos 900, 1000, 1900, 2000 e 2100 MHz. As características mais relevantes das diversas modelagens EM são apresentadas na Tabela 4.

4.1 MODELO DA CAIXA (*HOUSING*) DO APARELHO CELULAR

Para análise mais realística, é utilizado um modelo virtual que imita as características de aparelho celular inteligente real (*smartphone*). As partes principais do modelo são mostradas na Figura 73. A antena localiza-se na parte interna do aparelho, ficando oposta à parte superior do celular que contém a tela, o suporte da tela, o microfone e o teclado. A bateria fica entre o substrato dielétrico do plano de terra e a tampa do aparelho.

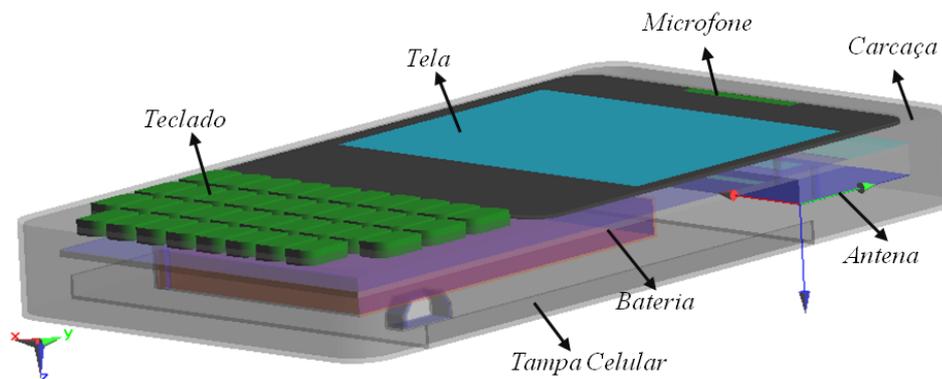


Figura 73 Modelo de aparelho celular usado.

Os materiais plásticos do modelo têm permissividade dielétrica relativa (ϵ_r) igual a 2,8 e condutividade equivalente (σ) de 0,002 S/m. O material da bateria tem, respectivamente, permissividade e condutividade iguais a 3 e 0,8 S/m. Os valores são típicos dos materiais que compõem o modelo. Pesquisas similares utilizam também esses valores (SIM, 2005; CHO,

2005). O modelo tridimensional da caixa do celular, com seus principais elementos e dimensões em mm, é apresentado na Figura 74. Observa-se que toda a estrutura da antena, incluindo substratos e terra, é localizada no centro do modelo do aparelho, que tem largura de 60 mm, comprimento de 110 mm e altura igual a 12 mm.

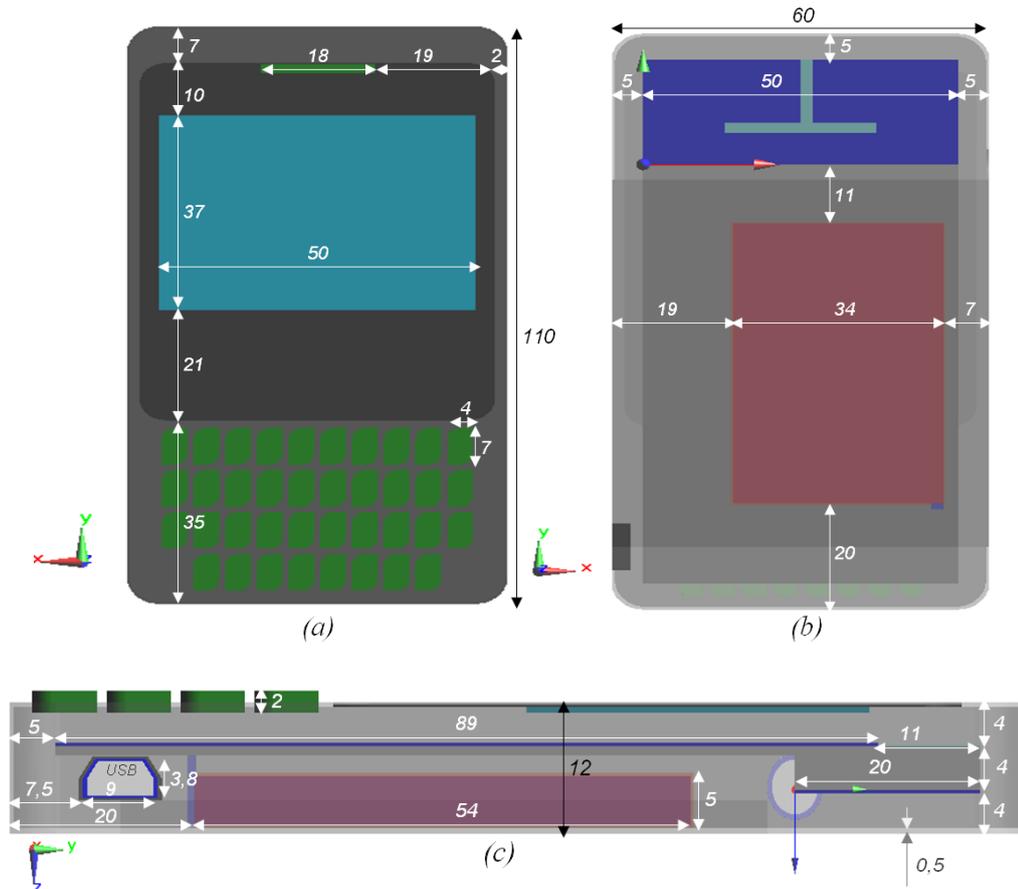


Figura 74 Dimensões do modelo de celular: (a) vista frontal exterior, (b) vista traseira interior e (c) vista lateral interior.

4.2 MODELO DA CABEÇA DO USUÁRIO

O modelo que imita a cabeça do usuário na terceira situação de simulação da antena é o modelo antropomórfico específico, mencionado no segundo capítulo deste trabalho. O SAM

é um modelo homogêneo padronizado para teste industrial ou científico. Características mais detalhadas sobre o SAM estão na norma IEEE 1528, de 2003.

Na Figura 75a é mostrado o SAM com seus três pontos de referência (dois nas orelhas e um na boca) e o plano de referência (linha vermelha) para posicionamento do aparelho celular. Na modelagem, localiza-se a cabeça com relação ao celular segundo o preceito que foi apresentado na seção 2.5.5 deste trabalho para teste da posição da bochecha ou posição de toque. A Figura 75 (b-g) apresenta as diferentes etapas do procedimento certo de localização do celular em relação ao SAM: (b) alinhamento do ponto A do celular com a linha RE-LE da cabeça, (c) aproximação do SAM e do aparelho ao longo da linha RE-LE deixando 1 mm de afastamento entre eles, (d) giro do celular 58 graus em torno da linha RE-LE para que fique paralelo ao plano de referência do SAM, (e) viramento do celular em torno de seu eixo vertical até seu eixo vertical ficar paralelo á orelha do SAM, (f) aproximação do aparelho até tocar levemente a bochecha, e (g) posição final pronta para simular, com o celular encostado na bochecha.

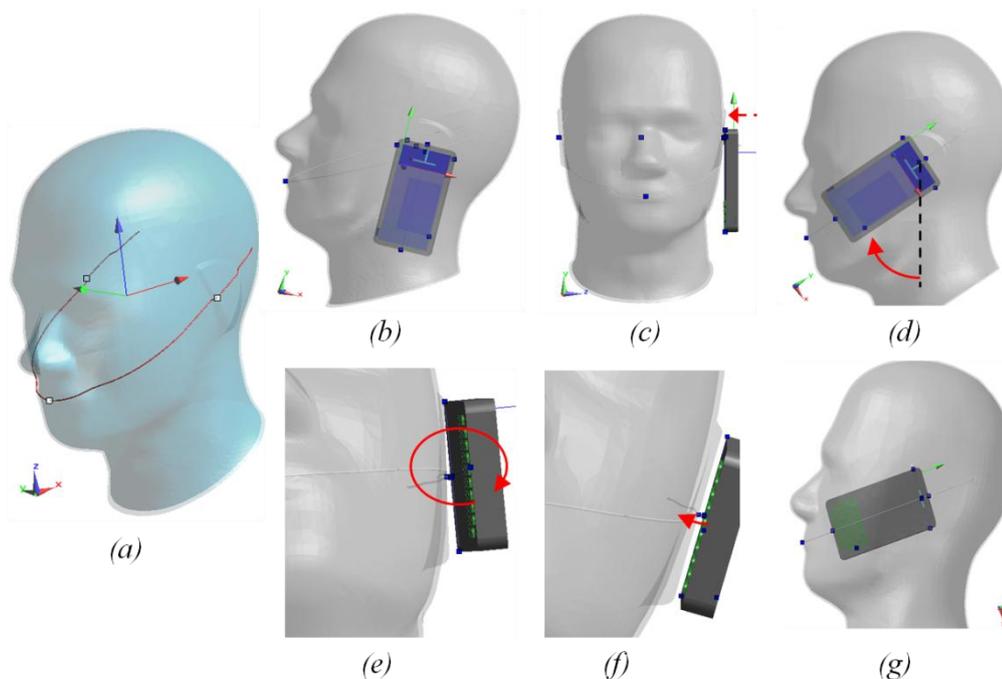


Figura 75 Modelo SAM e procedimento para colocação do celular.

4.3 MODELAGEM BANDA LARGA E PERDA DE RETORNO

As perdas de retorno (S_{11}) obtidas nas simulações com antena isolada, antena dentro do envoltório do celular e o celular completo na presença do SAM são mostradas na Figura 76. Os resultados apresentados na Figura 76 podem ser usados para simplificar o processo de desenho da antena e prever os efeitos da carcaça e da cabeça na largura de banda e na frequência de ressonância, as quais são deslocadas para abaixo do espectro eletromagnético.

A influência mais significativa sobre a impedância de entrada da antena é fornecida pela presença da cabeça, já que essa possui alta permissividade: desloca de 43,6 MHz a frequência central inferior e 81,4MHz a frequência central superior. Em (SIM, 2005), com outro tipo de antena, é obtido um deslocamento de cerca de 300 MHz nas frequências de operação de antena PIFA na presença da cabeça. Portanto, comparativamente o modelo de antena PIFA proposto resulta ter uma impedância de entrada mais estável às presenças da cabeça (SAM) do usuário e do aparelho celular.

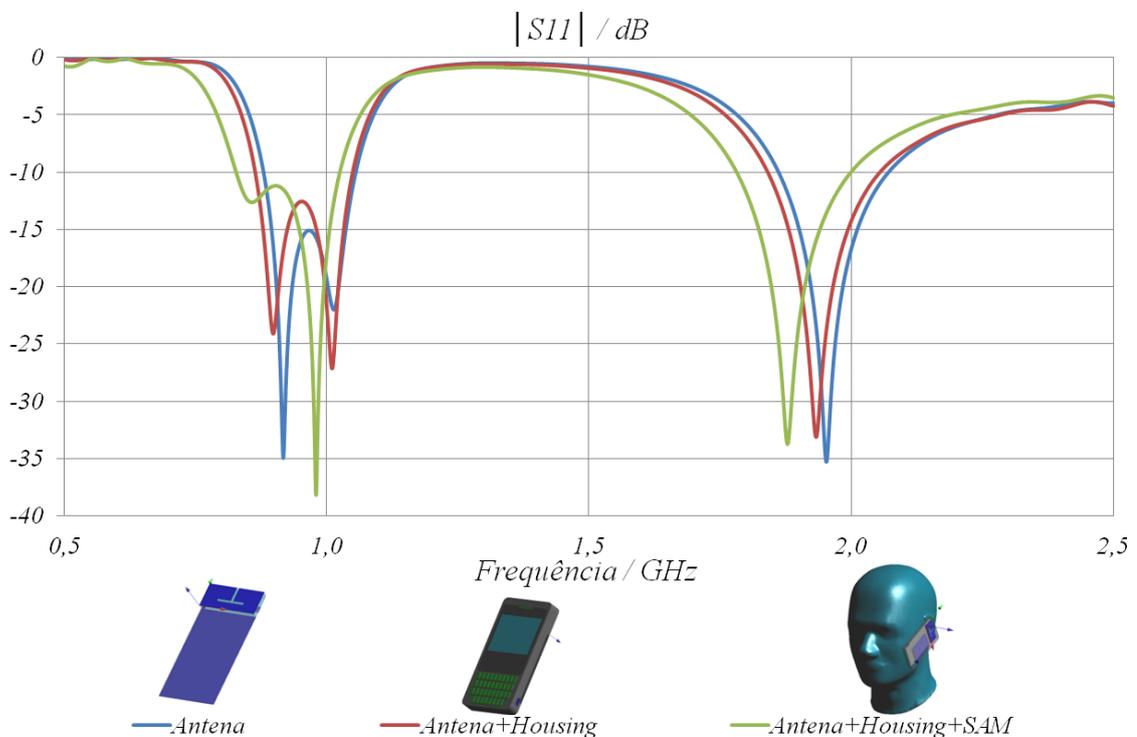


Figura 76 Perdas de retorno obtidas da simulação EM banda larga nas três situações de funcionamento da antena.

4.4 EFICIÊNCIA TOTAL

Nas três situações de operação da antena são efetuadas modelagens harmônicas a cada 100 MHz obtendo assim os valores de eficiência total na faixa de 600 a 2500 MHz (Figura 77).

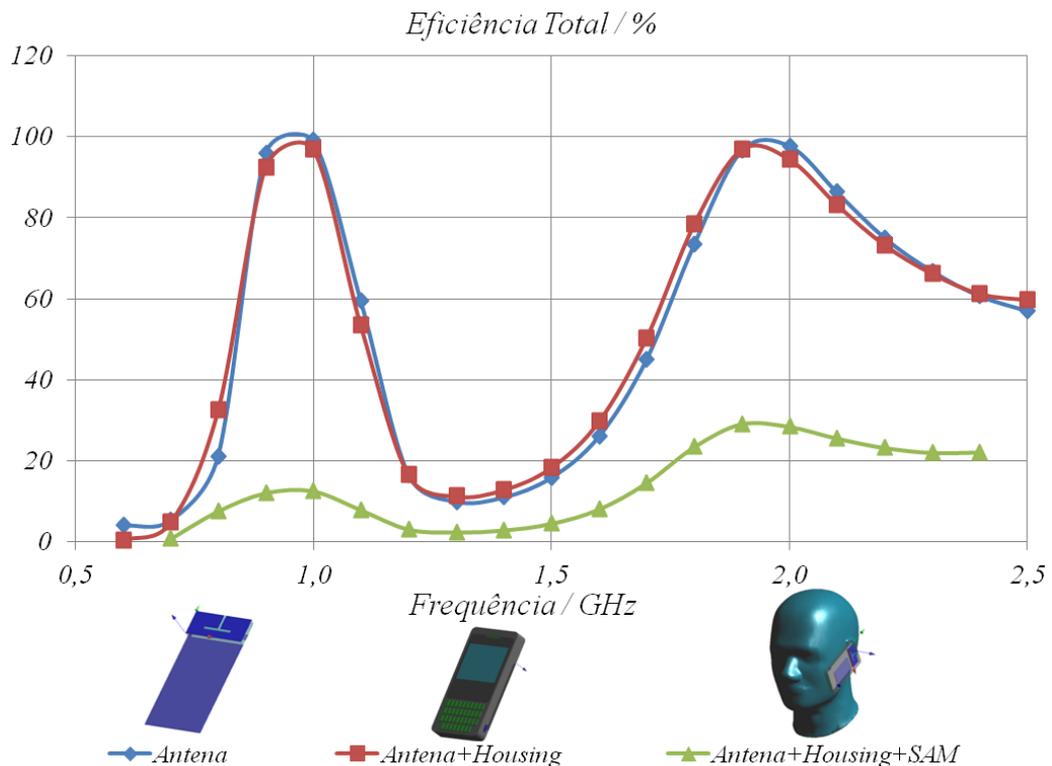


Figura 77 Eficiência total computada nas três situações de operação da antena.

Os elementos que compõem o aparelho celular (caixa, alto-falante, bateria, teclado, etc.) influenciam muito pouco a eficiência total da antena, conforme mostra a Figura 77. Os maiores valores de eficiência estão nas freqüências de 0,9, 1, 1,9 e 2 GHz.

Ao contrário, uma influência significativa da cabeça do usuário sobre a eficiência total da antena é observada na Figura 77 (linha verde). Isto é porque a cabeça exerce mudanças importantes no campo próximo da antena e absorve grande quantidade da energia eletromagnética irradiada pela antena. A consequência é uma queda considerável na eficiência total, maior na faixa inferior de freqüências que na superior.

A eficiência total leva em consideração as perdas por descasamento e as perdas nos materiais. Assim, por exemplo, em 900 e 2000 MHz, sem a presença da cabeça, tem-se boa eficiência decorrente, principalmente, do bom casamento nestas frequências, como é apresentado na Tabela 5 (valores obtidos na Figura 77).

Tabela 5 Perda de retorno nos 900 e 2000 MHz nas três situações de operação

Freq. (GHz)	Isolada	Dentro do Celular	Dentro Celular com SAM
0,9	-17	-23	-11
2,0	-16	-14	-10

Entretanto, grande queda na eficiência da antena é constatada com a presença da cabeça, quando o material da cabeça influi fortemente no resultado final. A Tabela 6 contém as diferentes perdas de energia, referenciadas a 1 Watt de potência incidente, nos materiais presentes em cada situação de funcionamento da antena. Observa-se pequenas perdas causadas pelos materiais constitutivos da antena e do aparelho e grande quantidade de energia absorvida pelo material do SAM.

Tabela 6 Perdas em mW dos diferentes materiais presentes na modelagem.

Perdas(mW)\Freq.(GHz)	Isolada		Dentro do celular		Dentro Celular com o SAM	
	0,9	2,0	0,9	2,0	0,9	2,0
Dielétrico da antena	5,4	1,2	4,4	1,2	3,6	1,3
Aparelho Celular	-	-	34,3	16,2	30,8	16,7
Cabeça do Usuário	-	-	-	-	800,6	646,7
Perda Total	5,4	1,2	38,8	17,5	835,1	664,7

4.5 SAR

Os diferentes valores estadísticos da taxa de absorção especificada da antena de banda dual proposta são obtidos de simulações eletromagnéticas harmônicas com o método das diferenças finitas no domínio do tempo. A Tabela 7 apresenta os valores médio e máximo

espacial da SAR em 10 gramas presentes na cabeça do usuário (SAM) para algumas frequências de operação. A massa aproximada do SAM é 5,46 Kg.

Tabela 7 Valores de SAR em diversas frequências de operação (1 Watt de potência).

Valor de SAR (W/Kg)	Frequência (GHz)				
	900	1000	1900	2000	2100
SAR médio	0,14	0,15	0,12	0,11	0,11
psSAR (10g)	8,70	10,24	9,52	9,24	8,85

Os valores de SAR testados são referenciados a uma fonte de alimentação de 1 watt de potência. A Figura 78 apresenta as distribuições de SAR no SAM para diversas frequências de operação da antena. O maior impacto de exposição EM é observado na frequência de 1 GHz, onde os valores de SAR são maiores que nas outras frequências de trabalho da antena. Em todos os casos os níveis de psSAR obtidos ultrapassam o nível tolerado pela norma (IEEE C95.1).

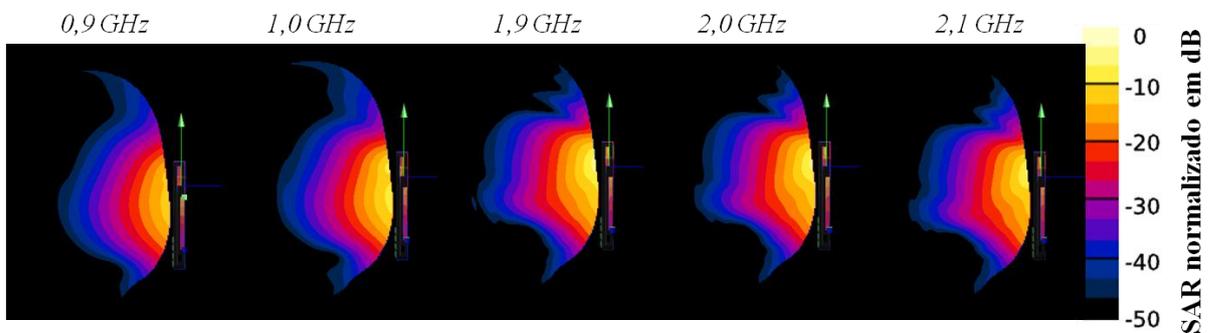


Figura 78 Distribuições de SAR no SAM para diversas frequências.

5 PROTÓTIPO DE ANTENA PIFA RANHURA T PARA COMUNICAÇÕES MÓVEIS

Os requisitos para a antena PIFA proposta operar nas faixas da telefonia móvel celular GSM900, GSM1900 e UMTS/WCDMA foram definidos no Capítulo 3 após a análise paramétrica da estrutura. No Capítulo 4, considerações e simulações referentes ao desempenho da antena foram apresentadas para três situações de operação. Este capítulo destina-se à complementação do trabalho, apresentando, além dos temas citados, itens relacionados a materiais e equipamentos usados, às medições realizadas e aos protótipos e parâmetros de desempenho.

5.1 PROTÓTIPOS E EQUIPAMENTOS UTILIZADOS

A antena PIFA proposta é fabricada considerando os valores físicos descritos na seção 3.6.1: $L_s=12$ mm, $W_s=24$ mm, $W_{s1}=12$ mm, $W_{s2}=25$ mm, $W_{s3}=2$ mm, $W_p=50$ mm, $L_p=20$ mm, $L_{f1}=11$ mm, $L_{f2}=4$ mm, $W_{f2}=47$ e $h=3,962$ mm. A permissividade elétrica do substrato é 2,2. Na Figura 79 são mostrados os protótipos usados para avaliar o desempenho da antena, elaborados com o apoio do laboratório de comunicações da UFRGS.



Figura 79 Protótipos de antenas realizados para medição de perda de retorno e diagramas de irradiação.

Usa-se o substrato dielétrico Rogers 5880, face dupla, de cobre, para a construção dos protótipos. A espessura do elemento irradiante e do plano de terra é igual a $9 \mu\text{m}$. Um pino condutor de diâmetro $0,8 \text{ mm}$ serviu como aterramento. A alimentação é feita com cabo coaxial e conector SMA.

Ainda na Figura 80 é mostrado o analisador de espectro FSH4, Rohde & Schwarz, com gerador de varredura na faixa de 9 KHz a $3,6 \text{ GHz}$, utilizado nas medições da largura de banda e dos diagramas de irradiação.



Figura 80 Analisador espectral FSH4 da Rohde & Schwarz.

Na Figura 81 é apresentado o equipamento gerador de sinais de potência média SML03, Rohde & Schwarz, faixa de 9 KHz a $3,3 \text{ GHz}$.



Figura 81 Gerador de sinais SML03 da Rohde & Schwarz.

5.2 MEDIÇÕES E COMPARAÇÕES

As medições realizadas da perda de retorno e dos diagramas de irradiação têm como objetivo a comparação com os resultados computados utilizando o método de FDTD.

5.2.1 Perda de Retorno e Largura de Banda

A perda de retorno (S_{11}) é utilizada para medir a largura de banda da antena. A perda de retorno do protótipo de antena é obtida utilizando o analisador espectral configurado da forma mostrada na Figura 82. Destaca-se que previamente ao teste o Rohde&Schwarz FSH4 é calibrado em conjunto com o cabo para evitar medições incorretas e eliminando o efeito a ressonância do cabo possa causar na medição da perda de retorno e da largura de banda.

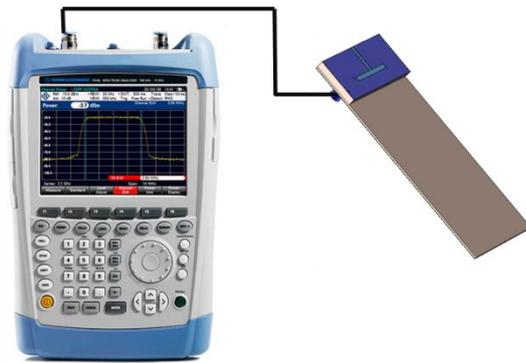


Figura 82 Configuração para obtenção da perda de retorno da antena PIFA.

Na Figura 83 é apresentada a perda de retorno obtida com o sistema de medição FSH4. É utilizado cabo com perda igual a -1.5dB para conectar a antena e o analisador de espectro. A linha amarela representa a perda de retorno medida na faixa de 400 a 2800 MHz.

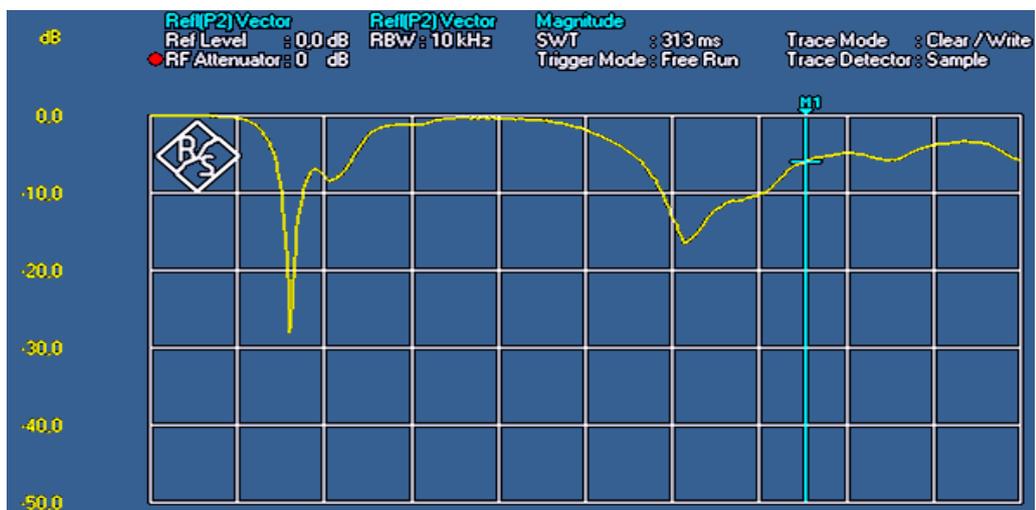


Figura 83 Perda de retorno medida no analisador FSH4.

Na Figura 84 são mostradas as perdas de retorno obtidas com a simulação e a medição, considerando $S_{11} \leq -6$ dB. As larguras de banda de 852 a 1083,8 MHz e de 1808 a 2208 MHz na simulação FDTD e de 857 a 1075,4 MHz e 1849,2 a 2321,4 MHz na medição atendem às larguras de banda dos sistemas GSM/UMTS/WCDMA.

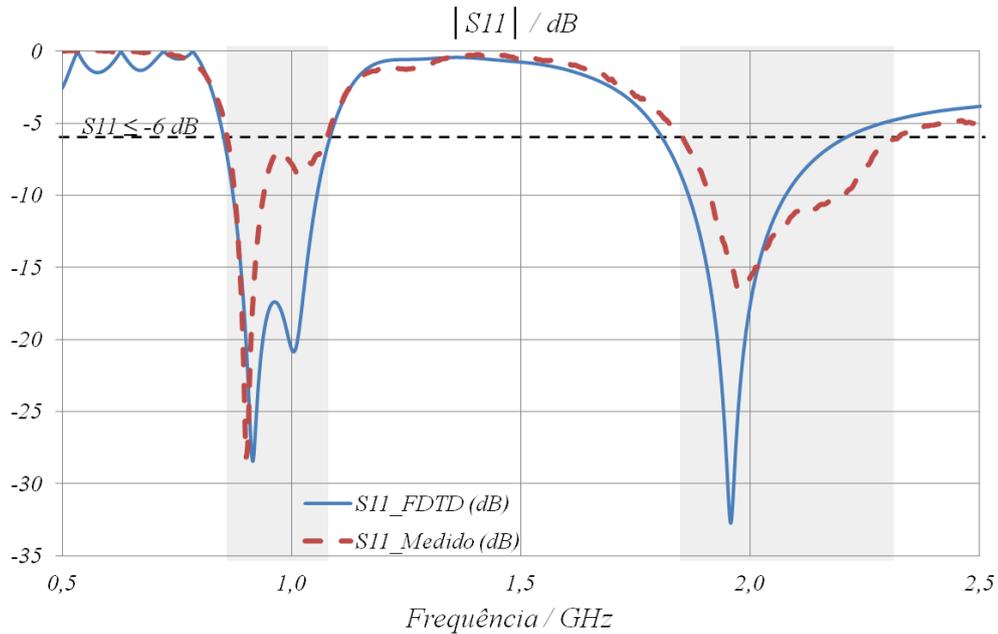


Figura 84 Comparação entre a perda de retorno medida e a simulada.

Tabela 8 Valores computados e medidos de alguns parâmetros de operação da antena.

Característica de desempenho	Simulado			Medido		
	Primeira Ress. Inf.	Segunda Ress. Inf.	Ress. Sup.	Primeira Ress. Inf.	Segunda Ress. Inf.	Ress. Sup.
Freq. Ressonância (MHz)	915,8	1004,6	1957,4	900,8	1015,9	1976,2
Perda de Retorno (dB)	-28,4	-20,8	-32,7	-28,1	-8,5	-16,5
Largura de Banda (%)	23,9		20	22,6		22,6
Frequências de Banda (MHz)	852 - 1083,8		1808 - 2208	857 - 1075,4		1849,2 - 2321,4

Os valores numéricos da Figura 84 são descritos na Tabela 8. Observa-se boa correlação das frequências medidas e simuladas da antena. Variações nos níveis de S_{11} são oriundas, provavelmente, das imperfeições do protótipo, fabricado manualmente. Isto porque,

conforme analisado no Capítulo 3, os valores de algumas dimensões influem consideravelmente no casamento de impedância de determinadas frequências.

5.2.2 Diagrama de Irradiação

O posicionamento espacial da antena com relação ao sistema de coordenadas esféricas é descrito na Figura 85. A origem das coordenadas encontra-se localizada no eixo Y, posição $W_p/2$ e base do elemento irradiante.

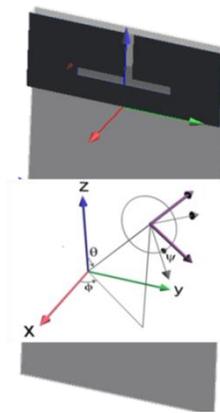


Figura 85 Posicionamento utilizado para obtenção dos diagramas de irradiação.

Para obtenção dos gráficos de irradiação com os níveis de polarização cruzada a montagem utilizada é mostrada na Figura 86. As antenas usadas para transmitir são dois dipolos com ressonâncias em 900 e 2000 MHz respectivamente.

Os diagramas de irradiação são medidos em campo aberto de acordo com o recomendado em (Cap. 17, BALANIS, 2005), considerando-se aspectos técnicos relacionados à altura dos suportes, distância entre as antenas e ambiente de medição. 1.5 m de afastamento entre antena transmissora e receptora é selecionado para garantir a medição do campo distante da antena testada nos 900 e 2000 MHz (ver apêndice C.1). Em cada medição, a varredura é de 360 graus, com passos de 10 graus.

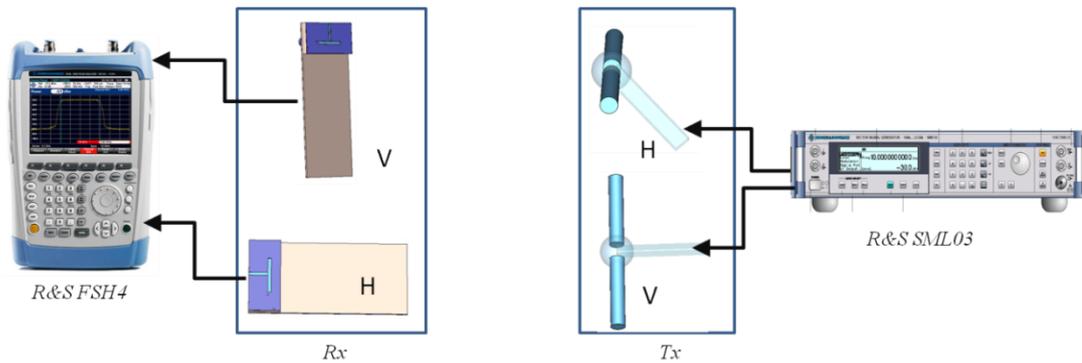
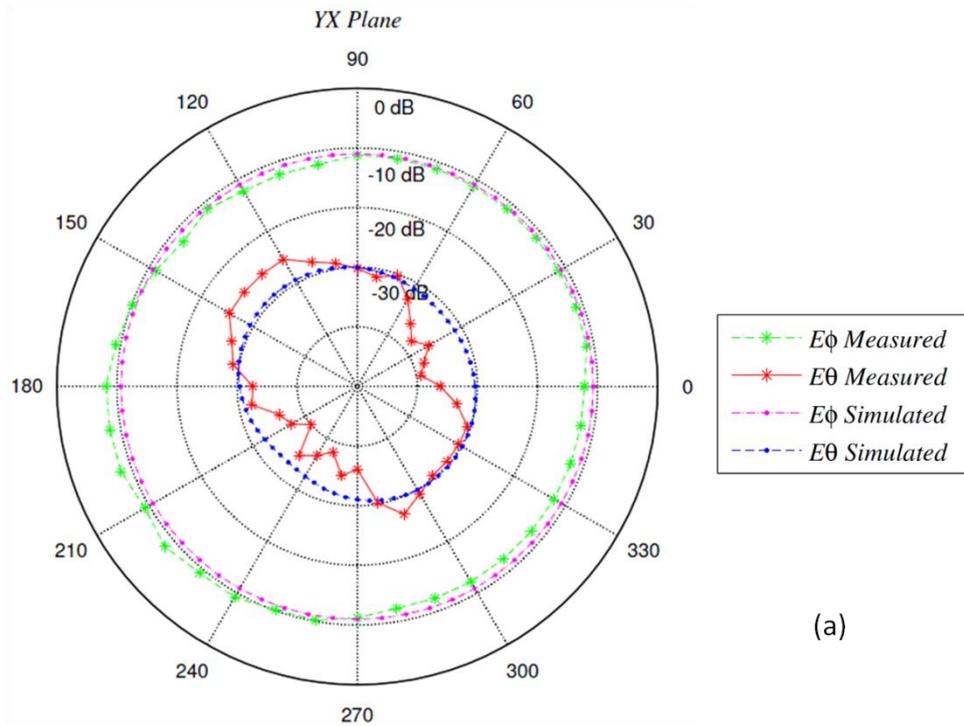


Figura 86 Configuração para a medição dos diagramas de irradiação da antena.

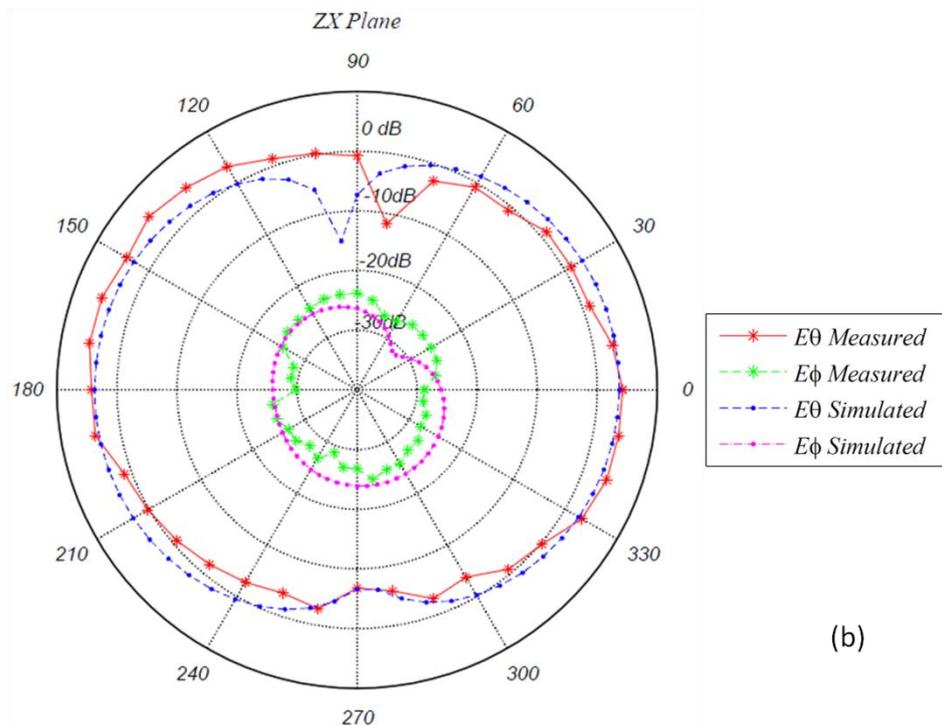
A antena a testar (Rx) é colocada na vertical ou horizontal em dispositivo mecânico elaborado pelo laboratório de Comunicações, com liberdade de giro de 360 graus em torno de seu eixo vertical (eixo z). O dipolo (Tx) é posicionado para gerar as polarizações vertical e horizontal, em função da medição prevista. Assim, diferentes combinações entre a antena e o dipolo permitem obter os níveis de copolarização e polarização cruzada. O plano elétrico (pE) é o plano zx e o magnético (pH) é o plano yx do sistema de coordenadas. Adotando-se as posições vertical para o dipolo (paralelo ao eixo z) e antena (plano zy), variou-se a última entre 0 e 360 graus (ângulo teta) ao longo do plano elétrico (zx), gerando os valores de E_{θ} (campo copolarizado). O outro esquema também advém do posicionamento vertical do dipolo. A diferença é que, neste caso, para obter a componente copolarizada E_{θ} , a variação entre 0 e 360 graus (ângulo phi) ocorre ao longo do plano magnético (yx). A componente de polarização cruzada (E_{ϕ}), também variando no plano E (ângulo teta) e plano H (ângulo phi), é obtida de forma similar aos processo mencionado para a copolarização, só que agora o dipolo (Tx) é posicionado na horizontal (paralelo ao eixo y).

Na Figura 87 são apresentados as irradiações medidas e simuladas dos campos copolarizado e de polarização cruzada, no plano de azimute (plano H ou yx) e no plano de elevação (plano E ou zx), na frequência de 900 MHz. Em ambas situações existe uma boa correspondência entre os dados simulados e medidos, especialmente nos diagramas

copolarizados. O diagrama de irradiação no plano yx tem um comportamento omnidirecional; no plano zx, a antena tem alguns vales em torno dos 90 e 270 graus.



(a)



(b)

Figura 87 Diagramas de irradiação nos 900 MHz: (a) plano H (yx) e (b) plano E (zx). A componente E_{θ} é a copolarizada e a polarização cruzada E_{ϕ} .

Finalmente na Figura 88 são apresentados os diagramas de irradiação, nas duas polarizações, para a antena operando em 2 GHz. Nessa frequência não se observa bom isolamento entre as polarizações, devido a ressonância decorrente de correntes com trajetórias perpendiculares, estabelecidas pela fenda em T do elemento irradiante.

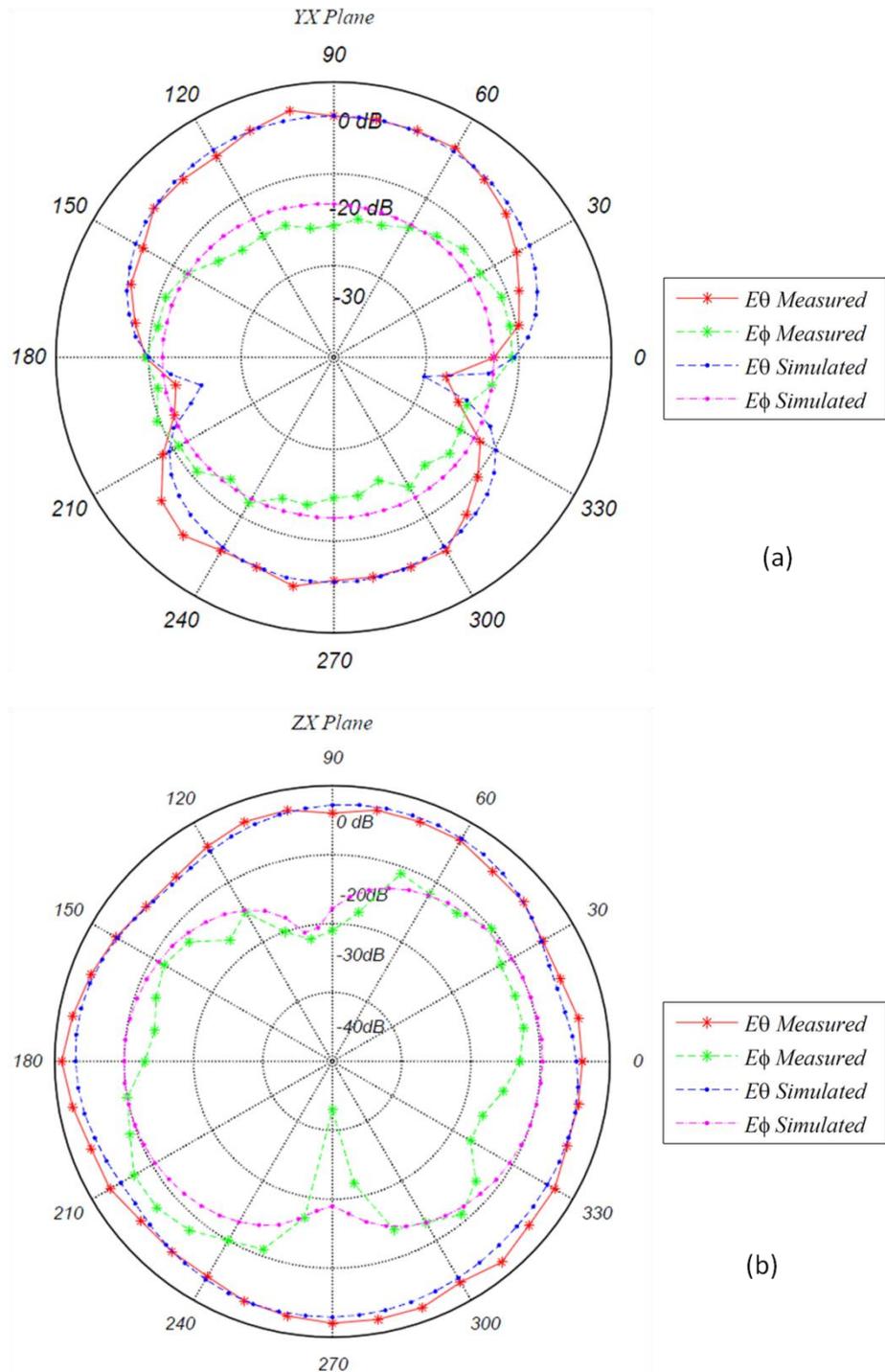


Figura 88 Diagrama de irradiação nos 2000 MHz: (a) plano H (yx) e (b) plano E (zx). A componente E_{θ} é a copolarizada e a polarização cruzada E_{ϕ} .

6 CONCLUSÃO

6.1 CONCLUSÕES GERAIS

As principais conclusões obtidas do trabalho são descritas a seguir:

A antena PIFA de ranhura de formato T é uma proposta simples para conseguir dupla frequência de ressonância. Apresenta características adequadas quanto à largura de banda e eficiência, permitindo a operação nos sistemas de telefonia celular GSM, UMTS e WCDMA;

As larguras de banda de 857 a 1075,4 MHz na faixa inferior e de 1849,2 a 2321,4 MHz na faixa superior foram obtidas nas experimentações, com valores de eficiência total da antena superando 80% para a antena testada isoladamente e dentro de invólucro celular. Na presença da cabeça do usuário, como é comum, a eficiência cai para cerca de 28% (banda superior) e 12 % (banda inferior);

As frequências de ressonância da antena, decorrente da análise paramétrica feita, são relacionadas às dimensões físicas do elemento irradiante e plano de terra. A frequência inferior é decorrente da largura e comprimento do elemento irradiante. A fenda de formato T é a responsável pela segunda frequência de ressonância da antena e sua largura e comprimento podem ser alterados para ajustar a frequência superior na qual se deseja operar;

Os dados obtidos de simulações são avaliados experimentalmente no Capítulo 5. Nele verifica-se boa correspondência entre os dados computados e medidos, tanto para largura de banda quanto o diagrama de irradiação da antena;

A presença da cabeça do usuário próxima à antena, conforme constatado na comparação das três situações de operação da antena estudadas no Capítulo 4, provoca substancial queda na eficiência total da antena. Os motivos são a alteração do campo próximo da antena e a grande absorção, pela cabeça, da energia eletromagnética irradiada pela antena.

A boa concordância entre resultados medidos e simulados depende significativamente da redução dos erros de fabricação, sendo necessário cuidados especiais de fabricação do protótipo da antena;

O ajuste geral da malha e das particularidades do modelo (Ex. bordas e fendas da estrutura) resulta fundamental para reduzir o tempo computacional e obter resultados muito próximos da realidade. Encontra-se um equilíbrio entre custo computacional e exatidão dos resultados ao se usar malhas FDTD de 0,2947 *MCells* na simulação da antena isolada, 1,0402 *MCells* na simulação da antena dentro do celular e 8,5699 *MCells* na simulação da antena dentro do aparelho próximo à cabeça do usuário. Aumentando o tamanho das malhas não são observadas mudanças significativas nos resultados. Na simulação EM devem ser usados tempos de passo e de simulação adequados para garantir a convergência do algoritmo FDTD.

6.2 SUGESTÕES PARA NOVOS TRABALHOS

Os possíveis assuntos que podem ser considerados para trabalhos futuros são:

Avaliações do desempenho da antena em novas situações de funcionamento como, por exemplo, com a presença da mão do usuário ou com o celular em frente à cabeça do usuário, imitando a situação de envio de mensagens de texto;

Utilização de novos modelos de cabeças de usuários para avaliar o desempenho e medir da SAR da antena. Estes modelos devem fornecer um modelo tridimensional mais exato dos diferentes tecidos que compõem a cabeça humana;

Desenvolvimento de técnicas que reduzam a SAR na cabeça do usuário comprometendo o menos possível as características de funcionamento da antena.

REFERÊNCIAS

- ANGUERA, J. et al. Multiband handset antenna with a parallel excitation of PIFA and slot radiators. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Barcelona, v. 58, n. 2, p. 348-356, Feb. 2010.
- ANGUERA, J. et al. Stacked H-shaped microstrip patch antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Barcelona, v. 52, n. 4, p. 983-993, Apr. 2004.
- BAHL, I.; BHARTIA, P. **Microwave Solid State Circuit Design** 2. ed. New Jersey: Wiley, 2003. ISBN: 0471207551.
- BALANIS, C. A. **Antenna Theory Analysis and Design** 3. ed. New Jersey: Wiley, 2005. ISBN: 047166782X.
- BEST, S. R. A discussion on small antennas operating with small finite ground planes. In: INTERNATIONAL WORKSHOP ON ANTENNA TECHNOLOGY SMALL ANTENNAS AND NOVEL METAMATERIALS, 2006, Bedford. **Proceedings...** New York: IEEE, 2006. p. 152-155.
- CABEDO, A. et al. Multiband handset antenna combining a PIFA, slots, and ground plane modes. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Barcelona, v. 57, n. 9, p. 2526-2533, Sept. 2009.
- CASSIO, B. A. **Análise da antena PIFA pelo método FDTD**. 2011: Dissertação (Mestrado), Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Porto Alegre, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2011.
- CHEN, H. M. et al. Parametric study on the characteristics of planar inverted-F antenna. In: MICROWAVE ANTENNAS PROPAGATION, 2005, Taiwan. **Proceedings...** New York: IEEE, 2005. p. 534-538.
- CHEN, S. C.; WONG, K. L. Low-profile, small-size, wireless wide area network handset antenna close integration with surrounding ground plane. **Microwave and Optical Technology Letters**, Taiwan, v. 54, n. 3, p. 623-629, June. 2012.
- CHEN, Z. N.; CHIA, M. Y. **Broadband Planar Antennas: design and applications**. Chichester: Wiley, 2006. ISBN: 9780470871744.
- CHIU, C. W.; LIN, F. L. Compact dual-band PIFA with multiresonators. **Electronics Letters**, Amherst, v. 38, n. 12, p. 538-540, June. 2002.
- CHO, Y. C.; HWANG, S. H.; PARK, S. O. A dual-band internal antenna with a parasitic patch for mobile handsets and the consideration of the handset case and battery. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, Daejeon, v. 4, p. 429-432, Dec. 2005.
- CHRIST, A. et al. Age-dependent tissue-specific exposure of cell phone users. **Physics in Medicine and Biology**, Zurich, v. 55, n. 7, p. 1767-1783, Mar. 2010.
- CHRIST, A.; KUSTER, N. Differences in RF energy absorption in the heads of adults and children. **Bio Electro Magnetism**, Zurich, v.26 n. S7, p. 31-44, Sept. 2005.

DONGSHENG, Q.; LI, B.; LIU, H. Compact triple-band planar inverted-F antenna for mobile handsets. **Microwave and Optical Technology Letters**, Shanghai, v. 41, n. 6, p. 483-486, June. 2004.

DOU, W.; W. Y. CHIA. Novel single-feed dual-band planar inverted-F antenna with a slot. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS AND PROPAGATION, 2000, Fukuoka. **Proceedings...** Fukuoka: ISAP, 2000. p. 1-4.

FUJIMOTO, K; et al. **Small Antennas**. New York: Wiley, 1987. ISBN: 0471914134.

GANDHI, O. M. et al. Exposure limits: the underestimation of absorbed cell phone radiation, especially in children. **Electromagnetic Biology and Medicine**, Germantown, Maryland, v. 31, n. 1, p. 34-51, Mar. 2012.

GANJEH, M. A.; ATTARI, A. R. Interaction of dual band helical and PIFA handset antennas with human head and hand. **Progress In Electromagnetics Research**, Iran, v. 77, p. 225-242, June. 2007.

GARG, R. et al. **Microstrip Antenna Desing HandBook**. Norwood: Artech House, 2001. ISBN: 0890065136.

GUO, Y. X.; CHIA, M. Y.; CHEN, Z. N. Miniature built-in quad-band antennas for mobile handsets. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, Singapore, v. 2, n. 1, p. 30-32, Feb. 2003.

HADJEM, A. et al. Analysis of power absorbed by children's head as a result of new usages of mobile phone. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, Les Moulineaux, v. 52, n. 4, p. 812-819, Nov. 2010.

HIRASAWA, K.; HANEISHI, M. **Analysis Design and Measurement of Small and Low-profile Antennas**. Boston: Artech House, 1992. ISBN: 9780890064863.

HOSSA, R.; BYNDAS, A.; BIALKOWSKI, M. E. Improvement of compact terminal antenna performance by incorporating open-end slots in ground plane. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, Wroclaw, v. 14, n. 6, p. 283-285, June. 2004.

HSIAO, F. R. et al. A dual-band planar inverted-F patch antenna with a branch-line slit. **Microwave and Optical Technology Letters**, Taiwan, v. 32, n. 4, p. 310-312, Feb. 2002.

HUANLI, C. et al. Effects of hand phantom on mobile phone antenna performance. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Zurich, v. 57, n. 9, p. 2763-2770, Sept. 2009.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2005. **IEC62209-1**: human exposure to radio frequency fields from hand-held and body-mounted wireless communication devices-human models, instrumentation, and procedures. Disponível em: <<http://www.iec.ch/>>. Acesso em: junho de 2012.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, 2003. **IEEE1528**: recommended practise for determining the peak spatial-average specific absorption rate (SAR) in the human head from wireless communications devices. Disponível em: <http://www.ieee.org/publications_standards/>. Acesso em: junho de 2012.

- INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, 2005. **IEEEC95.1**: standard for safety levels with respect to human exposure to radio frequency electromagnetic fields, 3 kHz to 300 GHz. Disponível em: <http://www.ieee.org/publications_standards/>. Acesso em: maio de 2012.
- INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, 2002. **IEEEC95.3**: recommended practice for measurements and computations of radio frequency electromagnetic fields with respect to human exposure to such fields, 100 kHz–300 GHz. Disponível em: <http://www.ieee.org/publications_standards/>. Acesso em: maio de 2012.
- IWAI, H. et al. Resin-housing effects on the resonant frequency of handsets with built-in antennas. In: **ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM**, 2007, Osaka. **Proceedings...** New York: IEEE, 2007. p.1028-1031.
- KAINZ, W. et al. Dosimetric comparison of the specific anthropomorphic mannequin (SAM) to 14 anatomical head models using a novel definition for the mobile phone positioning. **Physics in Medicine and Biology**, Rockville, v. 50, n. 14, p. 3423-3445, July. 2005.
- KIVEKAS, O. et al. Bandwidth, SAR, and efficiency of internal mobile phone antennas. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, Espoo, v. 46, n. 1, p. 71-86, Feb. 2004.
- KUSTER, N.; BALZANO, Q. Energy absorption mechanism by biological bodies in the near field of dipole antennas above 300 MHz. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, Zurich, v. 41, n. 1, p. 17-23, Feb. 1992.
- LAVAKHAMSEH, H. et al. Multiresonance printed monopole antenna for DCS/WLAN/WIMAX applications. **Microwave and Optical Technology Letters**, Urmia, v. 54, n. 2, p. 297-300, Feb. 2012.
- LEE, A. K.; YUN, J. A comparison of specific absorption rates in SAM phantom and child head models at 835 and 1900 mhz. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, Daejeon, v. 53, n. 3, p. 619-627, Aug. 2011.
- LIN, D. B.; TANG, I. T.; HONG, M. Z. A compact quad-band PIFA by tuning the defected ground structure for mobile phones. **Progress In Electromagnetics Research B**, Taiwan, v. 24, p. 173-189, Aug. 2010.
- LINDBERG, P.; OJEFORS, E. A bandwidth enhancement technique for mobile handset antennas using wavetraps. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Uppsala, v. 54, n. 8, p. 2226-2233, Aug. 2006.
- LIU, C. et al. A high gain and broadband c-band aperture-coupled patch antenna. **Jornal Infrared Milli Terahz Waves**, Chengdu, Sichuan Province, v. 28, n. 12, p. 1115-1122, Oct. 2007.
- LIU, Z. D.; HALL, P. S.; WAKE, D. Dual-frequency planar inverted-F antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Birming, v. 45, n. 10, p.1451-1458, Oct. 1997.
- LOTFI, A. A.; KASHANI, F. H.; BARKESHLI, K. W-shaped enhanced-bandwidth patch antenna for wireless communication. **Wireless Personal Communications**, Tehran, v. 43, n. 4, p. 1257–1265, Dec. 2007.

- OJAROUDI, M. et al. Ultra-wideband small square monopole antenna with dual band-notched function. **Microwave and Optical Technology Letters**, Ardabil, v. 54, n. 2, p. 372-374, Dec. 2011.
- OKONIEWSKI, M.; STUCHLY, M. A. A study of the handset antenna and human body interaction. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, Victoria, v. 44, n. 10, p. 1855-1864, Oct. 1996.
- PEDRA, A. C. **Otimização de antena de microfita banda larga de formato “E” utilizando o método de FDTD**. 2010: Tese (Doutorado), Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Porto Alegre, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2010.
- PICHER, C. et al. Multiband handset antenna using slots on the ground plane: considerations to facilitate the integration of the feeding transmission line. **Progress In Electromagnetics Research C**, Barcelona, v. 7, p. 95-109, Mar. 2009.
- POZAR, D. M. A review of bandwidth enhancement techniques for microstrip antennas. **Microstrip Antennas, the analysis and design of microstrip antennas and arrays**, New Jersey: Wiley 1995, p. 157-166. ISBN:0780310780.
- RAO, Q.; WILSON, K. Design, modeling, and evaluation of a multiband mimo/diversity antenna system for small wireless mobile terminals. **IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology**, Waterloo, v. 1, n. 3, p. 410-419, Mar. 2011.
- RAY, J. A.; CHAUDHURI, S. R. A review of PIFA technology. In: INDIAN ANTENNA WEEK, 2011, West Bengal. **Proceedings...** New York: IEEE, 2011. p. 1-4.
- RONGLIN, L. et al. Development of multi-broadband planar wire antennas for wireless applications. **Wireless Personal Communications**, Atlanta, v. 42, n. 1, p. 1-11, July. 2007.
- ROWELL, C.; LAM, E. Y. Mobile-phone antenna design. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, Hong Kong, v. 54, n. 4, p. 14-34, Aug. 2012.
- SAGE, C.; CARPENTER, D. O. Public health implications of wireless technologies. **Elsevier Pathophysiology**, Santa Barbara, v. 16, n. 2, p. 233-246, Jan. 2009.
- SALLES, A. A. A.; BULLA G.; FERNANDEZ, C. E. Electromagnetic absorption in the head of adults and children due to mobile phone operation close to head. **Electromagnetic Biology and Medicine**, Porto Alegre, v. 25, n. 4, p. 349-360, Feb. 2006.
- SALONEN, P.; KESKILAMMI, M.; KIVIKOSKI, M. New slot configurations for dual-band planar inverted-F antenna. **Microwave and Optical Technology Letters**, Tampere, v. 28, n. 5, p. 293-298, Mar. 2001.
- SCHANTZ, H. G. Introduction to ultra-wideband antennas. In: ULTRA WIDEBAND SYSTEMS AND TECHNOLOGIES CONFERENCE, 2003, Brownsboro. **Proceedings...** New York: IEEE, 2003. p. 1-9.
- SHAALAN, A. A. A compact broadband H-slot and horizontal H-slot patch antenna for circular polarization. **Jornal Infrared Milli Terahz Waves**, Zagazig, v. 30, n. 7, p. 657-669, July. 2009.

SIM, D. U.; PARK, S. O. A triple-band internal antenna: design and performance in presence of the handset case, battery, and human head. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, Korea, v. 47, n. 3, p. 658-666, Aug. 2005.

TAFLOVE, A. **Computational Electrodynamics the Finite-Difference Time-Domain Method**. London: Artech House, 1995. ISBN: 0890067929.

VAINIKAINEN, P. et al. Resonator-based analysis of the combination of mobile handset antenna and chassis. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Espoo, v. 50, n. 10, p. 1433-1444, Oct. 2002.

VILLANEN, J. et al. Coupling element based mobile terminal antenna structures. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Espoo, v. 54, n. 7, p. 2142-2153, July. 2006.

WONG, K. L. **Compact and Broadband Microstrip Antennas**. New York: Wiley, 2002. ISBN: 0471417173.

WONG, K. L.; LIN, Y. C.; TSENG, T. C. Thin internal GSM/DCS patch antenna for a portable mobile terminal. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Taiwan, v. 54, n. 1, p. 238-242, Jan. 2006.

XIN, L. et al. Compact triple-band antenna with rectangular ring for WLAN and WIMAX applications. **Microwave and Optical Technology Letters**, Xi'an, v. 54, n. 2, p. 286-289, Feb. 2012.

YAHONG, L.; ZHAO, X. High gain patch antenna with composite right-left handed structure and dendritic cell metamaterials. **Jornal Infrared Milli Terahz Waves**, Xi'an, v. 31, n. 4, p. 455-468, Apr. 2010.

YANG, F. et al. Wide-band e-shaped patch antennas for wireless communications. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Angeles, v. 49, n. 7, p. 1094-1100, July. 2001.

YANO, S.; ISHIMARU, A. Broadbanding of microstrip antennas by orthogonal polarization. In: ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 1981, [S. l.]. **Proceedings...** New York: IEEE, 1981. p.363-365.

YEE, K. S. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equation in isotropic media. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Livermore, v. 14, n. 3, p. 302-307. May. 1966.

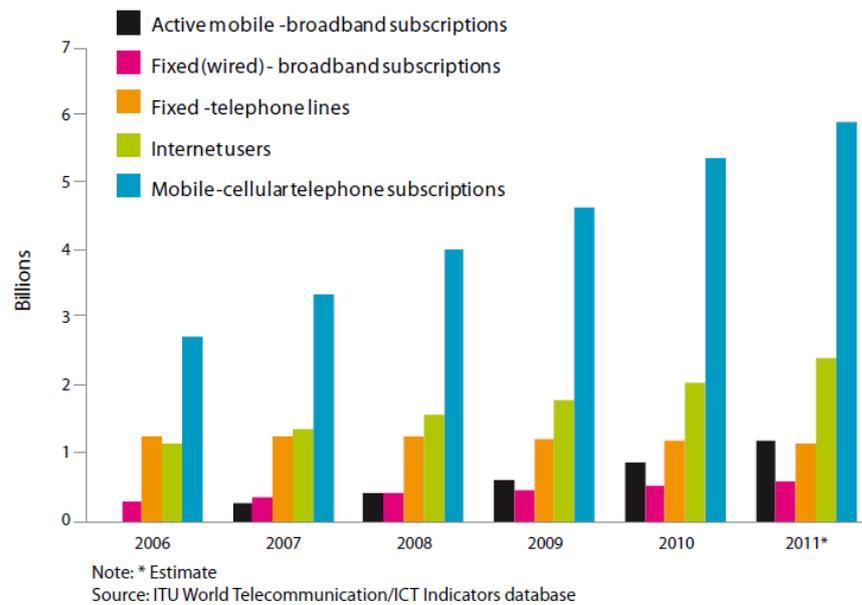
YEH, S. H. et al. Dual-band planar inverted F antenna for GSM/DCS mobile phones. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Taiwan, v. 51, n. 5, p. 1124-1126, May. 2003.

YINZHANG, X.; XIE, S. L.; HU, B. J. A novel feeding scheme for bandwidth enhancement of suspended planar antenna. **Jornal Infrared Milli Terahz Waves**, Guangzhou, v. 28, n. 3, p. 223-227, Mar. 2007.

ZHONG, S.; YAN, X.; LIANG, X. UWB planar antenna technology. **Chinese Journal of Radio Science**, Shanghai, v. 3, n. 2, p. 136-144, June. 2008.

APÊNDICE A: DADOS DOS SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES SEM FIO

A.1 CRESCIMENTO DOS SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES SEGUNDO A UNIÃO INTERNACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES NO ANO 2011.



A.2 FAIXAS DE OPERAÇÃO DOS PRINCIPAIS SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO CELULAR SEGUNDO (CHEN, 2006).

Wireless communication system frequencies.

System	Operating frequency	Overall bandwidth
Advanced Mobile Phone Service (AMPS)	Tx: 824–849 MHz Rx: 869–894 MHz	70 MHz (8.1 %)
Global System for Mobile Communications (GSM)	Tx: 880–915 MHz Rx: 925–960 MHz	80 MHz (8.7 %)
Personal Communications Service (PCS)	Tx: 1710–1785 MHz Rx: 1805–1880 MHz	170 MHz (9.5 %)
Global System for Mobile Communications (GSM)	Tx: 1850–1910 MHz Rx: 1930–1990 MHz	140 MHz (7.3 %)
Wideband Code Division Multiple Access (WCDMA)	Tx: 1920–1980 MHz Rx: 2110–2170 MHz	250 MHz (12.2 %)
Universal Mobile Telecommunication Systems (UMTS)	Tx: 1920–1980 MHz Rx: 2110–2170 MHz	250 MHz (10.2 %)
Ultra-wideband (UWB) for communications and measurement	3100–10 600 MHz EIRP: < -41.3 dBm	7500 MHz (109 %)

APÊNDICE B: MÉTODOS DE ANÁLISE DE ANTENAS PLANARES

Neste apêndice é apresentado um resumo dos métodos mais relevantes para a análise de antenas planares. A análise preliminar da antena é fundamental para o bom projeto do protótipo. Segundo (GARG, 2001), algumas das principais razões de análise são: auxiliar no desenvolvimento, reduzindo o número de ciclos de projeto; identificar as vantagens e desvantagens da antena em estudo por meio de análise paramétrica; entender os princípios de funcionamento; observar o desempenho dos principais parâmetros da antena; e facilitar a criação de novos desenhos ou configurações de antenas e, ainda, a modificação de antenas existentes.

Muitas técnicas têm sido propostas e usadas para analisar as MPA. Elas são classificadas em dois grandes tipos: técnicas analíticas e de onda completa. Os métodos analíticos incluem o modelo de linha de transmissão, o modelo das cavidades ressonantes e o modelo de rede de múltiplas portas. Os métodos analíticos muitas vezes simplificam a análise em detrimento da precisão. As técnicas mais comuns de análise de onda completa são os métodos das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD), dos elementos finitos (FEM) e dos momentos (MoM). Algumas técnicas de onda completa são fundamentadas em métodos numéricos que discretizam as equações de Maxwell para resolvê-las.

B.1 MODELOS ANALÍTICOS

Foram as primeiras técnicas desenvolvidas para análise de antenas planares de microfita. Assumindo hipóteses de aproximação de variáveis, os modelos analíticos oferecem soluções simples e adequadas para compreender os fenômenos físicos das antenas, e ainda, fornecer ajuda no projeto por computador.

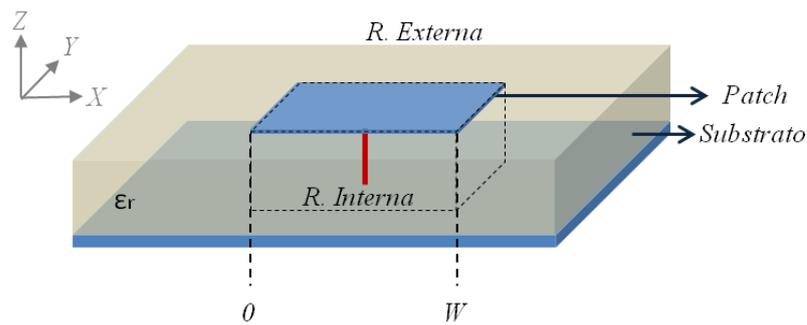


Figura 89 MPA dividida em regiões para estudo analítico.

Nesta abordagem, os campos EM relacionados à antena são divididos em duas regiões, interna e externa, como é mostrado na Figura 89. A região interna é composta pelo elemento irradiador e o volume resultante da projeção dele ao longo do dielétrico até o plano de terra. Os campos na região interna podem ser modelados como uma seção da linha de transmissão ou como cavidade ressonante. O espaço restante compõe a região externa, ou seja, o restante do plano de terra e dielétrico e o espaço vazio ao redor da antena. Os campos no exterior são caracterizados em forma de admitância de carga e compreendem campos irradiados, ondas de superfície e de dispersão (*fringing*).

Grande parte das antenas de microfita (retangular, quadrada, circular e anel) derivam sua forma das linhas planares de microfita, por isso, elas podem ser analisadas pelo método da linha de transmissão. De igual modo, (GARG, 2001) mostra um enfoque geral de análise chamado modelo generalizado de linha de transmissão (GTLM).

Entretanto, como as antenas de microfita são de banda estreita e podem ser chamadas cavidades com perdas, o modelo de cavidades ressonantes pode ser utilizado com melhor resultado que o da linha de transmissão. Neste modelo a região interior é modelada como uma cavidade limitada por paredes elétricas acima e abaixo (materiais condutores) e por paredes magnéticas nos lados.

Outro modelo, o de rede de múltiplas portas (MNM), considerado uma extensão do modelo das cavidades, também é usado. Nele os campos nas regiões são modelados de forma separada. A região interior é modelada como circuito planar de múltiplas portas localizadas ao longo do contorno e a região exterior por admitância de carga.

Em (BALANIS, 2005) são apresentados modelos analíticos de linha de transmissão e cavidades ressonantes para antenas de microfita retangular e circular. Informação adicional sobre os modelos de cavidades ressonantes, linha de transmissão e rede de múltiplas portas pode ser encontrada em (GARG, 2001).

B.2 MODELOS DE ONDA COMPLETA

Nos modelos analíticos de MPA são consideradas simplificações que geram limitações. Eles não são exatos para substratos grossos ($h/\lambda_0 > 0.01$), nem para dipolos planares de largura estreita e ainda alguns tipos de alimentação, sendo difícil a modelagem de linha de microfita por proximidade e abertura.

As técnicas de onda completa, com base em métodos numéricos, surgiram como alternativa às limitações desses modelos. Nelas o espaço e o tempo são discretizados, permitindo resolver complexas equações. Além de serem usados em problemas eletromagnéticos, os métodos numéricos podem ser aplicados a outro tipo de problemas físicos, como, por exemplo, mecânicos e termodinâmicos.

Em (GARG, 2001) são apresentadas as técnicas mais comuns de onda completa: solução de onda completa no domínio do espectral, equação integral do campo elétrico de potencial misto, diferenças finitas no domínio do tempo e método dos momentos (MoM).

B.3 MÉTODO DAS DIFERENCIAS FINITAS NO DOMÍNIO DO TEMPO

O método FDTD foi inicialmente proposto por (YEE, 1966) e é muito utilizado por suas vantagens em relação às demais técnicas. Matematicamente é uma implementação direta das equações de Maxwell. Possibilita a análise de sistemas complexos como satélites, dispositivos não lineares, ondas interagindo com o corpo humano, antenas e estruturas compostas de diferentes materiais. Comparativamente com outros métodos, o FDTD apresenta maior eficiência computacional na obtenção da resposta em frequência para problemas eletromagnéticos e nele quase não há pré-processamento e modelagem.

O método de FDTD fundamenta-se no exame das equações diferenciais de Maxwell. Supondo a variação do campo elétrico no tempo dependente da variação do campo magnético no espaço (Capítulo 3 do TAFLOVE, 1995), gera um sistema de seis equações escalares tridimensionais que representam os campos elétrico e magnético em coordenadas retangulares. Um algoritmo típico de FDTD divide a estrutura em várias regiões, baseando-se nas propriedades do material. O espaço restante ao redor da antena é utilizado para a propagação da onda, sendo este limitado por uma camada absorvedora para que não ocorram reflexões. As variáveis de espaço (x,y e z) e tempo (t) são discretizadas, gerando uma malha que pode ser ajustada para otimizar e melhorar o desempenho do algoritmo. A estrutura, excitada por um pulso eletromagnético, fornece uma análise do comportamento da onda propagando-se. Finalmente, a forma de onda estável é processada para identificar as características dos campos, tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência.

Em (TAFLOVE, 1995) é apresentado detalhadamente o método de FDTD para diferentes tipos de aplicações. Em (GARG, 2001) são discutidos assuntos essenciais do FDTD, modeladas linhas de microfita e antenas retangulares para ilustrar o método.

APÊNDICE C: CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS DAS ANTENAS

Para fazer uma descrição exata do comportamento de uma antena, é preciso definir os seus parâmetros de desempenho, que podem ou não estar relacionados entre si. Na seqüência, é feito um resumo dos principais parâmetros das antenas.

C.1 DIAGRAMA DE IRRADIAÇÃO

O diagrama de irradiação é a representação gráfica das propriedades de irradiação da antena em função das coordenadas espaciais. Este diagrama é determinado na região denominada de campo distante, em duas ou três dimensões. Um diagrama de irradiação com três dimensões em coordenadas esféricas é mostrado na Figura 90 (BALANIS, 2005). Os planos azimutal e de elevação auxiliam na caracterização da potência irradiada em qualquer direção do espaço. Além do diagrama de irradiação de potência, também é usado um diagrama onde consta a variação espacial do módulo do campo elétrico ou magnético.

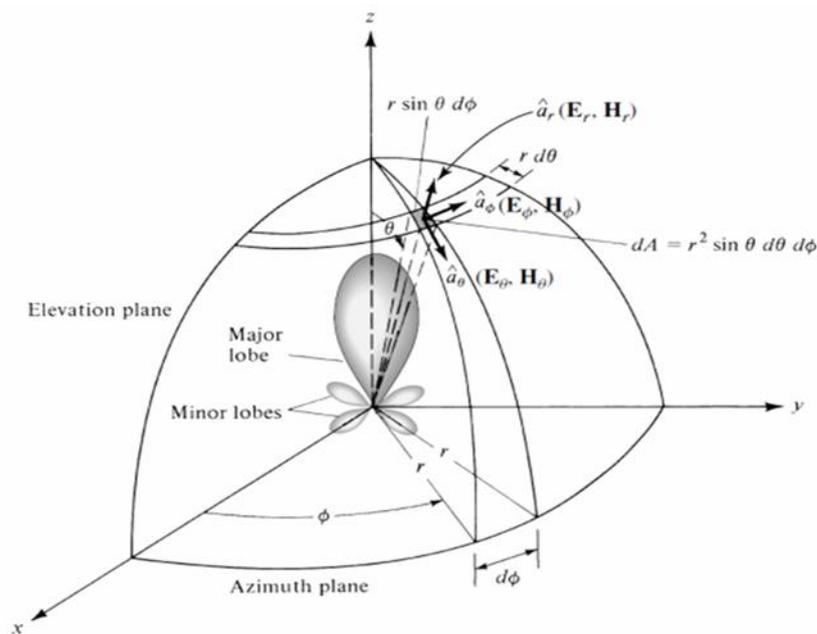


Figura 90 Diagrama de irradiação em três dimensões.

Os diagramas de irradiação mudam de uma antena para outra, mas basicamente existem três formatos de diagramas de irradiação (Figura 91).

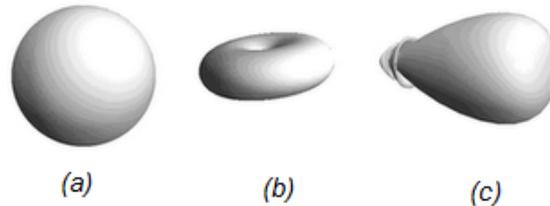


Figura 91 Diagramas de Irradiação: (a) Isotrópico, (b) Onidirecional e (c) Direcional.

Algumas partes do diagrama de irradiação são denominados lóbulos de irradiação. Estes lóbulos podem ser classificados como maior (lóculo principal); menor, lateral e traseiro (lóbulos secundários). Na Figura 92 são mostrados os diferentes tipos de lóbulos.

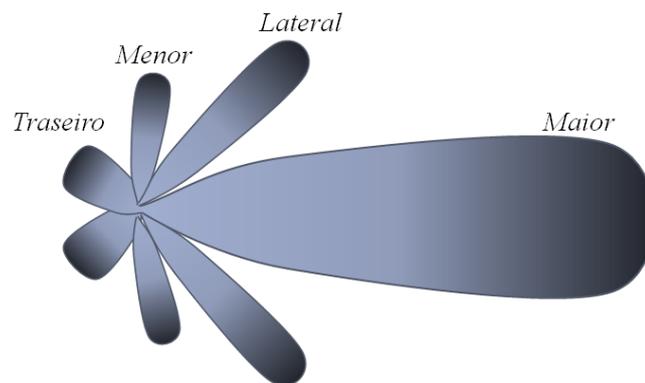


Figura 92 Lóbulos de irradiação.

A potência irradiada pode ser considerada como uma quantidade complexa, tendo na parte real a potência efetiva irradiada (potência utilizada nas comunicações), pois ela pode ser transferida ao meio, como, por exemplo, o ar. Na parte imaginária tem-se a potência que não pode ser transferida para o meio, denominada reativa. As partes reais e reativas manifestam-se em diferentes quantidades, dependendo da distância onde se acham com respeito à fonte de irradiação. Daí então o espaço em torno da antena pode ser dividido em três regiões de forma esférica (Figura 93), conforme consta abaixo.

Região de campo próximo reativo, onde predomina a potência reativa. Na maioria dos tipos de antenas, esta região é limitada pela expressão:

$$R < 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (\text{C.1})$$

Sendo λ o comprimento de onda e D a maior dimensão da antena.

Região de campo próximo, mais conhecida como região de Fresnel. Nessa região, a distribuição angular dos campos depende da distância à antena. Se a máxima dimensão da antena (D) não for grande comparada ao comprimento de onda, essa região pode não existir. Ela está contida no espaço existente entre

$$R > 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \text{ e } R < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (\text{C.2})$$

Região de campo distante, também chamada região de Fraunhofer. É uma região afastada da antena, onde a maior parte de energia constitui-se de potência efetiva irradiada. É nessa região que os diagramas de irradiação da antena são medidos, pois analogamente às ondas planares, a distribuição angular não mais depende da distância radial até a antena. Encontra-se fora da esfera de raio R, expresso por

$$R = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (\text{C.3})$$

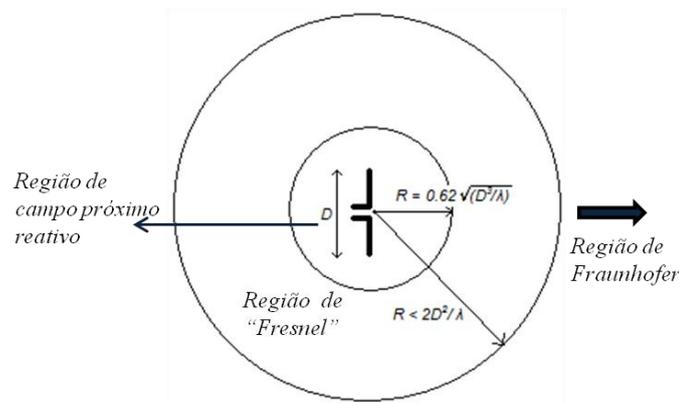


Figura 93 Regiões de Campo de uma antena.

C.2 LARGURA DE FEIXE

A largura de feixe refere-se à região angular do diagrama de irradiação com maior potência irradiada. É determinada pelo ângulo plano formado entre as direções com metade da potência máxima. É conhecida também como ângulo de meia potência ou de -3dB (Figura 94).

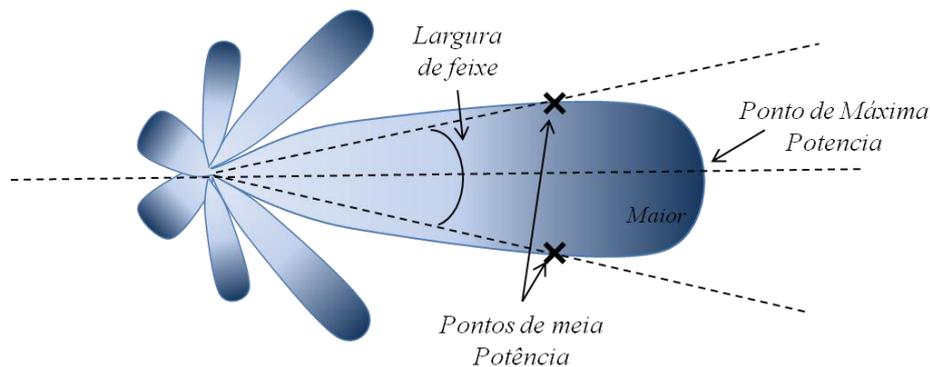


Figura 94 Representação da largura de feixe (ângulo entre pontos de meia potência).

C.3 DENSIDADE DE POTENCIA IRRADIADA

As ondas eletromagnéticas (OEM) utilizadas para transportar informação de um ponto ao outro tem a densidade potência relacionada aos campos elétrico e magnético. (BALANIS, 2005). A forma de descrever esta relação é usando o vetor de *Poynting*, expresso por:

$$\mathbb{W} = E \times H \quad (\text{C.4})$$

onde \mathbb{W} é o vetor de Poynting instantâneo em W/m^2 , E o campo elétrico instantâneo ($\text{Re}[\vec{E}]$) em V/m e H o campo magnético instantâneo ($\text{Re}[\vec{H}]$) em A/m .

Para obter a potência total que atravessa uma superfície fechada é preciso integrar a componente normal do vetor de Poynting na superfície, da seguinte forma:

$$P = \oint_S \mathbb{W} \cdot ds = \oint_S \mathbb{W} \cdot \hat{n} da \quad (\text{C.5})$$

Na expressão, P é a potência instantânea total irradiada em (W), \hat{n} é o vetor unitário normal à superfície S e “ da ” é o elemento de área da superfície fechada em (m^2). Para aplicações com campos que variam com o tempo, é melhor usar a densidade de potência média, obtida ao integrar o vetor de *Poynting* instantâneo ao longo de um período e dividir pelo período.

$$W_{AV}(x, y, z) = |W(x, y, z, t)|_{m\u00e9dio} = \frac{1}{2} Re\{E_x H^*\} \text{ (W/m}^2\text{)} \quad (C.6)$$

Por outro lado, usando as expressões obtidas na equação C.6, determina-se a potência média irradiada por uma antena:

$$P_{rad} = P_{Av} = \iint_S W_{rad} \cdot ds = \iint_S W_{media} \cdot \hat{n} da = \frac{1}{2} \iint_S Re\{E_x H^*\} \cdot ds \quad (C.7)$$

As medidas de potência são geralmente feitas na região de campo distante, em uma esfera de raio constante. Na prática, os diagramas de potência absoluta irradiada não são utilizados e sim os de potência relativa, úteis na obtenção dos gráficos de potência. Esse, junto com os ganhos, caracterizam bem a potência irradiada pela antena.

C.4 INTENSIDADE DE IRRADIAÇÃO

A intensidade de irradiação numa direção é definida como a potência irradiada pela antena por unidade de ângulo sólido. A intensidade de irradiação, medida no campo distante, pode ser obtida multiplicando a densidade de potência pelo quadrado da distância.

$$U = r^2 W_{rad} \quad (C.8)$$

Sendo U a intensidade de potência [W/Esferorradiano] e W_{rad} a densidade de potência irradiada [W/m^2].

C.5 DIRETIVIDADE

A diretividade é o parâmetro mais importante do diagrama de irradiação e é definida como a razão entre a intensidade irradiada numa direção e a intensidade de irradiação média. A intensidade de irradiação média é igual a potência total irradiada pela antena dividida por 4π . Utilizando a antena isotrópica como referência, a diretividade da antena é igual à razão entre a intensidade de irradiação em uma determinada direção e a intensidade de irradiação da antena isotrópica irradiando à mesma potência. Desta forma, a diretividade pode ser escrita da seguinte forma:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (\text{C.9})$$

em que D é a diretividade, U a intensidade de irradiação numa direção, U_0 a intensidade média de irradiação de uma fonte isotrópica e P_{rad} a potência total irradiada. Se a direção não é conhecida, considera-se a direção de máxima intensidade de irradiação, gerando a diretividade máxima

$$D_{max} = D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (\text{C.10})$$

C.6 GANHO

O ganho é um parâmetro similar à diretividade, mas que considera tanto as propriedades direcionais quanto a eficiência da antena. É definido como a razão entre a intensidade de irradiação em uma direção e a intensidade de irradiação da antena isotrópica (potência total na entrada / 4π), conforme consta na expressão C.11

$$Ganho = 4\pi \frac{\text{Intensidade de irradiação numa direção}}{\text{Potência total na entrada}} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (\text{C.11})$$

A diferença entre o ganho e a diretividade é que o ganho considera a potência total na entrada da antena, entretanto, a diretividade só considera a potencia total irradiada sem considerar a eficiência da antena.

C.7 EFICIÊNCIA

A eficiência total considera as perdas nos terminais de entrada e na estrutura interna da antena. Elas podem ser geradas por dois fatores: reflexões por descasamento de impedância entre a antena e a linha de transmissão, e ainda, perdas no dielétrico e por efeito Joule, função dos materiais usados na antena.

A eficiência é adimensional e sua definição esta dada a continuação:

$$n_o = n_r n_c n_d = n_c n_d (1 - |S_{11}|^2) \quad (\text{C.12})$$

em que n_r representa a eficiência de reflexão por descasamento, sendo igual à $(1 - |S_{11}|^2)$; n_c a eficiência por corrente de condução e n_d a eficiência do dielétrico. S_{11} representa o coeficiente de reflexão na entrada da antena.

C.8 COEFICIENTE DE REFLEXÃO, IMPEDÂNCIA DE ENTRADA E TAXA DE ONDA ESTACIONÁRIA

Uma antena, como qualquer dispositivo eletrônico, tem impedância de entrada, a qual depende da configuração estrutural. Esta impedância tem uma parte resistiva e outra reativa e juntas vão atuar como uma espécie de filtro adequado a determinadas frequências. Numa MPA, a impedância depende da forma, das dimensões físicas e do material da estrutura. A impedância característica da antena auxilia na análise do comportamento da mesma, permitindo, por exemplo, a identificação das frequências de ressonância.

Por outro lado, o coeficiente de reflexão é um parâmetro usado para relacionar a onda refletida com a onda incidente, fornecendo, entre outros, uma medida da energia transferida de um ponto para outro. Pode também ser expresso em dB ou unidades percentuais. A Figura 95, apresenta um exemplo de uma fonte de tensão conectada a uma antena por meio de uma linha de transmissão.

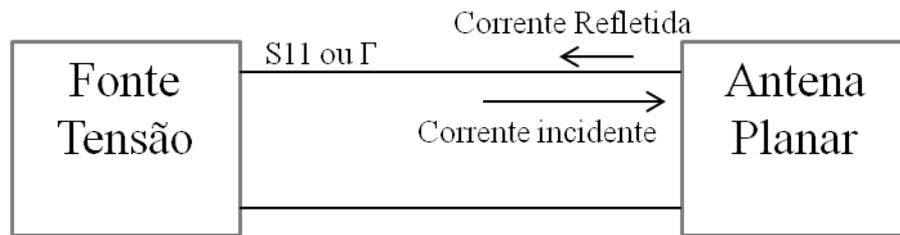


Figura 95 Coeficiente de Reflexão.

Sendo Z_L a impedância de entrada da antena e Z_0 a impedância característica do cabo, o coeficiente de reflexão (Γ) é expresso por:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (\text{C.13})$$

Adicionalmente a taxa de onda estacionária é definida em termos do coeficiente de reflexão:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (\text{C.14})$$

C.9 LARGURA DE BANDA

Define-se BW de uma antena como a faixa de frequências, em torno da frequência central, com desempenho aceitável com relação a um ou vários parâmetros da antena. Impedância de entrada, diagrama de irradiação, polarização, ganho e eficiência são alguns dos parâmetros utilizados para obter a faixa adequada. Em antenas planares, utiliza-se a impedância de entrada para identificar a largura de banda. Nas antenas para aparelhos celulares, considera-se como a largura de banda útil aquela com frequências de coeficiente de

reflexão (Γ) menor ou igual a 1/2, correspondendo a uma taxa de onda estacionária (VSWR) menor ou igual a 3 e S_{11} (dB) de -6dB. Alguns autores estabelecem valores mais rigorosos para esta avaliação, com VSWR menor ou igual a 2 ou -10 dB de S_{11} (dB). A largura de banda (BW) e o parâmetro S_{11} (dB) podem ser definidos como

$$|S_{11}|(\text{dB}) = -20\log|\Gamma| \quad (\text{C.15})$$

A BW é inversamente proporcional ao fator de qualidade da antena Q, este definido como a relação entre as energias armazenada e perdida pela estrutura da antena.

$$BW = \frac{VSWR-1}{Q\sqrt{VSWR}} \quad (\text{C.16})$$

C.10 POLARIZAÇÃO

A polarização de uma onda eletromagnética, que se propaga na direção z, pode ser entendida a partir das componentes de um campo elétrico E, expressas por

$$E_x = E_{x0} \cos(\omega t - \beta z) \quad (\text{C.17})$$

$$E_y = E_{y0} \cos(\omega t - \beta z + \phi) \quad (\text{C.18})$$

em que E_x é o campo eletromagnético instantâneo da onda polarizada horizontalmente, E_y o campo eletromagnético instantâneo da onda polarizada verticalmente, E_{x0} e E_{y0} os valores máximos dos campos e ϕ o ângulo de fase, no tempo, entre os campos E_x e E_y . A Figura 96 mostra os diagramas de polarização do campo elétrico.

A onda polarizada linearmente, verticalmente, ocorre quando $E_{x0} = 0$ e $E_{y0} \neq 0$. Para a polarização horizontal linear tem-se $E_{x0} \neq 0$ e $E_{y0} = 0$. Também, para $E_{x0} = E_{y0}$ e $\phi = 0$, tem-se a polarização linear, no caso denominada inclinada (*slant linear*). Com $E_{x0} = E_{y0}$ e $\phi = \pm 90^\circ$, tem-se a polarização circular, resultando em um campo E que gira à direita ($\phi = 90^\circ$) ou à esquerda ($\phi = -90^\circ$).

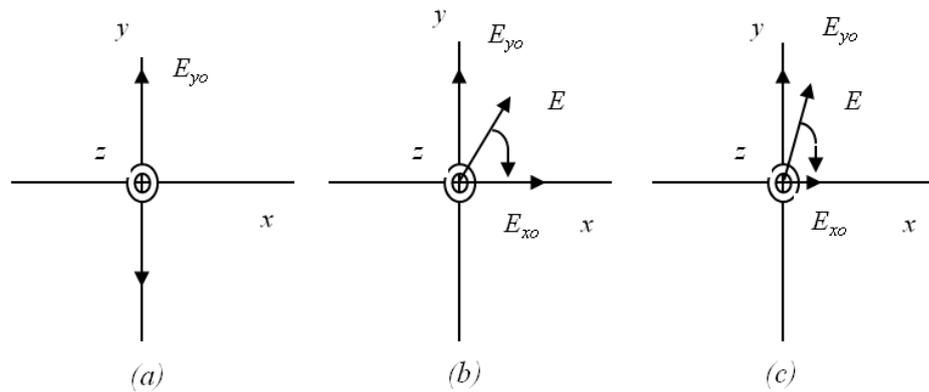


Figura 96 Polarizações no plano da onda: (a) linear e vertical, (b) circular e (c) elíptica. O eixo Z está saindo do plano.

Quando $E_{x0} \neq E_{y0}$ e $\phi = \pm 90^\circ$, tem-se a polarização elíptica. A razão entre os campos dos eixos da elipse denomina-se Razão Axial (RA), sendo $RA=1$ (polarização circular), $RA \neq 1$ (polarização elíptica) e $RA \rightarrow \infty$ (polarização linear).

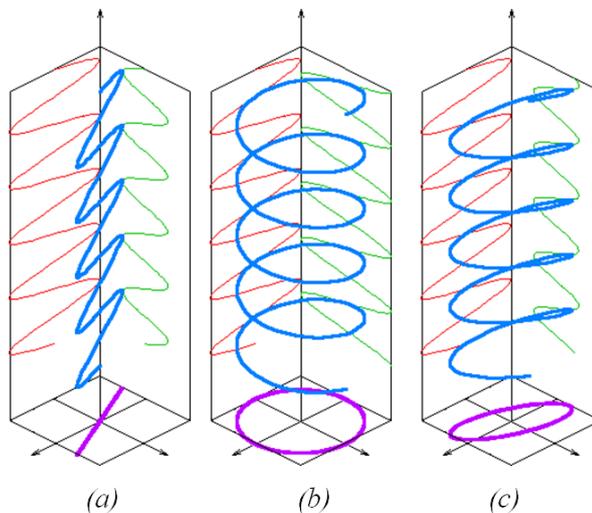


Figura 97 Diagramas de polarização de onda em 3D: (a) linear, (b) circular e (c) elíptica. A direção Z está para cima.

Para antenas, as denominações são antenas polarizadas linearmente (verticalmente, horizontalmente ou de forma inclinada); circularmente e elípticamente, essas à direita ou à esquerda. A Figura 97 mostra os diagramas em 3D das polarizações citadas.

APÊNDICE D: POSIÇÕES DE TESTE DA SAR

D.1 PRIMEIRA POSIÇÃO: BOCHECHA OU *CHEEK*

Os procedimentos para localizar o aparelho no SAM na posição 1 ou posição da bochecha são os seguintes: traçar duas linhas de referência no aparelho, uma vertical (pelo centro do celular) e outra horizontal (no mesmo ponto onde está o fone). As duas linhas se interceptam no ponto A (Figura 98); posicionar o aparelho perto da superfície do SAM de modo tal que o ponto A é a extensão (virtual) da passagem através da linha de pontos de RE e LE no SAM (ver Figura 99), assim, o plano definido pelas linhas vertical e horizontal do aparelho é aproximadamente paralelo ao plano sagital do SAM; deslocar o celular ao longo da linha que passa por LE-RE até que ponto A do aparelho roçar a orelha no ponto ERP; mantendo o aparelho neste plano, rodar ele em torno da linha LE-RE, até que a linha vertical esteja alinhada com a linha B-M, ou seja, ficando no plano de referência e virar o aparelho em torno do eixo vertical até que ele (linha horizontal) é paralelo à linha N-F.

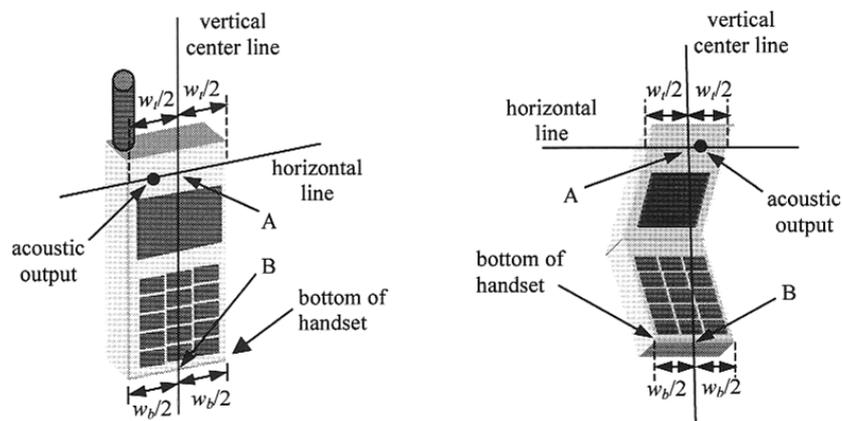


Figura 98 Linhas de referência vertical e horizontal em um celular (IEEE 1528).

Finalmente mantendo ao tempo a linha vertical com o plano de referência e o ponto A do aparelho na linha de passagem através de LE-RE. Virar o aparelho sob a linha N-F até que

qualquer parte do aparelho entre em contato com um ponto do SAM abaixo da orelha na bochecha (ver Figura 99). Os ângulos de rotação reais devem ser documentados no relatório.

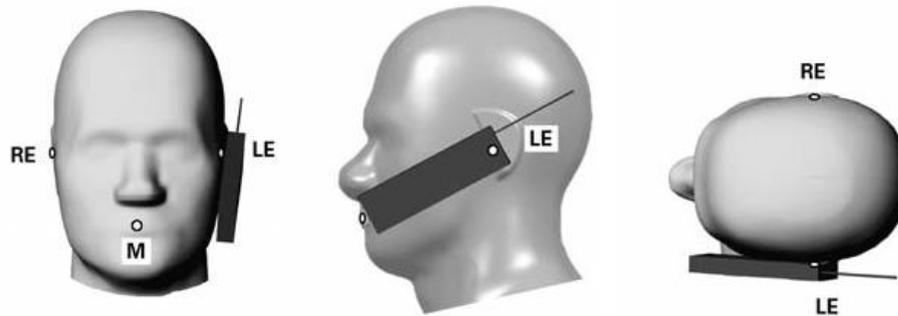


Figura 99 Posição 1 (bochecha ou posição de toque): os pontos de referência da orelha direita (RE), orelha esquerda (LE) e boca (M) estabelecem o plano de referência para o posicionamento aparelho (IEEE 1528).

D.2 SEGUNDA POSIÇÃO: INCLINADA OU *TILT*

Repetir todos os passos realizados na seção anterior para posicionar o celular na bochecha e continuar com os passos descritos abaixo. Mantendo a atual posição conseguida. Afastar o aparelho da orelha ao longo da linha LE-RE, dito afastamento tem que ser o bastante para permitir a rotação do aparelho 15° longe da bochecha e sem inserir a parte superior do aparelho no modelo da cabeça. Virar o aparelho 15° na linha horizontal como esta mostrado na Figura 100. Mantendo ao mesmo tempo a orientação do aparelho, mover o SAM sobre a linha LE-RE até que qualquer parte do aparelho toque a orelha

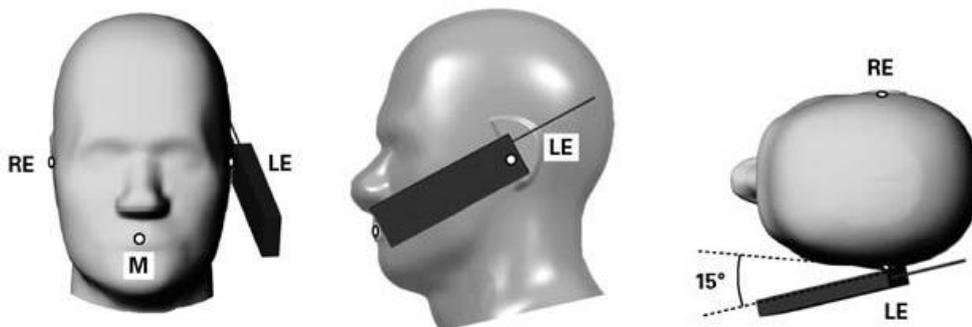


Figura 100 Inclinação ou posição de telefone. (IEEE1528).