UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA POLITÉCNICA

MURILO HIROAKI SEKO

Antenas planares de micro-ondas multibandas para terminais móveis de sistemas de comunicação sem fio

São Paulo
2013

MURILO HIROAKI SEKO

Antenas planares de micro-ondas multibandas para terminais móveis de sistemas de comunicação sem fio

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica

São Paulo
2013

MURILO HIROAKI SEKO

Antenas planares de micro-ondas multibandas para terminais móveis de sistemas de comunicação sem fio

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica

Área de concentração: Microeletrônica

Orientadora: Profa. Dra. Fatima Salete Correra

São Paulo
2013

Autorizo a reprodução e a divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e de pesquisa, desde que citada a fonte.

Este exemplar foi revisado e alterado em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, 11 de março de 2013.

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

FICHA CATALOGRÁFICA

Seko, Murilo Hiroaki
Antenas planares de micro-ondas multibandas para terminais móveis de sistemas de comunicação sem fio / M. H. Seko. – ed. rev. – São Paulo, 2013.
161 p.

Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

1. Antenas 2. Tecnologia de microondas 3. Telecomunicações 4. Telefonia móvel 5. Redes locais de computadores I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos II. t.

Aos meus pais, Wagner e Paula, e à minha irmã, Cristiane.

AGRADECIMENTOS

À Profa. Dra. Fatima Salete Correra, minha orientadora, por conduzir todo o processo de orientação sempre com muito empenho, paciência e disposição e por estar continuamente presente contribuindo para o meu desenvolvimento pessoal, intelectual e profissional.

Aos técnicos Ana Rita Pereira dos Santos e Jair Pereira de Souza e ao especialista Márcio de Almeida Valle, pelo auxílio na construção de protótipos.

Aos especialistas Antonio Sandro Verri e Antonio Dias de Matteo, pelas várias contribuições dadas para a realização deste trabalho.

À Dra. Ariana Maria da Conceição Lacorte Caniato Serrano, pela colaboração no processo de caracterização de antenas.

Ao especialista Wesley Becari, pela ajuda na obtenção de locais e de equipamentos para medições de antenas.

Ao Laboratório de Microeletrônica, por manter à disposição a área de seus laboratórios, assim como materiais, equipamentos, instrumentos e serviços.

À Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, pela oportunidade de realização do curso de mestrado e por permitir a realização de medições de antenas em seu galpão de eventos.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, pela concessão da bolsa de mestrado.

Ao pesquisador Kenedy Marconi Geraldo dos Santos e ao Instituto de Pesquisas Tecnológicas do Estado de São Paulo, pela gentileza de disponibilizar uma câmara anecoica para a realização de medições de antenas.

A todas as outras pessoas que direta ou indiretamente apoiaram o desenvolvimento deste trabalho.

Só sei que nada sei.

Sócrates

RESUMO

Neste trabalho, foram desenvolvidas antenas planares de micro-ondas multibandas para aplicação em terminais móveis de sistemas de comunicação sem fio. Foi realizado um estudo sobre antenas planares de micro-ondas, com ênfase em técnicas de projeto que possibilitam a operação das mesmas em bandas largas e em múltiplas bandas. A partir dos conhecimentos adquiridos com esse estudo, foram propostas configurações de antenas para terminais móveis de sistemas atuais de telefonia móvel, de WLAN e de WPAN, sistemas esses que têm experimentado nos últimos anos uma grande popularização mundial. Por meio de um procedimento de projeto auxiliado por simulação eletromagnética computacional, as configurações propostas de antenas foram analisadas e otimizadas, visando atender às especificações de projeto estabelecidas para operação nos sistemas mencionados. O desempenho que pode ser obtido com essas configurações de antenas depende de diversos parâmetros geométricos das mesmas, resultando em flexibilidade de projeto para obtenção das bandas de operação desejadas. Protótipos das antenas projetadas foram construídos e caracterizados para validar as configurações propostas de antenas e o procedimento de projeto empregado. Foram desenvolvidas quatro antenas para operação em sistemas de telefonia móvel, de WLAN e de WPAN empregados no Brasil, na Europa e nos EUA: uma antena planar em F-invertido *tri-band* com configuração original para operação nas bandas dos padrões GSM, DCS e PCS; uma antena planar em F-invertido *penta-band* com configuração original para operação nas bandas dos padrões GSM, DCS, PCS e UMTS e na banda ISM de 2.400 MHz; duas antenas *quad-band*, uma delas planar em F-invertido e a outra monopolo impresso com configuração original, para operação nas bandas ISM de 2.400 MHz e de 5.800 MHz e nas bandas de 5.200 MHz e de 5.600 MHz. Os resultados experimentais dos protótipos construídos apresentaram, de modo geral, boa concordância com os resultados fornecidos por simulação e mostraram que as antenas desenvolvidas atenderam às especificações de projeto para elas estabelecidas. Por meio de ambos os resultados experimentais e de simulação, o desempenho das antenas desenvolvidas pôde ser verificado, e demonstrou-se a efetividade do procedimento de projeto adotado.

Palavras-chave: Antenas planares. Micro-ondas. Multibanda. Banda larga. Terminais móveis. Comunicação sem fio.

ABSTRACT

In this work, multi-band microwave planar antennas for application in mobile terminals of wireless communication systems were developed. A study on microwave planar antennas was performed with emphasis on design techniques that enable their operation in wide bands and multiple bands. From the knowledge gained from this study, antenna configurations for mobile terminals of current mobile telephony, WLAN and WPAN systems, which have experienced in recent years great popularity worldwide, were proposed. By means of a design procedure aided by computer electromagnetic simulation, the proposed antenna configurations were analyzed and optimized in order to meet the design specifications established for operation in the afore mentioned systems. The performance that can be obtained with these antenna configurations depends on their several geometric parameters, resulting in design flexibility for obtaining the desired operation bands. Prototypes of the designed antennas were fabricated and characterized to validate the proposed antenna configurations and the design procedure employed. Four antennas were developed for operation in mobile telephony, WLAN and WPAN systems employed in Brazil, Europe and USA: a tri-band planar inverted-F antenna with novel configuration for operation in GSM, DCS and PCS standard bands; a penta-band planar inverted-F antenna with novel configuration for operation in GSM, DCS, PCS and UMTS standard bands and 2,400 MHz ISM band; two quad-band antennas, one of them planar inverted-F and the other printed monopole with novel configuration, for operation in 2,400 MHz and 5,800 MHz ISM bands and 5,200 MHz and 5,600 MHz bands. The experimental results from the fabricated prototypes exhibited, in general, good agreement with the results provided by simulation and showed that the developed antennas met the specifications established for them. By means of both simulation and experimental results, the performance of the developed antennas could be verified, and the effectiveness of the design procedure adopted was demonstrated.

Keywords: Planar antennas. Microwaves. Multi-band. Wideband. Mobile terminals. Wireless communication.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Antena *patch* de microfita. 33

Figura 2 – Antenas dipolos impressos (a) tradicional; (b) do tipo *bowtie*. 35

Figura 3 – Antenas monopolos impressos (a) tradicional; (b) dobrado. 36

Figura 4 – Antenas impressas (a) em L-invertido; (b) em F-invertido. 36

Figura 5 – Antenas impressas de fenda alimentadas (a) por linha de microfita; (b) por guia de onda coplanar. 37

Figura 6 – Antena de ondas caminhantes de microfita. 38

Figura 7 – Antenas de *patch* suspenso com camada de ar (a) entre *patch* e substrato; (b) entre substrato e plano de terra. 38

Figura 8 – Antenas planares (a) em L-invertido; (b) em F-invertido. 40

Figura 9 – Antena monopolo planar. 41

Figura 10 – Elipse de polarização de uma onda elipticamente polarizada. 44

Figura 11 – Alimentação por sonda coaxial: (a) antena; (b) circuito equivalente. 48

Figura 12 – Alimentação por linha de microfita: (a) antena; (b) circuito equivalente. 48

Figura 13 – Alimentação por acoplamento por proximidade: (a) antena; (b) circuito equivalente. 49

Figura 14 – Alimentação por acoplamento por abertura: (a) antena; (b) circuito equivalente. 50

Figura 15 – Alimentação por acoplamento por proximidade em uma antena de *patch* suspenso. 51

Figura 16 – Casamento de impedância por adição (a) de um transformador de impedância; (b) de dois tocos paralelos na linha de alimentação. 52

Figura 17 – Casamento de impedância por adição (a) de um toco; (b) de dois tocos no radiador. 52

Figura 18 – Casamento de impedância por inserção de fendas para casamento de impedância no radiador para alimentação (a) por linha de microfita; (b) por sonda coaxial. 53

Figura 19 – Propagação de ondas de superfície. 55

Figura 20 – Geração de fractais: (a) tapete de Sierpinski; (b) estrela de Koch. 57

Figura 21 – Utilização de estruturas EBG (a) no substrato; (b) no plano de terra. 58

Figura 22 – Inserção de carga resistiva entre radiador e plano de terra. 60

Figura 23 – Efeitos de excitação de múltiplos modos ressonantes: bandas (a) alargadas; (b) múltiplas. 61

Figura 24 – Adição de elementos parasitas próximos ao radiador: configurações (a) coplanar; (b) empilhada. 64

Figura 25 – Emprego de configurações log-periódicas em antenas planares de micro-ondas. 65

Figura 26 – Antena *tri-band* para telefonia móvel. 71

Figura 27 – Percurso desejado de correntes no radiador da antena *tri-band*. 73

Figura 28 – Parâmetros geométricos da antena *tri-band*: camadas (a) do radiador (planificado); (b) da linha de microfita; (c) do plano de terra. 75

Figura 29 – Influência de $\mathbf{w_R}$ sobre a perda de retorno da antena *tri-band*. 77

Figura 30 – Influência de $\mathbf{\Delta l_R}$ sobre a perda de retorno da antena *tri-band*. 77

Figura 31 – Influência de $\mathbf{l_{N1}}$ sobre a perda de retorno da antena *tri-band*. 77

Figura 32 – Influência de $\mathbf{l_{N3}}$ sobre a perda de retorno da antena *tri-band*. 78

Figura 33 – Influência de $\mathbf{w_{N2}}$ sobre a perda de retorno da antena *tri-band*. 78

Figura 34 – Influência de $\mathbf{y_D}$ sobre a perda de retorno da antena *tri-band*. 79

Figura 35 – Influência de $\mathbf{w_C}$ sobre a perda de retorno da antena *tri-band*. 79

Figura 36 – Influência de $\mathbf{h_A}$ sobre a perda de retorno da antena *tri-band*..... 79

Figura 37 – Perda de retorno simulada da antena *tri-band*..... 81

Figura 38 – Distribuição superficial de correntes simulada para 915 MHz da antena *tri-band*. 81

Figura 39 – Distribuição superficial de correntes simulada para 1.900 MHz da antena *tri-band*. 82

Figura 40 – Diagramas de radiação simulados para 915 MHz da antena *tri-band*: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**. 82

Figur 41 – Diagramas de radiação simulados para 1.900 MHz da antena *tri-band*: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**. 83

Figura 42 – Fotografias do protótipo construído da antena *tri-band*: vistas (a) frontal; (b) traseira. 84

Figura 43 – Perdas de retorno medida e simulada da antena *tri-band*. 84

Figura 44 – Diagramas de radiação medidos e simulados para 915 MHz da antena *tri-band*: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**. 85

Figura 45 – Diagramas de radiação medidos e simulados para 1.900 MHz da antena *tri-band*: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**. 86

Figura 46 – Antena *penta-band* para telefonia móvel, WLAN e WPAN..... 89

Figura 47 – Desempenho que pode ser obtido com a antena *penta-band*. 90

Figura 48 – Parâmetros geométricos da antena *penta-band*: camadas (a) do radiador (planificado); (b) da linha de microfita; (c) do plano de terra. 90

Figura 49 – Influência de $\mathbf{w_R}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*. 92

Figura 50 – Influência de $\mathbf{\Delta l_R}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*. 92

Figura 51 – Influência de $\mathbf{l_{N1}}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*. 93

Figura 52 – Influência de $\mathbf{l_{N3}}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*. 93

Figura 53 – Influência de $\mathbf{w_{N2}}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*..... 93

Figura 54 – Influência de $\mathbf{l_{N4}}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*. 94

Figura 55 – Influência de $\mathbf{l_{T1}}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*. 95

Figura 56 – Influência de $\mathbf{l_{T2}}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*. 95

Figura 57 – Influência de $\mathbf{y_D}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*..... 96

Figura 58 – Influência de $\mathbf{w_C}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*..... 96

Figura 59 – Influência de $\mathbf{h_A}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*. 97

Figura 60 – Perda de retorno simulada da antena *penta-band*. 98

Figura 61 – Distribuição superficial de correntes simulada para 915 MHz da antena *penta-band*..... 99

Figura 62 – Distribuição superficial de correntes simulada para 1.900 MHz da antena *penta-band*..... 99

Figura 63 – Distribuição superficial de correntes simulada para 2.450 MHz da antena *penta-band*..... 99

Figura 64 – Diagramas de radiação simulados para 915 MHz da antena *penta-band*: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**..... 100

Figura 65 – Diagramas de radiação simulados para 1.900 MHz da antena *penta-band*: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**. 100

Figura 66 – Diagramas de radiação simulados para 2.450 MHz da antena *penta-band*: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**. 101

Figura 67 – Fotografias do protótipo construído da antena *penta-band*: vistas (a) frontal; (b) traseira..... 102

Figura 68 – Perdas de retorno medida e simulada da antena *penta-band*. 102

Figura 69 – Diagramas de radiação medidos e simulados para 915 MHz da antena *penta-band*: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**. 103

Figura 70 – Diagramas de radiação medidos e simulados para 1.900 MHz da antena *penta-band*: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**. 103

Figura 71 – Diagramas de radiação medidos e simulados para 2.450 MHz da antena *penta-band*: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**. 104

Figura 72 – Adaptadores dedicados para WLAN (a) com interface PCI; (b) com interface USB. 106

Figura 73 – Antena *quad-band* I para WLAN e WPAN. 108

Figura 74 – Percursos desejados de correntes no radiador da antena *quad-band* I. 109

Figura 75 – Parâmetros geométricos da antena *quad-band* I: camadas (a) do radiador (planificado); (b) da face superior do substrato; (c) do plano de terra. 110

Figura 76 – Influência de $\mathbf{w_R}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* I. 111

Figura 77 – Influência de $\mathbf{\Delta l_R}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* I. 112

Figura 78 – Influência de $\mathbf{w_{N1}}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* I. 112

Figura 79 – Influência de $\mathbf{l_{N2}}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* I. 113

Figura 80 – Influência de $\mathbf{y_F}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* I. 113

Figura 81 – Influência de $\mathbf{w_C}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* I. 114

Figura 82 – Influência de $\mathbf{h_A}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* I. 114

Figura 83 – Perda de retorno simulada da antena *quad-band* I. 115

Figura 84 – Distribuição superficial de correntes simulada para 2.450 MHz da antena *quad-band* I. 116

Figura 85 – Distribuição superficial de correntes simulada para 5.800 MHz da antena *quad-band* I. 116

Figura 86 – Diagramas de radiação simulados para 2.450 MHz da antena *quad-band* I: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**. 117

Figura 87 – Diagramas de radiação simulados para 5.800 MHz da antena *quad-band* I: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**. 117

Figura 88 – Fotografias do protótipo construído da antena *quad-band* I: vistas (a) frontal; (b) traseira. 118

Figura 89 – Perdas de retorno medida e simulada da antena *quad-band* I. 119

Figura 90 – Diagramas de radiação medidos e simulados para 2.450 MHz da antena *quad-band* I: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**. 119

Figura 91 – Diagramas de radiação medidos e simulados para 5.800 MHz da antena *quad-band* I: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**. 120

Figura 92 – Antena *quad-band* II para WLAN e WPAN. 123

Figura 93 – Detalhamento do radiador da antena *quad-band* II e percurso de correntes no mesmo. 124

Figura 94 – Desempenho simulado da antena *quad-band* II. 125

Figura 95 – Parâmetros geométricos da antena *quad-band* II: camadas (a) da face superior do substrato; (b) do plano de terra. 126

Figura 96 – Influência de $\mathbf{l_{R2}}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* II. 128

Figura 97 – Influência de $\mathbf{l_{R4}}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* II. 128

Figura 98 – Influência de $\mathbf{l_{P1}}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* II. 129

Figura 99 – Influência de $\mathbf{l_{P3}}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* II. 129

Figura 100 – Influência de $\mathbf{l_{P4}}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* II. 129

Figura 101 – Influência de $\mathbf{l_A}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* II. 130

Figura 102 – Influência de $\mathbf{l_Y}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* II. 131

Figura 103 – Perda de retorno simulada da antena *quad-band* II. 132

Figura 104 – Distribuição superficial de correntes simulada para 2.450 MHz da antena *quad-band* II. 132

Figura 105 – Distribuição superficial de correntes simulada para 5.800 MHz da antena *quad-band* II. 133

Figura 106 – Diagramas de radiação simulados para 2.450 MHz da antena *quad-band* II: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**. 133

Figura 107 – Diagramas de radiação simulados para 5.800 MHz da antena *quad-band* II: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**. 134

Figura 108 – Fotografias do protótipo construído da antena *quad-band* II: vistas (a) frontal; (b) traseira. 135

Figura 109 – Perdas de retorno medida e simulada da antena *quad-band* II. 135

Figura 110 – Diagramas de radiação medidos e simulados para 2.450 MHz da antena *quad-band* II: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**. 136

Figura 111 – Diagramas de radiação medidos e simulados para 5.800 MHz da antena *quad-band* II: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**. 136

Figura 112 – Montagem realizada para as medições de diagrama de radiação. 149

Figura 113 – Fotografia da montagem realizada para as medições de diagrama de radiação. 150

Figura 114 – Estruturas de sustentação (a) da antena em teste; (b) da antena-fonte. 151

Figura 115 – Antena de referência. 152

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Bandas de sistemas de telefonia móvel 67

Tabela 2 – Bandas de sistemas de WLAN e de WPAN 68

Tabela 3 – Especificações de projeto da antena *tri-band* para telefonia móvel 70

Tabela 4 – Parâmetros geométricos da antena *tri-band* 76

Tabela 5 – Influências de parâmetros geométricos da antena *tri-band* sobre suas bandas 80

Tabela 6 – Especificações de projeto da antena *penta-band* para telefonia móvel, WLAN e WPAN 88

Tabela 7 – Parâmetros geométricos da antena *penta-band* 91

Tabela 8 – Influências de parâmetros geométricos da antena *penta-band* sobre suas bandas . 97

Tabela 9 – Especificações de projeto da antena *quad-band* I para telefonia WLAN e WPAN 107

Tabela 10 – Parâmetros geométricos da antena *quad-band* I 111

Tabela 11 – Influências de parâmetros geométricos da antena *quad-band* I sobre suas bandas 115

Tabela 12 – Especificações de projeto da antena *quad-band* II para telefonia WLAN e WPAN 122

Tabela 13 – Parâmetros geométricos da antena *quad-band* II..... 127

Tabela 14 – Influências de parâmetros geométricos da antena *quad-band* II sobre suas bandas 131

Tabela 15 – Características das antenas desenvolvidas..... 140

Tabela 16 – Equipamentos e instrumentos de medida empregados nas medições de diagrama de radiação 150

Tabela 17 – Principais parâmetros geométricos e valores medidos de perda de retorno das antenas de referência 153

Tabela 18 – Parâmetros de posicionamento de antenas para as medições de diagrama de radiação 154

Tabela 19 – Potências de transmissão e perdas dos cabos coaxiais nas medições de diagrama de radiação 155

Tabela 20 – Ganhos máximos medidos das antenas de referência 155

LISTA DE ABREVIATURAS E DE SIGLAS

1G	1ª geração
2G	2ª geração
3G	3ª geração
4G	4ª geração
AMPS	Advanced Mobile Phone System
DCS	Digital Cellular System
EBG	Electromagnetic Band Gap
EUA	Estados Unidos da América
FR4	Flame Retardant 4
GSM	Global System for Mobile Communications
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISM	Industrial, Scientific and Medical
IPT	Instituto de Pesquisas Tecnológicas do Estado de São Paulo
LME-EPUSP	Laboratório de Microeletrônica da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
LTE	Long Term Evolution
MIC	Microwave Integrated Circuit
PCI	Peripheral Component Interconnect
PCS	Personal Communications Service
PVC	Policloreto de vinila
PTFE	Politetrafluoretileno
RF	Radiofrequência
SAR	Specific Absorption Rate

SMA	Subminiature version A
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
USB	Universal Serial Bus
UWB	Ultra-wideband
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

LISTA DE SÍMBOLOS

λ_0	Comprimento de onda no espaço livre
ε_r	Constante dielétrica do substrato
λ	Comprimento de onda no substrato
B	Largura de banda fracionária da antena
Δf	Largura de banda absoluta da antena
f_0	Frequência central da banda da antena
f_u	Frequência superior da banda da antena
f_l	Frequência inferior da banda da antena
L_R	Perda de retorno da antena
Γ	Coeficiente de reflexão de tensão da antena
Z	Impedância de entrada da antena
Z_0	Impedância característica da linha de alimentação
VSWR	Relação de onda estacionária da antena
Q	Índice de mérito total da antena
B_Z	Largura de banda de impedância fracionária da antena
$VSWR_{max}$	Relação de onda estacionária máxima da antena em sua banda
Q_{min}	Índice de mérito mínimo da antena
R	Raio da esfera envoltória da antena
k_0	Constante de propagação de onda no espaço livre
f_r	Frequência de ressonância da antena
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo
ε_0	Permissividade elétrica do vácuo

AR	Razão axial linear da elipse de polarização
a	Eixo maior da elipse
b	Eixo menor da elipse
$\mathbf{AR_{dB}}$	Razão axial em decibéis da elipse de polarização
$\mathbf{Q_{rad}}$	Índice de mérito da antena devido a perdas por radiação
$\mathbf{Q_{sur}}$	Índice de mérito da antena devido a perdas ondas de superfície
$\mathbf{Q_c}$	Índice de mérito da antena devido a perdas condutivas
$\mathbf{Q_d}$	Índice de mérito da antena devido a perdas dielétricas
K	Fator associado ao modo ressonante considerado na antena
$\mathbf{G_l}$	Condutância total por unidade de comprimento da fenda radiante
h	Espessura do substrato
$\boldsymbol{\mu_{cond}}$	Permeabilidade magnética do radiador e do plano de terra
$\boldsymbol{\sigma_{cond}}$	Condutividade do radiador e do plano de terra
$\boldsymbol{\delta}$	Ângulo de perdas do substrato
xyz	Sistema de coordenadas cartesiano adotado
$\mathbf{r\theta\phi}$	Sistema de coordenadas esférico adotado
c	Velocidade da luz no vácuo
$\mathbf{h_A}$	Espessura da camada de ar
$\mathbf{l_S}$	Comprimento do substrato
$\mathbf{l_G}$	Comprimento do plano de terra
$\mathbf{l_L}$	Comprimento da fita de alimentação
$\mathbf{l_R}$	Comprimento da parte do radiador paralela ao substrato
$\mathbf{l_X}$	Comprimento da extensão do plano de terra
$\mathbf{l_C}$	Comprimento da conexão do radiador com o plano de terra

$\mathbf{l_D}$	Comprimento da conexão do radiador com a fita de alimentação
$\mathbf{l_{N1}}$	Primeiro comprimento de fenda
$\mathbf{l_{N2}}$	Segundo comprimento de fenda
$\mathbf{l_{N3}}$	Terceiro comprimento de fenda
$\mathbf{\Delta l_R}$	Comprimento da parte dobrada do radiador
$\mathbf{w_S}$	Largura do substrato
$\mathbf{w_G}$	Largura do plano de terra
$\mathbf{w_L}$	Largura da fita de alimentação
$\mathbf{w_R}$	Largura do radiador
$\mathbf{w_X}$	Largura da extensão do plano de terra
$\mathbf{w_C}$	Largura da conexão do radiador com o plano de terra
$\mathbf{w_D}$	Largura da conexão do radiador com a fita de alimentação
$\mathbf{w_{N1}}$	Primeira largura de fenda
$\mathbf{w_{N2}}$	Segunda largura de fenda
$\mathbf{w_{N3}}$	Terceira largura de fenda
$\mathbf{d_{Fi}}$	Diâmetro interno da área do plano de terra reservada à conexão coaxial
$\mathbf{d_{Fo}}$	Diâmetro externo da área do plano de terra reservada à conexão coaxial
$\mathbf{y_L}$	Posicionamento da fita de alimentação no eixo **y**
$\mathbf{y_D}$	Posicionamento da conexão do radiador com a fita de alimentação no eixo **y**
$\mathbf{y_F}$	Posicionamento da conexão coaxial no eixo **y**
$\mathbf{z_L}$	Posicionamento da fita de alimentação no eixo **z**
$\mathbf{z_R}$	Posicionamento do radiador no eixo **z**
$\mathbf{z_N'}$	Posicionamento de fenda relativo ao radiador no eixo **z**
$\mathbf{z_F}$	Posicionamento da conexão coaxial no eixo **z**

$\mathbf{f_0^{(l)}}$	Frequência central da banda inferior da antena
$\mathbf{f_0^{(u)}}$	Frequência central da banda superior da antena
$\mathbf{G_\theta}$	Ganho em polarização linear na direção $\boldsymbol{\theta}$
$\mathbf{G_\phi}$	Ganho em polarização linear na direção $\boldsymbol{\phi}$
$\mathbf{l_{N4}}$	Quarto comprimento de fenda
$\mathbf{l_{T1}}$	Primeiro comprimento de fita radiante
$\mathbf{l_{T2}}$	Segundo comprimento de fita radiante
$\mathbf{w_{N4}}$	Quarta largura de fenda
$\mathbf{w_{T1}}$	Primeira largura de fita radiante
$\mathbf{w_{T2}}$	Segunda largura de fita radiante
$\mathbf{y_N'}$	Posicionamento de fenda relativo ao radiador no eixo **y**
$\mathbf{y_T}$	Posicionamento de fita radiante no eixo **y**
$\mathbf{f_0^{(i1)}}$	Primeira frequência central na banda intermediária da antena
$\mathbf{f_0^{(i2)}}$	Segunda frequência central na banda intermediária da antena
$\mathbf{z_F'}$	Posicionamento da conexão coaxial relativo ao plano de terra no eixo **z**
$\mathbf{l_Y}$	Comprimento da fita de transição
$\mathbf{l_{R1}}$	Primeiro comprimento do radiador
$\mathbf{l_{R2}}$	Segundo comprimento do radiador
$\mathbf{l_{R3}}$	Terceiro comprimento do radiador
$\mathbf{l_{R4}}$	Quarto comprimento do radiador
$\mathbf{l_A}$	Comprimento da fita de ajuste de casamento de impedância
$\mathbf{l_{P1}}$	Primeiro comprimento de fita parasita
$\mathbf{l_{P2}}$	Segundo comprimento de fita parasita
$\mathbf{l_{P3}}$	Terceiro comprimento de fita parasita

$\mathbf{l_{P4}}$	Quarto comprimento de fita parasita
$\mathbf{w_Y}$	Largura da fita de transição
$\mathbf{w_{R1}}$	Primeira largura do radiador
$\mathbf{w_{R2}}$	Segunda largura do radiador
$\mathbf{w_{R3}}$	Terceira largura do radiador
$\mathbf{w_{R4}}$	Quarta largura do radiador
$\mathbf{w_A}$	Largura da fita de ajuste de casamento de impedância
$\mathbf{w_{P1}}$	Primeira largura de fita parasita
$\mathbf{w_{P2}}$	Segunda largura de fita parasita
$\mathbf{w_{P3}}$	Terceira largura de fita parasita
$\mathbf{w_{P4}}$	Quarta largura de fita parasita
$\mathbf{y_R}$	Posicionamento do radiador no eixo **y**
$\mathbf{y_{P1}}$	Primeiro posicionamento de fita parasita no eixo **y**
$\mathbf{y_{P2}}$	Segundo posicionamento de fita parasita no eixo **y**
$\mathbf{z_A'}$	Posicionamento da fita de ajuste relativo ao radiador no eixo **z**
$\mathbf{f_0^{(1)}}$	Frequência do primeiro pico de valor de perda de retorno da antena
$\mathbf{f_0^{(2)}}$	Frequência do segundo pico de valor de perda de retorno da antena
$\mathbf{f_0^{(3)}}$	Frequência do terceiro pico de valor de perda de retorno da antena
$\mathbf{f_0^{(4)}}$	Frequência do quarto pico de valor de perda de retorno da antena
$\mathbf{r}$	Distância entre a antena-fonte e a antena em teste
$\mathbf{h_t}$	Altura da antena-fonte em relação ao solo da câmara anecoica
$\mathbf{h_r}$	Altura da antena em teste em relação ao solo da câmara anecoica
$\mathbf{f_m}$	Frequência de medição

$\mathbf{G_r}$	Ganho da antena em teste
$\mathbf{G_t}$	Ganho da antena-fonte
$\mathbf{P_r}$	Potência recebida pelo medidor de potência de RF
$\mathbf{P_t}$	Potência transmitida pelo gerador de sinais de RF
$\mathbf{L_C^{(r)}}$	Perdas dos cabos coaxiais da antena em teste
$\mathbf{L_C^{(t)}}$	Perdas dos cabos coaxais da antena-fonte
$\mathbf{L_R^{(r)}}$	Perda de retorno da antena em teste
$\mathbf{L_R^{(t)}}$	Perda de retorno da antena-fonte

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 28

1.1 JUSTIFICATIVA 28

1.2 OBJETIVO 29

1.3 DESCRIÇÃO DAS SEÇÕES 30

2 PRINCÍPIOS TEÓRICOS 32

2.1 ANTENAS PLANARES DE MICRO-ONDAS 32

2.1.1 Antenas de microfita 33

2.1.2 Antenas de *patch* suspenso 38

2.1.3 Antenas planares em L-invertido e em F-invertido 39

2.1.4 Antenas monopolos planares 41

2.2 DEFINIÇÕES DE BANDA 42

2.2.1 Banda de impedância 42

2.2.2 Banda de polarização 44

2.2.3 Banda de diagrama de radiação 45

2.3 ALARGAMENTO DE BANDA E OBTENÇÃO DE MÚLTIPLAS BANDAS 46

2.3.1 Seleção adequada de estrutura de alimentação 47

2.3.2 Utilização de elementos de casamento de impedância 51

2.3.3 Diminuição do valor de índice de mérito da estrutura ressonante 53

2.3.4 Excitação de múltiplos modos ressonantes 60

3 ANTENAS DESENVOLVIDAS 66

3.1 ANTENA *TRI-BAND* – TELEFONIA MÓVEL 69

3.1.1 Especificações de projeto 69

3.1.2 Configuração proposta 71

3.1.3 Análise e otimização da configuração proposta 74

3.1.4 Resultados experimentais 83

3.1.5 Conclusões 86

3.2 ANTENA *PENTA-BAND* – TELEFONIA MÓVEL, WLAN E WPAN 87

3.2.1 Especificações de projeto 88

3.2.2 Configuração proposta 89

3.2.3 Análise e otimização da configuração proposta 90

3.2.4 Resultados experimentais 101

3.2.5 Conclusões 104

3.3 ANTENA *QUAD-BAND* I – WLAN E WPAN 105

3.3.1 Especificações de projeto 106

3.3.2 Configuração proposta 107

3.3.3 Análise e otimização da configuração proposta 110

3.3.4 Resultados experimentais 118

3.3.5 Conclusões 120

3.4 ANTENA *QUAD-BAND* II – WLAN E WPAN 121

3.4.1 Especificações de projeto 122

3.4.2 Configuração proposta 122

3.4.3 Análise e otimização da configuração proposta 126

3.4.4 Resultados experimentais 134

3.4.5 Conclusões 137

4 CONCLUSÕES 139

4.1 CONCLUSÕES 139

4.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS 142

REFERÊNCIAS 143

APÊNDICE A – MEDIÇÕES DE DIAGRAMA DE RADIAÇÃO 149

APÊNDICE B – ARTIGO PUBLICADO EM PERIÓDICO 157

1 INTRODUÇÃO

1.1 JUSTIFICATIVA

O rápido avanço das tecnologias e dos sistemas de comunicação sem fio vem possibilitando o surgimento de uma quantidade cada vez maior de aplicações oferecidas aos usuários.

Atualmente, há um interesse crescente em aplicações de radiofrequência (RF) na faixa de frequências de micro-ondas, como telefonia móvel – celular –, redes locais sem fio – Wireless Local Area Network (WLAN) –, redes pessoais sem fio – Wireless Personal Area Network (WPAN) – e enlaces de curta distância com alta taxa de transferência de dados. Devido ao aumento do número de usuários e à demanda por novos serviços, as redes de comunicações sem fio permanecem em um processo contínuo de modernização e de expansão.

Ao mesmo tempo, a evolução da microeletrônica tem permitido o desenvolvimento de terminais móveis com dimensões geométricas cada vez menores e com capacidades de armazenamento e de processamento cada vez maiores. Da mesma forma, a quantidade de serviços englobados em um único terminal também tem aumentado.

Os terminais móveis de usuário são aparelhos portáteis que usualmente requerem antenas internas, com alto desempenho, com tamanho reduzido e com baixo peso. Adicionalmente, a variedade de serviços oferecidos pode requisitar o uso de antenas multibandas, e as características de tráfego de dados exigem antenas com as mais variadas larguras de banda de operação. Dependendo da aplicação, as bandas necessárias podem ser desde bandas estreitas até bandas largas para sistemas Ultra-wideband[1] (UWB). Em geral, também é desejável que as antenas apresentem outras características, como facilidade de fabricação e baixo custo.

Dentro desse contexto, as antenas planares de micro-ondas apresentam-se como uma alternativa atraente. Dentre as diversas vantagens geralmente apresentadas por esse tipo de antena, podem ser destacados: pequenas dimensões geométricas, baixo peso, baixo custo, facilidade de fabricação, possibilidade de integração com placas de circuito impresso e possibilidade de obtenção de variadas características de radiação, como diferentes tipos de polarização e formas de diagrama[2].

Entretanto, as configurações tradicionais de antenas planares de micro-ondas usualmente apresentam bandas estreitas e são normalmente projetadas para operar em uma única banda. Por exemplo, as antenas *patch* de microfita de geometrias tradicionais apresentam larguras de banda de impedância fracionárias tipicamente de uma fração de 1% a algumas poucas unidades de porcentagem[3].

Essa característica de banda de operação inviabiliza a utilização das referidas configurações em diversos sistemas de comunicação. Visando ao uso de antenas planares de micro-ondas em uma maior gama de aplicações, estudos vêm sendo realizados e técnicas têm sido desenvolvidas com o objetivo de obter alargamento e multiplicidade de bandas de operação[2-7]. Por exemplo, no caso de uma antena de microfita, podem ser citadas diversas técnicas, como alteração do formato geométrico de seu radiador, inserção de fendas neste, adição de elementos parasitas adjacentes ao radiador e inserção de camada de ar ou de outro material dielétrico com baixo valor de constante dielétrica entre a camada condutora impressa e o substrato.

Com o advento de novas aplicações que requerem antenas multibandas e com bandas largas, vê-se a necessidade de estudar e de desenvolver novas configurações de antenas planares de micro-ondas compactas para aplicação em terminais móveis.

1.2 OBJETIVO

Este trabalho tem como objetivo desenvolver antenas planares de micro-ondas multibandas para aplicação em terminais móveis de sistemas de comunicação sem fio, associando técnicas de alargamento de banda e de obtenção de múltiplas bandas.

Para atingir esse objetivo, foi realizado um conjunto de etapas que se iniciou com um estudo sobre os principais aspectos de antenas planares de micro-ondas. Esse estudo foi desenvolvido por meio de uma pesquisa bibliográfica, a qual abordou principalmente técnicas de alargamento de banda e de obtenção de múltiplas bandas. O referido estudo deu suporte às demais etapas, estendendo-se até o final do trabalho.

Em outra etapa, foram escolhidos os sistemas de comunicação sem fio para os quais antenas planares de micro-ondas foram desenvolvidas neste trabalho. A partir de então, foram estabelecidas as especificações de projeto das tais antenas.

Em seguida, com a utilização de técnicas de alargamento de banda e de obtenção de múltiplas bandas, foram propostas configurações de antenas planares de micro-ondas para aplicação em terminais móveis dos sistemas de comunicação sem fio já escolhidos.

Em uma etapa de projeto, as configurações propostas foram analisadas e otimizadas com o auxílio de simulação eletromagnética computacional. Visando ao atendimento das especificações de projeto estabelecidas anteriormente, foram projetadas antenas planares de micro-ondas multibandas para aplicação em terminais móveis dos sistemas de comunicação sem fio selecionados.

Na sequência, protótipos das antenas projetadas foram construídos e caracterizados por meio de medições de perda de retorno e de diagrama de radiação, com o intuito de validar os resultados obtidos na etapa de projeto.

Finalmente, os resultados experimentais dos protótipos construídos foram comparados com os resultados fornecidos por simulação eletromagnética computacional e com resultados apresentados por antenas reportadas na literatura técnica, discutindo os méritos e as limitações das antenas desenvolvidas neste trabalho.

1.3 DESCRIÇÃO DAS SEÇÕES

Esta dissertação inicia-se com a introdutória seção 1, que situa este trabalho dentro do contexto da aplicação de antenas planares de micro-ondas em sistemas atuais de comunicação sem fio. É apresentado também o objetivo do trabalho e a organização deste documento.

A seção 2 apresenta os princípios teóricos que fundamentam este trabalho. Primeiramente, são introduzidos e descritos os diversos tipos de antenas planares de micro-ondas existentes, abordando suas características principais, suas vantagens e suas limitações. Na sequência, os vários tipos de bandas de antenas são definidos e o critério de definição de banda utilizado neste trabalho é especificado. Na parte final da seção, são apresentadas e discutidas as principais técnicas de alargamento de banda e de obtenção de múltiplas bandas em antenas planares de micro-ondas reportadas na literatura técnica.

Na seção 3, as antenas planares de micro-ondas que foram desenvolvidas neste trabalho são apresentadas e discutidas. Inicialmente, são introduzidos os sistemas de comunicação sem fio

para os quais elas foram desenvolvidas. O texto segue então com várias subseções nas quais as referidas antenas são mostradas em detalhes abordando suas etapas de desenvolvimento. Cada uma das antenas desenvolvidas é apresentada em uma subseção. Inicialmente, são expostas as especificações de projeto estabelecidas para as antenas. Em seguida, as configurações propostas para as mesmas são descritas detalhando suas estruturas físicas e seus princípios de operação. Os projetos das antenas são então apresentados englobando as etapas de análise e de otimização das configurações propostas. Na sequência, os resultados experimentais obtidos com os protótipos fabricados das referidas antenas são mostrados e comentados. Finalmente, as conclusões sobre as antenas desenvolvidas são apresentadas destacando seus méritos e suas limitações.

Por fim, a seção 4 apresenta as conclusões deste trabalho juntamente com sugestões de pesquisas que podem ser realizadas futuramente como continuidade e também como complementação ao mesmo.

2 PRINCÍPIOS TEÓRICOS

Nesta seção, são apresentados os fundamentos teóricos e definições utilizados no decorrer deste trabalho.

Primeiramente, os diferentes tipos de antenas planares de micro-ondas são descritos. Na sequência, são apresentadas as definições de banda de operação de antenas. Finalmente, são mostradas as principais técnicas de alargamento de banda e de obtenção de múltiplas bandas em antenas planares de micro-ondas reportadas na literatura técnica.

2.1 ANTENAS PLANARES DE MICRO-ONDAS

Antenas planares de micro-ondas são estruturas que operam na faixa de frequências de micro-ondas e que empregam radiadores em forma laminar, ou seja, de espessura muito pequena (muito menor do que o comprimento de onda λ_0 no espaço livre). Observa-se que os tais radiadores podem estar dobrados e não necessariamente contidos em um único plano, como será visto mais adiante.

Por sua natureza construtiva, as antenas planares de micro-ondas apresentam características adequadas para o emprego em terminais móveis de sistemas de comunicação sem fio. São geralmente antenas que possuem pequenas dimensões geométricas, baixo peso, baixo custo e facilidade de fabricação. Dependendo da geometria e do tipo de alimentação empregados, podem ser obtidas antenas com as mais variadas características de radiação, como diferentes tipos de polarização e formas de diagrama[2]. Adicionalmente, esse tipo de antena apresenta possibilidade de confecção integrada de antena, de estrutura de casamento de impedância e de outros circuitos em um mesmo substrato.

No entanto, as antenas planares de micro-ondas com configurações básicas e tradicionais são normalmente projetadas para operar em uma única banda, que é tipicamente estreita.

As antenas planares de micro-ondas podem ser classificadas em quatro categorias principais[4]: antenas de microfita, antenas de *patch* suspenso, antenas planares em L-invertido e em F-invertido, antenas monopolos planares.

2.1.1 Antenas de microfita

Em 1953, Deschamps[8] foi o pioneiro na proposição do conceito de radiadores de microfita. Contudo, as primeiras antenas práticas foram desenvolvidas apenas na década de 70 por Howell[9] e por Munson[10]. A partir de então, extensas pesquisas foram realizadas sobre antenas de microfita, buscando técnicas e métodos de análise e de síntese, de forma a explorar suas vantagens e a expandir seu campo de aplicação.

Uma antena de microfita é constituída de um substrato plano de material dielétrico de espessura típica de uma fração de λ_0 sobre o qual são impressos elementos condutores de espessura muito pequena (muito menor do que λ_0). A Figura 1 mostra um exemplo de configuração de antena de microfita.

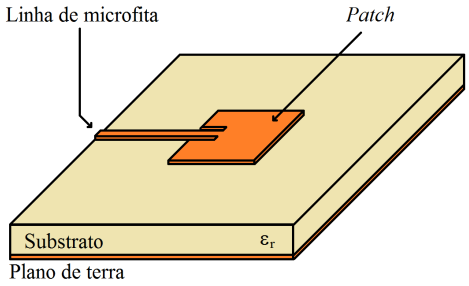


Figura 1 – Antena *patch* de microfita.

Empregam-se habitualmente substratos com valores de constante dielétrica ε_r entre 2,2 e 12 e com espessuras entre 0,8 mm e 1,6 mm[3]. O emprego de substratos mais espessos e com menores valores de constante dielétrica ocasiona um maior espraiamento de campos eletromagnéticos nas regiões de fronteira (bordas) dos elementos condutores, o que contribui para intensificar o mecanismo de radiação da antena[3, 11].

As antenas de microfita apresentam diversas vantagens[2, 3, 5, 11-13], muitas delas compartilhadas também com outras antenas planares de micro-ondas e já mencionadas anteriormente. Particularmente, as antenas de microfita são as antenas planares de micro-ondas com maior facilidade de fabricação e com maior robustez mecânica, quando construídas utilizando substratos rígidos.

No entanto, as configurações básicas de antenas de microfita, comparativamente a outras antenas convencionais de micro-ondas, como antenas cornetas e antenas de refletor parabólico, apresentam algumas desvantagens[2, 3, 5, 11-13], como menor ganho, menor capacidade de potên-

cia e menor largura de banda. Essa menor largura de banda acaba por restringir o campo de aplicação dessas configurações básicas.

A seguir, são descritos diversos tipos de antenas de microfita.

– *Antenas patch de microfita*

As antenas *patch* de microfita[2, 3, 11-13] são a configuração mais básica de antenas de microfita. Constituem-se de um substrato dielétrico com um elemento condutor radiante (também denominado *patch*) impresso sobre uma de suas faces e com um plano de terra também condutor que reveste inteiramente a outra face, como mostrado na Figura 1.

O *patch* pode assumir um número virtualmente ilimitado de formatos geométricos, o que possibilita a obtenção de antenas com diferentes características de radiação. Como exemplo de geometrias comumente empregadas, podemos citar as formas retangular, circular e triangular.

A antena *patch* de microfita pode ser modelada de diversas formas[2, 3, 11, 12], sendo que uma delas é o modelo de cavidade ressonante. Nesse caso, ela é tratada como um ressoador *patch* de microfita com altas perdas por radiação.

Da mesma forma como ocorre em um ressoador *patch* de microfita, a antena *patch* de microfita apresenta modos ressonantes que possuem uma frequência de ressonância bem definida cada. Os modos ressonantes excitados na antena dependem das características do *patch*, do substrato e do plano de terra; do tipo e do posicionamento da estrutura de alimentação empregada; da estrutura de casamento de impedância utilizada.

Existem quatro tipos de perdas em um ressoador *patch* de microfita: condutivas, devido à dissipação térmica no *patch* e no plano de terra; dielétricas, devido à dissipação térmica no substrato; por ondas de superfície, devido ao espalhamento de energia eletromagnética no substrato; por radiação (por ondas espaciais), devido ao mecanismo de radiação, que é justamente o explorado pela antena *patch* de microfita. No caso dessa antena, as perdas por radiação são geralmente muito maiores do que as outras[11]. O mecanismo de radiação dá-se por meio das bordas do *patch*: nelas, as ondas eletromagnéticas excitadas no interior do substrato entre o *patch* e o plano de terra são irradiadas. Elas se comportam, portanto, como fendas radiantes.

As antenas *patch* de microfita de geometrias tradicionais (retangular, circular e triangular) apresentam características semelhantes. Tipicamente, em operação em seu modo ressonante fundamental, são antenas direcionais com máxima radiação na direção perpendicular ao plano

do substrato, no sentido do plano de terra para o *patch*. Além disso, apresentam geralmente larguras de banda de impedância fracionárias de uma fração de 1% a algumas poucas unidades de porcentagem[3]. Usualmente, as antenas *patch* de microfita possuem dimensões da ordem de metade do comprimento de onda λ no substrato.

– *Antenas dipolos impressos*

As antenas dipolos impressos[2, 14] são a forma em circuito impresso das antenas dipolos[3]. Elas consistem em um substrato dielétrico com um par de elementos condutores radiantes impressos. Exemplos de configurações de antenas dipolos impressos podem ser vistos na Figura 2.

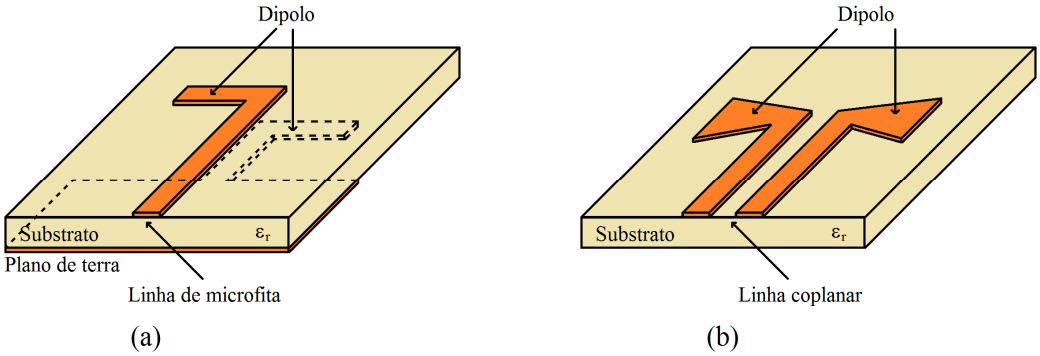


Figura 2 – Antenas dipolos impressos (a) tradicional; (b) do tipo *bowtie*.

As antenas dipolos impressos normalmente são menores e utilizam substratos mais espessos do que as antenas *patch* de microfita. Comparativamente a estas, possuem larguras de banda maiores. Com a configuração mostrada na Figura 2(a), obteve-se uma largura de banda de impedância fracionária de 17%[14]. As antenas dipolos impressos geralmente apresentam radiação omnidirecional e possuem dimensões da ordem de $\lambda/2$.

– *Antenas monopolos impressos*

Como a forma correspondente em circuito impresso das antenas monopolos[3, 15], as antenas monopolos impressos[16] são constituídas de um substrato dielétrico com um elemento condutor radiante impresso em uma de suas faces e com um plano de terra, também condutor, que reveste parcialmente a outra face. A Figura 3 mostra exemplos de configurações de antenas monopolos impressos.

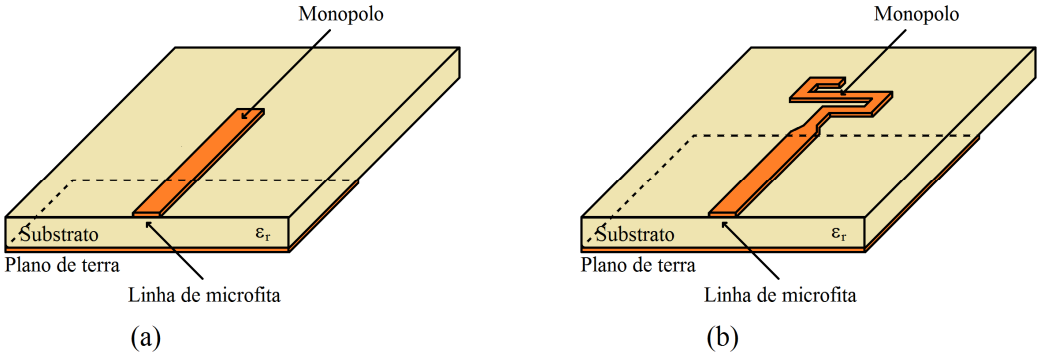


Figura 3 – Antenas monopolos impressos (a) tradicional; (b) dobrado.

Em relação às antenas *patch* de microfita, as antenas monopolos impressos usualmente são mais compactas e apresentam maiores larguras de banda[15]. Essas antenas normalmente têm dimensões da ordem de $\lambda/4$ e apresentam radiação omnidirecional. Obteve-se uma largura de banda de impedância fracionária de 17,7% com a configuração mostrada na Figura 3(b)[16].

– *Antenas impressas em L-invertido e em F-invertido*

As antenas impressas em L-invertido[17] e em F-invertido[15, 18] são a forma em circuito impresso de suas correspondentes não planares (filamentares), que podem ser consideradas como variações das antenas monopolos[15]. São também formadas por um substrato dielétrico com um elemento condutor radiante e com um plano de terra também condutor, impressos em faces opostas do substrato. Exemplos de configurações dessas antenas são mostrados na Figura 4.

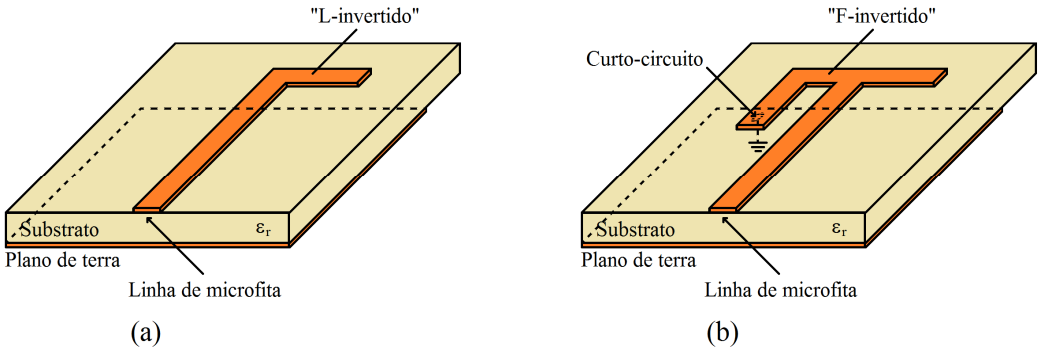


Figura 4 – Antenas impressas (a) em L-invertido; (b) em F-invertido.

Em comparação com as antenas monopolos impressos, as antenas em L-invertido e em F-invertido normalmente são mais compactas e apresentam menores larguras de banda. Elas usualmente apresentam radiação omnidirecional e possuem dimensões da ordem de $\lambda/4$. Larguras de banda de impedância fracionárias de 18% e de 10% foram obtidas com as configurações da Figura 4(a) e da Figura 4(b)[17, 18], respectivamente.

– Antenas impressas de fenda

As antenas impressas de fenda[2] são constituídas de um substrato dielétrico cujo plano de terra possui uma fenda radiante. Exemplos de configurações de antenas impressas de fenda podem ser vistos na Figura 5.

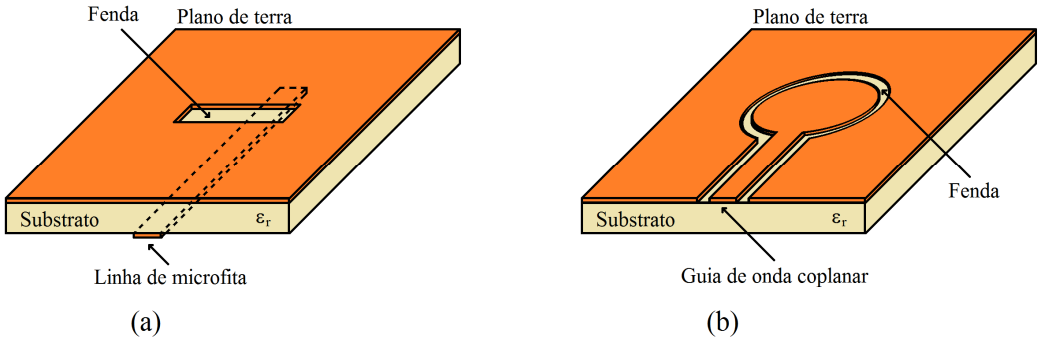


Figura 5 – Antenas impressas de fenda alimentadas (a) por linha de microfita; (b) por guia de onda coplanar.

A princípio, a fenda pode ter qualquer geometria, sendo que as mais simples, como retangular, circular e anular, são as mais comumente estudadas[2].

Geralmente, as antenas impressas de fenda têm dimensões da ordem de $\lambda/2$ e apresentam radiação bidirecional, isto é, para os dois lados do substrato[2]. Além disso, possuem normalmente larguras de banda maiores do que as antenas *patch* de microfita[2].

– Antenas de ondas caminhantes de microfita

As antenas de ondas caminhantes de microfita[2, 19] usualmente consistem em uma linha de transmissão longa (com comprimento da ordem de λ ou maior), por vezes com geometria periódica, impressa sobre um substrato dielétrico.

Por serem antenas de ondas caminhantes (aquelas cujas distribuições de correntes e de tensões podem ser representadas por ondas caminhantes que se propagam em um mesmo sentido[3]), as antenas desse tipo são especialmente distintas das outras antenas expostas neste texto, que são antenas ressonantes (aquelas cujas referidas distribuições formam padrões de onda estacionária, devido a reflexões de ondas nas extremidades em aberto de sua estrutura[3]).

Normalmente, uma das extremidades da antena é terminada por uma carga resistiva casada, que tem como objetivo suprimir ondas estacionárias. A Figura 6 apresenta um exemplo de configuração de antena de ondas caminhantes de microfita.

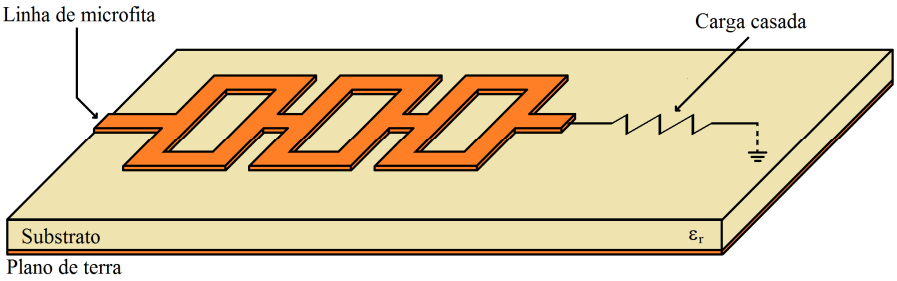


Figura 6 – Antena de ondas caminhantes de microfita.

Embora possuam comumente dimensões geométricas maiores do que outros tipos de antenas de microfita, as antenas de ondas caminhantes de microfita apresentam, em geral, larguras de banda significativamente maiores. Nesse tipo de antena, a radiação ocorre ao longo da linha de transmissão impressa, formando um diagrama geralmente direcional. Na literatura técnica[19], é apresentada uma configuração de antena de ondas caminhantes de microfita com largura de banda de impedância fracionária superior a 40%.

2.1.2 Antenas de *patch* suspenso

As antenas de *patch* suspenso[4] podem ser consideradas como variações das antenas *patch* de microfita. Semelhantemente a estas, as antenas de *patch* suspenso são constituídas de um substrato dielétrico com um *patch* acima de uma de suas faces e com um plano de terra condutor abaixo da outra. Na antena de *patch* suspenso, insere-se uma camada de ar entre o *patch* e o substrato (o plano de terra é impresso) ou entre o substrato e o plano de terra (o *patch* é impresso). Outra configuração alternativa é aquela em que o substrato é totalmente substituído por camada de ar. A Figura 7 mostra exemplos de configurações de antenas de *patch* suspenso.

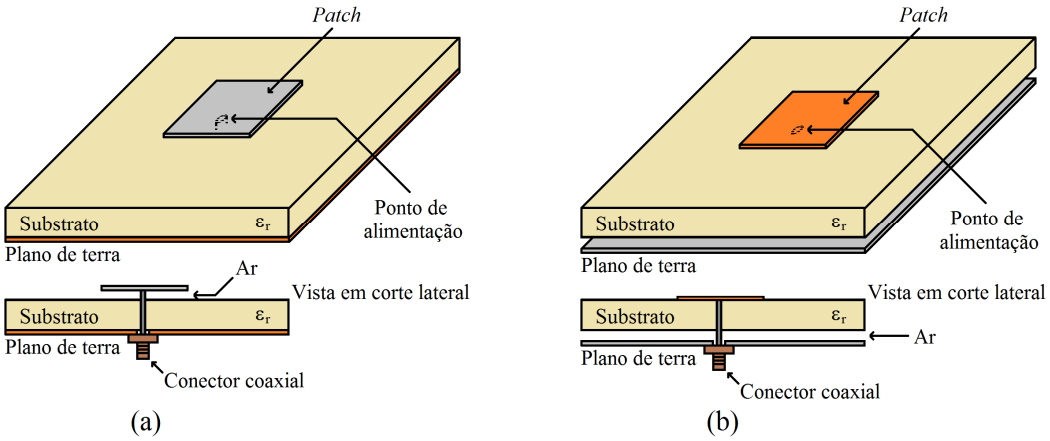


Figura 7 – Antenas de *patch* suspenso com camada de ar (a) entre *patch* e substrato; (b) entre substrato e plano de terra.

A inserção de uma camada de ar possibilita a obtenção de larguras de banda maiores comparativamente às antenas *patch* de microfita, o que será discutido posteriormente em 2.3.3. Com a configuração mostrada na Figura 7(a), obteve-se uma largura de banda de impedância fracionária de aproximadamente 8%[4].

Para obter maior robustez mecânica, no lugar da camada de ar, pode-se empregar uma camada de material dielétrico com baixo valor de constante dielétrica (valor próximo à unidade), como espuma.

Similarmente às antenas *patch* de microfita, quando operam em seu modo ressonante fundamental, as antenas de *patch* suspenso de geometrias tradicionais são tipicamente direcionais, com máxima radiação na direção perpendicular ao plano do substrato, no sentido do plano de terra para o *patch*. Uma antena de *patch* suspenso possui tipicamente dimensões da ordem de $\lambda/2$.

Em comparação com as antenas de microfita, as antenas de *patch* suspenso normalmente possuem substratos mais espessos e com valores mais baixos de constante dielétrica. Além disso, são mecanicamente mais frágeis e mais difíceis de fabricar, devido à presença de um ou de mais elementos condutores não impressos. Essa característica também dificulta conexões entre antena e circuitos de micro-ondas.

Apesar dessa limitação, as antenas de *patch* suspenso apresentam as vantagens comuns às antenas planares de micro-ondas já citadas anteriormente.

2.1.3 Antenas planares em L-invertido e em F-invertido

As antenas planares em L-invertido e em F-invertido[4, 15] consistem em um plano de terra e em um radiador, ambos condutores, em forma laminar, paralelos entre si e separados por uma camada de ar. Elas são obtidas a partir de suas correspondentes não planares (filamentares)[15] pela substituição da parte do radiador filamentar que é paralela ao plano de terra por um radiador em forma laminar. As antenas planares em L-invertido e em F-invertido possuem usualmente dimensões da ordem de $\lambda/2$ e de $\lambda/4$, respectivamente. Exemplos de configurações das mesmas podem ser vistos na Figura 8.

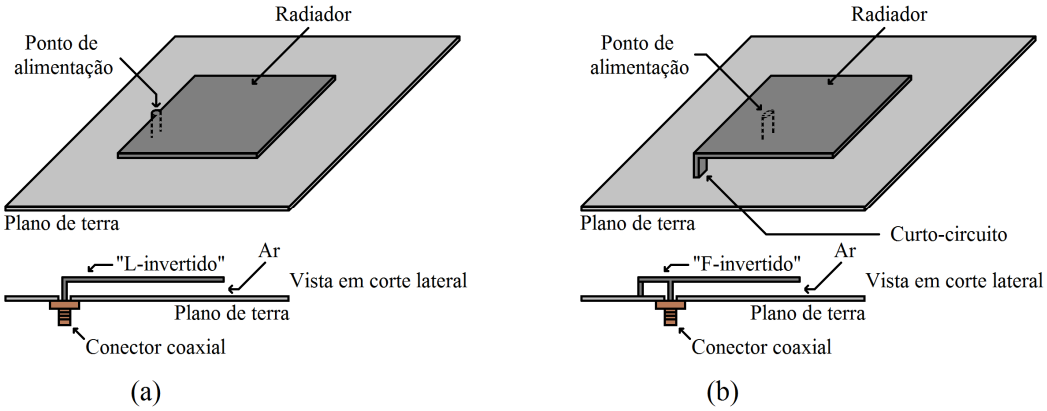


Figura 8 – Antenas planares (a) em L-invertido; (b) em F-invertido.

Normalmente, as antenas planares em L-invertido e em F-invertido possuem espessuras maiores do que as antenas de *patch* suspenso. Assim como ocorre nestas, a camada de ar pode ser substituída por uma camada de material dielétrico com baixo valor de constante dielétrica, com o intuito de obter maior robustez mecânica.

No caso da antena planar em F-invertido, o segmento condutor que liga o radiador ao plano de terra pode ser realizado por uma estrutura em forma filamentar ou laminar.

Usualmente, as antenas planares em L-invertido e em F-invertido apresentam larguras de banda maiores do que as antenas de *patch* suspenso. Com uma configuração básica de antena planar em F-invertido, como a mostrada na Figura 8(b), obteve-se uma largura de banda de impedância fracionária de 10%[15]. Com uma configuração de antena planar em L-invertido com radiador hexagonal, foi obtida uma largura de banda de impedância fracionária de 6,2%[20].

No entanto, em relação às antenas *patch* de microfita, as antenas planares em L-invertido e em F-invertido são mecanicamente mais frágeis e mais difíceis de fabricar, devido à presença de elementos condutores não impressos.

De maneira semelhante às antenas *patch* de microfita, quando operam em seu modo ressonante fundamental, as antenas planares em L-invertido e em F-invertido de geometrias tradicionais são tipicamente direcionais, com máxima radiação na direção perpendicular ao plano do substrato, no sentido do plano de terra para o radiador.

As antenas planares em F-invertido são em geral mais compactas do que as antenas planares em L-invertido e do que as antenas *patch* de microfita. Isso as faz particularmente mais atraentes para o emprego em terminais móveis de sistemas de comunicação sem fio, como telefo-

nia móvel e WLAN para computadores portáteis. São antenas de pequenas dimensões geométricas, que podem ser montadas dentro de aparelhos portáteis.

As antenas planares em L-invertido e em F-invertido apresentam também as vantagens comuns às antenas planares de micro-ondas já mencionadas anteriormente.

2.1.4 Antenas monopolos planares

As antenas monopolos planares[4] consistem em um plano de terra e em um radiador, ambos condutores e em forma laminar. Elas são obtidas a partir de sua correspondente não planar (filamentar)[15] pela substituição do radiador filamentar por outro em forma laminar. A Figura 9 mostra um exemplo de configuração de antena monopolo planar.

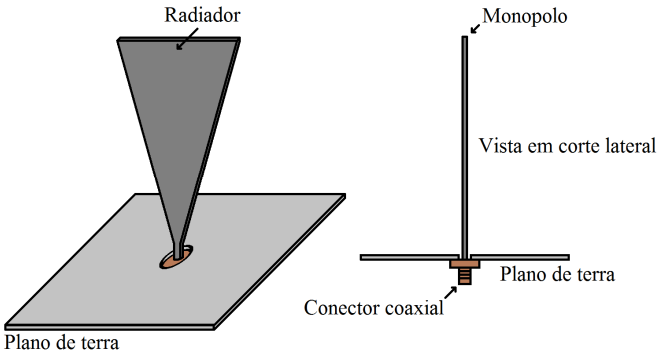


Figura 9 – Antena monopolo planar.

Assim como ocorre nos outros tipos de antenas planares de micro-ondas, há inúmeras possibilidades de geometrias para o radiador de uma antena monopolo planar.

Dentre os diversos tipos de antenas planares de micro-ondas, as antenas monopolos planares são as que apresentam maior potencial de largura de banda: podem atingir larguras de banda de impedância fracionárias tipicamente superiores a 70%[4].

As antenas monopolos planares de geometrias tradicionais são geralmente omnidirecionais com maior parte da radiação concentrada acima do plano de terra.

Por suas características de largura de banda, essas antenas são adequadas a aplicações de UWB. Além disso, elas possuem as vantagens já citadas das antenas planares de micro-ondas.

Por outro lado, as antenas monopolos planares, de montagem mais complexa do que a de outras antenas planares, possuem uma estrutura maior e mecanicamente mais frágil.

2.2 DEFINIÇÕES DE BANDA

A banda de operação de uma antena corresponde à faixa de frequências dentro da qual ela apresenta um desempenho especificado em relação a uma determinada característica. A definição padrão de largura de banda fracionária **B** de uma antena, relacionada à largura de banda absoluta **Δf** da mesma, é dada por[1]

$$\mathbf{B} = \frac{\Delta \mathbf{f}}{\mathbf{f_0}} \cdot 100\% = \frac{2 \cdot \Delta \mathbf{f}}{(\mathbf{f_u} + \mathbf{f_l})} \cdot 100\% = 2 \cdot \left(\frac{\mathbf{f_u} - \mathbf{f_l}}{\mathbf{f_u} + \mathbf{f_l}}\right) \cdot 100\% \tag{1}$$

onde $\mathbf{f_0}$, $\mathbf{f_u}$ e $\mathbf{f_l}$ são, respectivamente, as frequências central, superior e inferior da banda da antena. A definição do limite entre banda estreita e banda larga não é consensual. Usualmente, são adotados para esse limite valores entre 1%[1] e 10% de largura de banda fracionária.

As principais características utilizadas para definir larguras de banda em antenas são: impedância de entrada, polarização e diagrama de radiação.

2.2.1 Banda de impedância

A banda de impedância é uma consideração básica para qualquer projeto de antena. Ela indica a faixa de frequências em que há um nível especificado de casamento de impedância entre antena e sua linha de alimentação. Um bom casamento possibilita que a maior parte da energia fornecida pela linha seja entregue à antena e que, reciprocamente, a maior parte da energia recebida pela antena seja transmitida à linha de alimentação.

Um padrão comum utilizado para definição de banda de impedância em antenas é o valor mínimo de 10 dB de perda de retorno entre antena e sua linha de alimentação[5]. Nesse caso, a banda de impedância corresponde à faixa de frequências em que os valores de perda de retorno são superiores ou iguais a 10 dB.

A perda de retorno $\mathbf{L_R}$, dada em decibéis, é definida como[21]

$$\mathbf{L_R} = -20 \cdot \log(|\boldsymbol{\Gamma}|) \tag{2}$$

Γ corresponde ao coeficiente de reflexão de tensão entre antena e sua linha de alimentação. Ele indica a quantidade de sinal refletido no ponto de alimentação da antena e é definido em

termos da impedância de entrada **Z** da antena e da impedância característica $\mathbf{Z_0}$ da linha de alimentação:

$$\mathbf{\Gamma} = \frac{\mathbf{Z}-\mathbf{Z_0}}{\mathbf{Z}+\mathbf{Z_0}} \tag{3}$$

Alternativamente, o nível de casamento de impedância entre antena e sua linha de alimentação pode ser representado pela relação de onda estacionária **VSWR**, definida como[21]

$$\mathbf{VSWR} = \frac{1+|\mathbf{\Gamma}|}{1-|\mathbf{\Gamma}|} \tag{4}$$

Exceto em 2.2 e em referências a tipos e a definições de banda, todas as referências a bandas de antenas que aparecem neste texto correspondem a bandas de impedância. Ainda neste texto, a banda de impedância é determinada pelo critério de 10 dB de valor mínimo de perda de retorno, para um valor de 50 Ω de impedância característica de linha de alimentação (padrão em micro-ondas), salvo menção contrária.

O valor da impedância de entrada de antenas ressonantes geralmente sofre variação significativa em função da frequência[4], o que normalmente resulta em bandas de impedância estreitas. Antenas ressonantes com bandas de impedância estreitas podem ser modeladas como um circuito ressonante com valor elevado de índice de mérito **Q**. Nesse caso, é válida a relação[4, 5]

$$\mathbf{B_Z} = \frac{\mathbf{VSWR_{max}}-1}{\mathbf{Q}\cdot\sqrt{\mathbf{VSWR_{max}}}}\cdot 100\% \tag{5}$$

onde $\mathbf{B_Z}$ é a largura de banda de impedância fracionária da antena, e $\mathbf{VSWR_{max}}$ é sua relação de onda estacionária máxima dentro da referida banda.

O índice de mérito de um circuito ressonante, que caracteriza o comportamento de sua curva de ressonância e sua largura de banda de impedância, apresenta, por definição, uma relação de proporcionalidade inversa com suas perdas[4]. Por meio da eq. (5), pode-se verificar que um alargamento da banda de impedância de uma antena pode ser obtido aumentando suas perdas. Como já visto anteriormente, essas perdas são compostas não somente pelas perdas por radiação, mas também pelas indesejadas perdas condutivas, dielétricas e por ondas de superfície.

De acordo com o critério de Chu[3, 4, 22, 23], qualquer antena eletricamente pequena que apresente somente perdas por radiação terá um índice de mérito com valor superior ao valor de índice de mérito mínimo $\mathbf{Q_{min}}$, dado aproximadamente por[4, 23]

$$\mathbf{Q_{min}} = \frac{1+3\cdot(\mathbf{k_0}\cdot\mathbf{R})^2}{2\cdot(\mathbf{k_0}\cdot\mathbf{R})^3\cdot[1+(\mathbf{k_0}\cdot\mathbf{R})^2]} \tag{6}$$

onde **R** é o raio da esfera envoltória da antena (a esfera de menor raio que envolve a antena por completo), e $\mathbf{k_0}$ é a constante de propagação de onda no espaço livre, definida em termos da frequência de ressonância $\mathbf{f_r}$ da antena, da permeabilidade magnética $\boldsymbol{\mu_0}$ e da permissividade elétrica $\boldsymbol{\varepsilon_0}$ do vácuo:

$$\mathbf{k_0} = 2 \cdot \pi \cdot \mathbf{f_r} \cdot \sqrt{\boldsymbol{\mu_0} \cdot \boldsymbol{\varepsilon_0}} \tag{7}$$

Define-se como eletricamente pequena uma antena tal que

$$\mathbf{k_0} \cdot \mathbf{R} < 1 \tag{8}$$

Dentre várias antenas que apresentam somente perdas por radiação e que possuem mesma frequência de ressonância e esferas envoltórias de mesmo raio, terá menor valor de índice de mérito a que usar o espaço mais efetivamente para gerar radiação. Assim, conclui-se que a largura de banda de impedância de uma antena pode ser aumentada se ela, com sua configuração geométrica, utilizar mais eficientemente o volume no interior de sua esfera envoltória ou, no caso de geometrias planas, a área no interior da circunferência envoltória correspondente[3].

2.2.2 Banda de polarização

A polarização[3, 5] de uma antena em uma dada direção é definida como a polarização da onda eletromagnética emitida pela antena na referida direção.

São três os tipos de polarização possíveis: linear, circular e elíptica. Para esses tipos de polarização, as curvas traçadas pela extremidade do vetor campo elétrico em um ponto fixo do espaço em função do tempo são, respectivamente, segmento de reta, circunferência e elipse. A Figura 10 mostra uma elipse típica produzida por uma onda elipticamente polarizada.

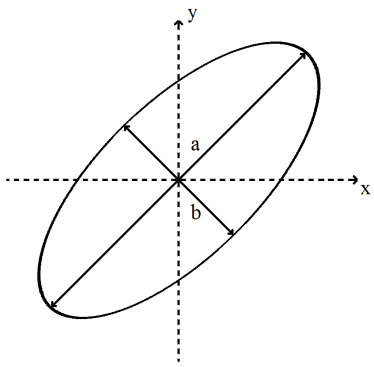


Figura 10 – Elipse de polarização de uma onda elipticamente polarizada.

Uma polarização elíptica é caracterizada pela razão axial **AR** de sua elipse de polarização, definida como a razão entre seu eixo maior **a** e seu eixo menor **b**[5].

$$\mathbf{AR} = \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}} \tag{9}$$

A razão axial pode também ser dada por sua forma em decibéis $\mathbf{AR_{dB}}$:

$$\mathbf{AR_{dB}} = 20 \cdot \log(\mathbf{AR}) \tag{10}$$

Observa-se que a razão axial é unitária quando a polarização é circular e que ela tende ao infinito quando a polarização é linear.

A banda de polarização de uma antena corresponde à faixa de frequências em que a mesma apresenta uma polarização especificada. Um bom casamento de polarização entre antena receptora e onda eletromagnética incidente maximiza a potência recebida.

Em sistemas que operam com ondas eletromagnéticas circularmente polarizadas, um padrão comum utilizado para definição de banda de polarização em antenas é o valor máximo de 3 dB de razão axial[5]. Nesse caso, a banda de polarização corresponde à faixa de frequências em que os valores de razão axial são de, no máximo, 3 dB.

Pode-se também definir a banda de polarização especificando um valor máximo de nível de polarização cruzada (ortogonal) em relação a uma polarização de interesse.

2.2.3 Banda de diagrama de radiação

Parâmetros relativos ao diagrama de radiação de uma antena podem também ser utilizados para definir sua largura de banda. Dentre os diversos parâmetros que descrevem as características de radiação de uma antena e que podem ser adotados para definir sua largura de banda, é possível citar: ganho, nível de lóbulos secundários, largura de feixe de meia potência e direção do lóbulo principal. Em geral, esses parâmetros variam em função da frequência.

Tendo sido especificados um parâmetro e seu valor limite, é possível determinar as frequências limites da banda. A largura de banda fracionária pode ser então calculada por meio da eq. (1).

2.3 ALARGAMENTO DE BANDA E OBTENÇÃO DE MÚLTIPLAS BANDAS

Como já mencionado, as antenas planares de micro-ondas apresentam várias vantagens. Devido a suas características construtivas, são convenientes para utilização em diversos tipos de aplicações, como telefonia móvel, WLAN, equipamentos militares e biomédicos.

Por um lado, as configurações básicas e tradicionais de antenas planares de micro-ondas geralmente permitem a obtenção de larguras de banda de impedância fracionárias de até algumas unidades de porcentagem, com operação em banda única, apenas. Dessa forma, a aplicação desse tipo de antena torna-se limitada nos sistemas atuais de comunicação sem fio, que oferecem variedades de serviços e capacidades de transferência de dados cada vez maiores, demandando antenas multibandas com larguras de banda crescentes.

Por outro lado, alguns tipos específicos de antenas planares de micro-ondas possibilitam a obtenção de larguras de banda de impedância fracionárias de várias dezenas de porcentagem. Porém, a utilização de antenas com bandas muito mais largas do que as necessárias pode trazer inconveniências, como recepção de sinais indesejados e recepção de maior potência de ruído.

Sendo assim, uma antena deve idealmente apresentar uma largura de banda igual à especificada pelo sistema de comunicação ao qual é aplicada.

Tendo em vista os aspectos mencionados, foram desenvolvidas técnicas de alargamento de banda e de obtenção de múltiplas bandas, com o intuito de ampliar a gama de aplicações das antenas planares de micro-ondas[2-7].

Tendo como foco principal a banda de impedância, são apresentadas a seguir as principais técnicas de alargamento de banda e de obtenção de múltiplas bandas em antenas planares de micro-ondas. Essas técnicas estão divididas em quatro categorias principais: seleção adequada de estrutura de alimentação, utilização de elementos de casamento de impedância, diminuição do valor de índice de mérito da estrutura ressonante e excitação de múltiplos modos ressonantes.

2.3.1 Seleção adequada de estrutura de alimentação

A estrutura de alimentação é um item importante no projeto de antenas planares de micro-ondas. Trata-se de uma transição entre linha de transmissão de entrada (linha de alimentação) e estrutura radiante que deve prover um mecanismo eficiente de transferência de energia entre as mesmas.

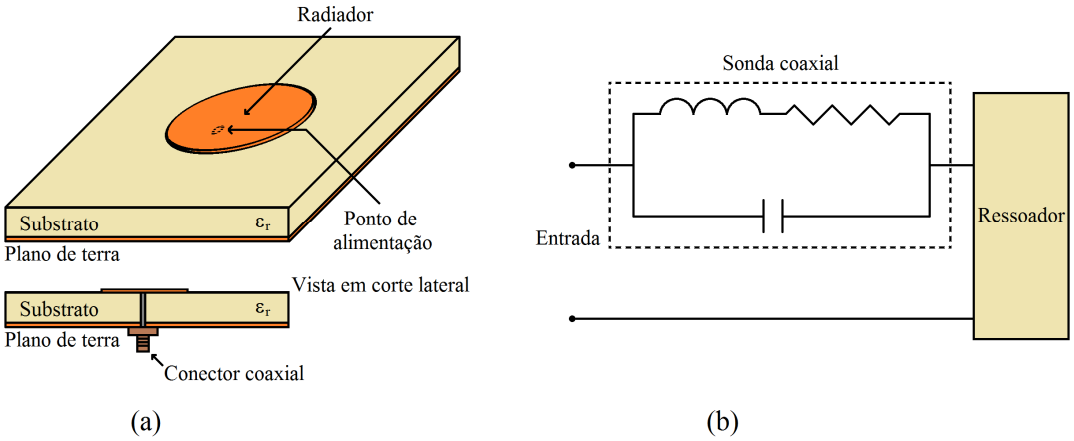
Em uma antena ressonante, os modos ressonantes excitados são determinados pelas características do substrato, do radiador e do plano de terra; pelo tipo da estrutura de alimentação empregada e por sua posição de inserção na estrutura radiante; pela estrutura de casamento de impedância utilizada. Esses modos afetam diretamente as características de radiação e a impedância de entrada da antena. Sendo assim, constata-se que o conjunto formado pela estrutura radiante e pela estrutura de alimentação afeta o comportamento da impedância de entrada da antena e, portanto, sua banda. Observa-se que a estrutura de alimentação pode apresentar perdas, que podem tanto diminuir a eficiência de radiação da antena quanto distorcer a forma de seu diagrama de radiação (no caso de perdas por radiação).

Os tipos mais populares de alimentação de antenas planares de micro-ondas são: a sonda coaxial, a linha de microfita, o acoplamento por proximidade e o acoplamento por abertura[3].

– *Emprego de alimentação direta por sonda coaxial ou por linha de microfita*

Em antenas planares de micro-ondas, as alimentações diretas por sonda coaxial e por linha de microfita[2, 3] são amplamente empregadas e ainda as de maior facilidade de fabricação[3]. O primeiro tipo de alimentação é empregado mais comumente em antenas de microfita, enquanto o segundo pode ser empregado em todos os tipos de antenas planares de micro-ondas.

Na alimentação por sonda coaxial, o condutor interno do conector coaxial é conectado ao radiador da antena, enquanto o condutor externo é conectado ao plano de terra da mesma. A Figura 11 apresenta uma antena *patch* de microfita alimentada por sonda coaxial e seu circuito equivalente[2].

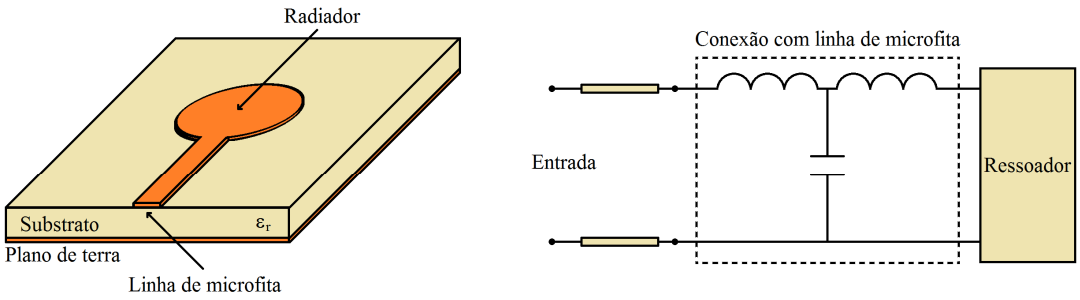


(a) (b)

Figura 11 – Alimentação por sonda coaxial: (a) antena; (b) circuito equivalente.

No caso desse tipo de alimentação em uma antena planar de micro-ondas, quanto maior é a espessura do substrato da antena, maior é o valor da indutância série resultante do comprimento da sonda. Isso pode trazer dificuldades para o casamento de impedância entre estrutura radiante e linha de alimentação.

Na alimentação por linha de microfita, a fita é conectada diretamente ao radiador da antena, e os planos de terra desta e da linha são conectados diretamente. A Figura 12 mostra uma antena *patch* de microfita alimentada por linha de microfita e seu circuito equivalente[2].



(a) (b)

Figura 12 – Alimentação por linha de microfita: (a) antena; (b) circuito equivalente.

Para os casos de antenas que empregam esses dois tipos de alimentação, o casamento de impedância entre estrutura radiante e linha coaxial ou linha de microfita pode ser realizado com uma escolha adequada da posição de inserção de alimentação no radiador.

Quando a alimentação é feita por linha de microfita, sua posição de inserção pode ser deslocada para o interior do radiador por meio de dois cortes físicos feitos no mesmo, como já mostrado na Figura 1. Os tais cortes introduzem uma capacitância que pode influenciar ligeiramente a frequência de ressonância da antena, com variação de cerca de 1% sobre a mesma[3]. Além disso, linhas de microfita emitem radiação e, dependendo de suas dimensões geométri-

cas, podem ocasionar alterações significativas das formas de diagramas de radiação de antenas.

Apesar da facilidade de fabricação desses dois tipos de alimentação, seu emprego produz usualmente bandas estreitas em antenas de microfita e em antenas de *patch* suspenso. Empregando alimentação por sonda coaxial ou por linha de microfita, uma antena *patch* de microfita de geometria tradicional apresenta uma largura de banda de impedância fracionária usualmente de uma fração de 1% a algumas unidades de porcentagem[3].

– *Emprego de alimentação por acoplamento de campos eletromagnéticos*

Por outro lado, o emprego de alimentações por acoplamento de campos eletromagnéticos possibilita a obtenção de antenas com bandas mais largas.

Na alimentação por acoplamento por proximidade[2, 3], uma camada de material dielétrico com radiador impresso é sobreposta a uma linha de alimentação, de forma que os campos eletromagnéticos da linha se acoplem capacitivamente ao radiador, por proximidade. A Figura 13 mostra uma antena *patch* de microfita alimentada por acoplamento por proximidade, juntamente com seu circuito equivalente[2].

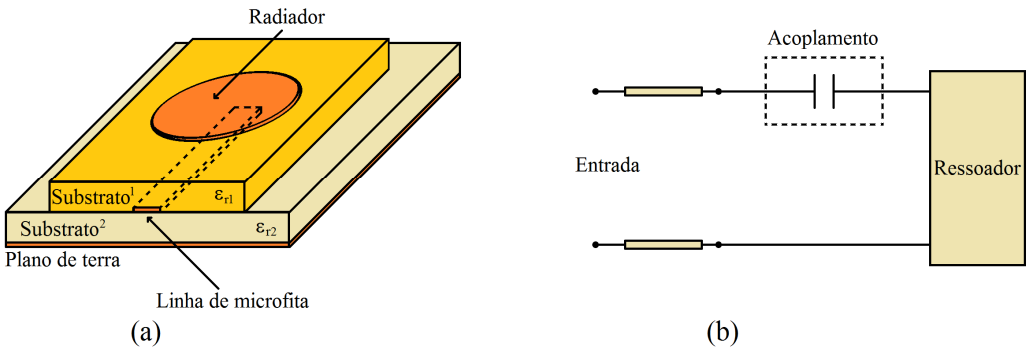


Figura 13 – Alimentação por acoplamento por proximidade: (a) antena; (b) circuito equivalente.

Quando esse tipo de alimentação é empregado, o casamento de impedância entre estrutura radiante e linha de alimentação pode ser realizado por meio de ajuste das dimensões geométricas e do posicionamento da linha e por meio de ajuste dos valores das constantes dielétricas das camadas do substrato, quando este for multicamada[2]. Os referidos parâmetros podem também ser ajustados de forma a minimizar radiações espúrias provenientes da terminação em circuito aberto da linha de alimentação[2, 3, 5]. Ainda nesse tipo de alimentação, quando se utiliza substrato multicamada, o espessamento total de substrato entre radiador e plano de terra pode proporcionar um alargamento de banda à antena. Todavia, esse espessamento pode tam-

bém contribuir com a excitação de ondas de superfície[4, 5], como será visto posteriormente em 2.3.3.

Na alimentação por acoplamento por abertura[2, 3, 24], uma camada de material dielétrico com radiador impresso é colocada sobre uma fenda inserida no plano de terra de uma linha de alimentação. Essa fenda permite o acoplamento de campos eletromagnéticos entre a linha e o radiador. A Figura 14 apresenta uma antena *patch* de microfita alimentada por acoplamento por abertura, juntamente com seu circuito equivalente[2].

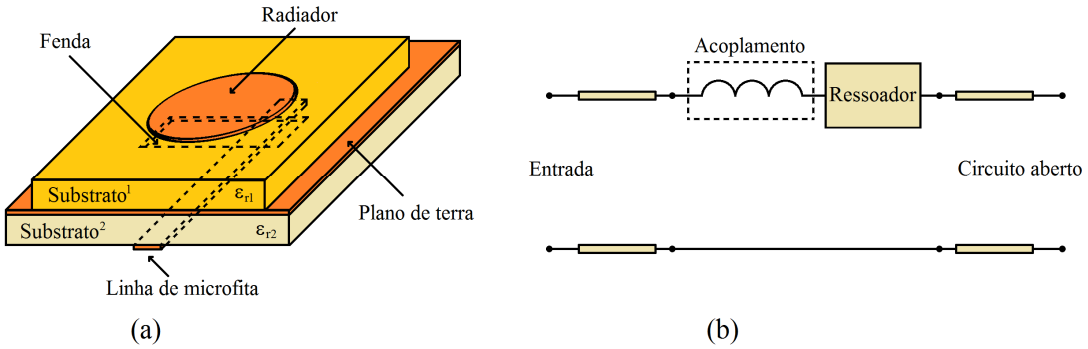


Figura 14 – Alimentação por acoplamento por abertura: (a) antena; (b) circuito equivalente.

Nesse tipo de alimentação, o plano de terra provê uma maior isolação eletromagnética entre linha de alimentação e radiador. Isso minimiza interferências de radiação espúria proveniente da linha e proporciona maior independência entre projetos de estrutura de alimentação e de estrutura radiante. O casamento de impedância entre estrutura radiante e linha de alimentação pode ser realizado por meio de ajuste do posicionamento, do formato e do tamanho da fenda; das dimensões geométricas e do posicionamento da linha; dos valores das constantes dielétricas das camadas do substrato, quando este for multicamada. Essa quantidade de parâmetros de projeto dá mais flexibilidade à alimentação por acoplamento por abertura, em relação a outros tipos de alimentação.

Quando um substrato de duas camadas é utilizado, a escolha de dois materiais dielétricos diferentes, um para o radiador e outro para a linha de alimentação, permite a otimização individual do desempenho de cada um desses elementos. No entanto, estruturas multicamadas elevam custos de fabricação.

As alimentações por acoplamento de campos eletromagnéticos são mais indicadas para emprego em antenas de microfita, que normalmente possuem substratos mais finos e com valores mais elevados de constante dielétrica, o que facilita o acoplamento de campos eletromagnéticos. Em outros tipos de antenas planares de micro-ondas, as alimentações por acoplamento de

campos eletromagnéticos podem também ser empregadas por meio de uma adaptação no condutor interno do conector coaxial, de forma que os campos eletromagnéticos da linha coaxial se acoplem ao radiador. Um exemplo desse tipo de adaptação é mostrado na Figura 15, na qual uma antena de *patch* suspenso é alimentada por acoplamento por proximidade.

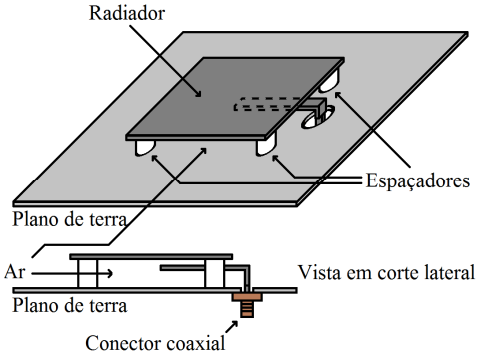


Figura 15 – Alimentação por acoplamento por proximidade em uma antena de *patch* suspenso.

A configuração mostrada na Figura 15 permitiu a obtenção de uma largura de banda de impedância fracionária de 36% com um radiador de geometria tradicional[27].

Para antenas *patch* de microfita de geometrias tradicionais com alimentações por acoplamento por proximidade e por acoplamento por abertura, foram obtidas larguras de banda de impedância fracionárias de 13%[25] e de 5%[26], respectivamente. Esses valores são superiores aos normalmente obtidos com alimentações por sonda coaxial e por linha de microfita.

2.3.2 Utilização de elementos de casamento de impedância

A utilização de elementos de casamento de impedância em uma antena planar de micro-ondas influencia diretamente sua impedância de entrada, o que pode influenciar também sua banda e os modos ressonantes excitados na antena. Esses elementos são projetados para prover casamento de impedância entre linha de alimentação e estrutura radiante em toda a banda de operação da antena. Eles podem ser transformadores de impedância ou tocos, adicionados à linha de alimentação ou ao radiador, ou fendas inseridas neste.

– Adição de elementos de casamento de impedância à linha de alimentação ou ao radiador

Em uma antena, uma forma de realizar o casamento de impedância entre estrutura radiante e linha de alimentação consiste em adicionar elementos condutores à linha ou ao radiador da

antena, implementando transformadores de impedância e tocos. No caso de antenas impressas, esses elementos podem ser realizados impressos nos substratos das mesmas.

A Figura 16 mostra antenas *patch* de microfita com exemplos de elementos de casamento de impedância adicionados à linha de alimentação (transformador de impedância e tocos).

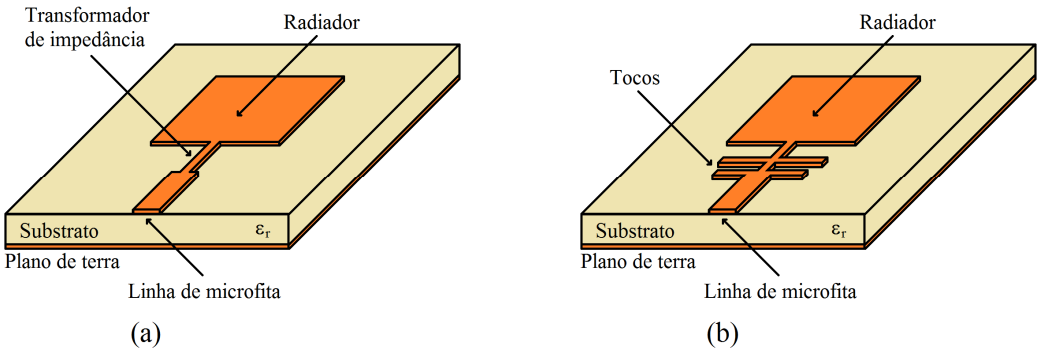


Figura 16 – Casamento de impedância por adição (a) de um transformador de impedância; (b) de dois tocos paralelos na linha de alimentação.

Na Figura 17, são apresentadas antenas *patch* de microfita com exemplos de elementos de casamento de impedância adicionados a seu radiador (um toco e dois tocos).

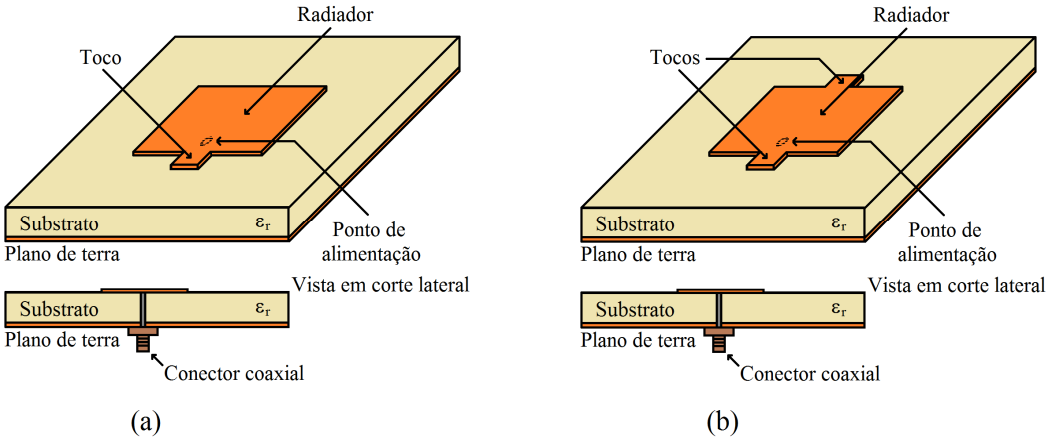


Figura 17 – Casamento de impedância por adição (a) de um toco; (b) de dois tocos no radiador.

Com um *patch* de geometria tradicional, a configuração mostrada na Figura 17(b) permitiu a obtenção de uma largura de banda de impedância fracionária de 8,6% e, simultaneamente, de uma redução de aproximadamente 15% na frequência de ressonância da antena[4].

Por outro lado, elementos de casamento de impedância adicionados à linha de alimentação ou ao radiador de uma antena podem emitir radiação e causar distorção na forma de seu diagrama de radiação, além de implicar um aumento de suas dimensões geométricas[2].

– Inserção de fendas para casamento de impedância no radiador

Outra forma de realizar o casamento de impedância entre estrutura radiante e linha de alimentação em uma antena corresponde à inserção de fendas para casamento de impedância em seu radiador. Pode-se, por exemplo, inserir uma fenda no entorno do ponto de alimentação por linha de microfita ou por sonda coaxial, como ilustrado em antenas *patch* de microfita na Figura 18.

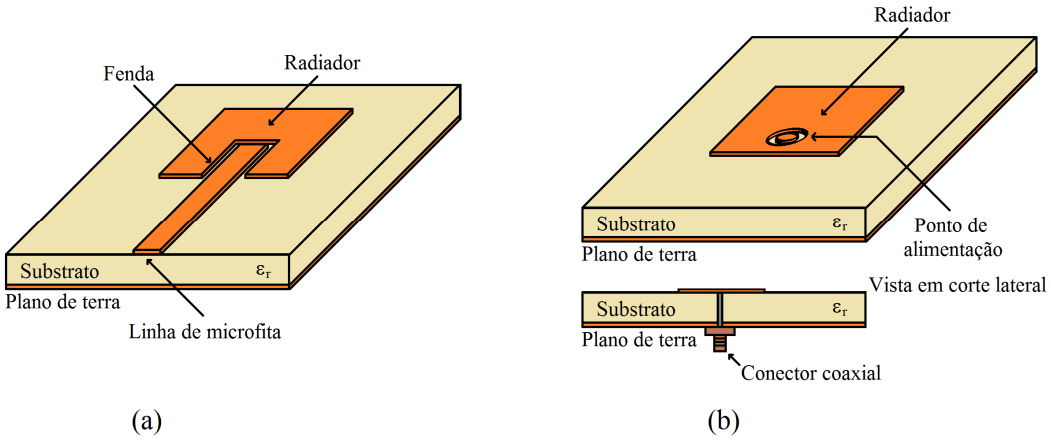


Figura 18 – Casamento de impedância por inserção de fendas para casamento de impedância no radiador para alimentação (a) por linha de microfita; (b) por sonda coaxial.

Particularmente na configuração mostrada na Figura 18(b), o acoplamento capacitivo entre a sonda coaxial e o radiador da antena, proporcionado pela fenda, permite compensar o valor da indutância série resultante do comprimento da sonda.

2.3.3 Diminuição do valor de índice de mérito da estrutura ressonante

Assim como ocorre em um ressoador de micro-ondas ou em um circuito ressonante, o índice de mérito de uma antena ressonante é um fator de qualidade que representa suas perdas. No caso de antenas planares de micro-ondas, são quatro os possíveis tipos de perdas que podem ocorrer: perdas por radiação (ondas espaciais), por ondas de superfície, condutivas e dielétricas. Cada uma delas é representada, respectivamente, pelos índices de mérito individuais $\mathbf{Q_{rad}}$, $\mathbf{Q_{sur}}$, $\mathbf{Q_c}$ e $\mathbf{Q_d}$, relacionados ao índice de mérito total $\mathbf{Q}$ por[28]

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_{sur}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \tag{11}$$

De acordo com a eq. (5), a largura de banda de impedância de uma antena planar de micro-ondas pode ser aumentada se o valor de seu índice de mérito for diminuído. Um baixo valor de índice de mérito indica que a antena possui perdas elevadas, que, como mostrado anteriormente, podem ser constituídas não somente das desejadas perdas por radiação, mas também de perdas condutivas, dielétricas e por ondas de superfície.

Sendo assim, o alargamento de banda por meio da diminuição do valor de índice de mérito em antenas planares de micro-ondas deve ser procedido no sentido de favorecer o mecanismo de radiação, ou seja, por meio do emprego de técnicas que aumentem sua radiação e não contribuam para um aumento significativo em seus outros tipos de perdas.

Em uma antena *patch* de microfita com substrato de pequena espessura (menor do que $0{,}04 \cdot \boldsymbol{\lambda_0} \cdot \boldsymbol{\varepsilon_r}^{-0,5}$), desprezam-se perdas por ondas de superfície[2, 11, 28]. Os índices de mérito individuais dos outros tipos de perdas, pelo modelo de ressoador *patch* de microfita, são dados por[28]

$$\mathbf{Q_{rad}} = \frac{4 \cdot \pi \cdot \mathbf{f_r} \cdot \boldsymbol{\varepsilon_r}}{\mathbf{h}} \cdot \frac{\mathbf{K}}{\mathbf{G_l}} \tag{12}$$

onde **K** é um fator associado ao modo ressonante considerado, e $\mathbf{G_l}$ é a condutância total por unidade de comprimento da fenda radiante (independentes da espessura **h** do substrato); por

$$\mathbf{Q_c} = \mathbf{h} \cdot \sqrt{\pi \cdot \mathbf{f_r} \cdot \boldsymbol{\mu_{cond}} \cdot \boldsymbol{\sigma_{cond}}} \tag{13}$$

onde $\boldsymbol{\mu_{cond}}$ e $\boldsymbol{\sigma_{cond}}$ são, respectivamente, a permeabilidade magnética e a condutividade dos materiais que constituem o radiador e o plano de terra; por

$$\mathbf{Q_d} = \frac{1}{\tan(\boldsymbol{\delta})} \tag{14}$$

onde $\boldsymbol{\delta}$ é o ângulo de perdas do substrato. Desprezam-se perdas na estrutura de alimentação.

A eq. (13) e a eq. (14) mostram que escolhas adequadas de materiais para substrato, radiador e plano de terra podem diminuir perdas dielétricas e condutivas.

A seguir, são apresentadas técnicas de alargamento de banda que exploram a diminuição dos valores de índice de mérito das estruturas ressonantes de antenas planares de micro-ondas.

– *Espessamento do substrato*

Uma técnica de alargamento de banda por diminuição do valor de índice de mérito da estrutura ressonante de uma antena planar de micro-ondas consiste em empregar um substrato mais

espesso para esta. Por meio da eq. (12), conclui-se que esse espessamento provoca uma elevação das perdas por radiação da antena (diminuição do valor de $\mathbf{Q_{rad}}$), o que leva a uma maior largura de banda. De um ponto de vista físico, o espessamento do substrato favorece o espraiamento de campos eletromagnéticos nas bordas do radiador, intensificando a radiação da antena. Além disso, de acordo com a eq. (13), o emprego de um substrato mais espesso causa uma diminuição das perdas condutivas da antena (elevação do valor de $\mathbf{Q_c}$). Considerando essas perdas muito menores do que as perdas por radiação e tendo em vista a eq. (11), o estreitamento de banda devido à elevação do valor de $\mathbf{Q_c}$ pode ser considerado pouco significativo.

Porém, à medida que a espessura do substrato aumenta, ondas de superfície[2-4, 11] são excitadas. Elas se propagam no interior do substrato sofrendo sucessivas reflexões internas totais nas interfaces com o plano de terra e com o ar (na face superior do substrato); reflexões, refrações e difrações quando alcançam os limites laterais do substrato, como ilustra a Figura 19.

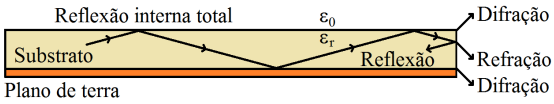


Figura 19 – Propagação de ondas de superfície.

Apesar de sua contribuição para o alargamento da banda da antena (devido a $\mathbf{Q_{sur}}$), ondas de superfície são geralmente indesejáveis, pois distorcem a forma do diagrama de radiação da antena e diminuem sua eficiência de radiação, já que consomem parte da potência fornecida por sua estrutura de alimentação. Além disso, ondas de superfície podem introduzir acoplamento eletromagnético indesejável entre diversos radiadores em um conjunto de antenas.

Adicionalmente, o aumento da espessura do substrato de uma antena planar de micro-ondas alimentada por sonda coaxial eleva o valor da indutância série resultante do comprimento da sonda, o que dificulta o casamento de impedância entre estrutura radiante e linha de alimentação, como já mencionado anteriormente.

– *Diminuição do valor da constante dielétrica do substrato*

Outra técnica de alargamento de banda por diminuição do valor de índice de mérito da estrutura ressonante de uma antena planar de micro-ondas consiste em diminuir o valor da constante dielétrica do substrato da mesma. Por meio da eq. (12), verifica-se que essa diminuição eleva as perdas por radiação da antena (diminui o valor de $\mathbf{Q_{rad}}$) e, portanto, alarga sua banda.

A diminuição do valor da constante dielétrica do substrato facilita o desprendimento de campos eletromagnéticos, o que impulsiona a radiação da antena e ajuda a suprimir ondas de superfície[2, 11]. Todavia, essa técnica aumenta o comprimento de onda no interior do substrato, o que gera a necessidade de aumento de dimensões geométricas na antena[13] para operação em uma mesma frequência.

Em uma antena de microfita que emprega alimentação por linha de microfita, a diminuição do valor da constante dielétrica de seu substrato, assim como o aumento de sua espessura, resulta na necessidade de uma linha de alimentação mais larga para uma mesma impedância característica, o que pode causar um aumento de radiação indesejada proveniente da linha.

– *Inserção de camada de ar entre radiador e substrato ou entre substrato e plano de terra*

A técnica de inserir uma camada de ar ou de outro material dielétrico com baixo valor de constante dielétrica, como espuma, entre radiador e substrato ou entre substrato e plano de terra em antenas planares de micro-ondas pode ser considerada como uma combinação das duas técnicas anteriores. Como se pode notar, existe a possibilidade de adoção simultânea de duas ou de mais técnicas para a obtenção das características de banda desejadas.

As três técnicas de alargamento de banda que acabaram de ser apresentadas, embora tenham sido discutidas neste texto com base em equações de um modelo para antenas *patch* de microfita, podem também ser adotadas em outros tipos de antenas planares de micro-ondas.

– *Alteração da geometria do radiador*

Outra técnica de alargamento de banda por diminuição do valor de índice de mérito da estrutura ressonante de uma antena planar de micro-ondas consiste em alterar o formato do radiador desta. A ideia é empregar um radiador de formato geométrico que utilize mais eficientemente o espaço interno à esfera ou à circunferência de raio mínimo reportadas pelo critério de Chu[22, 23], dado pela eq. (6) e já discutido anteriormente. Utilizar mais eficientemente esse espaço significa favorecer o mecanismo de radiação da antena em relação à energia armazenada na mesma, o que leva a um alargamento de sua banda, devido à diminuição do valor de $\mathbf{Q_{rad}}$.

Em antenas *patch* de microfita, maiores larguras de banda podem ser obtidas, por exemplo, com o emprego de radiadores em formatos de anéis circular[29] ou retangular[30], comparativamente ao emprego de radiadores de geometrias tradicionais.

Para ilustrar o efeito do formato do radiador sobre a banda de uma antena, são apresentadas na literatura técnica[30] três configurações de antenas *patch* de microfita com *patches* de formatos retangular, anular e H, construídas para uma mesma frequência de operação sobre substratos de mesmas características. Com as tais configurações, foram obtidas larguras de banda de impedância fracionárias de 1,04%, de 1,69% e de 0,64%, respectivamente.

Fractais[3, 31] são também alternativas de geometrias para utilização eficiente de espaço em antenas. A Figura 20 mostra exemplos de fractais, ilustrando seu processo de geração.

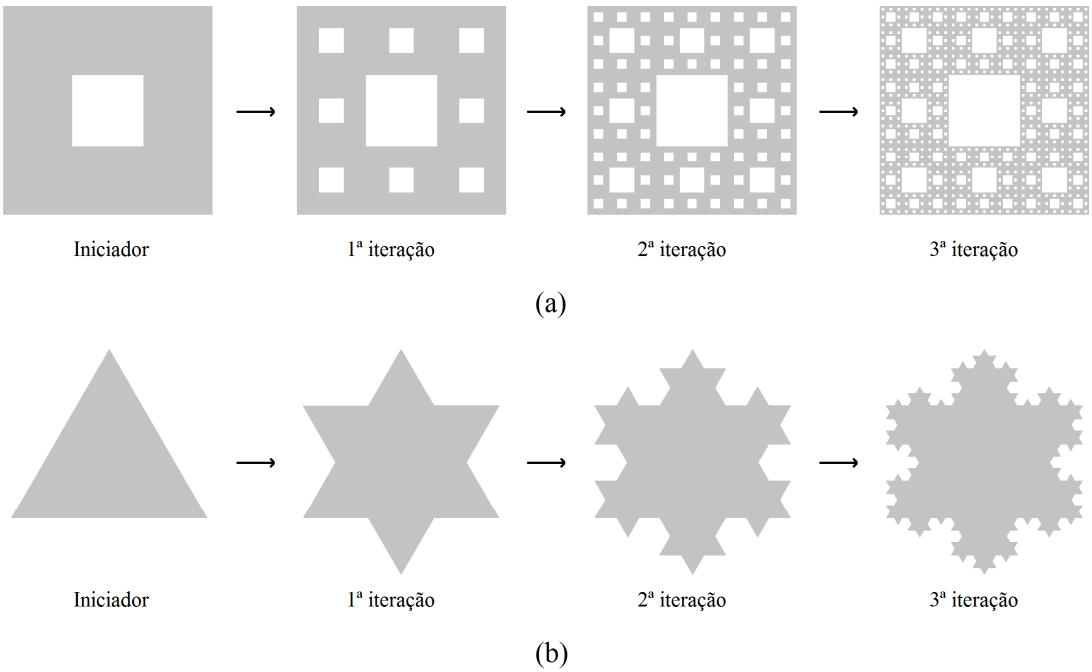


Figura 20 – Geração de fractais: (a) tapete de Sierpinski; (b) estrela de Koch.

Como pode ser visto na Figura 20, um fractal consiste em uma forma geométrica que pode ser dividida em partes de geometrias semelhantes à mesma e que é gerada recursivamente a partir de uma forma básica, denominada iniciador.

A utilização de radiadores em formatos de fractais resulta em geometrias de perímetros maiores do que os de geometrias tradicionais, o que permite um preenchimento mais efetivo do espaço ocupado por antenas, de forma a conduzir a menores valores de $\mathbf{Q_{rad}}$ e a maiores larguras de banda[3]. Normalmente, radiadores em formatos de fractais geram antenas mais compactas, dado que seus contornos correspondem a comprimentos elétricos mais elevados, o que reduz a frequência de ressonância dos modos ressonantes excitados nas antenas[3, 31].

Observa-se que a alteração da geometria do radiador de uma antena modifica as condições de contorno dos campos eletromagnéticos na mesma, o que afeta diretamente os modos resso-

nantes nela excitados. Portanto, todas as características da antena – entre as quais se encontram: índice de mérito, impedância de entrada, ganho, diagrama de radiação e polarização –, as quais formam um conjunto particular para cada modo ressonante excitado, são alteradas.

– Utilização de estrutura Electromagnetic Band Gap (EBG)

Outra técnica de alargamento de banda por diminuição do valor de índice de mérito da estrutura ressonante de uma antena planar de micro-ondas consiste em utilizar uma estrutura EBG.

Inicialmente concebidas para o controle de propagação de luz em materiais dielétricos, estruturas EBG são estruturas com geometrias periódicas que têm como objetivo impedir a propagação de ondas eletromagnéticas em uma determinada faixa de frequências, denominada banda proibida[2, 32]. Quando empregada em um circuito ou em uma antena planar de micro-ondas, uma estrutura EBG pode ter suas ocorrências periódicas presentes no substrato, no plano de terra, na linha de alimentação ou no radiador. Exemplos de antenas de microfita que utilizam estruturas EBG são apresentados na Figura 21.

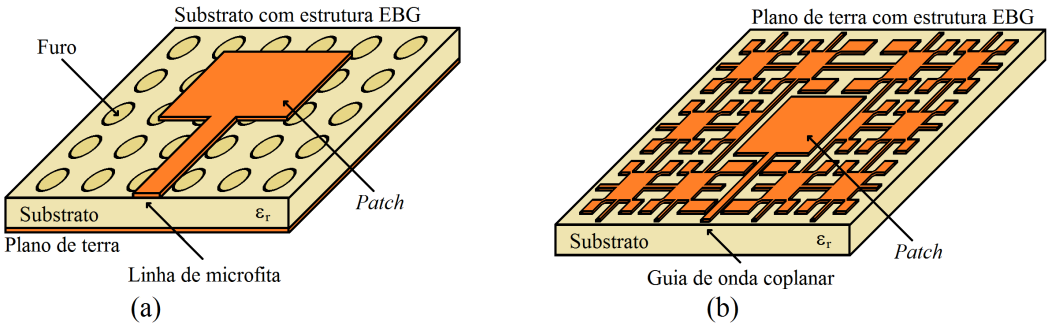


Figura 21 – Utilização de estruturas EBG (a) no substrato; (b) no plano de terra.

A utilização de uma estrutura EBG em uma antena planar de micro-ondas tem como objetivo suprimir a propagação de ondas de superfície em seu substrato. Para isso, a rede periódica é dimensionada de forma a produzir uma banda proibida que abranja as frequências de operação da antena. Estando as ondas de superfície impedidas de propagar-se no substrato, maior quantidade de energia eletromagnética acopla-se à componente de perdas por ondas espaciais da antena[2], o que leva a uma maior largura de banda para a mesma, devido ao menor valor de $\mathbf{Q_{rad}}$. Além disso, a eficiência de radiação da antena é aumentada.

Na literatura técnica[33], são apresentadas duas configurações de antenas de *patch* suspenso com *patches* de mesma geometria tradicional, construídas sobre substratos de mesmo material e espessura. Uma delas emprega substrato sólido, e a outra usa substrato com estrutura EBG.

Com as tais configurações, foram obtidas larguras de banda de impedância fracionárias de 3,46% e de 4,92%, respectivamente, o que mostra o efeito da utilização de uma estrutura EBG.

– *Alteração da geometria do plano de terra*

Outra técnica de alargamento de banda por diminuição do valor de índice de mérito da estrutura ressonante de uma antena planar de micro-ondas consiste em alterar o formato do plano de terra da mesma. Alterar a geometria e o tamanho do plano de terra pode aumentar a radiação da antena, o que aumenta sua largura de banda, devido à diminuição do valor de $\mathbf{Q_{rad}}$[6].

O emprego dessa técnica em uma antena pode também contribuir para um aumento de nível de radiação em lóbulos traseiros e em outras direções.

Assim como ocorre com a alteração do formato do radiador, a alteração do formato do plano de terra de uma antena também modifica as condições de contorno dos campos eletromagnéticos na mesma. Como mencionado anteriormente, essa modificação afeta os modos ressonantes excitados na antena e, consequentemente, todas as características desta.

Na literatura técnica[34], é apresentada uma configuração de antena *patch* de microfita de geometria tradicional cujo plano de terra teve o formato alterado por fendas. Com a configuração alterada, foi obtida uma largura de banda de impedância fracionária de 3,1%, que é superior ao valor de 2,7% obtido pela configuração correspondente sem fendas. Adicionalmente, em relação a essa última configuração, as fendas possibilitaram um acréscimo de 1,5 dB de ganho e uma redução de 21,7% de frequência de ressonância, o que indica que a alteração do formato do plano de terra pode contribuir também para reduzir as dimensões geométricas da antena.

– *Inserção de carga resistiva no radiador*

Outra técnica de alargamento de banda por diminuição do valor de índice de mérito da estrutura ressonante de uma antena planar de micro-ondas consiste na inserção de uma carga resistiva no radiador da mesma. A referida carga introduz perdas ôhmicas à antena, o que proporciona um aumento de sua banda, devido à diminuição do valor de $\mathbf{Q_c}$.

A carga resistiva é normalmente realizada por meio de resistor em *chip*. Sua inserção na antena pode, a princípio, ser feita de forma a interligar dois pontos distintos do radiador, ou de forma a interligar o radiador com o plano de terra, como ilustrado no exemplo de configuração de antena *patch* de microfita mostrado na Figura 22.

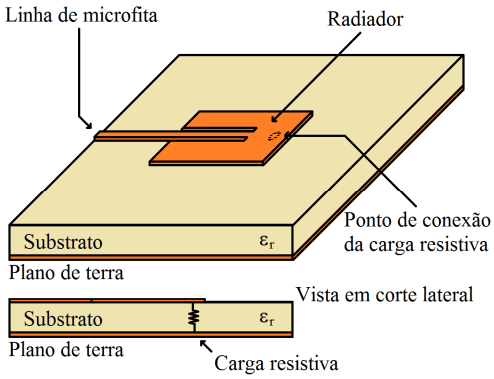


Figura 22 – Inserção de carga resistiva entre radiador e plano de terra.

Essa última forma de inserção é a mais usual e geralmente emprega carga resistiva com resistência de baixo valor (tipicamente de algumas unidades de ohms). Ela pode ser considerada também como técnica de redução de dimensões geométricas em antenas planares de micro-ondas, uma vez que provoca diminuição da frequência de ressonância da antena. A referida diminuição pode ser ainda maior se for utilizada uma carga capacitiva conectada em paralelo à resistiva[6].

No entanto, nota-se que as perdas ôhmicas da carga resistiva reduzem a eficiência de radiação e o ganho da antena[6, 35].

Com a configuração mostrada na Figura 22, que emprega um *patch* de geometria tradicional, obteve-se uma largura de banda de impedância fracionária de 9,3%, que é bastante superior ao valor de 1,9% apresentado pela configuração sem carga resistiva. Em relação a essa última configuração, foi obtida uma diminuição de frequência de ressonância de 61,1%, com uma redução de ganho estimada em 2 dB[35].

2.3.4 Excitação de múltiplos modos ressonantes

Como já visto, a diminuição do valor de índice de mérito da estrutura ressonante de uma antena planar de micro-ondas é uma abordagem utilizada para obter alargamento de banda.

Por outro lado, a excitação de múltiplos modos ressonantes em uma antena planar de micro-ondas, além de poder ser utilizada para obter alargamento de banda, pode ser também utilizada para obter múltiplas bandas.

Obtém-se alargamento de banda quando são excitados na antena dois ou mais modos ressonantes com frequências de ressonância próximas o suficiente para que as bandas dos mesmos

se superponham e gerem uma única banda alargada. Caso as referidas frequências sejam distantes umas das outras, obtêm-se múltiplas bandas. Esses efeitos são ilustrados pela Figura 23.

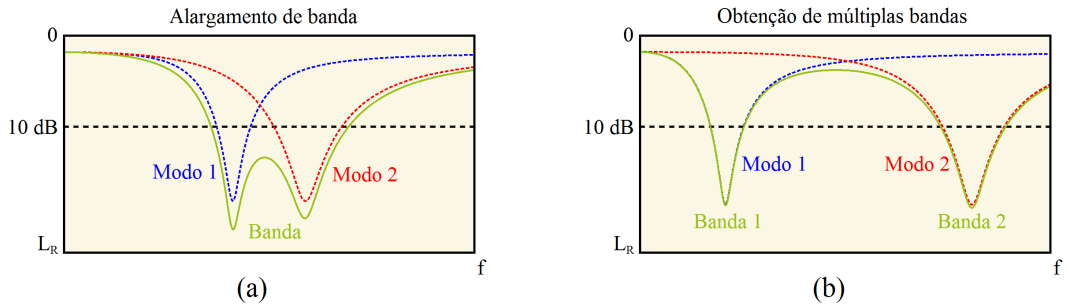


Figura 23 – Efeitos de excitação de múltiplos modos ressonantes: bandas (a) alargadas; (b) múltiplas.

Como já introduzido anteriormente, cada modo ressonante excitado em uma antena dá origem a um conjunto particular de características para a mesma. Dessa forma, as características da antena em cada frequência de operação são regidas pelo modo ressonante nela presente. Quando vários modos ressonantes são excitados simultaneamente em uma mesma frequência, a antena apresenta características resultantes da combinação dos mesmos.

A seguir, são apresentadas técnicas de alargamento de banda e de obtenção de múltiplas bandas que exploram a excitação de múltiplos modos ressonantes em antenas planares de micro-ondas.

– *Projeto de estruturas de alimentação e de casamento de impedância para a excitação de múltiplos modos ressonantes*

Antenas planares de micro-ondas ressonantes são geralmente estruturas nas quais vários modos ressonantes podem ser excitados. Esses modos consistem em configurações de campos eletromagnéticos com padrões de onda estacionária que possuem frequências de ressonância bem definidas. Essas configurações são determinadas por condições de contorno definidas pela estrutura física da antena.

A excitação de múltiplos modos ressonantes em uma antena planar de micro-ondas pode ser utilizada para obter tanto alargamento de banda quanto múltiplas bandas, como já discutido. Além disso, vários modos ressonantes excitados simultaneamente podem levar à obtenção de outras características de radiação, como polarização circular.

Como já visto anteriormente, os modos ressonantes excitados em uma antena planar de micro-ondas não dependem somente das características do substrato, do radiador e do plano de

terra. Para que os modos ressonantes desejados sejam adequadamente excitados, é necessário também que as estruturas de alimentação e de casamento de impedância sejam convenientemente projetadas. Em outras palavras, isso quer dizer que elas devem ter tipos, geometrias, tamanhos e posicionamentos apropriados.

Estruturas de alimentação podem ainda se comportar como ressoadores nos quais modos ressonantes adicionais são excitados. Novamente, dependendo da proximidade entre as frequências de ressonância desses modos e de outros modos ressonantes excitados na antena, é possível obter múltiplas bandas ou alargamento de banda.

Por exemplo, uma antena planar de micro-ondas alimentada por acoplamento por abertura pode ter sua fenda de alimentação projetada para comportar-se também como um ressoador adicional combinado com o radiador da antena[5, 26]. A utilização dessa abordagem em uma configuração de antena *patch* de microfita similar à ilustrada na Figura 14(a), com *patch* e com fenda de geometrias tradicionais, possibilitou a excitação de dois modos ressonantes com frequências de ressonância próximas que resultaram em uma largura de banda de impedância fracionária de 34%. No entanto, obteve-se um nível de aproximadamente -10 dB de radiação de lóbulos traseiros em relação ao lóbulo principal, que é considerado alto[26].

– *Alterações das geometrias do radiador e do plano de terra*

Como já visto anteriormente, as alterações das geometrias do radiador e do plano de terra de uma antena planar de micro-ondas podem provocar uma diminuição do valor de índice de mérito de sua estrutura ressonante, o que leva a um alargamento de sua banda.

Como essas alterações também influenciam os modos ressonantes excitados na antena, elas podem ser também utilizadas para modificá-los de forma a deslocar convenientemente suas frequências de ressonância, ou a excitar novos modos ressonantes. Isso permite obter alargamento de banda e múltiplas bandas.

Na literatura técnica[18], um exemplo de alteração da geometria do radiador de uma antena planar de micro-ondas para deslocar as frequências de ressonância dos vários modos ressonantes nela excitados é apresentado com uma configuração de antena impressa em F-invertido, a qual permitiu a excitação de dois modos ressonantes, com ajustes das frequências de ressonância de cada um obtidos por meio da alteração de dimensões geométricas do radiador.

Tanto para diminuir o valor de índice de mérito da estrutura ressonante de uma antena planar de micro-ondas quanto para excitar múltiplos modos ressonantes nesta, as alterações de geometria mais comumente executadas para radiador e para plano de terra são: substituições de formas geométricas por outras menos tradicionais, inserção de fendas (também denominada carregamento reativo) e recortes.

É reportada na literatura técnica[36] uma configuração de antena *patch* de microfita de geometria tradicional com *patch* alterado por duas fendas de formato L. Essas fendas permitiram a excitação de dois modos ressonantes na antena que resultaram em duas bandas com larguras de banda de impedância fracionárias de 3,4% e de 8,79%.

– *Adição de elementos parasitas próximos ao radiador*

Elementos parasitas adicionados nas proximidades do radiador de uma antena planar de micro-ondas são geralmente utilizados para obter alargamento de banda, embora também possam ser utilizados para obtenção de múltiplas bandas. Os referidos elementos, que são condutores e laminares, podem ser construídos com chapas de metal, ou ser impressos. Eles são posicionados nas proximidades do radiador e excitados por este por meio de uma das três formas seguintes: conexão direta[5, 37] (fita condutora), acoplamento de campos eletromagnéticos[5, 37-39] (proximidade) ou ambos[5]. Nesse último caso, são utilizadas conexões diretas entre o radiador e os elementos parasitas de forma que estes se encontrem próximos o suficiente do radiador para que haja também acoplamento de campos eletromagnéticos entre os mesmos.

Os tais elementos parasitas consistem em radiadores projetados para apresentar frequências de ressonância distintas da do radiador principal da antena. Quando as frequências de ressonância dos elementos e do radiador principal são próximas o suficiente, obtém-se alargamento de banda. Quando as mesmas são mais afastadas umas das outras, são obtidas múltiplas bandas.

Nessa técnica, são possíveis duas formas de configurações: a coplanar[4-5, 37, 39], na qual os elementos parasitas são posicionados no plano do radiador principal; a empilhada[4-5, 38, 39], na qual os referidos elementos são postos em planos paralelos ao do radiador principal, separados por camadas de materiais dielétricos. Observa-se que, na última forma, tanto o plano do radiador principal quanto os planos paralelos a ele podem ter vários elementos parasitas[4-5, 39].

Na Figura 24, são apresentados exemplos de configurações de antenas *patch* de microfita que utilizam elementos parasitas próximos a seu radiador.

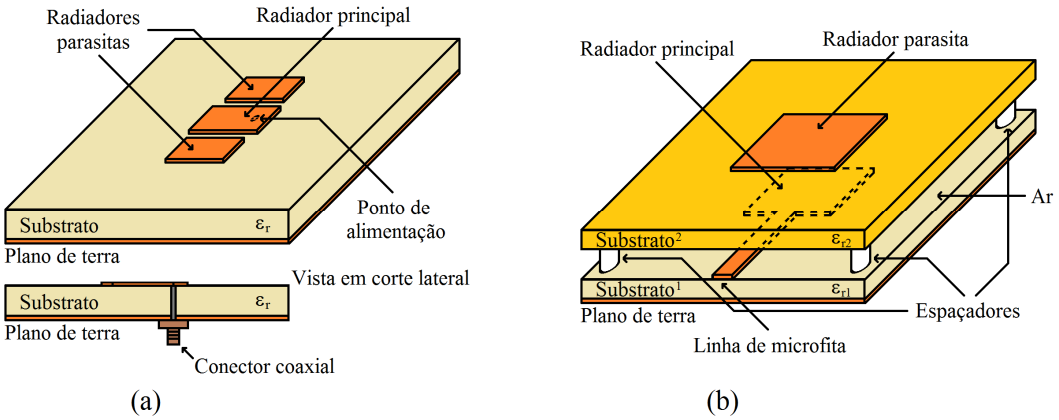


Figura 24 – Adição de elementos parasitas próximos ao radiador: configurações (a) coplanar; (b) empilhada.

Quanto maior o número de radiadores parasitas em uma antena planar de micro-ondas, maiores são o ganho, a largura de banda e a quantidade de bandas que podem ser obtidos para a mesma, e também maiores são suas dimensões geométricas e sua complexidade de fabricação[4, 5, 37, 39].

Geralmente, a configuração coplanar proporciona maior facilidade de fabricação do que a empilhada. Porém, em relação a esta, ela normalmente necessita de maior área plana e requer um número par de elementos parasitas para uma antena com diagrama de radiação simétrico[5]. Além disso, o emprego da configuração coplanar em uma antena usualmente leva ao aumento de seu nível de polarização cruzada e a um diagrama de radiação com variação significativa ao longo de sua banda[4, 5].

A configuração coplanar mostrada na Figura 24(a), com radiador principal e com elementos parasitas de geometrias tradicionais projetados para obter alargamento de banda, resultou em uma largura de banda de impedância fracionária de 15,4%[37].

A configuração empilhada geralmente exige menos área plana do que a coplanar e permite utilizar camadas de materiais dielétricos variados e com espessuras diferentes, o que introduz mais variáveis de otimização para projeto. No entanto, a utilização de várias camadas e a necessidade de alinhamento entre elas contribui para maior dificuldade de fabricação de antenas.

Com a configuração empilhada mostrada na Figura 24(b), foram concebidas várias antenas *patch* de microfita com radiadores principais e com elementos parasitas de variadas geometrias tradicionais, projetados para obter alargamento de banda. Para essas antenas, foram obtidos larguras de banda de impedância fracionárias de 9% a 15% e ganhos de 7 dB a 7,9 dB[38].

A configuração empilhada com vários elementos parasitas em um mesmo plano possui tanto as desvantagens da configuração empilhada quanto as da coplanar. Entretanto, ela oferece

possibilidade de obtenção de bandas mais largas e de ganhos mais elevados[5], além de maior flexibilidade de projeto devido à maior quantidade de variáveis de otimização.

Por exemplo, com esse tipo de configuração, foram obtidos uma largura de banda de impedância fracionária de 25,7% e um ganho de 10,98 dB, com utilização de um radiador principal em uma camada e de três elementos parasitas em outra, todos de geometrias tradicionais[39].

– *Emprego de configurações log-periódicas*

Geometrias log-periódicas[3, 40] são constituídas de formas que são escalonadas e repetidas de acordo com o logaritmo da distância em relação a um ponto de referência. Por serem constituídas de formas geométricas repetidas de diferentes tamanhos, antenas planares de micro-ondas com configurações log-periódicas são geralmente estruturas nas quais vários modos ressonantes são excitados. Tipicamente, essas antenas apresentam larguras de banda de impedância de várias oitavas[3, 5, 40].

Na Figura 25, são apresentados exemplos de configurações log-periódicas de conjuntos de antenas *patch* de microfita.

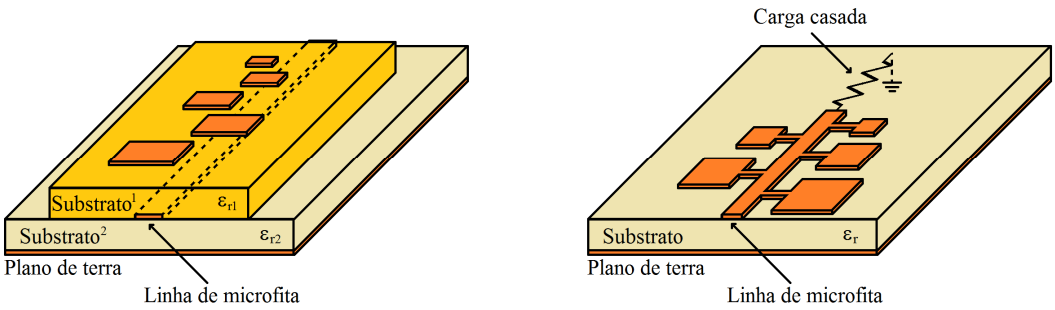


Figura 25 – Emprego de configurações log-periódicas em antenas planares de micro-ondas.

Por outro lado, as referidas configurações requerem áreas usualmente maiores do que as requeridas por outras configurações tradicionais e, normalmente, levam a antenas com diagramas de radiação que possuem variação significativa ao longo de suas bandas de operação[5]. Adicionalmente, uma antena dipolo impresso com configuração log-periódica geralmente necessita de um transformador *balun*[3], que deve operar ao longo de toda sua banda, o que pode trazer maior complexidade ao projeto da antena.

3 ANTENAS DESENVOLVIDAS

Atualmente, aplicações de RF na faixa de frequências de micro-ondas têm despertado um interesse cada vez maior tanto de usuários quanto de desenvolvedores de sistemas e de equipamentos de comunicação sem fio.

O rápido avanço tecnológico das telecomunicações e da microeletrônica vem trazendo ao usuário uma variedade crescente de aplicações. A expansão das redes de comunicação sem fio e o aumento da quantidade de equipamentos e de serviços oferecidos, assim como a facilitação e o barateamento do acesso aos mesmos, vêm ocasionando um crescimento do número de usuários.

Em particular, as aplicações dos sistemas atuais de telefonia móvel, de WLAN e de WPAN vêm experimentando nos últimos anos uma grande popularização em todo o mundo.

Como já visto anteriormente, as antenas planares de micro-ondas apresentam diversas vantagens que as tornam convenientes para aplicação em terminais móveis de sistemas de comunicação sem fio, incluindo os três sistemas anteriormente citados.

Sendo assim, devido à mencionada popularização e às referidas vantagens, sistemas atuais de telefonia móvel, de WLAN e de WPAN foram os escolhidos para o desenvolvimento de antenas planares de micro-ondas para aplicação em terminais móveis, conforme proposto neste trabalho.

Além de apresentar características como pequenas dimensões geométricas, baixo peso, baixo custo e facilidade de fabricação, as antenas planares de micro-ondas voltadas para aplicação nesses sistemas devem preencher os requisitos de banda dos mesmos.

Na Tabela 1, são mostradas bandas de operação de sistemas atuais de telefonia móvel empregados no Brasil[41, 42], na Europa[43] e nos Estados Unidos da América (EUA)[43]. Os padrões comumente utilizados para implementação desses sistemas são: Advanced Mobile Phone System (AMPS), em sistemas de 1ª geração (1G); Global System for Mobile Communications (GSM), Digital Cellular System (DCS) e Personal Communications Service (PCS), em sistemas de 2ª geração (2G); Universal Mobile Telecommunication System (UMTS), em sistemas de 3ª geração (3G).

Tabela 1 – Bandas de sistemas de telefonia móvel

País / Local	Banda	Denominação alternativa	Aplicação	Transmissão do terminal móvel (MHz)	Transmissão da Estação Rádio-Base (MHz)	Banda total (MHz)	Frequência central da banda (MHz)	Largura de banda absoluta (MHz)	Largura de banda fracionária (%)
Brasil	800 MHz	Subfaixas A e B	Telefonia móvel 2G	824 a 849	869 a 894	824 a 894	859	70	8,15
	900 MHz	Subfaixas D e E e de extensão	Telefonia móvel 2G	898,5 a 915	943,5 a 960	898,5 a 960	929,25	61,5	6,62
	1.800 MHz	Subfaixas D, E, M e de extensão	Telefonia móvel 2G	1.710 a 1.785	1.805 a 1.880	1.710 a 1.895	1.802,5	185	10,26
		Subfaixa de extensão		1.885 a 1.895	1.885 a 1.895				
	2.100 MHz	Subfaixas F, G, H, I, J e L	Telefonia móvel 3G	1.895 a 1.975	1.975 a 2.165	1.895 a 2.165	2.030	270	13,30
Europa	900 MHz	GSM900 *band*	Telefonia móvel 2G	890 a 915	925 a 960	890 a 960	925	70	7,57
	1.800 MHz	GSM1800 / DCS *band*	Telefonia móvel 2G	1.710 a 1.785	1.805 a 1.880	1.710 a 1.880	1.795	170	9,47
	2.100 MHz	UMTS *band*	Telefonia móvel 3G	1.920 a 1.980	2.110 a 2.170	1.920 a 2.170	2.045	250	12,22
EUA	800 MHz	AMPS *band*	Telefonia móvel 2G	824 a 849	869 a 894	824 a 894	859	70	8,15
	1.900 MHz	PCS *band*	Telefonia móvel 2G	1.850 a 1.910	1.930 a 1.990	1.850 a 1.990	1.920	140	7,29
	1.800 MHz	UMTS *band*	Telefonia móvel 3G	1.710 a 1.755	-	1.710 a 1.755	1.732,5	45	2,60
	2.100 MHz			-	2.110 a 2.155	2.110 a 2.155	2.132,5	45	2,11

Fontes: Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL)[41, 42] e Sánchez-Hernández[43].

Na Tabela 2, são mostradas bandas de operação de sistemas atuais de WLAN e de WPAN empregados no Brasil[44], na Europa[43] e nos EUA[43], sendo que duas delas são bandas Industrial, Scientific and Medical (ISM), internacionalmente destinadas ao uso não licenciado em aplicações industriais, científicas e médicas. Os padrões normalmente utilizados para implementação desses sistemas, definidos pelo Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), são: Wi-Fi (norma IEEE 802.11), para WLAN; Bluetooth (norma IEEE 802.15.1), para WPAN.

Tabela 2 – Bandas de sistemas de WLAN e de WPAN

País / Local	Banda	Denominação alternativa	Aplicação	Banda (MHz)	Frequência central da banda (MHz)	Largura de banda absoluta (MHz)	Largura de banda fracionária (%)
Brasil e EUA	2.400 MHz	ISM2400	WLAN, WPAN	2.400 a 2.483,5	2.441,75	83,5	3,42
	5.200 MHz	-	WLAN	5.150 a 5.350	5.250	200	3,81
	5.600 MHz	-	WLAN	5.470 a 5.725	5.597,5	225	4,02
	5.800 MHz	ISM5800	WLAN	5.725 a 5.850	5.787,5	125	2,16
Europa	2.400 MHz	ISM2400	WLAN, WPAN	2.400 a 2.483,5	2.441,75	83,5	3,42
	5.200 MHz	-	WLAN	5.150 a 5.350	5.250	200	3,81
	5.600 MHz	-	WLAN	5.470 a 5.725	5.597,5	225	4,02

Fontes: ANATEL[44] e Sánchez-Hernández[43].

Como pode ser visto na Tabela 1 e na Tabela 2, os sistemas atuais de telefonia móvel, de WLAN e de WPAN requerem antenas com bandas múltiplas e largas.

Neste trabalho, foram desenvolvidas quatro antenas planares de micro-ondas, visando à aplicação em sistemas atuais de telefonia móvel, de WLAN e de WPAN: uma antena *tri-band* para sistemas de telefonia móvel; uma antena *penta-band* para sistemas de telefonia móvel, de WLAN e de WPAN; duas antenas *quad-band* para sistemas de WLAN e de WPAN.

Conforme denominação comercial, as classificações *tri-band*, *quad-band* e *penta-band* das antenas correspondem às quantidades de bandas de serviços nas quais as mesmas operam.

O desenvolvimento das antenas mencionadas iniciou-se com a proposição de configurações de antenas planares de micro-ondas para aplicação em terminais móveis dos sistemas de comunicação sem fio escolhidos anteriormente, tendo como base os princípios teóricos apresentados na seção 2.

As configurações propostas foram então utilizadas no projeto de antenas planares de micro-ondas multibandas para aplicação em terminais móveis dos tais sistemas de comunicação

sem fio. Esse projeto, auxiliado por simulação eletromagnética computacional, envolveu a análise e a otimização das referidas configurações, visando ao atendimento das especificações de projeto estabelecidas para operação nesses sistemas.

Foram construídos protótipos das antenas projetadas, os quais foram submetidos à caracterização por meio de medições de perda de retorno e de diagrama de radiação, a fim de validar os resultados obtidos no projeto dessas antenas.

Os resultados experimentais dos protótipos construídos foram comparados com os resultados fornecidos por simulação eletromagnética computacional e com resultados apresentados por antenas reportadas na literatura técnica, similares quanto a tipos de configuração, a aplicações e a dimensões geométricas, discutindo os méritos e as limitações das antenas desenvolvidas neste trabalho.

No decorrer da presente seção, cada uma dessas antenas é apresentada e discutida de forma mais detalhada, seguindo a sequência de todas suas etapas de desenvolvimento: especificações de projeto, configuração proposta, análise e otimização da configuração proposta (etapa de projeto), resultados experimentais e conclusões.

3.1 ANTENA *TRI-BAND* – TELEFONIA MÓVEL

A seguir, aborda-se o desenvolvimento de uma antena planar em F-invertido *tri-band*, com configuração original, para aplicação em terminais móveis de sistemas atuais de telefonia móvel. Essa antena é destinada a operar em três bandas de serviços distintas: 900 MHz e 1.800 MHz do Brasil e da Europa e 1.900 MHz dos EUA.

3.1.1 Especificações de projeto

As especificações de projeto de todas as antenas desenvolvidas neste trabalho foram estabelecidas levando em consideração: as bandas de operação dos sistemas para os quais as antenas foram designadas e dimensões geométricas adequadas para a aplicação das mesmas em terminais móveis.

Estando escolhida a aplicação para a presente antena *tri-band* (telefonia móvel), optou-se pela operação da mesma nas bandas de 900 MHz e de 1.800 MHz do Brasil e da Europa e na banda de 1.900 MHz dos EUA. Dessa forma, os terminais móveis que utilizarem essa antena poderão operar em outros países além do Brasil e ser compatíveis com diversos padrões e com várias operadoras de telefonia móvel, dado que normalmente apenas um número restrito de faixas de frequências está disponível para cada padrão e para cada operadora.

Sendo assim, definiu-se como especificação de banda da antena *tri-band*: uma banda que se estende de 890 MHz a 960 MHz (para atender à banda de 900 MHz do Brasil e da Europa) e outra que se estende de 1.710 MHz a 1.990 MHz (para atender à banda de 1.800 MHz do Brasil e da Europa e à banda de 1.900 MHz dos EUA).

As especificações de banda definidas para todas as antenas desenvolvidas neste trabalho referem-se à definição de banda de impedância dada pelo critério de 10 dB de valor mínimo de perda de retorno, para um valor de 50 Ω de impedância característica de linha de alimentação.

Tendo em vista que os terminais móveis atuais de sistemas de telefonia móvel empregam frequentemente antenas internas com o intuito de reduzir o volume ocupado pelos mesmos e de melhorar a proteção mecânica de suas antenas, optou-se pelo desenvolvimento de uma antena interna para instalação em terminais móveis.

Para definir uma especificação de dimensões geométricas máximas para a antena *tri-band*, adotou-se um bloco retangular de dimensões 50 mm × 100 mm × 10 mm, representativo do espaço disponível dentro de um terminal móvel. Essas dimensões foram escolhidas de maneira a considerar um aparelho com volume apropriado ao manuseio e à mobilidade do usuário, compatível com os tamanhos de aparelhos de telefonia móvel comercializados atualmente. O bloco retangular adotado corresponde à delimitação geométrica do conjunto formado pela antena e pelas demais peças internas que constituem o referido terminal.

As especificações de projeto estabelecidas para a antena *tri-band* são mostradas de forma resumida na Tabela 3.

Tabela 3 – Especificações de projeto da antena *tri-band* para telefonia móvel

Tipo de especificação	Especificação	Observações adicionais
Aplicação	Telefonia móvel	Bandas: 900 MHz e 1.800 MHz (Brasil e Europa), 1.900 MHz (EUA)
Bandas de operação	890 MHz a 960 MHz 1.710 MHz a 1.990 MHz	Considera o critério $\mathbf{L_R}$ > 10 dB para $\mathbf{Z_0}$ = 50 Ω
Dimensões máximas	50 mm × 100 mm × 10 mm	Considera antena juntamente com demais peças internas do terminal

3.1.2 Configuração proposta

Foi proposta para a antena *tri-band* uma configuração original de antena planar em F-invertido. Recentemente, antenas planares em F-invertido têm sido amplamente empregadas como antenas internas de terminais móveis de sistemas de telefonia móvel, devido às diversas vantagens que apresentam para esse tipo de aplicação[45]. Dentre elas, características como pequenas dimensões totais (da ordem de $\lambda/4$ ou menores) e possibilidade de operação multibanda são convenientes ao atendimento das especificações de projeto estabelecidas anteriormente.

Na Figura 26, a configuração proposta é ilustrada juntamente com os sistemas de coordenadas cartesiano **xyz** e esférico **rθϕ** adotados para as definições de posicionamentos e de dimensões geométricas. Para permitir uma melhor visualização da camada de plano de terra, o substrato é apresentado em forma transparente.

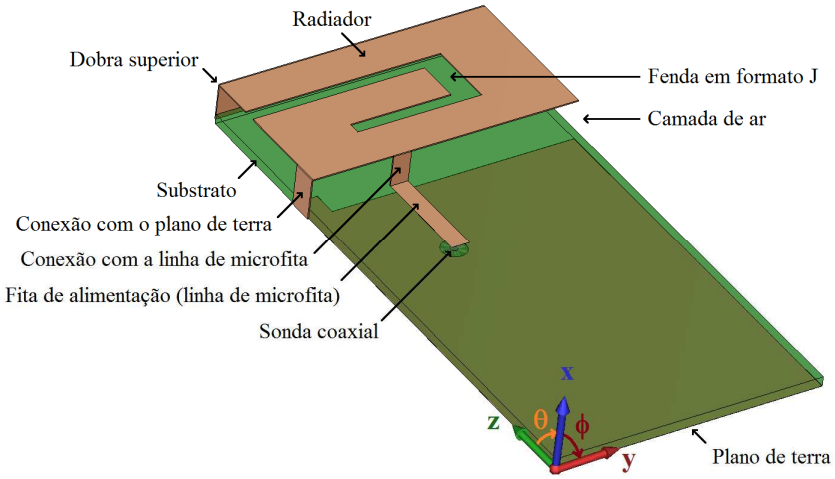


Figura 26 – Antena *tri-band* para telefonia móvel.

A base da configuração proposta é uma placa de material Flame Retardant 4 (FR4) ($\varepsilon_r \approx 4{,}2$) de espessura 1,6 mm, com metalização de cobre ($\sigma_{cond} = 5{,}8 \cdot 10^7$ S/m) de espessura 17 µm sobre suas faces inferior e superior. Esse tipo de placa foi selecionado por possuir um custo menor em relação a placas de materiais específicos para micro-ondas e por ser um padrão comercial com ampla disponibilidade e utilização no mercado. Adicionalmente, o referido tipo de placa, comumente utilizado em circuitos impressos, pode servir de base tanto para a antena quanto para os circuitos de um terminal móvel, o que facilita a integração entre os mesmos e reduz os custos de fabricação.

A placa de material FR4 constitui um substrato dielétrico com um plano de terra condutor em sua face inferior e com uma fita de alimentação condutora em sua face superior.

O plano de terra é formado pela metalização de cobre da face inferior da placa, a qual reveste a maior parte da referida face. As áreas desprovidas de plano de terra são destinadas ao favorecimento de radiação e à conexão coaxial de alimentação.

A fita de alimentação, construída com a metalização de cobre da face superior da placa, forma, em conjunto com o plano de terra, uma linha de microfita de impedância característica de 50 Ω. Essa linha de microfita faz parte da estrutura de alimentação da configuração proposta.

Um conector coaxial do tipo Subminiature version A (SMA) 3,5 mm, que possui uma impedância característica de 50 Ω, é fixado do lado inferior do substrato sobre a área do plano de terra reservada à conexão coaxial de alimentação. O condutor externo desse conector coaxial é ligado diretamente ao plano de terra. O condutor interno do mesmo atravessa o substrato e é ligado à fita de alimentação, formando uma sonda coaxial.

A interface coaxial adotada é um padrão em micro-ondas e foi selecionada para facilitar a conexão com instrumentos de medida e com equipamentos de micro-ondas. Na aplicação final em um terminal móvel, prevê-se uma conexão direta entre a antena e o circuito do terminal, sem a necessidade de utilização de uma interface coaxial.

Um radiador condutor planar fendido e conexões condutoras planares deste com o plano de terra e com a linha de microfita são formados por uma chapa de cobre dobrada e recortada de espessura 0,2 mm. Esse tipo de chapa foi selecionado com o intuito de obter, concomitantemente, rigidez mecânica, facilidade de fabricação (para os processos de corte, de dobra e de soldagem) e condutividade elétrica adequadas para o radiador. O radiador é localizado suspenso acima do substrato e é separado deste por uma camada de ar ($\boldsymbol{\varepsilon_r} \approx 1$). Sua sustentação mecânica dá-se por meio das conexões com o plano de terra e com a fita de alimentação.

A estrutura descrita tem como objetivo proporcionar a formação de múltiplos modos ressonantes, resultando em uma antena multibanda e compacta.

O radiador possui formato retangular e apresenta uma dobra superior e duas extensões dobradas, todas perpendiculares ao radiador, e uma fenda em formato J.

A dobra superior permite aumentar o comprimento do radiador sem alterar o espaço total ocupado pela antena, o que contribui para a miniaturização de suas dimensões. As extensões dobradas correspondem às conexões do radiador com a linha de microfita e com o plano de terra.

A fenda em formato J tem como objetivo desviar o percurso das correntes elétricas excitadas no radiador, fazendo com que elas sigam uma linha curva que constitua um caminho de maior comprimento para as distribuições ressonantes dessas correntes, comparativamente ao percurso das correntes excitadas em um radiador retangular de mesmas dimensões geométricas sem a referida fenda. Assim, é possível obter frequências de ressonância mais baixas para essas distribuições, uma vez que o comprimento do caminho de uma distribuição ressonante de correntes é inversamente proporcional a sua frequência de ressonância.

A Figura 27 ilustra o percurso desejado de correntes no radiador com a inserção da fenda em formato J.

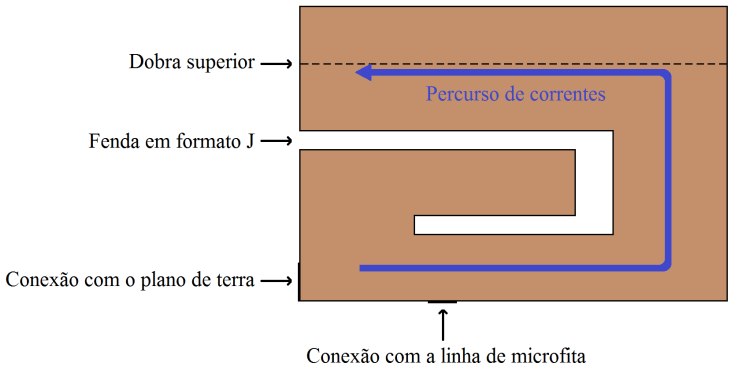


Figura 27 – Percurso desejado de correntes no radiador da antena *tri-band*.

Para a obtenção de duas bandas de operação, a abordagem empregada é a excitação de duas distribuições ressonantes de correntes nesse mesmo percurso: uma de ordem mais baixa (aquela em que os valores de pico das correntes apresentam, ao longo do percurso, um número menor de máximos e de mínimos) e outra de ordem mais alta.

Sendo assim, considerando a especificação de banda definida anteriormente, as distribuições de ordem mais baixa e de ordem mais alta são destinadas a formar, respectivamente, as bandas de operação inferior (de 890 MHz a 960 MHz) e superior (de 1.710 MHz a 1.990 MHz).

O comprimento de percurso previsto para a distribuição ressonante de correntes de ordem mais baixa é de aproximadamente $\lambda/4$, que corresponde ao comprimento do percurso das correntes excitadas no radiador de uma antena planar em F-invertido de geometria tradicional, em operação em seu modo ressonante fundamental[46].

Por meio de

$$\lambda = \frac{c}{f_r \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \tag{15}$$

onde **c** é a velocidade da luz no vácuo (**c** $\approx 3 \cdot 10^8$ m/s), pode-se obter uma estimativa de dimensões geométricas para o radiador. Considerando que o substrato dielétrico entre o radiador e o plano de terra é formado majoritariamente por ar ($\boldsymbol{\varepsilon_r} \approx 1$), estima-se um comprimento da ordem de 80 mm para o percurso, calculado na frequência central da banda inferior (925 MHz).

A ausência do plano de terra sob a área do substrato localizada abaixo do radiador e a inserção da camada de ar entre o radiador e o substrato têm como objetivo aumentar a radiação da antena de modo a provocar alargamento de sua banda.

Nota-se que, na concepção da presente configuração de antena, foram utilizadas algumas das técnicas de alargamento de banda e de obtenção de múltiplas bandas anteriormente estudadas. Por exemplo, foram utilizadas as técnicas de inserção de camada de ar entre radiador e substrato, de alteração da geometria do radiador e de alteração da geometria do plano de terra.

Um estudo mais detalhado e quantitativo sobre o comportamento da antena *tri-band* é apresentado a seguir.

3.1.3 Análise e otimização da configuração proposta

Para suas tarefas de análise e de otimização, as configurações propostas de todas as antenas desenvolvidas neste trabalho foram modeladas e simuladas com os programas de simulação eletromagnética computacional CST Studio Suite[47] e Advanced Design System[48].

Com base em resultados fornecidos por simulações realizadas com esses programas, os comportamentos das antenas foram analisados: para cada uma delas, foram observados distribuições superficiais de correntes, características de perda de retorno e diagramas de radiação. Paralelamente, foram avaliadas as influências de vários parâmetros geométricos das antenas sobre as características das mesmas.

A partir de então, esses parâmetros foram otimizados manualmente, visando ao atendimento das especificações de projeto estabelecidas para as antenas.

O programa CST Studio Suite foi empregado para simulações de maior precisão, utilizadas como base principal nas análises e nas otimizações das configurações propostas, dado que ele permite a modelagem e a simulação de estruturas tridimensionais não planares, como conecto-

res e cabos coaxiais. Essas simulações foram realizadas com o simulador CST Microwave Studio, empregando Técnica de Integração Finita com análise no domínio do tempo.

O programa Advanced Design System permite a modelagem e a simulação somente de estruturas tridimensionais planares. Dado que possibilita execuções mais velozes comparativamente ao CST Studio Suite, ele foi empregado para simulações mais rápidas, embora menos precisas, utilizadas para observações de algumas características das antenas. Essas simulações foram realizadas com o simulador Momentum, empregando Método dos Momentos com análise no domínio da frequência.

Neste texto, os resultados de simulação apresentados de perda de retorno e de diagrama de radiação foram obtidos com o CST Studio Suite, ao passo que os resultados de simulação mostrados de distribuições superficiais de correntes foram fornecidos pelo Advanced Design System. Nesse último caso, optou-se por mostrar os resultados obtidos com o Advanced Design System, devido a sua boa concordância com os fornecidos pelo o CST Studio Suite e ao fato de as imagens geradas pelo Advanced Design System permitirem uma visualização mais clara dos vetores de correntes superficiais.

Os parâmetros geométricos da configuração proposta, definidos para as tarefas de análise e de otimização da mesma, são ilustrados na Figura 28 juntamente com suas inter-relações.

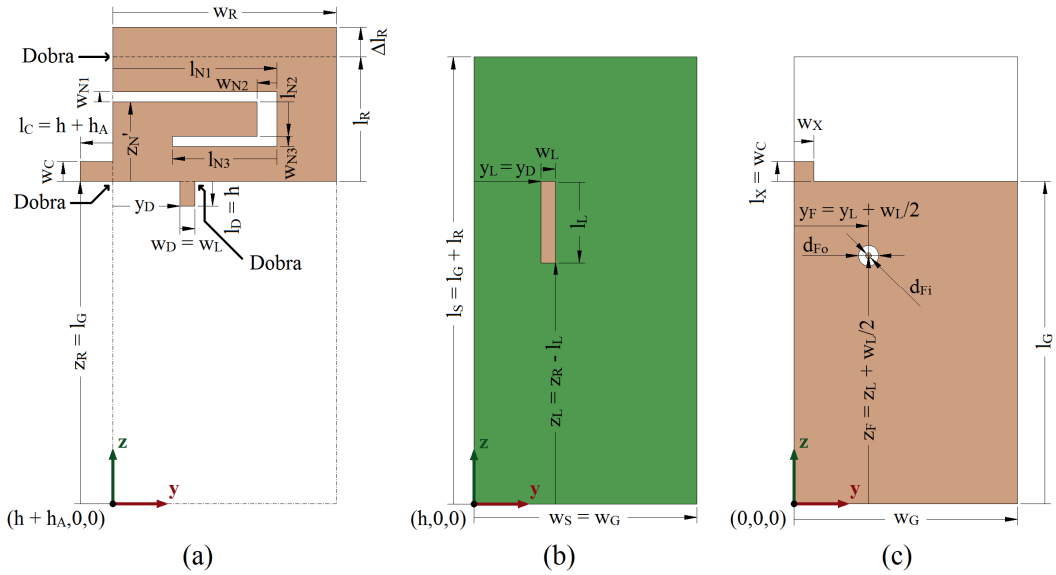


Figura 28 – Parâmetros geométricos da antena *tri-band*: camadas (a) do radiador (planificado); (b) da linha de microfita; (c) do plano de terra.

Os referidos parâmetros são dispostos mais detalhadamente na Tabela 4, a qual já inclui também seus valores obtidos após a otimização.

Tabela 4 – Parâmetros geométricos da antena *tri-band*

Parâmetro	Dependência com outros parâmetros	Valor otimizado	Descrição
$\mathbf{h}$	Independente	1,6 mm	Espessura do substrato
$\mathbf{h_A}$	Independente	5 mm	Espessura da camada de ar
$\mathbf{l_S}$	$\mathbf{l_S = l_G + l_R}$	90 mm	Comprimento do substrato
$\mathbf{l_G}$	Independente	65 mm	Comprimento do plano de terra
$\mathbf{l_L}$	Independente	16,5 mm	Comprimento da fita de alimentação
$\mathbf{l_R}$	Independente	25 mm	Comprimento da parte do radiador paralela ao substrato
$\mathbf{l_X}$	$\mathbf{l_X = w_C}$	4 mm	Comprimento da extensão do plano de terra
$\mathbf{l_C}$	$\mathbf{l_C = h + h_A}$	6,6 mm	Comprimento da conexão do radiador com o plano de terra
$\mathbf{l_D}$	$\mathbf{l_D = h}$	5 mm	Comprimento da conexão do radiador com a fita de alimentação
$\mathbf{l_{N1}}$	Independente	33 mm	Primeiro comprimento de fenda
$\mathbf{l_{N2}}$	Independente	7 mm	Segundo comprimento de fenda
$\mathbf{l_{N3}}$	Independente	21 mm	Terceiro comprimento de fenda
$\mathbf{\Delta l_R}$	Independente	6 mm	Comprimento da parte dobrada do radiador
$\mathbf{w_S}$	$\mathbf{w_S = w_G}$	45 mm	Largura do substrato
$\mathbf{w_G}$	Independente	45 mm	Largura do plano de terra
$\mathbf{w_L}$	Independente	3 mm	Largura da fita de alimentação
$\mathbf{w_R}$	Independente	45 mm	Largura do radiador
$\mathbf{w_X}$	Independente	4 mm	Largura da extensão do plano de terra
$\mathbf{w_C}$	Independente	4 mm	Largura da conexão do radiador com o plano de terra
$\mathbf{w_D}$	$\mathbf{w_D = w_L}$	3 mm	Largura da conexão do radiador com a fita de alimentação
$\mathbf{w_{N1}}$	Independente	2 mm	Primeira largura de fenda
$\mathbf{w_{N2}}$	Independente	4 mm	Segunda largura de fenda
$\mathbf{w_{N3}}$	Independente	2 mm	Terceira largura de fenda
$\mathbf{d_{Fi}}$	Independente	1,2 mm	Diâmetro interno da área do plano de terra reservada à conexão coaxial
$\mathbf{d_{Fo}}$	Independente	4,1 mm	Diâmetro externo da área do plano de terra reservada à conexão coaxial
$\mathbf{y_L}$	$\mathbf{y_L = y_D}$	13,5 mm	Posicionamento da fita de alimentação no eixo **y**
$\mathbf{y_D}$	Independente	13,5 mm	Posicionamento da conexão do radiador com a fita de alimentação no eixo **y**
$\mathbf{y_F}$	$\mathbf{y_F = y_L + w_L/2}$	15 mm	Posicionamento da conexão coaxial no eixo **y**
$\mathbf{z_L}$	$\mathbf{z_L = z_R - l_L}$	48,5 mm	Posicionamento da fita de alimentação no eixo **z**
$\mathbf{z_R}$	$\mathbf{z_R = l_G}$	65 mm	Posicionamento do radiador no eixo **z**
$\mathbf{z_N'}$	Independente	16 mm	Posicionamento de fenda relativo ao radiador no eixo **z**
$\mathbf{z_F}$	$\mathbf{z_F = z_L + w_L/2}$	50 mm	Posicionamento da conexão coaxial no eixo **z**

A configuração proposta foi simulada variando os valores de alguns dos parâmetros acima relacionados, de maneira a avaliar as influências destes sobre as características da antena.

Os efeitos das modificações dos tais valores sobre as características de perda de retorno da antena podem ser vistos nas curvas apresentadas a seguir, as quais foram obtidas por simulações. Nessas simulações, cada parâmetro geométrico examinado tem seu valor alterado individualmente, enquanto os outros parâmetros geométricos independentes são mantidos constantes em seus valores otimizados (vide Tabela 4).

Na Figura 29 e na Figura 30, as influências das dimensões geométricas $\mathbf{w_R}$ e $\mathbf{\Delta l_R}$ do radiador sobre a perda de retorno da antena podem ser observadas.

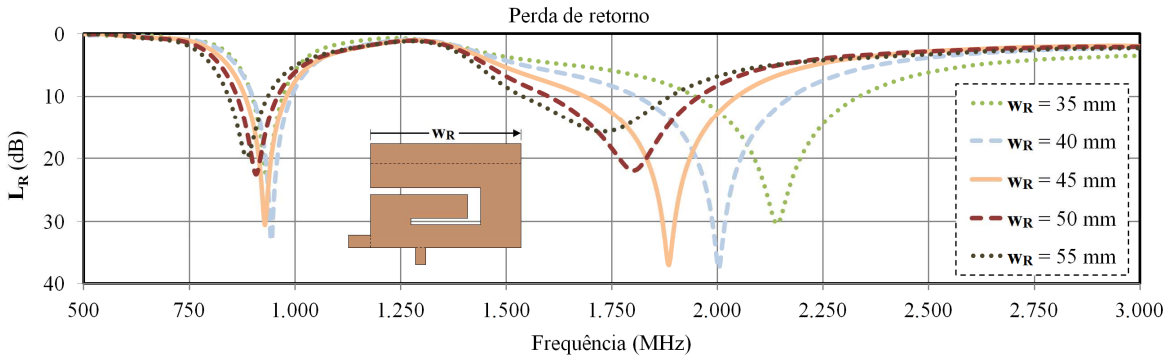


Figura 29 – Influência de $\mathbf{w_R}$ sobre a perda de retorno da antena *tri-band*.

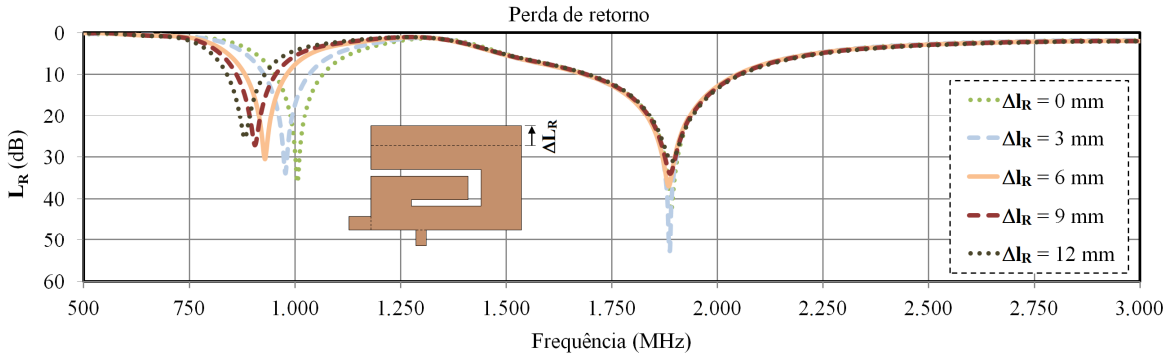


Figura 30 – Influência de $\mathbf{\Delta l_R}$ sobre a perda de retorno da antena *tri-band*.

Para os valores simulados de $\mathbf{w_R}$, constata-se que, em geral, as frequências centrais de ambas as bandas inferior e superior diminuem com o aumento do valor desse parâmetro, sendo que a frequência central dessa última banda é a que sofre maior variação.

Para os valores simulados de $\mathbf{\Delta l_R}$, nota-se que a frequência central da banda inferior diminui com o aumento do valor desse parâmetro, ao passo que a banda superior não possui sensibilidade expressiva a $\mathbf{\Delta l_R}$. Portanto, observa-se que esse parâmetro permite obter um ajuste da frequência central da banda inferior sem provocar uma variação significativa na banda superior.

As influências das dimensões geométricas $\mathbf{l_{N1}}$, $\mathbf{l_{N3}}$ e $\mathbf{w_{N2}}$ da fenda em formato J sobre a perda de retorno da antena podem ser vistas na Figura 31, na Figura 32 e na Figura 33.

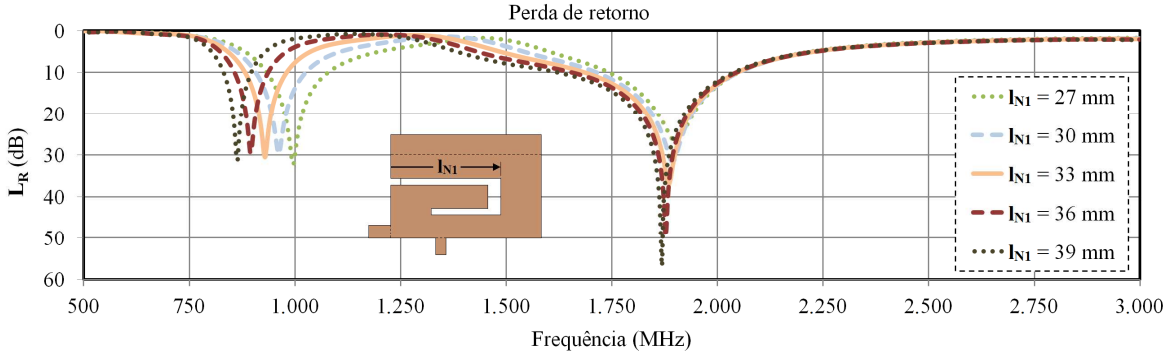


Figura 31 – Influência de $\mathbf{l_{N1}}$ sobre a perda de retorno da antena *tri-band*.

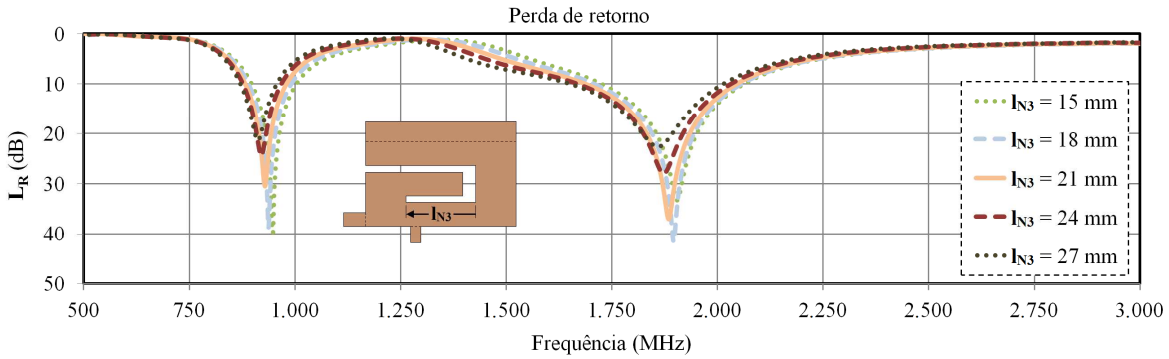


Figura 32 – Influência de $\mathbf{l_{N3}}$ sobre a perda de retorno da antena *tri-band*.

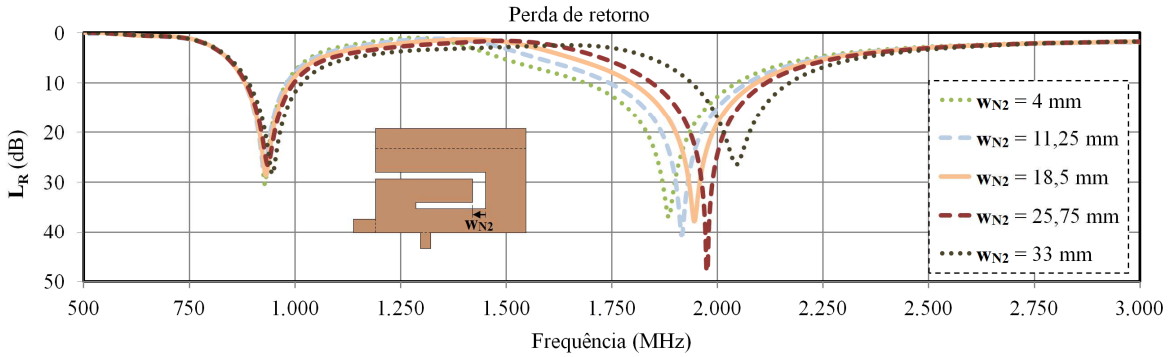


Figura 33 – Influência de $\mathbf{w_{N2}}$ sobre a perda de retorno da antena *tri-band*.

Para os valores simulados de $\mathbf{l_{N1}}$, verifica-se que as frequências centrais de ambas as bandas inferior e superior diminuem com o aumento do valor desse parâmetro, sendo que a frequência central da banda inferior é a que sofre maior variação.

Para os valores simulados de $\mathbf{l_{N3}}$, constata-se que as frequências centrais de ambas as bandas inferior e superior diminuem ligeiramente com o aumento do valor desse parâmetro e que, a partir de um determinado valor de $\mathbf{l_{N3}}$, há uma degradação progressiva dos valores de perda de retorno dessas bandas.

Para os valores simulados de $\mathbf{w_{N2}}$, nota-se que a frequência central da banda superior aumenta com a elevação do valor desse parâmetro, ao passo que a banda inferior não possui sensibilidade expressiva a $\mathbf{w_{N2}}$. Portanto, observa-se que esse parâmetro permite obter um ajuste da frequência central da banda superior sem provocar uma variação significativa na banda inferior.

A Figura 34 mostra a influência do posicionamento $\mathbf{y_D}$ do ponto de alimentação sobre a perda de retorno da antena.

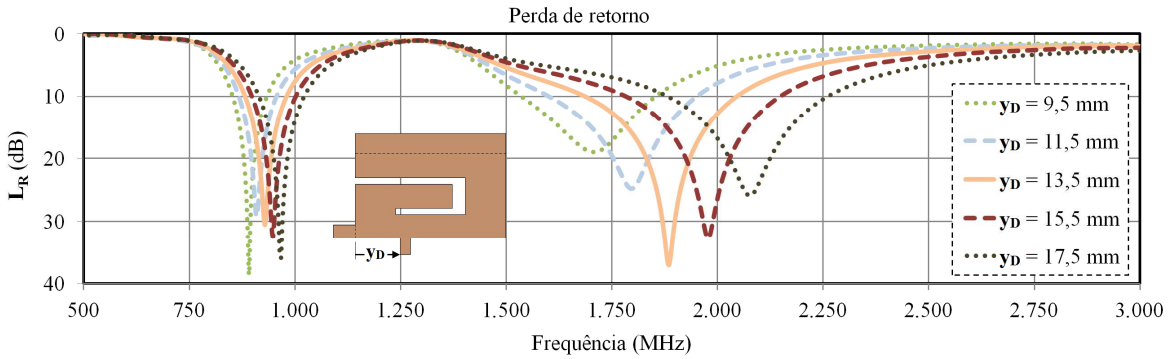


Figura 34 – Influência de $\mathbf{y_D}$ sobre a perda de retorno da antena *tri-band*.

Para os valores simulados de $\mathbf{y_D}$, verifica-se que as frequências centrais de ambas as bandas inferior e inferior aumentam com a elevação do valor desse parâmetro, sendo que a frequência central dessa última banda é a que sofre maior variação.

Na Figura 35, a influência da dimensão geométrica $\mathbf{w_C}$ da conexão do radiador com o plano de terra sobre a perda de retorno da antena pode ser observada.

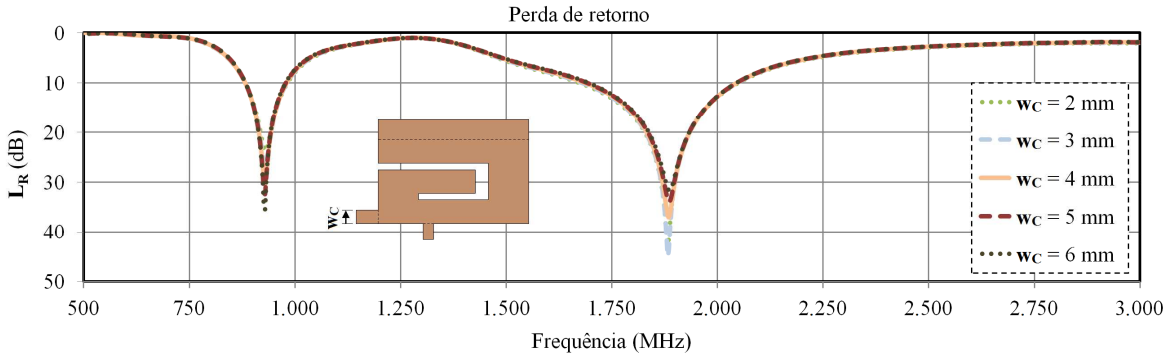


Figura 35 – Influência de $\mathbf{w_C}$ sobre a perda de retorno da antena *tri-band*.

Para os valores simulados de $\mathbf{w_C}$, constata-se que a perda de retorno da antena não sofre variação significativa com a alteração do valor desse parâmetro.

A influência da espessura $\mathbf{h_A}$ da camada de ar sobre a perda de retorno da antena pode ser vista na Figura 36.

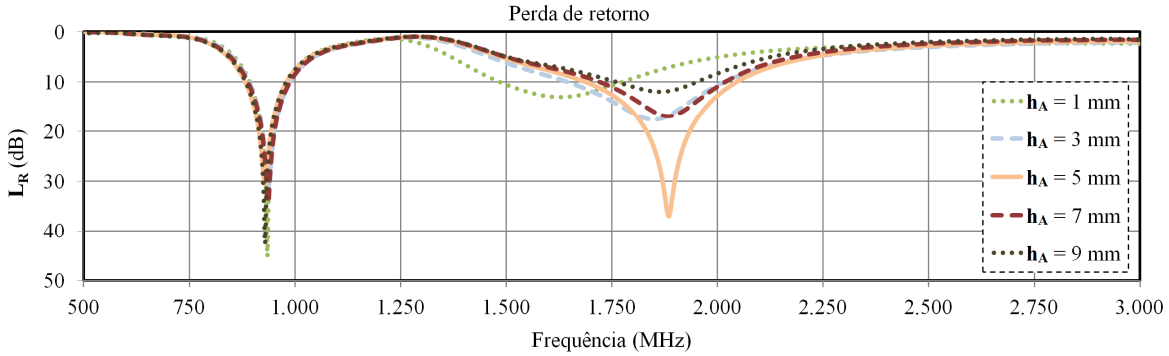


Figura 36 – Influência de $\mathbf{h_A}$ sobre a perda de retorno da antena *tri-band*.

Para os valores simulados de $\mathbf{h_A}$, nota-se que a banda inferior não possui sensibilidade expressiva a esse parâmetro, ao passo que a frequência central da banda superior é mais sensível ao mesmo, mas se mantém praticamente constante a partir de um determinado valor de $\mathbf{h_A}$. Observa-se também que, a partir de um determinado valor desse parâmetro, há uma degradação progressiva dos valores de perda de retorno da banda superior.

A Tabela 5 resume as influências dos parâmetros geométricos analisados sobre as frequências centrais das bandas inferior e superior da antena ($\mathbf{f_0^{(l)}}$ e $\mathbf{f_0^{(u)}}$, respectivamente). Encontram-se destacados os parâmetros que podem ser utilizados para ajustar individualmente as frequências centrais de cada uma das bandas mencionadas.

Tabela 5 – Influências de parâmetros geométricos da antena *tri-band* sobre suas bandas

Parâmetro	Faixa de variação do parâmetro		Influências nas bandas	
	Valor inicial	Valor final	$\mathbf{f_0^{(l)}}$	$\mathbf{f_0^{(u)}}$
$\mathbf{w_R}$	35 mm	55 mm	↓	↓↓
$\mathbf{\Delta l_R}$	0 mm	12 mm	↓	---
$\mathbf{l_{N1}}$	27 mm	39 mm	↓↓	↓
$\mathbf{l_{N3}}$	15 mm	27 mm	↓	↓
$\mathbf{w_{N2}}$	4 mm	33 mm	---	↑
$\mathbf{y_D}$	9,5 mm	17,5 mm	↑	↑↑
$\mathbf{w_C}$	2 mm	6 mm	---	---
$\mathbf{h_A}$	3 mm	9 mm	---	---

↓ diminuição; ↓↓ diminuição mais acentuada; ↑ aumento; ↑↑ aumento mais acentuado; --- variação não expressiva.

Embora outros parâmetros geométricos da antena possam também ser analisados, as análises realizadas até aqui se mostraram suficientes para permitir o projeto da mesma com as características necessárias, especificadas anteriormente.

Após a avaliação das influências de vários parâmetros geométricos da antena sobre as características da mesma, a configuração proposta foi otimizada visando ao atendimento das especificações de projeto estabelecidas anteriormente. Essa otimização resultou nos valores já exibidos anteriormente na Tabela 4. Observa-se que o radiador da antena, com os parâmetros geométricos otimizados, apresentou um percurso com comprimento médio de cerca de 100 mm para a distribuição ressonante de correntes de ordem mais baixa. O valor de $\lambda/4$ = 80 mm se mostrou, portanto, uma estimativa inicial adequada para as dimensões do radiador.

A Figura 37 apresenta a curva de perda de retorno obtida por simulação da configuração otimizada. Juntamente, as bandas inferior e superior especificadas para a antena encontram-se destacadas.

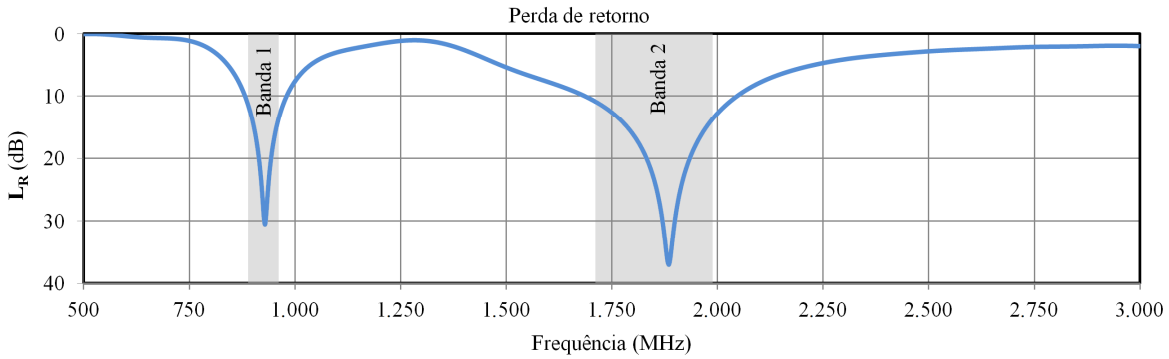


Figura 37 – Perda de retorno simulada da antena *tri-band*.

Os resultados mostrados na Figura 37 indicam que a configuração otimizada tem potencial para atender à especificação de banda definida para a antena.

As distribuições superficiais de correntes sobre os materiais condutores da configuração otimizada obtidas por simulação são mostradas na Figura 38 e na Figura 39, para as frequências de 915 MHz e de 1.900 MHz, respectivamente. Essas frequências estão contidas nas bandas inferior e superior especificadas.

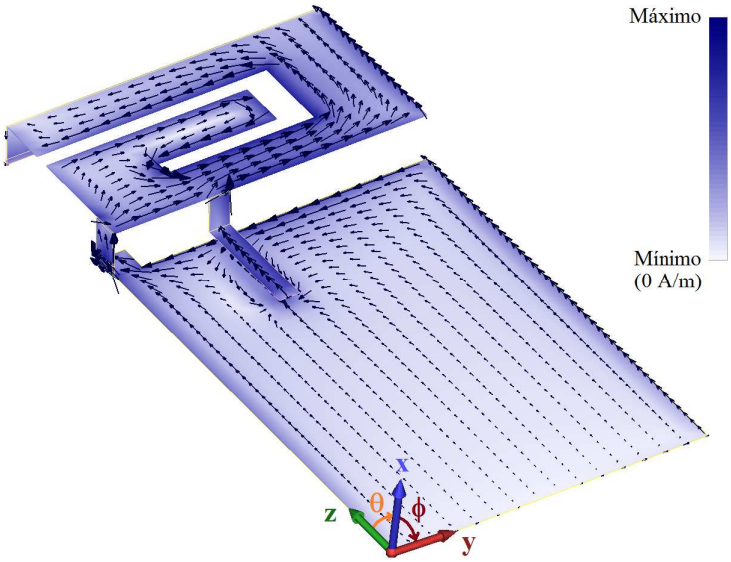


Figura 38 – Distribuição superficial de correntes simulada para 915 MHz da antena *tri-band*.

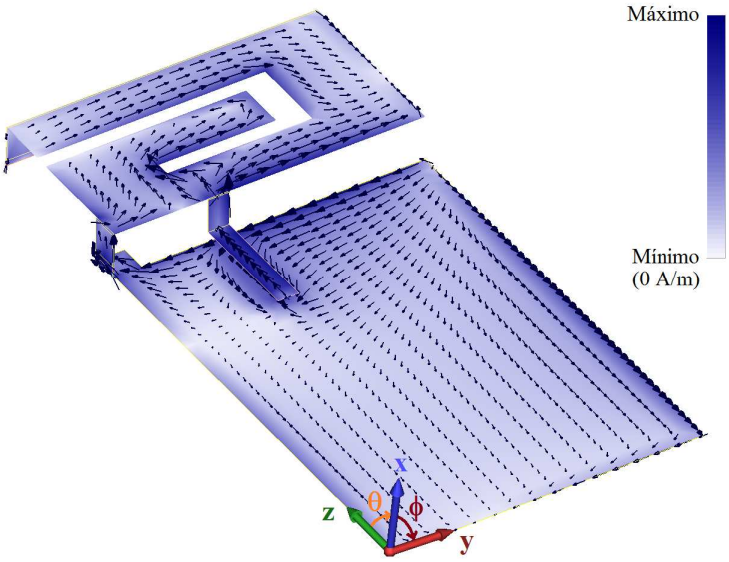


Figura 39 – Distribuição superficial de correntes simulada para 1.900 MHz da antena *tri-band*.

Observa-se na Figura 38 a distribuição ressonante de ordem mais baixa das correntes excitadas no radiador da antena, que é formada sobre o percurso de correntes no entorno da fenda em formato J. Na Figura 39, verifica-se a distribuição ressonante de ordem mais alta das correntes excitadas no radiador da antena, que é semelhante à distribuição encontrada no radiador de uma antena *patch* de microfita retangular (sem fenda) que opera em seu modo ressonante fundamental.

Os diagramas de radiação da configuração otimizada obtidos por simulação são ilustrados na Figura 40 e na Figura 41, para as frequências de 915 MHz e de 1.900 MHz, respectivamente. Para cada uma das frequências mencionadas, são exibidos os diagramas de ganho em polarização linear nas direções **θ** e **ϕ** (**G_θ** e **G_ϕ**), nos planos **xy** (**θ** = 90º) e **zx** (**ϕ** = 0º e **ϕ** = 180º).

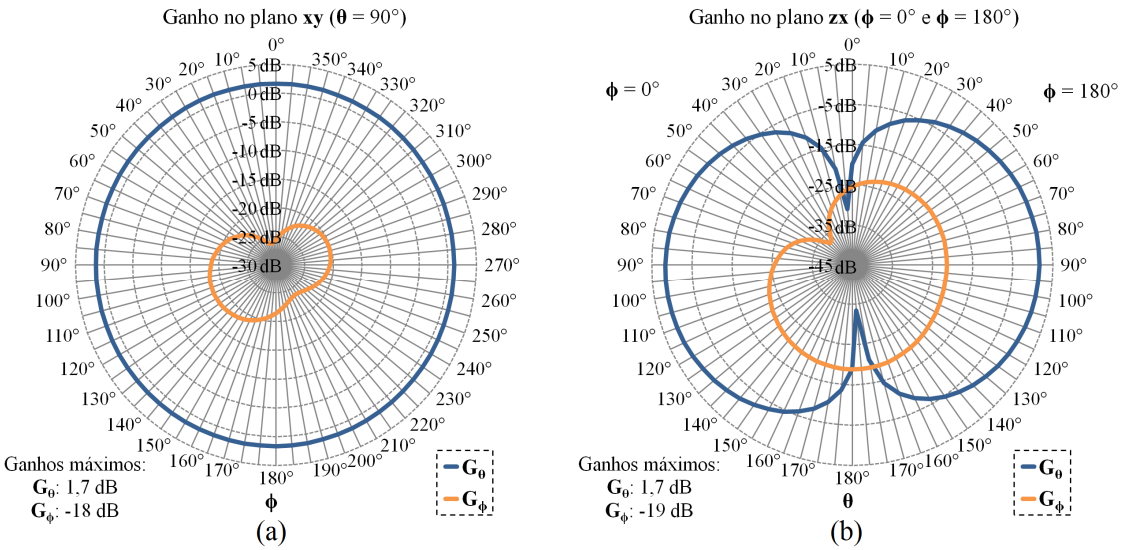


Figura 40 – Diagramas de radiação simulados para 915 MHz da antena *tri-band*: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**.

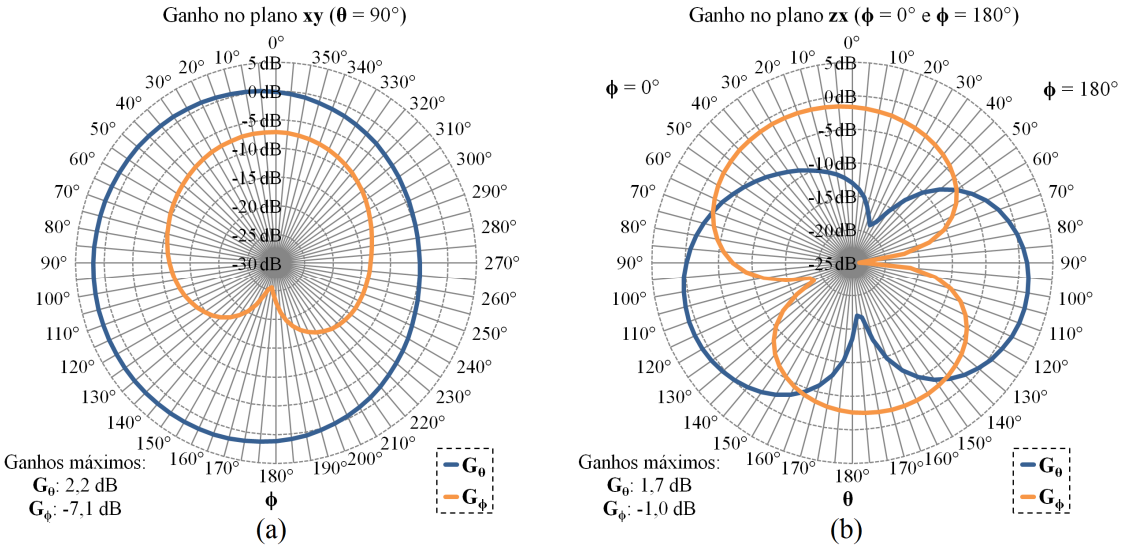


Figura 41 – Diagramas de radiação simulados para 1.900 MHz da antena *tri-band*: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**.

Nota-se na Figura 40 que, para 915 MHz, o diagrama para a polarização na direção **θ** tem característica omnidirecional, semelhante à de um dipolo filamentar de comprimento menor do que **λ**. Para essa frequência, o diagrama para a polarização na direção **ϕ** possui ganhos, em geral, consideravelmente mais baixos em relação ao diagrama para a polarização na direção **θ**.

Na Figura 41, observa-se que os diagramas para 1.900 MHz, quando comparados com seus correspondentes para 915 MHz, apresentam aspecto mais diretivo para a polarização na direção **θ** e ganhos, em geral, mais elevados para a polarização na direção **ϕ**.

3.1.4 Resultados experimentais

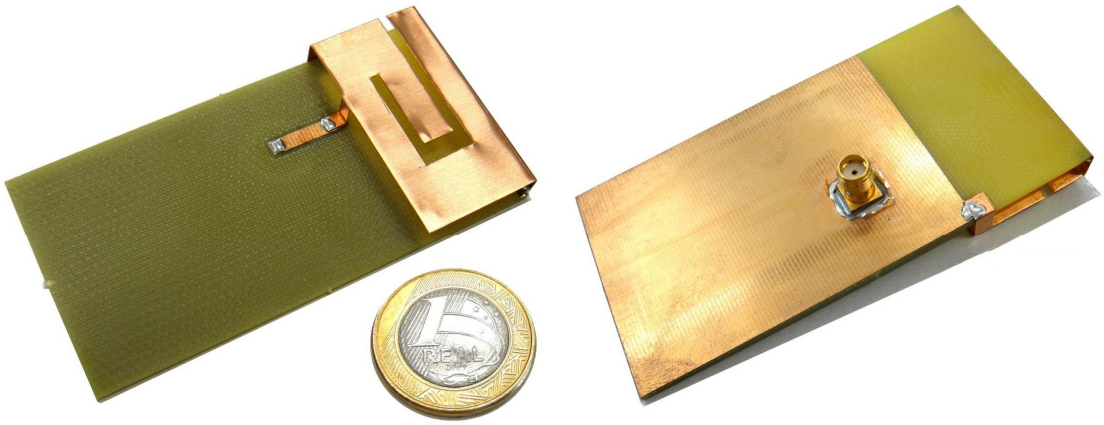
A partir da configuração otimizada, um protótipo da antena *tri-band* foi construído empregando a tecnologia de circuito integrado de micro-ondas Microwave Integrated Circuit (MIC). A construção do referido protótipo foi realizada no Laboratório de Microeletrônica da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo (LME-EPUSP).

As estruturas condutoras impressas sobre o substrato foram definidas nas camadas de metalização da placa de material FR4 usada, por meio da técnica de microfresagem. Para essa tarefa, empregou-se a microfresadora LPKF Protomat S62, fabricada pela LPKF Laser & Electronics.

O radiador foi confeccionado por meio de recorte da chapa de cobre usada, com o emprego de ferramentas manuais de corte.

As conexões elétricas e mecânicas necessárias entre partes condutoras da antena foram efetuadas por meio de soldagem manual com ferro de solda com a aplicação de solda de estanho-chumbo.

A Figura 42 apresenta fotografias do protótipo construído ao lado de uma moeda de 27 mm de diâmetro para fins de comparação de dimensões geométricas.



(a) (b)

Figura 42 – Fotografias do protótipo construído da antena *tri-band*: vistas (a) frontal; (b) traseira.

As dimensões externas totais exibidas pelo protótipo foram de 45 mm × 90 mm × 6,6 mm, desconsiderando o conector coaxial.

A medição de perda de retorno do protótipo foi realizada no LME-EPUSP com o analisador de redes vetorial 8722D, fabricado pela Hewlett-Packard. Para a calibração desse instrumento de medida, utilizou-se o kit de calibração 8050B, fabricado pela Maury Microwave Corporation.

A Figura 43 mostra a curva de perda de retorno obtida pela referida medição juntamente com a fornecida por simulação, já apresentada na Figura 37. Novamente, as bandas especificadas para a antena desenvolvida encontram-se destacadas.

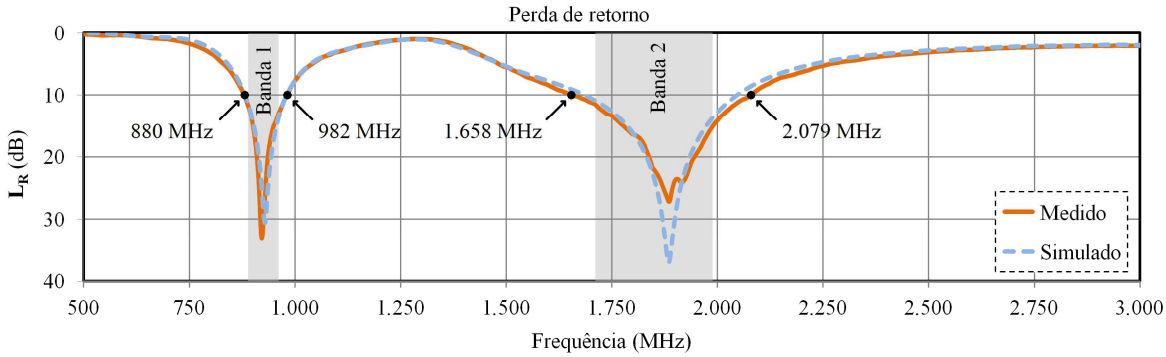


Figura 43 – Perdas de retorno medida e simulada da antena *tri-band*.

Como indicado na Figura 43, o protótipo apresentou uma banda inferior que se estende de 880 MHz a 982 MHz e uma banda superior que se estende de 1.658 MHz a 2.079 MHz, correspondendo a larguras de banda fracionárias de 11,0% e de 22,5%, respectivamente. Verifica-se ainda uma concordância muito boa entre os resultados obtidos por medição e os fornecidos por simulação.

As medições de diagrama de radiação do protótipo foram realizadas dentro da câmara anecoica do Instituto de Pesquisas Tecnológicas do Estado de São Paulo (IPT). Maiores detalhes sobre a montagem e sobre os procedimentos adotados para as referidas medições são apresentados no APÊNDICE A.

Verificou-se que os resultados obtidos com as medições foram afetados pela estrutura de sustentação empregada para o protótipo. A proximidade deste com partes metálicas da tal estrutura ocasionou o surgimento de reflexões significativas de campos eletromagnéticos radiados, causando distorções nos diagramas de radiação medidos. Então, para uma comparação mais adequada entre diagramas medidos e simulados, viu-se a necessidade de realizar simulações incluindo um modelo para a referida estrutura, de forma a considerar as condições de medição. Maiores detalhes dessa estrutura são apresentados também no APÊNDICE A.

A Figura 44 e a Figura 45 ilustram os diagramas de radiação obtidos pelas medições do protótipo em câmara anecoica, juntamente com os fornecidos por simulação que consideram a estrutura de sustentação empregada para o protótipo nas referidas medições. São exibidos, para as frequências de 915 MHz e de 1.900 MHz, os diagramas de ganho em polarização linear nas direções **θ** e **ϕ**, nos planos **xy** e **zx**.

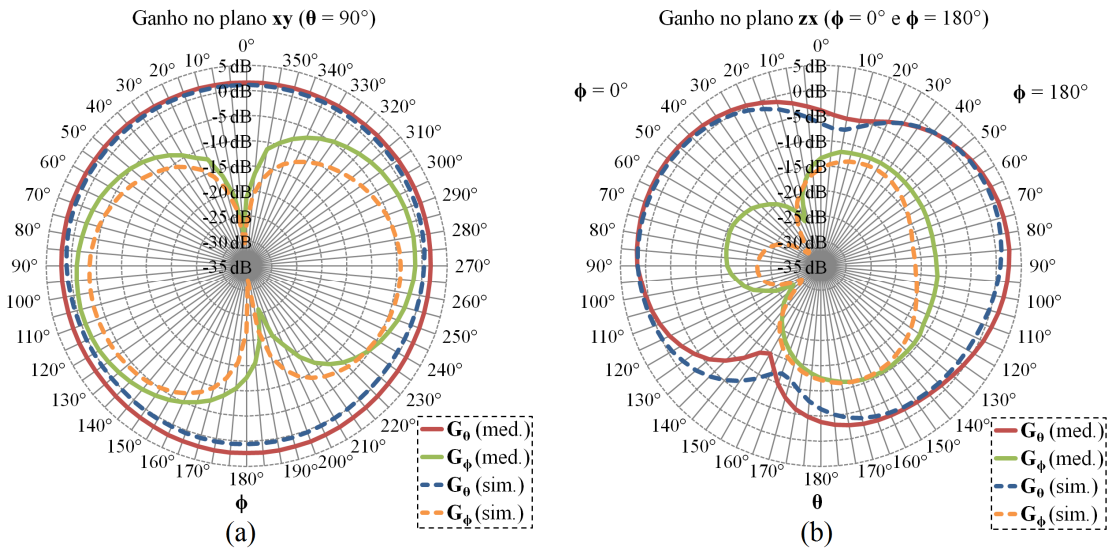


Figura 44 – Diagramas de radiação medidos e simulados para 915 MHz da antena *tri-band*: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**.

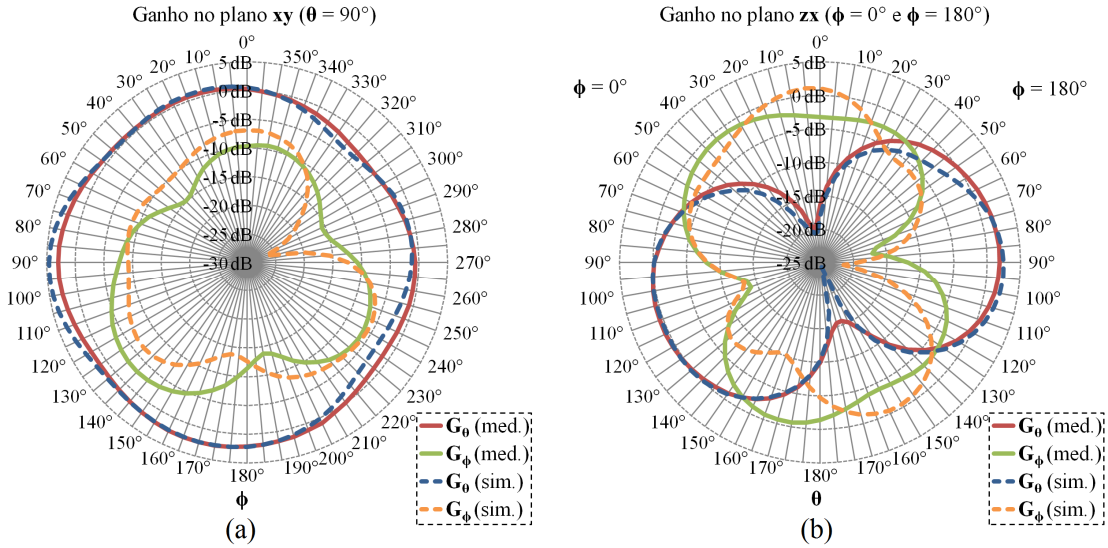


Figura 45 – Diagramas de radiação medidos e simulados para 1.900 MHz da antena *tri-band*: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**.

Percebe-se, na Figura 44 e na Figura 45, boa concordância entre os resultados obtidos por medição em câmara anecoica e os fornecidos por simulação. Esse grau de concordância é compatível com o que tem sido encontrado recentemente na literatura técnica[49-51].

Esse resultado sugere ainda que o protótipo, sem a estrutura de sustentação empregada na medição, deve apresentar diagramas de radiação semelhantes aos ilustrados na Figura 40 e na Figura 41, os quais foram obtidos por simulação na qual a tal estrutura não foi considerada.

3.1.5 Conclusões

Foi desenvolvida uma antena planar em F-invertido *tri-band* com configuração original para aplicação em terminais móveis de sistemas atuais de telefonia móvel. A referida antena é destinada a operar nas bandas de 900 MHz e de 1.800 MHz do Brasil e da Europa e na banda de 1.900 MHz dos EUA.

Com base na aplicação escolhida para a antena, foram inicialmente estabelecidas as especificações de projeto da mesma. Em seguida, uma configuração original de antena foi proposta. Então, em uma etapa de projeto, essa configuração foi analisada e otimizada visando ao atendimento das especificações de projeto já mencionadas. Na sequência, um protótipo da antena foi construído e caracterizado.

Os resultados experimentais obtidos com o protótipo construído indicam que a antena desenvolvida atende às especificações de projeto para ela estabelecidas: as bandas e as dimensões geométricas apresentadas pelo referido protótipo mostraram-se em conformidade com as características requisitadas para a antena.

A grande quantidade de parâmetros geométricos exibida pela antena permite a execução de variados ajustes em suas características, o que provê ampla flexibilidade de projeto para a mesma.

Por meio dos resultados obtidos por medições do protótipo construído e dos fornecidos por simulação eletromagnética computacional, verifica-se a presença das bandas de operação da antena, resultantes de seus modos ressonantes característicos. A concordância observada entre esses resultados indica que a antena desenvolvida foi adequadamente modelada nos programas de simulação empregados.

Os méritos alcançados pela antena podem ser identificados relacionando-a a antenas reportadas na literatura técnica, como a antena proposta por Saraereh et al.[52] e a proposta por Yeh et al.[53], ambas destinadas a operar em terminais móveis de sistemas de telefonia móvel nas bandas de 900 MHz e de 1.800 MHz da Europa. Comparativamente a essas duas antenas, a antena *tri-band* desenvolvida possui dimensões geométricas semelhantes e complexidade geométrica menor, apresentando adicionalmente a banda de 1.900 MHz dos EUA. Além disso, os valores de perda de retorno apresentados por essa última antena são superiores a 10 dB dentro de todas as bandas nas quais ela é destinada a operar, o que não ocorre com as antenas reportadas na literatura técnica mencionadas.

3.2 ANTENA *PENTA-BAND* – TELEFONIA MÓVEL, WLAN E WPAN

A seguir, é abordado o desenvolvimento de uma antena planar em F-invertido *penta-band*, com configuração original, para aplicação em terminais móveis de sistemas atuais de telefonia móvel, de WLAN e de WPAN. A antena é destinada a operar em cinco bandas distintas: 900 MHz, 1.800 MHz e 2.100 MHz do Brasil e da Europa (telefonia móvel); 1.900 MHz dos EUA (telefonia móvel); 2.400 MHz do Brasil, da Europa e dos EUA (WLAN e WPAN).

A antena *penta-band* desenvolvida é baseada na antena *tri-band* discutida anteriormente em 3.1. Ambas as antenas possuem configurações semelhantes, sendo que a configuração da an-

tena *penta-band* possui alterações geométricas que permitem a obtenção de duas bandas de serviços adicionais, em relação à antena *tri-band*.

3.2.1 Especificações de projeto

Levando em consideração as aplicações designadas para a antena *penta-band* (telefonia móvel, WLAN e WPAN), foram escolhidas para ela as mesmas três bandas de serviços anteriormente selecionadas para a antena *tri-band*, com a adição da banda de 2.100 MHz do Brasil e da Europa e da banda de 2.400 MHz do Brasil, da Europa e dos EUA. Isso permite que a antena *penta-band* opere em mais uma banda de serviços para telefonia móvel e em uma banda para WLAN e para WPAN.

Dessa forma, a especificação de banda definida para a antena *penta-band* foi: uma banda que se estende de 890 MHz a 960 MHz (para atender à banda de 900 MHz do Brasil e da Europa), uma que se estende de 1.710 MHz a 2.170 MHz (para atender às bandas de 1.800 MHz e de 2.100 MHz do Brasil e da Europa e à banda de 1.900 MHz dos EUA) e uma que se estende de 2.400 MHz a 2.483,5 MHz (para atender à banda de 2.400 MHz do Brasil, da Europa e dos EUA).

A partir dos mesmos critérios que foram empregados para a especificação de dimensões geométricas máximas da antena *tri-band*, adotou-se um bloco retangular de dimensões 50 mm × 100 mm × 10 mm, representativo do espaço disponível dentro de um terminal móvel, como delimitação geométrica para o conjunto formado pela antena *penta-band* e pelas demais peças internas que constituem o referido terminal.

As especificações de projeto estabelecidas para a antena *penta-band* são mostradas de forma resumida na Tabela 6.

Tabela 6 – Especificações de projeto da antena *penta-band* para telefonia móvel, WLAN e WPAN

Tipo de especificação	Especificação	Observações adicionais
Aplicações	Telefonia móvel WLAN e WPAN	Bandas: 900 MHz e 1.800 MHz e 2.100 MHz (Brasil e Europa), 1.900 MHz (EUA) Banda: 2.400 MHz (Brasil, Europa e EUA)
Bandas de operação	890 MHz a 960 MHz 1.710 MHz a 2.170 MHz 2.400 MHz a 2.483,5 MHz	Considera o critério $\mathbf{L_R}$ > 10 dB para $\mathbf{Z_0}$ = 50 Ω
Dimensões máximas	50 mm × 100 mm × 10 mm	Considera antena juntamente com demais peças internas do terminal

3.2.2 Configuração proposta

A Figura 46 ilustra a configuração original proposta para a antena *penta-band* juntamente com os sistemas de coordenadas cartesiano **xyz** e esférico **rθϕ** adotados para as definições de posicionamentos e de dimensões geométricas. Para permitir uma melhor visualização da camada de plano de terra, o substrato é apresentado em forma transparente.

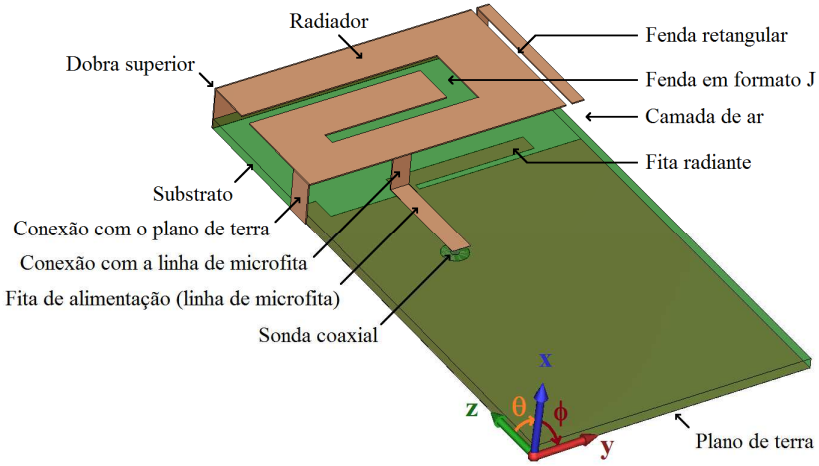


Figura 46 – Antena *penta-band* para telefonia móvel, WLAN e WPAN.

Como pode ser visto na Figura 46, a configuração proposta para a antena *penta-band* consiste na mesma que foi proposta para a antena *tri-band*, com a adição de uma fita radiante condutora conectada ao plano de terra e de uma fenda retangular no radiador. Assim como o plano de terra, a fita radiante é formada pela metalização de cobre da face inferior da placa de material FR4. Essa fita radiante constitui um radiador adicional que atua como elemento parasita para a obtenção de alargamento de banda.

Analogamente à antena *tri-band*, o radiador é projetado de modo a comportar duas distribuições ressonantes de correntes, com percurso semelhante ao já indicado anteriormente na Figura 27, formando as duas primeiras bandas de operação especificadas da antena *penta-band*: a inferior (de 890 MHz a 960 MHz) e a intermediária (de 1.710 MHz a 2.170 MHz).

Como a banda originada pela distribuição ressonante de correntes de ordem mais alta não é larga o suficiente para formar integralmente a banda de operação intermediária especificada, a fita radiante foi utilizada para produzir uma banda adicional de maneira a ocasionar o alargamento de banda necessário.

Por fim, a fenda retangular inserida no radiador é responsável pela geração da banda de operação superior especificada (de 2.400 MHz a 2.483,5 MHz).

A Figura 47 ilustra o desempenho que pode ser obtido com a configuração proposta, destacando os efeitos dos elementos que a compõem.

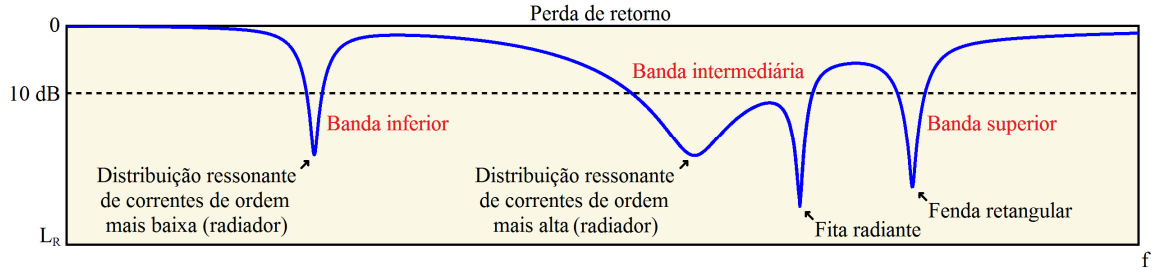


Figura 47 – Desempenho que pode ser obtido com a antena *penta-band*.

Novamente, nota-se que, na concepção da presente configuração de antena, foram utilizadas algumas das técnicas de alargamento de banda e de obtenção de múltiplas bandas anteriormente estudadas. Foram utilizadas as mesmas técnicas já empregadas com a configuração da antena *tri-band*, mais a técnica de adição de elemento parasita próximo ao radiador.

Um estudo mais detalhado e quantitativo sobre o comportamento da antena *penta-band* é apresentado a seguir.

3.2.3 Análise e otimização da configuração proposta

Os parâmetros geométricos da configuração proposta, definidos para as tarefas de análise e de otimização da mesma, são ilustrados na Figura 48 juntamente com suas inter-relações.

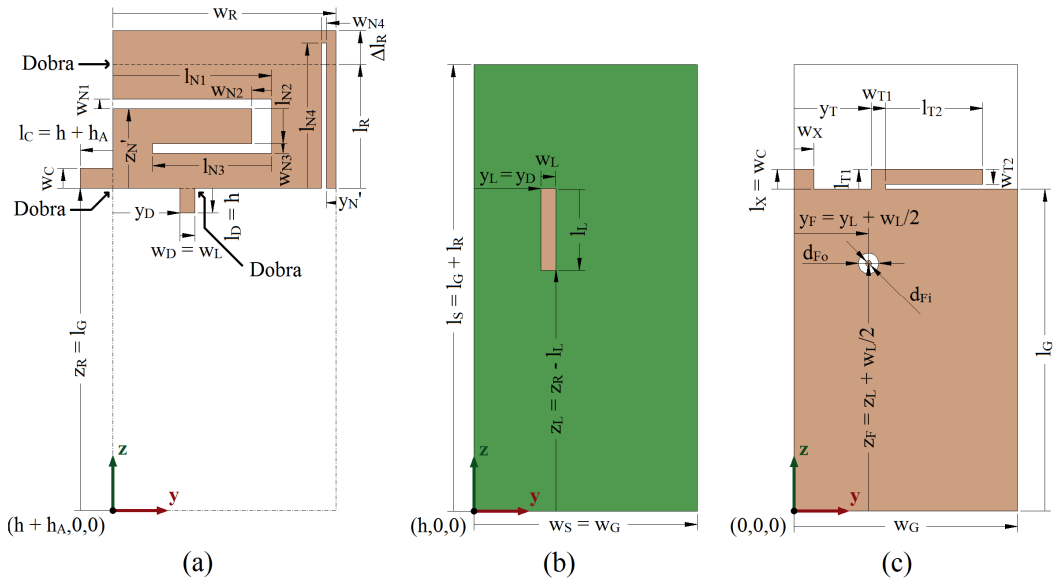


Figura 48 – Parâmetros geométricos da antena *penta-band*: camadas (a) do radiador (planificado); (b) da linha de microfita; (c) do plano de terra.

Os referidos parâmetros são dispostos mais detalhadamente na Tabela 7, a qual já inclui também seus valores obtidos após a otimização.

Tabela 7 – Parâmetros geométricos da antena *penta-band*

Parâmetro	Dependência com outros parâmetros	Valor otimizado	Descrição
$\mathbf{h}$	Independente	1,6 mm	Espessura do substrato
$\mathbf{h_A}$	Independente	5 mm	Espessura da camada de ar
$\mathbf{l_S}$	$\mathbf{l_S = l_G + l_R}$	90 mm	Comprimento do substrato
$\mathbf{l_G}$	Independente	65 mm	Comprimento do plano de terra
$\mathbf{l_L}$	Independente	16,5 mm	Comprimento da fita de alimentação
$\mathbf{l_R}$	Independente	25 mm	Comprimento da parte do radiador paralela ao substrato
$\mathbf{l_X}$	$\mathbf{l_X = w_C}$	4 mm	Comprimento da extensão do plano de terra
$\mathbf{l_C}$	$\mathbf{l_C = h + h_A}$	6,6 mm	Comprimento da conexão com o plano de terra
$\mathbf{l_D}$	$\mathbf{l_D = h}$	5 mm	Comprimento da conexão com a fita de alimentação
$\mathbf{l_{N1}}$	Independente	32 mm	Primeiro comprimento de fenda
$\mathbf{l_{N2}}$	Independente	7 mm	Segundo comprimento de fenda
$\mathbf{l_{N3}}$	Independente	24 mm	Terceiro comprimento de fenda
$\mathbf{l_{N4}}$	Independente	29,25 mm	Quarto comprimento de fenda
$\mathbf{l_{T1}}$	Independente	4 mm	Primeiro comprimento de fita radiante
$\mathbf{l_{T2}}$	Independente	19,5 mm	Segundo comprimento de fita radiante
$\mathbf{\Delta l_R}$	Independente	6,8 mm	Comprimento da parte do radiador dobrada
$\mathbf{w_S}$	$\mathbf{w_S = w_G}$	45 mm	Largura do substrato
$\mathbf{w_G}$	Independente	45 mm	Largura do plano de terra
$\mathbf{w_L}$	Independente	3 mm	Largura da fita de alimentação
$\mathbf{w_R}$	Independente	45 mm	Largura do radiador
$\mathbf{w_X}$	Independente	4 mm	Largura da extensão do plano de terra
$\mathbf{w_C}$	Independente	4 mm	Largura da conexão com o plano de terra
$\mathbf{w_D}$	$\mathbf{w_D = w_L}$	3 mm	Largura da conexão com a fita de alimentação
$\mathbf{w_{N1}}$	Independente	2 mm	Primeira largura de fenda
$\mathbf{w_{N2}}$	Independente	4 mm	Segunda largura de fenda
$\mathbf{w_{N3}}$	Independente	2 mm	Terceira largura de fenda
$\mathbf{w_{N4}}$	Independente	1 mm	Quarta largura de fenda
$\mathbf{w_{T1}}$	Independente	3 mm	Primeira largura de fita radiante
$\mathbf{w_{T2}}$	Independente	3 mm	Segunda largura de fita radiante
$\mathbf{d_{Fi}}$	Independente	1,2 mm	Diâmetro interno da área do plano de terra reservada à conexão coaxial
$\mathbf{d_{Fo}}$	Independente	4,1 mm	Diâmetro externo da área do plano de terra reservada à conexão coaxial
$\mathbf{y_L}$	$\mathbf{y_L = y_D}$	13,5 mm	Posicionamento da fita de alimentação no eixo **y**
$\mathbf{y_D}$	Independente	13,5 mm	Posicionamento da conexão com a fita de alimentação no eixo **y**
$\mathbf{y_N'}$	Independente	2 mm	Posicionamento de fenda relativo ao radiador no eixo **y**
$\mathbf{y_T}$	Independente	15,5 mm	Posicionamento de fita radiante no eixo **y**
$\mathbf{y_F}$	$\mathbf{y_F = y_L + w_L/2}$	15 mm	Posicionamento da conexão coaxial no eixo **y**
$\mathbf{z_L}$	$\mathbf{z_L = z_R - l_L}$	48,5 mm	Posicionamento da fita de alimentação no eixo **z**
$\mathbf{z_R}$	$\mathbf{z_R = l_G}$	65 mm	Posicionamento do radiador no eixo **z**
$\mathbf{z_N'}$	Independente	16 mm	Posicionamento de fenda relativo ao radiador no eixo **z**
$\mathbf{z_F}$	$\mathbf{z_F = z_L + w_L/2}$	50 mm	Posicionamento da conexão coaxial no eixo **z**

A configuração proposta foi simulada variando os valores de alguns dos parâmetros acima relacionados, de maneira a avaliar as influências destes sobre as características da antena.

Os efeitos das modificações dos tais valores sobre as características de perda de retorno da antena podem ser vistos nas curvas apresentadas a seguir, as quais foram obtidas por simulações. Nessas simulações, cada parâmetro geométrico examinado tem seu valor alterado individualmente, enquanto os outros parâmetros geométricos independentes são mantidos constantes em seus valores otimizados (vide Tabela 7).

Na Figura 49 e na Figura 50, as influências das dimensões geométricas $\mathbf{w_R}$ e $\mathbf{\Delta l_R}$ do radiador sobre a perda de retorno da antena podem ser observadas.

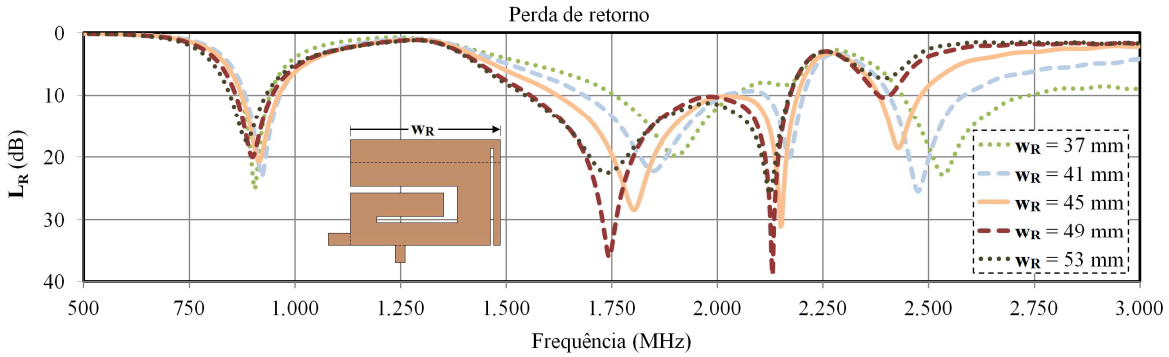


Figura 49 – Influência de $\mathbf{w_R}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*.

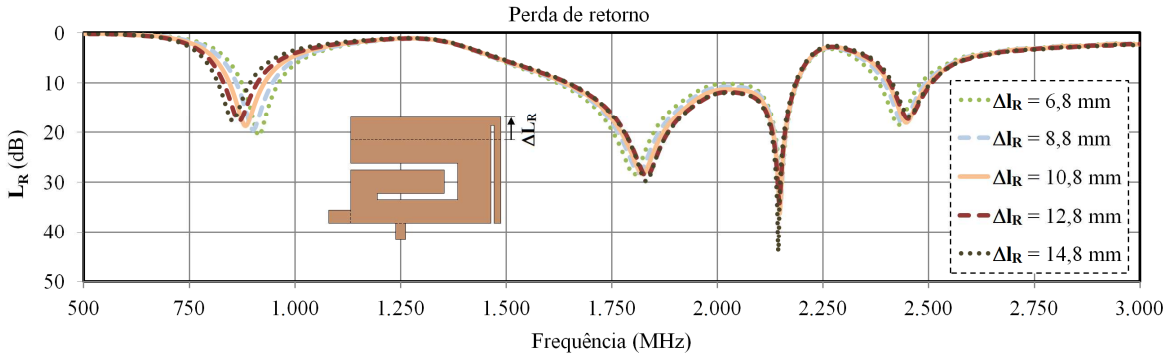


Figura 50 – Influência de $\mathbf{\Delta l_R}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*.

Para os valores simulados de $\mathbf{w_R}$, constata-se que, em geral, as frequências centrais de todas as bandas diminuem com o aumento do valor desse parâmetro, sendo que as frequências centrais das bandas originadas pela distribuição ressonante de correntes de ordem mais alta e pela fenda retangular são as que sofrem maiores variações. Adicionalmente, os valores de perda de retorno das bandas produzidas pela fenda retangular e pela fita radiante sofrem, respectivamente, degradação e melhora progressivas à medida que o valor de $\mathbf{w_R}$ se eleva.

Para os valores simulados de $\mathbf{\Delta l_R}$, nota-se que a banda produzida pela fita radiante não possui sensibilidade expressiva a esse parâmetro. Adicionalmente, com a elevação do valor de $\mathbf{\Delta l_R}$, as frequências centrais das bandas originadas pela distribuição ressonante de correntes de ordem mais alta e pela fenda retangular aumentam ligeiramente, ao passo que a frequência cen-

tral da banda originada pela distribuição ressonante de correntes de ordem mais baixa diminui com o aumento do valor desse parâmetro.

As influências das dimensões geométricas $\mathbf{l_{N1}}$, $\mathbf{l_{N3}}$ e $\mathbf{w_{N2}}$ da fenda em formato J sobre a perda de retorno da antena podem ser vistas na Figura 51, na Figura 52 e na Figura 53.

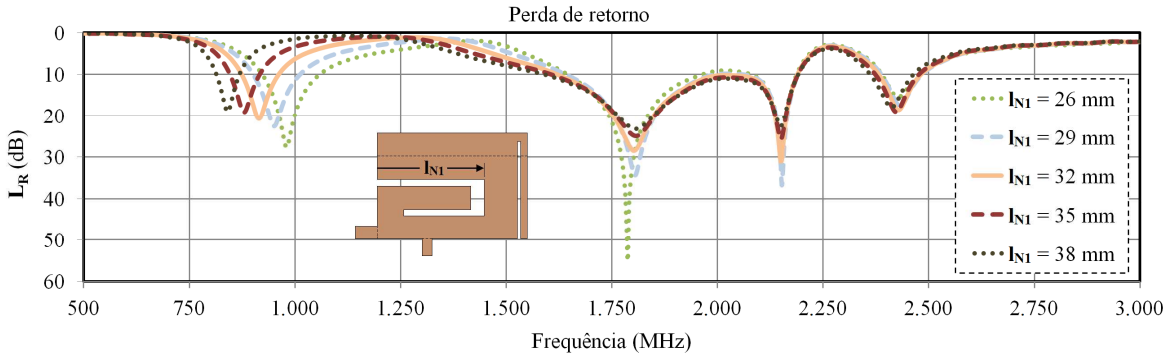


Figura 51 – Influência de $\mathbf{l_{N1}}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*.

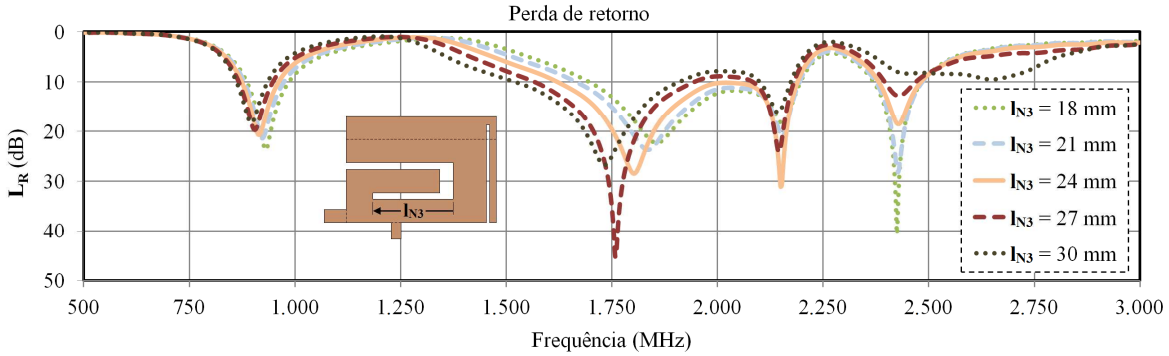


Figura 52 – Influência de $\mathbf{l_{N3}}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*.

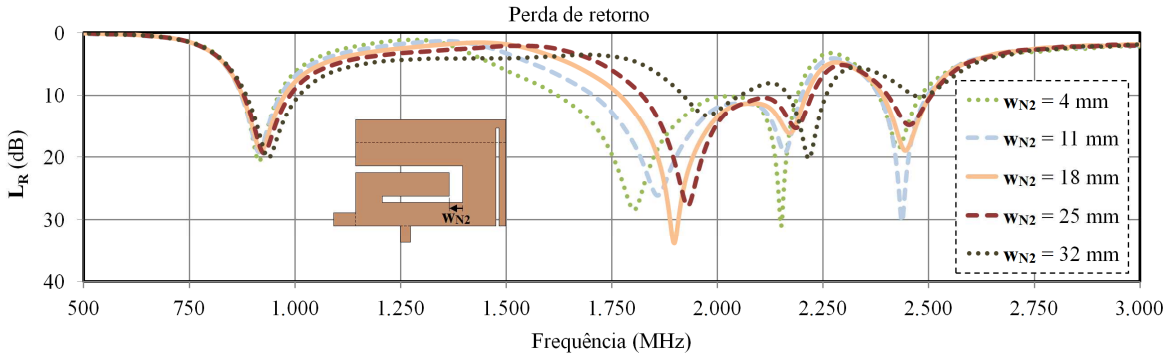


Figura 53 – Influência de $\mathbf{w_{N2}}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*.

Para os valores simulados de $\mathbf{l_{N1}}$, verifica-se que a frequência central da banda originada pela distribuição ressonante de correntes de ordem mais baixa diminui com o aumento do valor desse parâmetro, ao passo que as outras bandas possuem baixa sensibilidade a $\mathbf{l_{N1}}$. Portanto, observa-se que esse parâmetro permite obter um ajuste da frequência central da banda mencionada sem provocar grandes variações nas outras bandas.

Para os valores simulados de $\mathbf{l_{N3}}$, constata-se que as frequências centrais das bandas originadas pelas distribuições ressonantes de correntes de ordem mais baixa e de ordem mais alta diminuem com o aumento do valor desse parâmetro, sendo que a segunda banda é a que sofre maior variação. Adicionalmente, a frequência central da banda produzida pela fita radiante não é significativamente afetada pelo valor de $\mathbf{l_{N3}}$, e há uma degradação progressiva dos valores de perda de retorno da banda gerada pela fenda retangular à medida que o valor desse parâmetro se eleva.

Para os valores simulados de $\mathbf{w_{N2}}$, nota-se que as frequências centrais de todas as bandas aumentam com a elevação do valor desse parâmetro, sendo que as frequências centrais das bandas originadas pela distribuição ressonante de correntes de ordem mais alta e pela fita radiante são as que sofrem maiores variações. Adicionalmente, os valores de perda de retorno da banda originada pela distribuição ressonante de correntes de ordem mais baixa não são significativamente afetados pelo valor de $\mathbf{w_{N2}}$, o que não ocorre para as outras bandas.

A Figura 54 mostra a influência da dimensão geométrica $\mathbf{l_{N4}}$ da fenda retangular sobre a perda de retorno da antena.

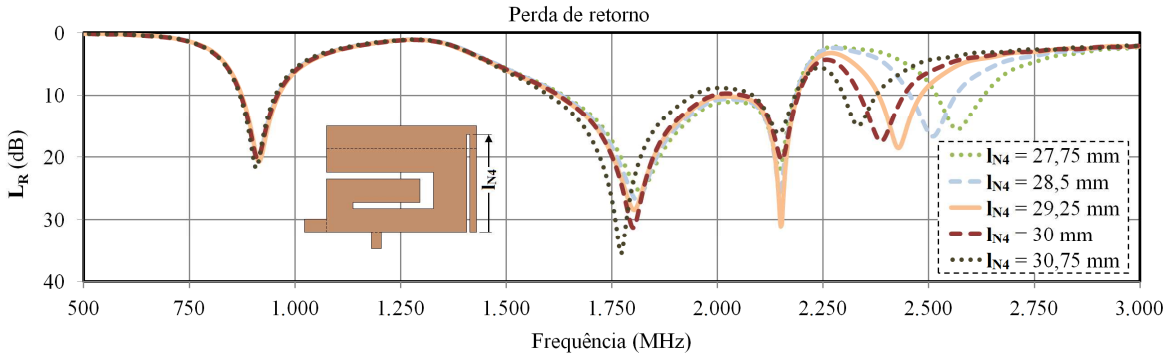


Figura 54 – Influência de $\mathbf{l_{N4}}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*.

Para os valores simulados de $\mathbf{l_{N4}}$, verifica-se que a frequência central da banda gerada pela fenda retangular diminui com o aumento do valor desse parâmetro, ao passo que as outras bandas possuem baixa sensibilidade a $\mathbf{l_{N4}}$. Portanto, observa-se que esse parâmetro permite obter um ajuste da frequência central da banda mencionada sem provocar grandes variações nas outras bandas.

Na Figura 55 e na Figura 56, as influências das dimensões geométricas $\mathbf{l_{T1}}$ e $\mathbf{l_{T2}}$ da fita radiante sobre a perda de retorno da antena podem ser observadas.

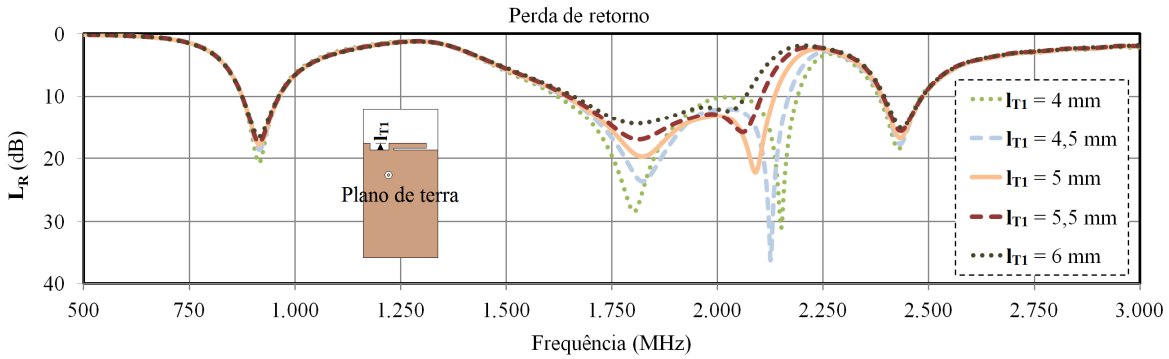


Figura 55 – Influência de $\mathbf{l_{T1}}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*.

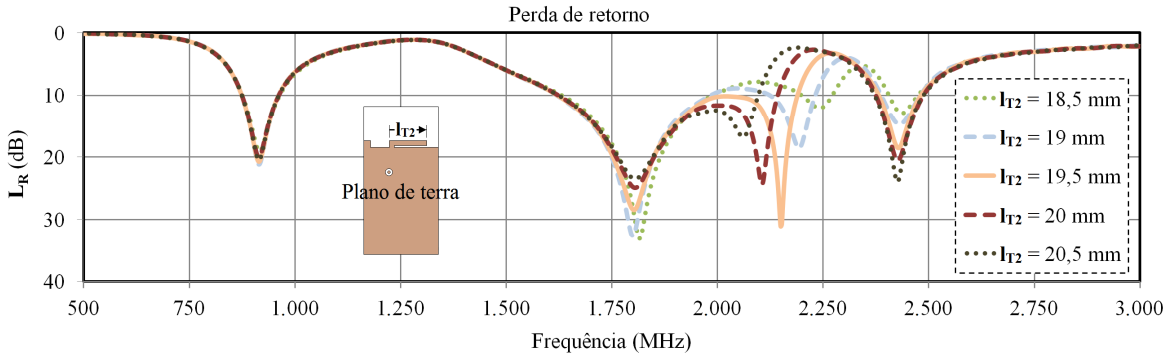


Figura 56 – Influência de $\mathbf{l_{T2}}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*.

Para os valores simulados de $\mathbf{l_{T1}}$, constata-se que a frequência central da banda produzida pela fita radiante diminui com o aumento do valor desse parâmetro e que a frequência central da banda originada pela distribuição ressonante de correntes de ordem mais alta sofre pequena variação com a alteração do valor de $\mathbf{l_{T1}}$. Observa-se também que, a partir de um determinado valor desse parâmetro, há uma degradação progressiva dos valores de perda de retorno dessas duas bandas. Adicionalmente, as outras bandas não apresentam uma sensibilidade expressiva a $\mathbf{l_{T1}}$. Portanto, observa-se que esse parâmetro permite obter um ajuste da frequência central da banda produzida pela fita radiante sem provocar grandes variações nas outras bandas.

Para os valores simulados de $\mathbf{l_{T2}}$, nota-se que a frequência central da banda produzida pela fita radiante diminui com o aumento do valor desse parâmetro e que a frequência central da banda gerada pela fenda retangular sofre ligeira diminuição, com melhora progressiva de valores de perda de retorno, à medida que o valor de $\mathbf{l_{T2}}$ se eleva. Adicionalmente, as outras bandas não possuem sensibilidade expressiva a $\mathbf{l_{T2}}$.

Na Figura 57, a influência do posicionamento $\mathbf{y_D}$ do ponto de alimentação sobre a perda de retorno da antena pode ser vista.

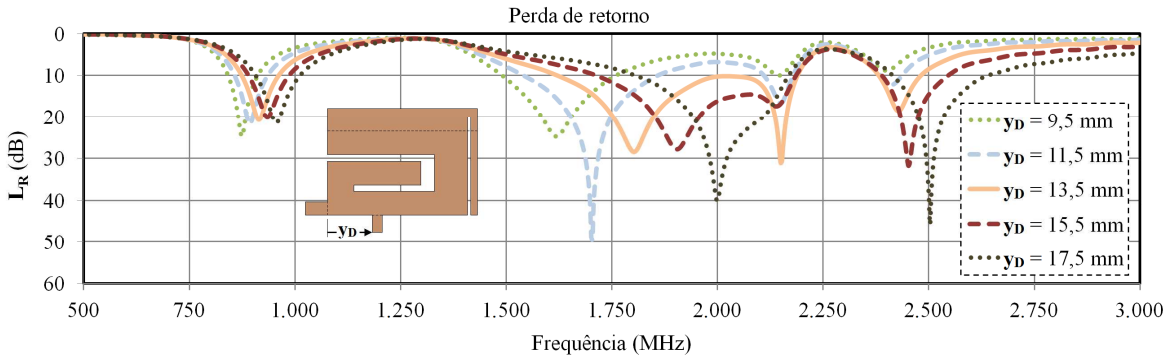


Figura 57 – Influência de $\mathbf{y_D}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*.

Para os valores simulados de $\mathbf{y_D}$, verifica-se que a frequência central da banda produzida pela fita radiante sofre pequena variação com a alteração do valor desse parâmetro. Adicionalmente, as frequências centrais das outras bandas aumentam com a elevação do valor de $\mathbf{y_D}$, sendo que a frequência central da banda originada pela distribuição ressonante de correntes de ordem mais alta é a que sofre maior variação. Além disso, observa-se que há uma melhora progressiva dos valores de perda de retorno da banda gerada pela fenda retangular à medida que o valor desse parâmetro se eleva.

A Figura 58 mostra a influência da dimensão geométrica $\mathbf{w_C}$ da conexão do radiador com o plano de terra sobre a perda de retorno da antena.

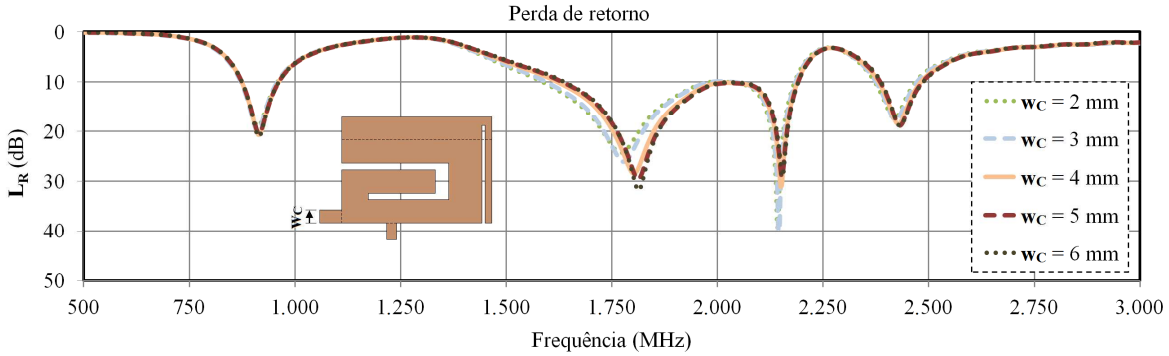


Figura 58 – Influência de $\mathbf{w_C}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*.

Para os valores simulados de $\mathbf{w_C}$, constata-se que a frequência central da banda originada pela distribuição ressonante de correntes de ordem mais alta aumenta ligeiramente com a elevação do valor desse parâmetro, ao passo que as outras bandas não possuem sensibilidade expressiva a $\mathbf{w_C}$. Portanto, observa-se que esse parâmetro permite obter um ajuste da frequência central da banda mencionada sem provocar grandes variações nas outras bandas.

Na Figura 59, a influência da espessura $\mathbf{h_A}$ da camada de ar sobre a perda de retorno da antena pode ser observada.

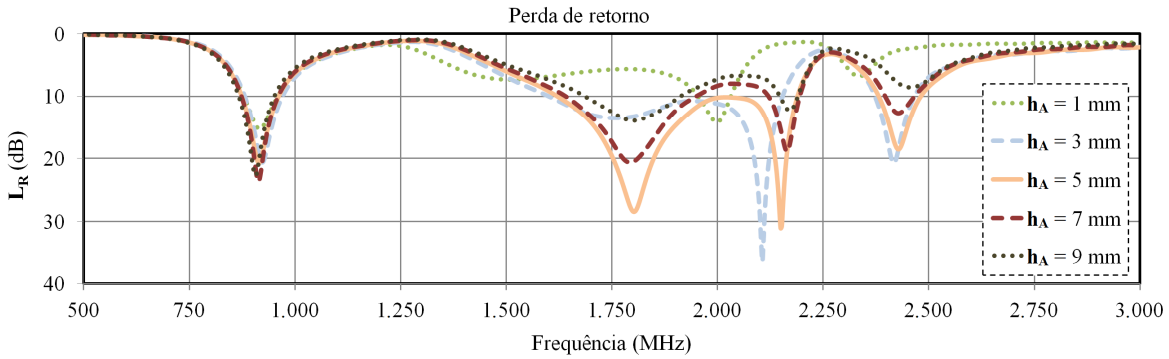


Figura 59 – Influência de $\mathbf{h_A}$ sobre a perda de retorno da antena *penta-band*.

Para os valores simulados de $\mathbf{h_A}$, nota-se que a banda originada pela distribuição ressonante de correntes de ordem mais baixa não possui sensibilidade expressiva a esse parâmetro, ao passo que a frequência central da banda originada pela distribuição ressonante de correntes de ordem mais alta é mais sensível ao mesmo, mas se mantém praticamente constante a partir de um determinado valor de $\mathbf{h_A}$. Observa-se também que, a partir de um determinado valor desse parâmetro, há uma degradação progressiva dos valores de perda de retorno da segunda banda. Adicionalmente, as frequências centrais das bandas produzidas pela fita radiante e pela fenda retangular aumentam com a elevação do valor de $\mathbf{h_A}$. Além disso, observa-se que, a partir de um determinado valor desse parâmetro, há uma degradação progressiva dos valores de perda de retorno dessas duas últimas bandas.

A Tabela 8 resume as influências dos parâmetros geométricos analisados sobre as frequências centrais das bandas originadas pelas distribuições ressonantes de correntes de ordem mais baixa e de ordem mais alta, pela fita radiante e pela fenda retangular ($\mathbf{f_0^{(l)}}$, $\mathbf{f_0^{(i1)}}$, $\mathbf{f_0^{(i2)}}$ e $\mathbf{f_0^{(u)}}$, respectivamente). Encontram-se destacados os parâmetros que podem ser utilizados para ajustar individualmente as frequências centrais de cada uma das bandas mencionadas.

Tabela 8 – Influências de parâmetros geométricos da antena *penta-band* sobre suas bandas

Parâmetro	Faixa de variação do parâmetro		Influência nas bandas			
	Valor inicial	Valor final	$f_0^{(l)}$	$f_0^{(i1)}$	$f_0^{(i2)}$	$f_0^{(u)}$
w_R	37 mm	53 mm	↓	↓↓	↓	↓↓
Δl_R	6,8 mm	14,8 mm	↓↓	↑	---	↑
l_{N1}	26 mm	38 mm	↓	---	---	---
l_{N3}	18 mm	30 mm	↓	↓↓	---	---
w_{N2}	4 mm	32 mm	↑	↑↑	↑↑	↑
l_{N4}	27,75 mm	30 mm	---	---	---	↓
l_{T1}	4 mm	6 mm	---	---	↓	---
l_{T2}	18,5 mm	20,5 mm	---	---	↓↓	↓
y_D	9,5 mm	17,5 mm	↑	↑↑	---	↑
w_C	2 mm	6 mm	---	↑	---	---
h_A	3 mm	9 mm	---	---	↑	↑

↓ diminuição; ↓↓ diminuição mais acentuada; ↑ aumento; ↑↑ aumento mais acentuado; --- variação não expressiva.

Embora outros parâmetros geométricos da antena possam também ser analisados, as análises realizadas até aqui se mostraram suficientes para permitir o projeto da mesma com as características necessárias, especificadas anteriormente.

Após a avaliação das influências de vários parâmetros geométricos da antena sobre as características da mesma, a configuração proposta foi otimizada visando ao atendimento das especificações de projeto estabelecidas anteriormente. Essa otimização resultou nos valores já exibidos anteriormente na Tabela 7.

A Figura 60 apresenta a curva de perda de retorno obtida por simulação da configuração otimizada. Juntamente, as bandas inferior, intermediária e superior especificadas para a antena encontram-se destacadas.

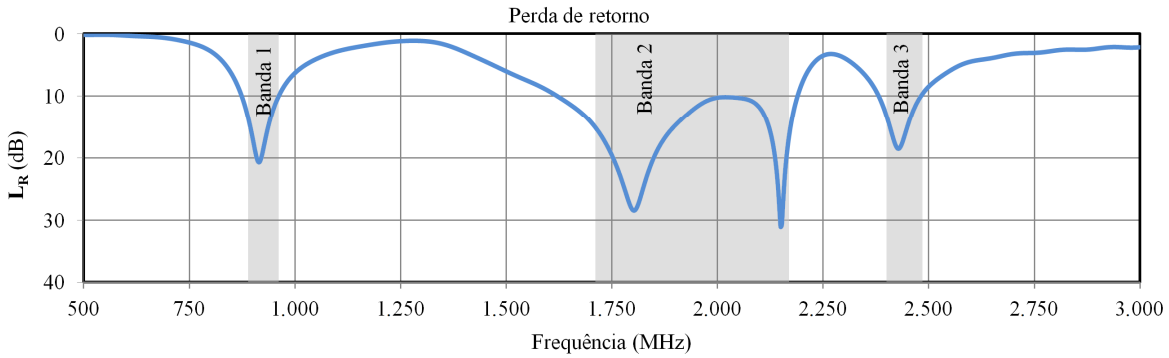


Figura 60 – Perda de retorno simulada da antena *penta-band*.

Os resultados mostrados na Figura 60 indicam que a configuração otimizada tem potencial para atender à especificação de banda definida para a antena.

As distribuições superficiais de correntes sobre os materiais condutores da configuração otimizada obtidas por simulação são mostradas na Figura 61, na Figura 62 e na Figura 63, para as frequências de 915 MHz, de 1.900 MHz e de 2.450 MHz, respectivamente. Essas frequências estão contidas nas bandas inferior, intermediária e superior especificadas.

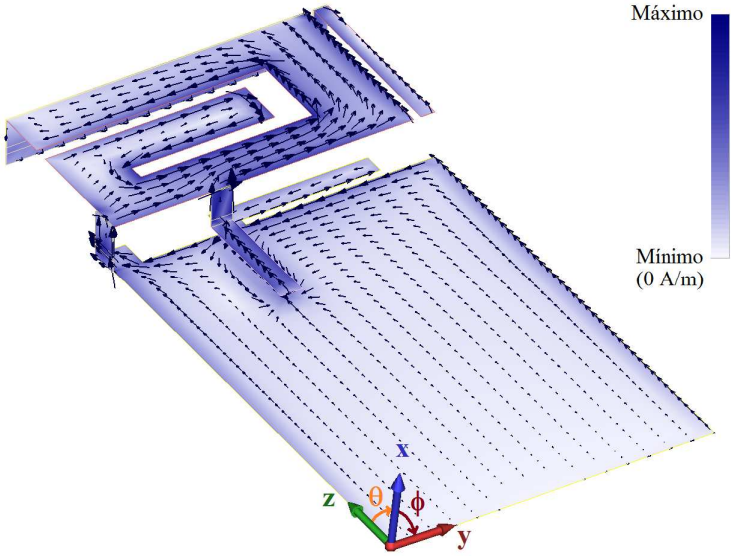


Figura 61 – Distribuição superficial de correntes simulada para 915 MHz da antena *penta-band*.

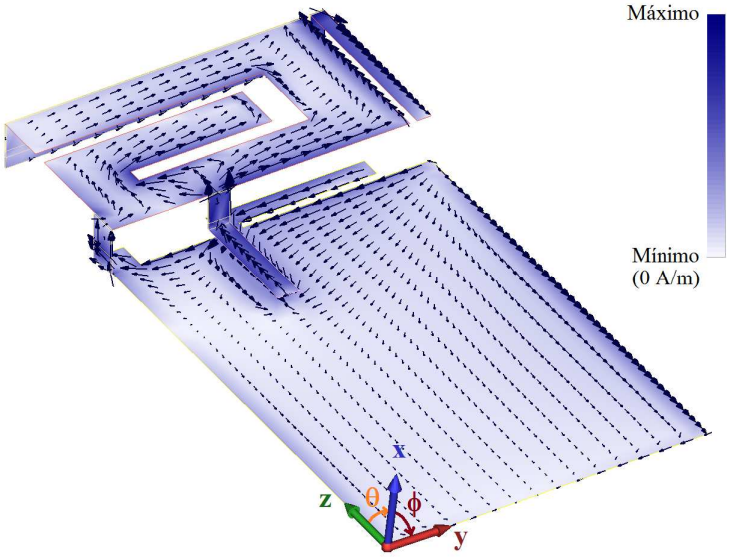


Figura 62 – Distribuição superficial de correntes simulada para 1.900 MHz da antena *penta-band*.

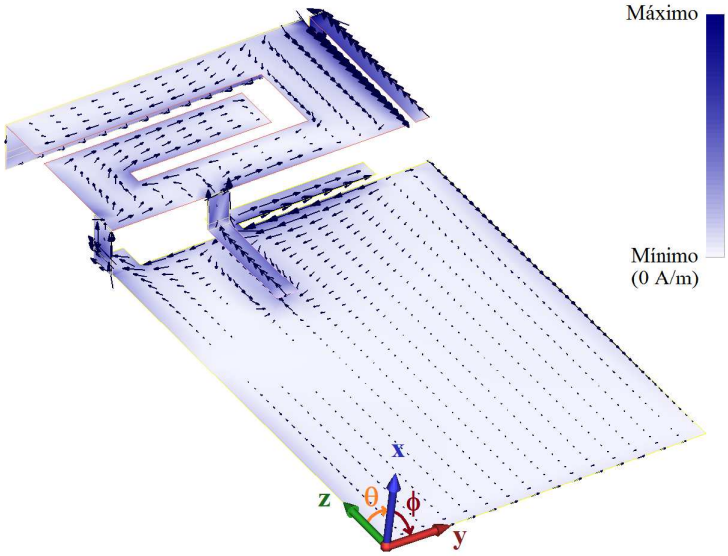


Figura 63 – Distribuição superficial de correntes simulada para 2.450 MHz da antena *penta-band*.

Observam-se na Figura 61 e na Figura 62, respectivamente, as distribuições ressonantes de ordem mais baixa e de ordem mais alta das correntes excitadas no radiador da antena, que são semelhantes às apresentadas pela antena *tri-band*. Na Figura 62 e na Figura 63, verificam-se maiores adensamentos de correntes sobre a fita radiante e sobre a parte do radiador no entorno da fenda retangular, confirmando a contribuição desses elementos na geração das bandas intermediária e superior especificadas para a antena *penta-band*.

Os diagramas de radiação da configuração otimizada obtidos por simulação são ilustrados na Figura 64, na Figura 65 e na Figura 66, para as frequências de 915 MHz, de 1.900 MHz e de 2.450 MHz, respectivamente. Para cada uma das frequências mencionadas, são exibidos os diagramas de ganho em polarização linear nas direções **θ** e **ϕ**, nos planos **xy** e **zx**.

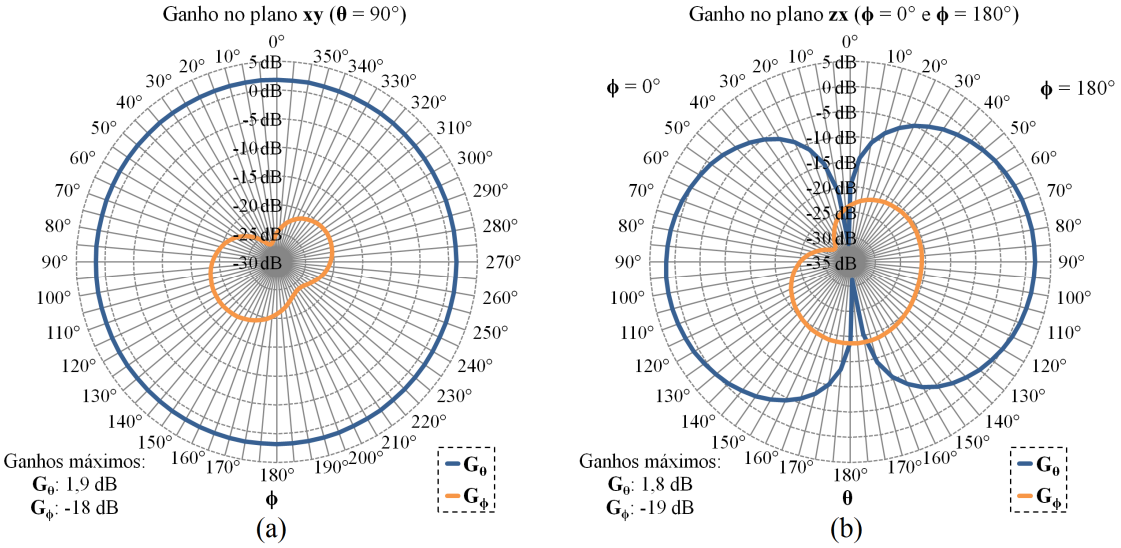


Figura 64 – Diagramas de radiação simulados para 915 MHz da antena *penta-band*: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**.

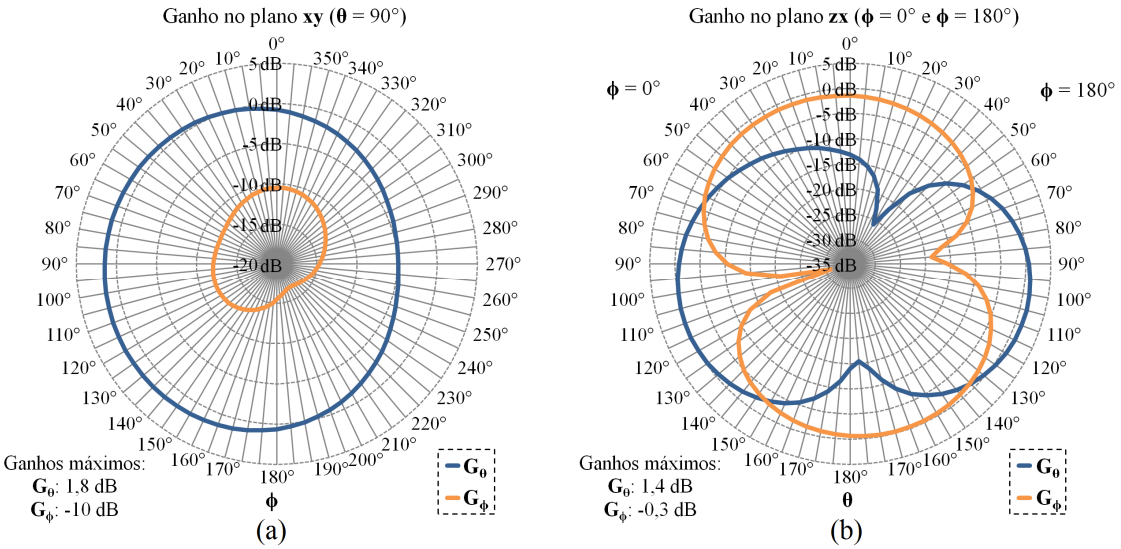


Figura 65 – Diagramas de radiação simulados para 1.900 MHz da antena *penta-band*: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**.

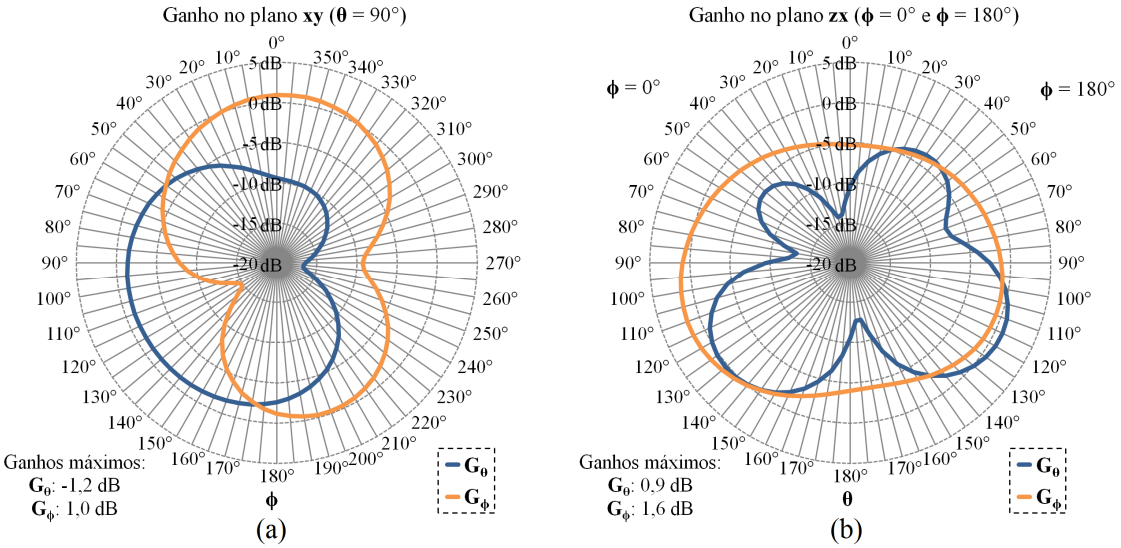


Figura 66 – Diagramas de radiação simulados para 2.450 MHz da antena *penta-band*: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**.

Nota-se na Figura 64 que, para 915 MHz, o diagrama para a polarização na direção **θ** tem característica omnidirecional, semelhante à de um dipolo filamentar de comprimento menor do que **λ**. Para essa frequência, o diagrama para a polarização na direção **ϕ** possui ganhos, em geral, consideravelmente mais baixos em relação ao diagrama para a polarização na direção **θ**.

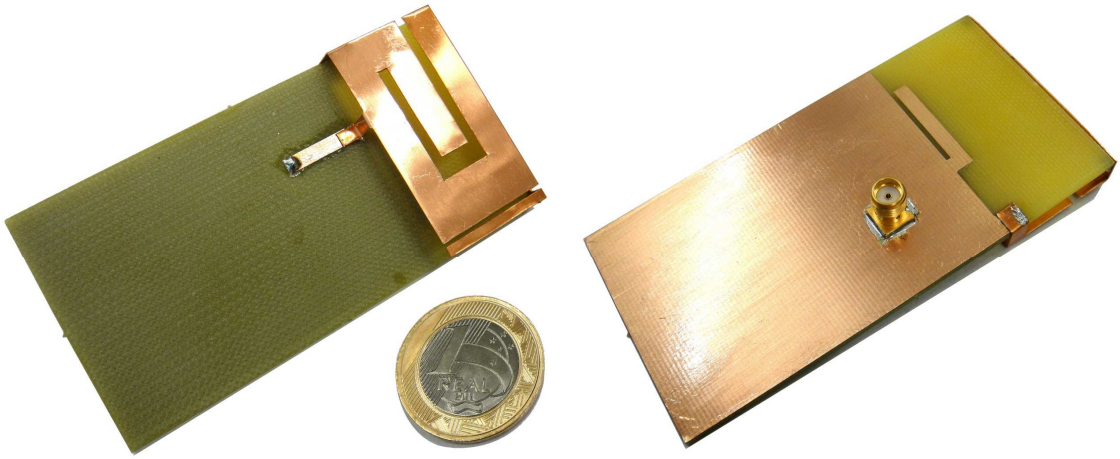
Na Figura 65, observa-se que os diagramas para 1.900 MHz, quando comparados com seus correspondentes para 915 MHz, apresentam aspecto mais diretivo para a polarização na direção **θ** e ganhos, em geral, mais elevados para a polarização na direção **ϕ**.

Na Figura 66, verifica-se que os diagramas para 2.450 MHz, comparativamente a seus correspondentes para 1.900 MHz, apresentam uma quantidade maior de lóbulos para a polarização na direção **θ** e ganhos, em geral, mais elevados para a polarização na direção **ϕ**.

3.2.4 Resultados experimentais

A partir da configuração otimizada, um protótipo da antena *penta-band* foi construído e caracterizado empregando os mesmos procedimentos, técnicas, ferramentas, equipamentos e instrumentos de medida utilizados para o protótipo da antena *tri-band*.

O protótipo da antena *penta-band*, construído no LME-EPUSP empregando a tecnologia MIC, é apresentado na Figura 67 ao lado de uma moeda de 27 mm de diâmetro para fins de comparação de dimensões geométricas.



(a) (b)

Figura 67 – Fotografias do protótipo construído da antena *penta-band*: vistas (a) frontal; (b) traseira.

As dimensões externas totais exibidas pelo protótipo foram de 45 mm × 90 mm × 6,6 mm, desconsiderando o conector coaxial.

A curva de perda de retorno obtida por medição do protótipo, realizada no LME-EPUSP com o analisador de redes vetorial 8722D, é mostrada na Figura 68 juntamente com a curva fornecida por simulação, já apresentada na Figura 60. Novamente, as bandas especificadas para a antena desenvolvida encontram-se destacadas.

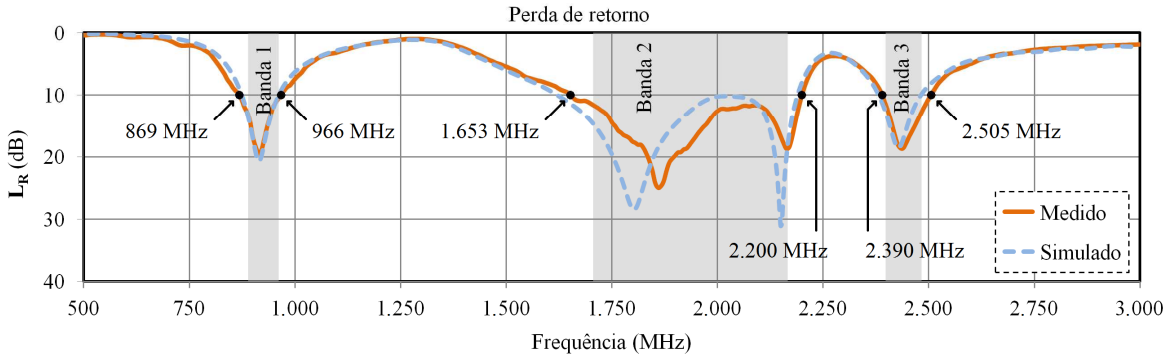


Figura 68 – Perdas de retorno medida e simulada da antena *penta-band*.

Como indicado na Figura 68, o protótipo apresentou uma banda inferior que se estende de 869 MHz a 966 MHz, uma banda intermediária que se estende de 1.653 MHz a 2.200 MHz e uma banda superior que se estende de 2.390 MHz a 2.505 MHz, correspondendo a larguras de banda fracionárias de 10,6%, de 28,4% e de 4,7%, respectivamente. Verifica-se ainda que, em relação a valores previstos por simulação, a frequência de pico medida da banda originada pela distribuição ressonante de correntes de ordem mais alta apresenta um deslocamento de 3,2%. Nota-se, em geral, boa concordância entre os resultados obtidos por medição e os for-

necidos por simulação. Observa-se que a especificação de banda definida para a antena foi atendida.

Os diagramas de radiação obtidos por medições do protótipo em câmara anecoica, realizadas no IPT empregando a montagem e os procedimentos detalhados no APÊNDICE A, são ilustrados na Figura 69, na Figura 70 e na Figura 71. Assim como já foi feito para a antena *tri-band*, esses diagramas são apresentados juntamente com os fornecidos por simulação que consideram a estrutura de sustentação empregada para o protótipo nas referidas medições. São exibidos, para as frequências de 915 MHz, de 1.900 MHz e de 2.450 MHz, os diagramas de ganho em polarização linear nas direções **θ** e **ϕ**, nos planos **xy** e **zx**.

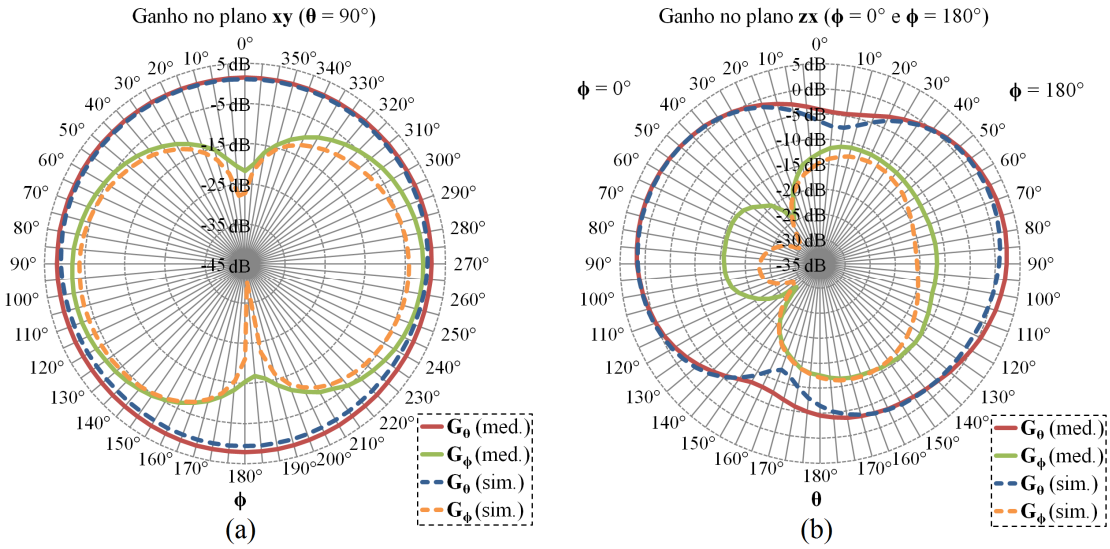


Figura 69 – Diagramas de radiação medidos e simulados para 915 MHz da antena *penta-band*: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**.

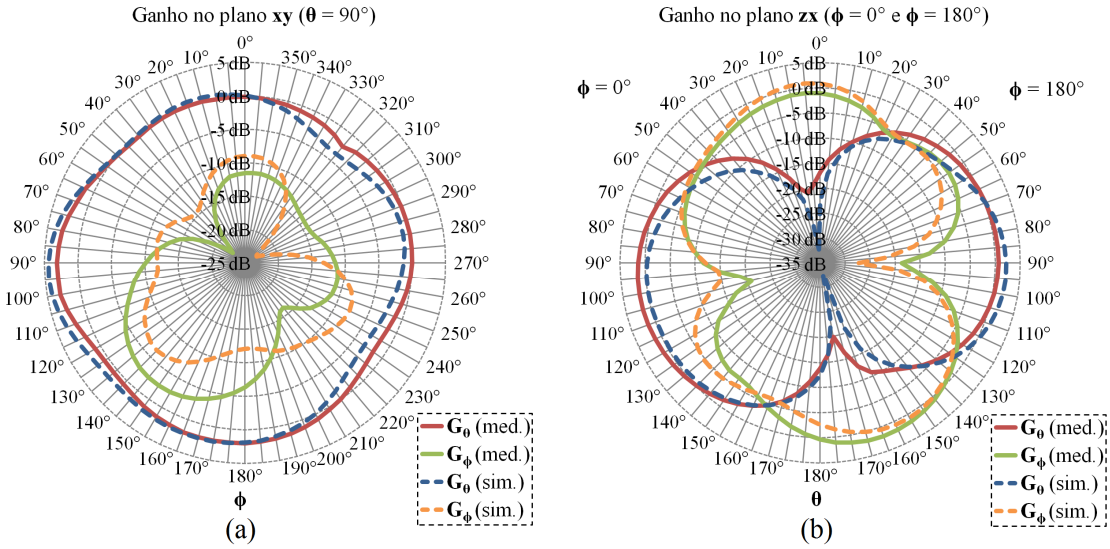


Figura 70 – Diagramas de radiação medidos e simulados para 1.900 MHz da antena *penta-band*: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**.

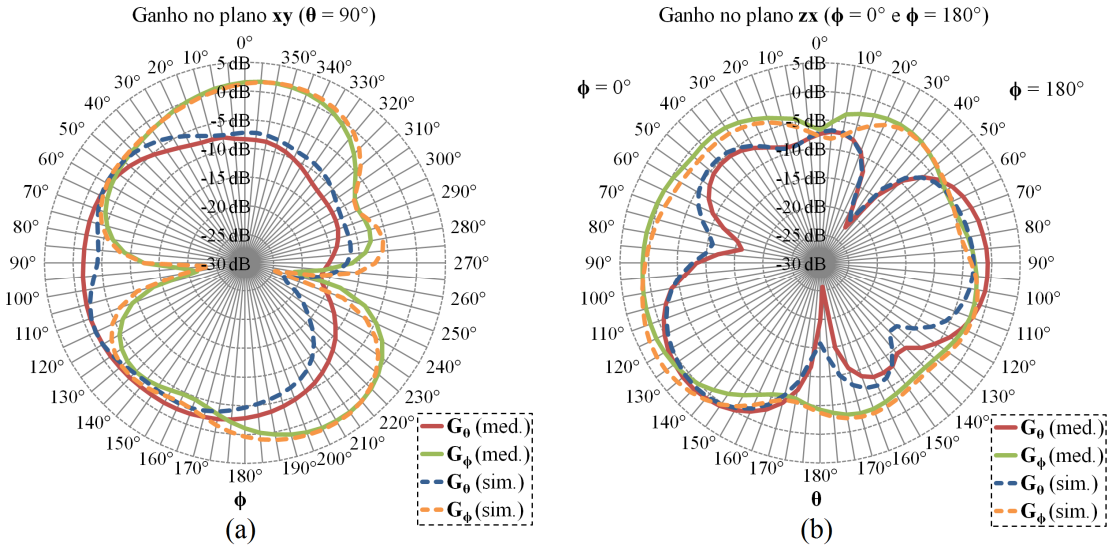


Figura 71 – Diagramas de radiação medidos e simulados para 2.450 MHz da antena *penta-band*: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**.

Percebe-se, na Figura 69, na Figura 70 e na Figura 71, boa concordância entre os resultados obtidos por medição em câmara anecoica e os fornecidos por simulação. Esse grau de concordância é compatível com o que tem sido encontrado recentemente na literatura técnica[49-51].

Esse resultado sugere ainda que o protótipo, sem a estrutura de sustentação empregada na medição, deve apresentar diagramas de radiação semelhantes aos ilustrados na Figura 64, na Figura 65 e na Figura 66, os quais foram obtidos por simulação na qual a tal estrutura não foi considerada.

3.2.5 Conclusões

Foi desenvolvida uma antena planar em F-invertido *penta-band* com configuração original para aplicação em terminais móveis de sistemas atuais de telefonia móvel, de WLAN e de WPAN. A referida antena é destinada a operar nas bandas de 900 MHz, de 1.800 MHz e de 2.100 MHz do Brasil e da Europa, na banda de 1.900 MHz dos EUA e na banda de 2.400 MHz do Brasil, da Europa e dos EUA.

Com base na aplicação escolhida para a antena, foram inicialmente estabelecidas as especificações de projeto da mesma. Em seguida, uma configuração original de antena foi proposta. Então, em uma etapa de projeto, essa configuração foi analisada e otimizada visando ao atendimento das especificações de projeto já mencionadas. Na sequência, um protótipo da antena foi construído e caracterizado.

Os resultados experimentais obtidos com o protótipo construído indicam que a antena desenvolvida atende às especificações de projeto para ela estabelecidas: as bandas e as dimensões geométricas apresentadas pelo referido protótipo mostraram-se em conformidade com as características requisitadas para a antena.

A grande quantidade de parâmetros geométricos exibida pela antena permite a execução de variados ajustes em suas características, o que provê ampla flexibilidade de projeto para a mesma.

Por meio dos resultados obtidos por medições do protótipo construído e dos fornecidos por simulação eletromagnética computacional, verifica-se a presença das bandas de operação da antena, resultantes de seus modos ressonantes característicos. A concordância observada entre esses resultados indica que a antena desenvolvida foi adequadamente modelada nos programas de simulação empregados.

Os méritos alcançados pela antena podem ser identificados relacionando-a a antenas reportadas na literatura técnica, como a antena proposta por Qi, Li e Liu[45] e a proposta por Hsiao e Wong[54], ambas destinadas a operar em terminais móveis de sistemas de telefonia móvel, de WLAN e de WPAN nas bandas de 900 MHz e de 1.800 MHz da Europa e na banda de 2.400 MHz da Europa e dos EUA. Comparativamente a essas duas antenas, a antena *penta-band* desenvolvida possui dimensões geométricas externas totais semelhantes, apresentando adicionalmente a banda de 1.900 MHz dos EUA e a banda de 2.100 MHz do Brasil e da Europa. Além disso, os valores de perda de retorno apresentados por essa última antena são superiores a 10 dB dentro de todas as bandas nas quais ela é destinada a operar, o que não ocorre com as antenas reportadas na literatura técnica mencionadas.

3.3 ANTENA *QUAD-BAND* I – WLAN E WPAN

A seguir, aborda-se o desenvolvimento de uma antena planar em F-invertido *quad-band* para aplicação em terminais móveis de sistemas atuais de WLAN e de WPAN. Essa antena, referida como antena *quad-band* I, é destinada a operar em quatro bandas de serviços distintas: 2.400 MHz, 5.200 MHz e 5.600 MHz do Brasil, da Europa e dos EUA e 5.800 MHz do Brasil e dos EUA.

3.3.1 Especificações de projeto

Estando escolhida a aplicação para a presente antena *quad-band* (WLAN e WPAN), optou-se pela operação da mesma nas bandas de 2.400 MHz, de 5.200 MHz e de 5.600 MHz do Brasil, da Europa e dos EUA e na banda de 5.800 MHz do Brasil e dos EUA. Dessa forma, os terminais móveis que utilizarem essa antena poderão operar em outros países além do Brasil e ser compatíveis com padrões recentes de comunicação para WLAN que operam nessas quatro bandas.

Sendo assim, definiu-se como especificação de banda da antena *quad-band* I: uma banda que se estende de 2.400 MHz a 2.483,5 MHz (para atender à banda de 2.400 MHz do Brasil, da Europa e dos EUA) e outra que se estende de 5.150 MHz a 5.850 MHz (para atender às bandas de 5.200 MHz e de 5.600 MHz do Brasil, da Europa e dos EUA e à banda de 5.800 MHz do Brasil e dos EUA).

Recentemente, as WLANs e as WPANs têm sido amplamente utilizadas para interconectar uma grande variedade de tipos de terminais, como aparelhos de telefonia móvel, computadores pessoais (de mesa ou portáteis), *tablets*, televisores e câmeras digitais. Dentre os aparelhos portáteis que compõem esse conjunto, os mais modernos usualmente já incluem módulos incorporados para WLAN e para WPAN com antenas internas, as quais apresentam maior robustez mecânica e menor ocupação de volume, comparativamente a antenas externas. Dispositivos que não dispõem dos tais módulos incorporados podem operar em WLANs e em WPANs após a instalação de adaptadores dedicados, que podem ser internos e fixos, como placas com interface Peripheral Component Interconnect (PCI), ou ser externos e móveis, como adaptadores portáteis com interface Universal Serial Bus (USB).

A Figura 72 mostra exemplos de adaptadores dedicados para WLAN com interface PCI e com interface USB.

(a) (b)

Figura 72 – Adaptadores dedicados para WLAN (a) com interface PCI; (b) com interface USB.

Levando em conta que os terminais móveis de sistemas atuais de WLAN e de WPAN apresentam uma ampla diversidade de dimensões geométricas, considerou-se o desenvolvimento de uma antena interna adequada para instalação em adaptadores portáteis com interface USB, os quais geralmente exibem fortes restrições de tamanho. Dessa forma, a antena pode também ser instalada em terminais móveis, os quais normalmente possuem dimensões geométricas maiores.

Para definir uma especificação de dimensões geométricas máximas para a antena *quad-band* I, adotou-se um bloco retangular de dimensões 25 mm × 50 mm × 10 mm, representativo do espaço disponível dentro de um adaptador portátil com interface USB. Essas dimensões foram escolhidas de maneira a considerar um aparelho com volume apropriado ao manuseio e à mobilidade do usuário, compatível com os tamanhos de adaptadores portáteis com interface USB comercializados atualmente. O bloco retangular adotado corresponde à delimitação geométrica do conjunto formado pela antena e pelas demais peças internas que constituem o referido adaptador.

As especificações de projeto estabelecidas para a antena *quad-band* I são mostradas de forma resumida na Tabela 9.

Tabela 9 – Especificações de projeto da antena *quad-band* I para telefonia WLAN e WPAN

Tipo de especificação	Especificação	Observações adicionais
Aplicações	WLAN e WPAN	Bandas: 2.400 MHz, 5.200 MHz e 5.600 MHz (Brasil, Europa e EUA) e 5.800 MHz (Brasil e EUA)
Bandas de operação	2.400 MHz a 2.483,5 MHz 5.150 MHz a 5.850 MHz	Considera o critério $\mathbf{L_R}$ > 10 dB para $\mathbf{Z_0}$ = 50 Ω
Dimensões máximas	25 mm × 50 mm × 10 mm	Considera antena juntamente com demais peças internas do terminal

3.3.2 Configuração proposta

Foi proposta para a antena *quad-band* I uma configuração de antena planar em F-invertido. Esse tipo de antena mostra-se particularmente atraente para aplicação em terminais móveis de sistemas de WLAN e de WPAN por exibir características como pequenas dimensões totais (da ordem de λ/4 ou menores) e possibilidade de operação multibanda.

Na Figura 73, a configuração proposta é ilustrada juntamente com os sistemas de coordenadas cartesiano **xyz** e esférico **rθϕ** adotados para as definições de posicionamentos e de dimensões

geométricas. Para permitir uma melhor visualização da camada de plano de terra, o substrato é apresentado em forma transparente.

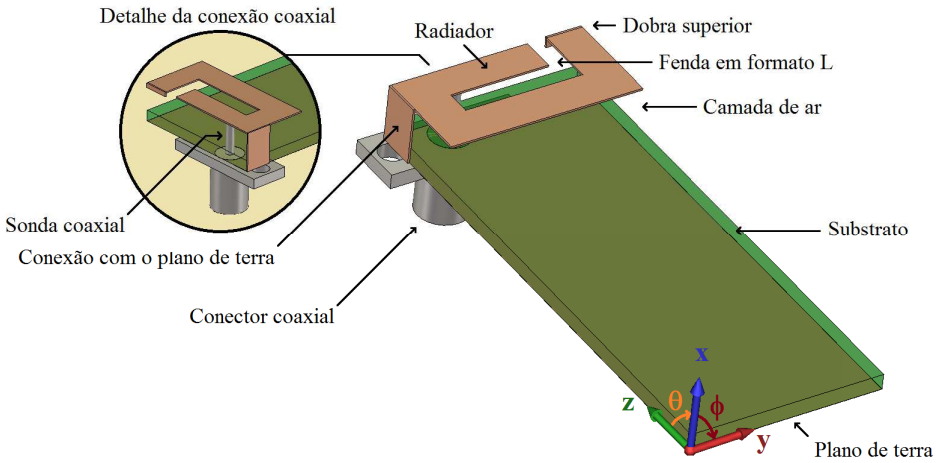


Figura 73 – Antena *quad-band* I para WLAN e WPAN.

A base da configuração proposta é formada por um substrato dielétrico com um plano de terra condutor sobre sua face inferior. Essa base é construída empregando uma placa de material FR4 de espessura 1,6 mm, com metalização de cobre de espessura 17 μm sobre uma de suas faces. Esse tipo de material é o mesmo que foi utilizado para as antenas *tri-band* e *penta-band*.

O plano de terra reveste a maior parte da face inferior do substrato, deixando descoberta somente a área necessária à conexão coaxial de alimentação.

Um radiador condutor planar fendido e uma conexão condutora planar deste com o plano de terra são formados por uma chapa de cobre dobrada e recortada de espessura 0,2 mm, do mesmo tipo que foi utilizado para as antenas *tri-band* e *penta-band*. O radiador é localizado suspenso acima do substrato e é separado deste por uma camada de ar. Sua sustentação mecânica dá-se por meio da conexão com o plano de terra e da conexão coaxial de alimentação.

Um conector coaxial do tipo SMA 3,5 mm é fixado do lado inferior do substrato sobre a área do plano de terra reservada à conexão coaxial de alimentação. O condutor externo desse conector coaxial é ligado diretamente ao plano de terra. O condutor interno do mesmo atravessa o substrato e a camada de ar e é ligado diretamente ao radiador, formando uma sonda coaxial.

A interface coaxial adotada foi utilizada para facilitar a conexão com instrumentos de medida e com equipamentos de micro-ondas. Na aplicação final em um terminal móvel, prevê-se uma conexão direta entre a antena e o circuito do terminal, sem a necessidade de utilização de uma interface coaxial.

A estrutura descrita tem como objetivo proporcionar a formação de múltiplos modos ressonantes, resultando em uma antena multibanda e compacta.

O radiador possui formato retangular e apresenta uma dobra superior e uma extensão dobrada, ambas perpendiculares ao radiador, e uma fenda em formato L.

A dobra superior permite aumentar o comprimento do radiador sem alterar o espaço total ocupado pela antena, o que contribui para a miniaturização de suas dimensões. A extensão dobrada corresponde à conexão do radiador com o plano de terra.

A fenda em formato L tem como objetivo produzir dois percursos diferentes para as correntes excitadas no radiador, gerando dois caminhos de comprimentos distintos para as distribuições ressonantes dessas correntes.

A Figura 74 ilustra os percursos desejados de correntes no radiador com a inserção da fenda em formato L.

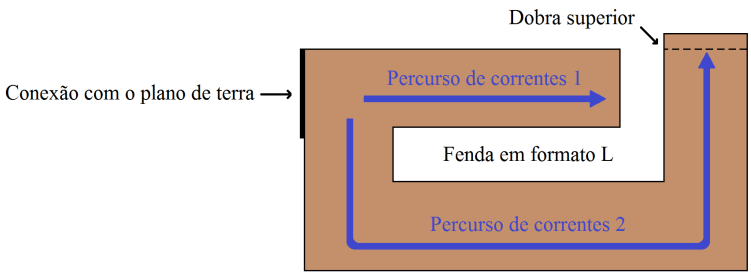


Figura 74 – Percursos desejados de correntes no radiador da antena *quad-band* I.

Para a obtenção de duas bandas de operação, a abordagem empregada é a excitação de duas distribuições ressonantes de correntes nesses dois percursos: uma no percurso de maior comprimento (percurso 2) e outra no de menor comprimento (percurso 1).

Sendo assim, considerando a especificação de banda definida anteriormente, as distribuições ressonantes dos percursos de maior e de menor comprimento são destinadas a formar, respectivamente, as bandas de operação inferior (de 2.400 MHz a 2.483,5 MHz) e superior (de 5.150 MHz a 5.850 MHz).

O comprimento de percurso previsto para cada uma das distribuições ressonantes de correntes é de aproximadamente $\lambda/4$, que corresponde ao comprimento do percurso das correntes excitadas no radiador de uma antena planar em F-invertido de geometria tradicional, em operação em seu modo ressonante fundamental[46].

Por meio de (15), pode-se obter uma estimativa de dimensões geométricas para o radiador. Considerando que o substrato dielétrico entre o radiador e o plano de terra é formado majoritariamente por ar, estimam-se comprimentos da ordem de 30 mm e de 14 mm para os percursos de maior e de menor comprimento, respectivamente, calculados nas frequências centrais das bandas inferior e superior (2.441,75 MHz e 5.500 MHz, respectivamente).

A inserção da camada de ar entre o radiador e o substrato tem como objetivo aumentar a radiação da antena de modo a provocar alargamento de sua banda.

Nota-se que, na concepção da presente configuração de antena, foram utilizadas algumas das técnicas de alargamento de banda e de obtenção de múltiplas bandas anteriormente estudadas. Por exemplo, foram utilizadas as técnicas de inserção de camada de ar entre radiador e substrato e de alteração da geometria do radiador.

Um estudo mais detalhado e quantitativo sobre o comportamento da antena *quad-band* I é apresentado a seguir.

3.3.3 Análise e otimização da configuração proposta

Os parâmetros geométricos da configuração proposta, definidos para as tarefas de análise e de otimização da mesma, são ilustrados na Figura 75 juntamente com suas inter-relações.

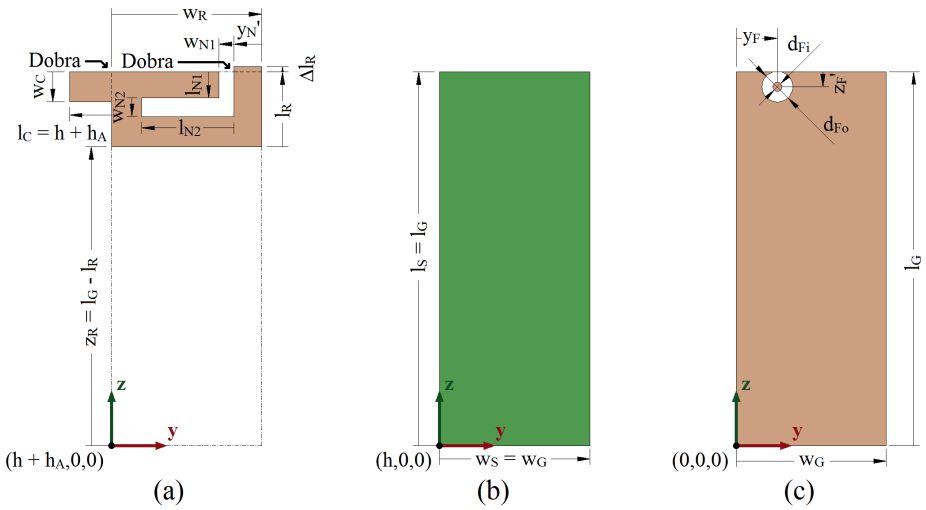


Figura 75 – Parâmetros geométricos da antena *quad-band* I: camadas (a) do radiador (planificado); (b) da face superior do substrato; (c) do plano de terra.

Os referidos parâmetros são dispostos mais detalhadamente na Tabela 10, a qual já inclui também seus valores obtidos após a otimização.

Tabela 10 – Parâmetros geométricos da antena *quad-band* I

Parâmetro	Dependência com outros parâmetros	Valor otimizado	Descrição
$\mathbf{h}$	Independente	1,6 mm	Espessura do substrato
$\mathbf{h_A}$	Independente	4 mm	Espessura da camada de ar
$\mathbf{l_S}$	$\mathbf{l_S = l_G}$	50 mm	Comprimento do substrato
$\mathbf{l_G}$	Independente	50 mm	Comprimento do plano de terra
$\mathbf{l_R}$	Independente	10 mm	Comprimento da parte do radiador paralela ao substrato
$\mathbf{l_C}$	$\mathbf{l_C = h + h_A}$	5,6 mm	Comprimento da conexão com o plano de terra
$\mathbf{l_{N1}}$	Independente	3,5 mm	Primeiro comprimento de fenda
$\mathbf{l_{N2}}$	Independente	12,25 mm	Segundo comprimento de fenda
$\mathbf{\Delta l_R}$	Independente	0,7 mm	Comprimento da parte do radiador dobrada
$\mathbf{w_S}$	$\mathbf{w_S = w_G}$	20 mm	Largura do substrato
$\mathbf{w_G}$	Independente	20 mm	Largura do plano de terra
$\mathbf{w_R}$	Independente	20 mm	Largura do radiador
$\mathbf{w_C}$	Independente	4 mm	Largura da conexão com o plano de terra
$\mathbf{w_{N1}}$	Independente	2 mm	Primeira largura de fenda
$\mathbf{w_{N2}}$	Independente	2,5 mm	Segunda largura de fenda
$\mathbf{d_{Fi}}$	Independente	1,2 mm	Diâmetro interno da área do plano de terra reservada à conexão coaxial
$\mathbf{d_{Fo}}$	Independente	4,1 mm	Diâmetro externo da área do plano de terra reservada à conexão coaxial
$\mathbf{y_N'}$	Independente	3,75 mm	Posicionamento de fenda relativo ao radiador no eixo **y**
$\mathbf{y_F}$	Independente	5,5 mm	Posicionamento da conexão coaxial no eixo **y**
$\mathbf{z_R}$	$\mathbf{z_R = l_G - l_R}$	40 mm	Posicionamento do radiador no eixo **z**
$\mathbf{z_F'}$	Independente	2 mm	Posicionamento da conexão coaxial relativo ao plano de terra no eixo **z**

A configuração proposta foi simulada variando os valores de alguns dos parâmetros acima relacionados, de maneira a avaliar as influências destes sobre as características da antena.

Os efeitos das modificações dos tais valores sobre as características de perda de retorno da antena podem ser vistos nas curvas apresentadas a seguir, as quais foram obtidas por simulações. Nessas simulações, cada parâmetro geométrico examinado tem seu valor alterado individualmente, enquanto os outros parâmetros geométricos independentes são mantidos constantes em seus valores otimizados (vide Tabela 10).

Na Figura 76 e na Figura 77, as influências das dimensões geométricas $\mathbf{w_R}$ e $\mathbf{\Delta l_R}$ do radiador sobre a perda de retorno da antena podem ser observadas.

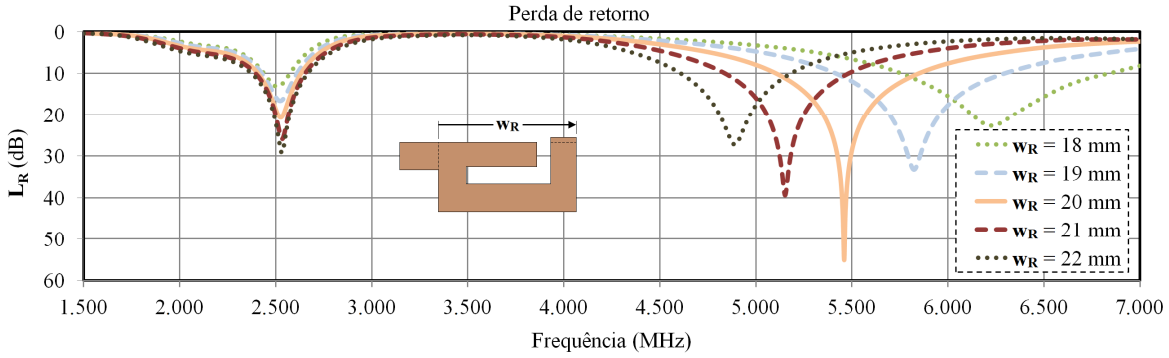


Figura 76 – Influência de $\mathbf{w_R}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* I.

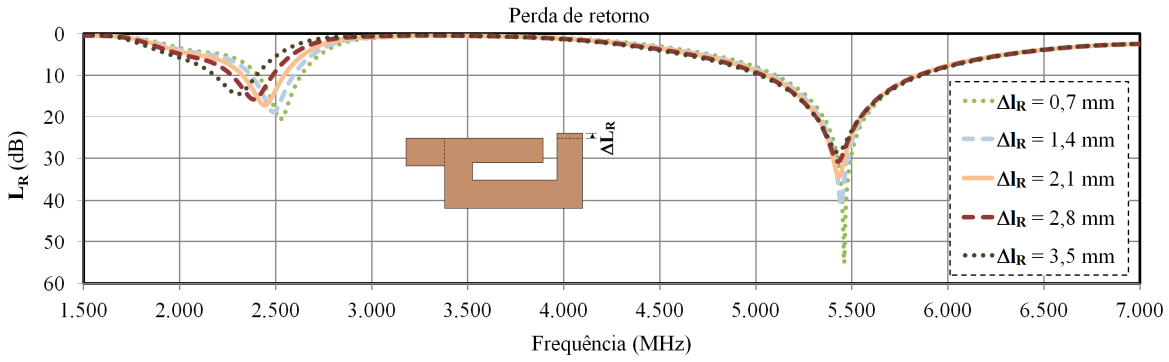


Figura 77 – Influência de Δl_R sobre a perda de retorno da antena *quad-band* I.

Para os valores simulados de w_R, constata-se que a frequência central da banda inferior aumenta ligeiramente com a elevação do valor desse parâmetro, ao passo que a frequência central da banda superior diminui com o aumento do valor de w_R. Adicionalmente, há uma melhora progressiva dos valores de perda de retorno da banda inferior à medida que o valor desse parâmetro se eleva.

Para os valores simulados de Δl_R, nota-se que a frequência central da banda inferior diminui com o aumento do valor desse parâmetro, ao passo que a banda superior não possui sensibilidade expressiva a Δl_R. Portanto, observa-se que esse parâmetro permite obter um ajuste da frequência central da banda inferior sem provocar uma variação significativa na banda superior.

As influências das dimensões geométricas w_{N1} e l_{N2} da fenda em formato L sobre a perda de retorno da antena podem ser vistas na Figura 78 e na Figura 79.

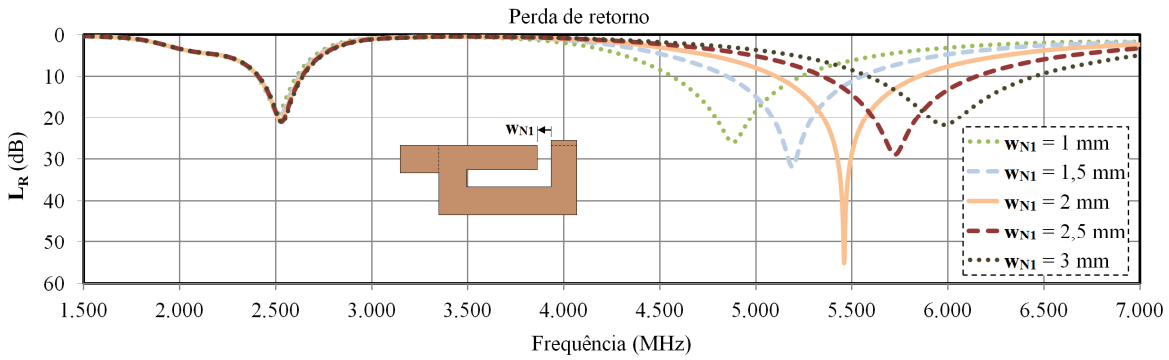


Figura 78 – Influência de w_{N1} sobre a perda de retorno da antena *quad-band* I.

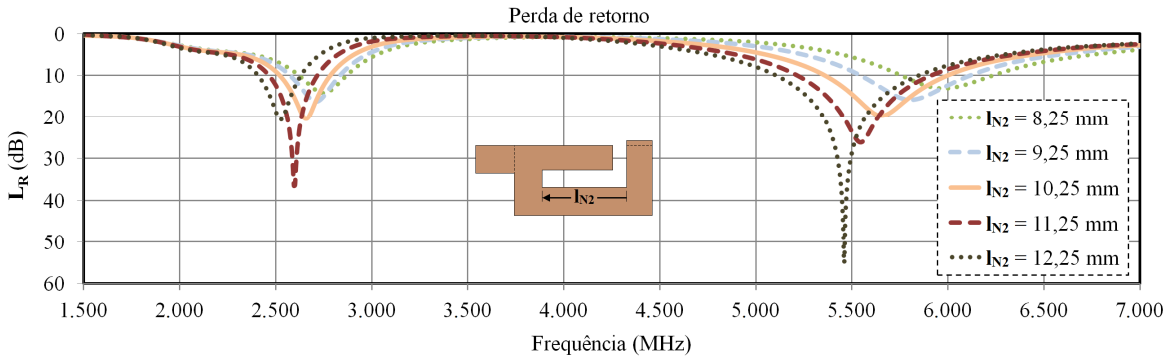


Figura 79 – Influência de $\mathbf{l_{N2}}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* I.

Para os valores simulados de $\mathbf{w_{N1}}$, verifica-se que a frequência central da banda superior aumenta com a elevação do valor desse parâmetro, ao passo que a banda inferior não possui sensibilidade expressiva a $\mathbf{w_{N1}}$. Portanto, observa-se que esse parâmetro permite obter um ajuste da frequência central da banda superior sem provocar uma variação significativa na banda inferior.

Para os valores simulados de $\mathbf{l_{N2}}$, constata-se que as frequências centrais de ambas as bandas inferior e superior diminuem com o aumento do valor desse parâmetro e que, até um determinado valor de $\mathbf{l_{N2}}$, há uma melhora progressiva dos valores de perda de retorno dessas bandas.

A Figura 80 mostra a influência do posicionamento $\mathbf{y_F}$ do ponto de alimentação sobre a perda de retorno da antena.

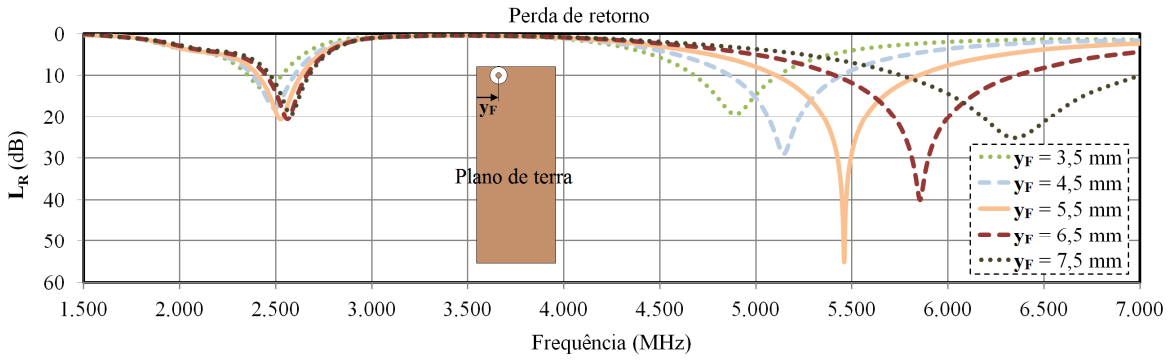


Figura 80 – Influência de $\mathbf{y_F}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* I.

Para os valores simulados de $\mathbf{y_F}$, nota-se que as frequências centrais de ambas as bandas inferior e superior aumentam com a elevação do valor desse parâmetro, sendo que a frequência central dessa última banda é a que sofre maior variação.

Na Figura 81, a influência da dimensão geométrica $\mathbf{w_C}$ da conexão do radiador com o plano de terra sobre a perda de retorno da antena pode ser observada.

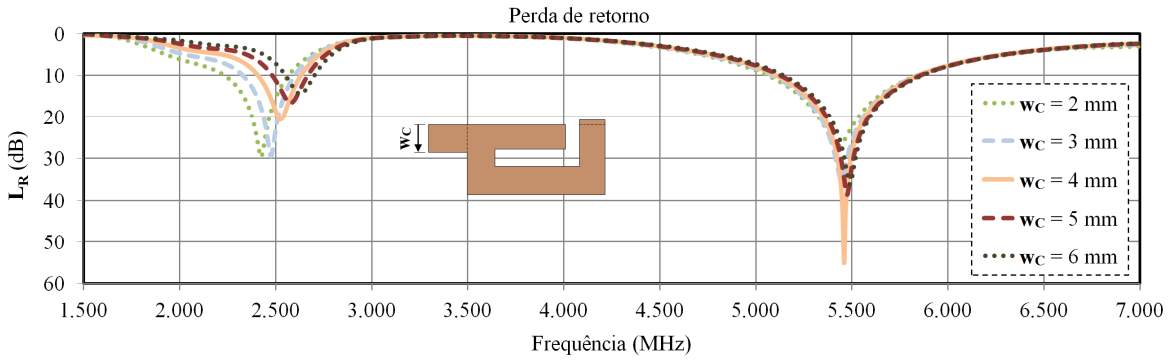


Figura 81 – Influência de $\mathbf{w_C}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* I.

Para os valores simulados de $\mathbf{w_C}$, verifica-se que a frequência central da banda inferior aumenta com a elevação do valor desse parâmetro, ao passo que a banda superior não possui sensibilidade expressiva a $\mathbf{w_C}$. Adicionalmente, há uma degradação progressiva dos valores de perda de retorno da banda inferior à medida que o valor desse parâmetro se eleva. Portanto, observa-se que esse parâmetro permite obter um ajuste da frequência central da banda inferior sem provocar uma variação significativa na banda superior.

A influência da espessura $\mathbf{h_A}$ da camada de ar sobre a perda de retorno da antena pode ser vista na Figura 82.

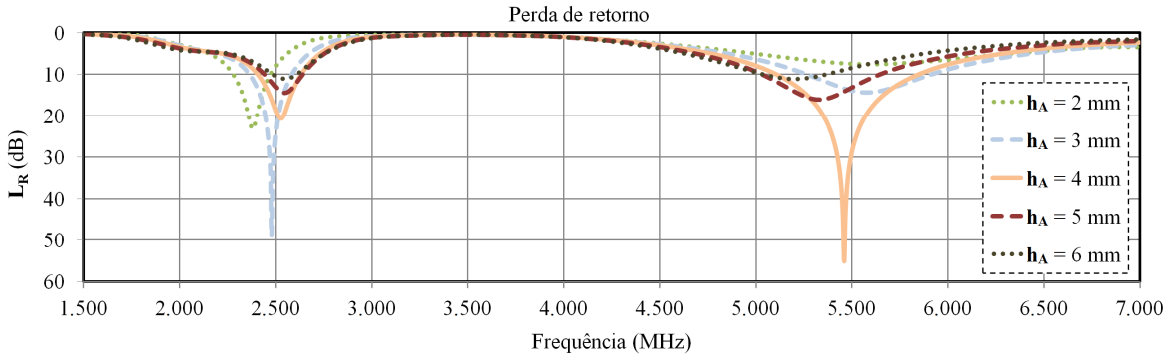


Figura 82 – Influência de $\mathbf{h_A}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* I.

Para os valores simulados de $\mathbf{h_A}$, constata-se que a frequência central da banda inferior aumenta com a elevação do valor desse parâmetro, ao passo que a frequência central da banda superior diminui com o aumento do valor de $\mathbf{h_A}$. Adicionalmente, há, em geral, uma degradação progressiva dos valores de perda de retorno de ambas as bandas inferior e superior à medida que o valor desse parâmetro se afasta do valor otimizado.

A Tabela 11 resume as influências dos parâmetros geométricos analisados sobre as frequências centrais das bandas inferior e superior da antena. Encontram-se destacados os parâmetros que podem ser utilizados para ajustar individualmente as frequências centrais de cada uma das bandas mencionadas.

Tabela 11 – Influências de parâmetros geométricos da antena *quad-band* I sobre suas bandas

Parâmetro	Faixa de variação do parâmetro		Influência nas bandas	
	Valor inicial	Valor final	$f_0^{(l)}$	$f_0^{(u)}$
w_R	18 mm	22 mm	↑	↓↓
Δl_R	0,7 mm	3,5 mm	↓	---
w_{N1}	1 mm	3 mm	---	↑
l_{N2}	8,25 mm	12,25 mm	↓	↓
y_F	3,5 mm	7,5 mm	↑	↑↑
w_C	2 mm	6 mm	↑	---
h_A	2 mm	6 mm	↑	↓

↓ diminuição; ↓↓ diminuição mais acentuada; ↑ aumento; ↑↑ aumento mais acentuado; --- variação não expressiva.

Embora outros parâmetros geométricos da antena possam também ser analisados, as análises realizadas até aqui se mostraram suficientes para permitir o projeto da mesma com as características necessárias, especificadas anteriormente.

Após a avaliação das influências de vários parâmetros geométricos da antena sobre as características da mesma, a configuração proposta foi otimizada visando ao atendimento das especificações de projeto estabelecidas anteriormente. Essa otimização resultou nos valores já exibidos anteriormente na Tabela 10. Observa-se que o radiador da antena, com os parâmetros geométricos otimizados, apresentou percursos com comprimentos médios de cerca de 31 mm e de 14 mm para as correntes neles excitadas, referentes, respectivamente, aos percursos 1 e 2, apresentados na Figura 74. Esses comprimentos são compatíveis com os valores anteriormente estimados de $\lambda/4$ = 30 mm (banda inferior) e de $\lambda/4$ = 14 mm (banda superior).

A Figura 83 apresenta a curva de perda de retorno obtida por simulação da configuração otimizada. Juntamente, as bandas inferior e superior especificadas para a antena encontram-se destacadas.

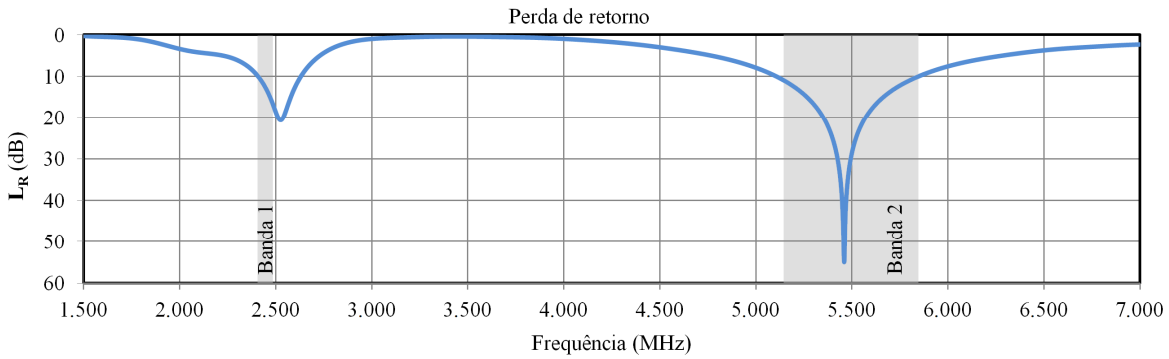


Figura 83 – Perda de retorno simulada da antena *quad-band* I.

Os resultados mostrados na Figura 83 indicam que a configuração otimizada tem potencial para atender à especificação de banda definida para a antena.

As distribuições superficiais de correntes sobre os materiais condutores da configuração otimizada obtidas por simulação são mostradas na Figura 84 e na Figura 85, para as frequências de 2.450 MHz e de 5.800 MHz, respectivamente. Essas frequências estão contidas nas bandas inferior e superior especificadas.

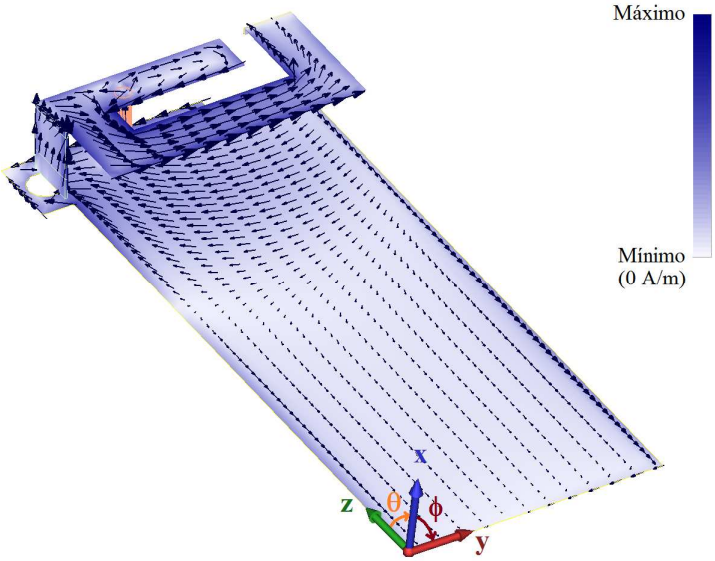


Figura 84 – Distribuição superficial de correntes simulada para 2.450 MHz da antena *quad-band* I.

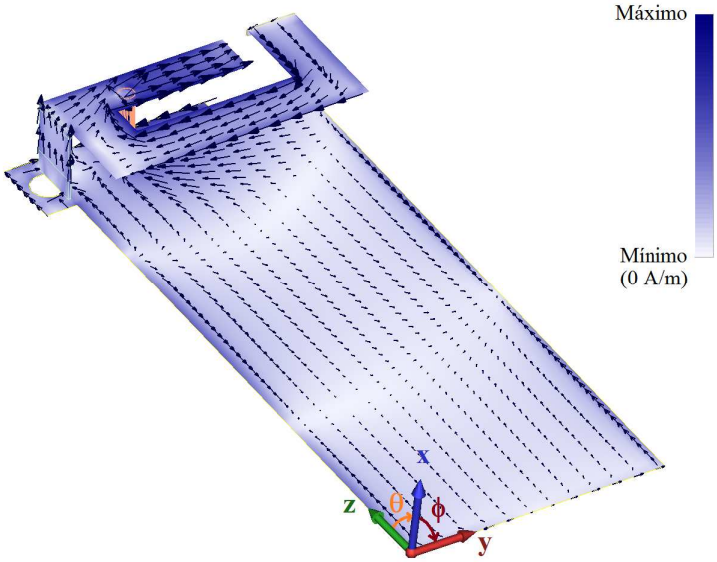


Figura 85 – Distribuição superficial de correntes simulada para 5.800 MHz da antena *quad-band* I.

Observam-se na Figura 84 e na Figura 85, respectivamente, maiores adensamentos de correntes sobre as partes do radiador correspondentes às distribuições ressonantes dos percursos de correntes de maior e de menor comprimento.

Os diagramas de radiação da configuração otimizada obtidos por simulação são ilustrados na Figura 86 e na Figura 87, para as frequências de 2.450 MHz e de 5.800 MHz, respectivamente.

Para cada uma das frequências mencionadas, são exibidos os diagramas de ganho em polarização linear nas direções **θ** e **ϕ**, nos planos **xy** e **zx**.

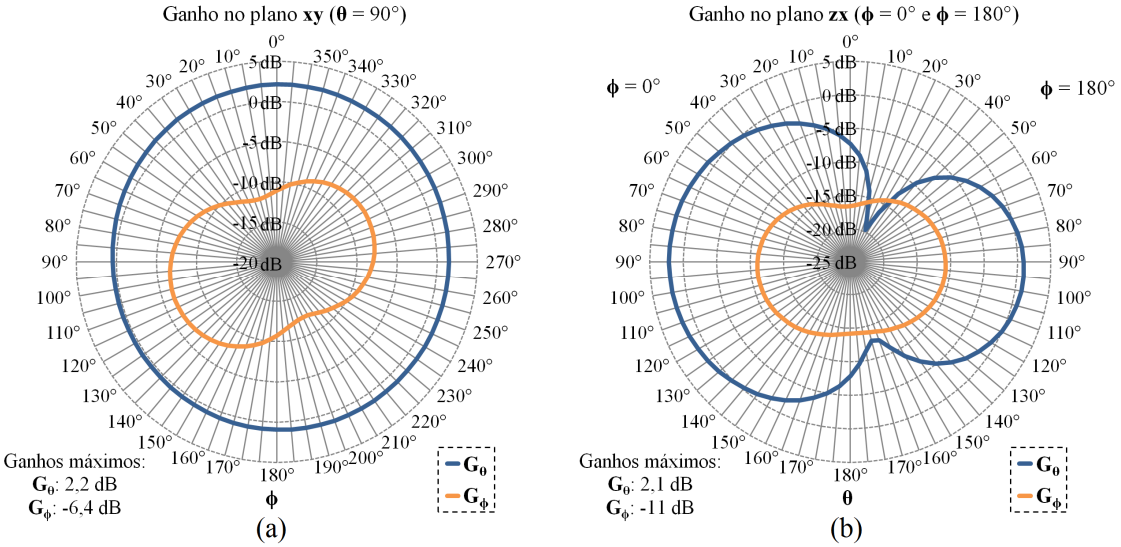


Figura 86 – Diagramas de radiação simulados para 2.450 MHz da antena *quad-band* I: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**.

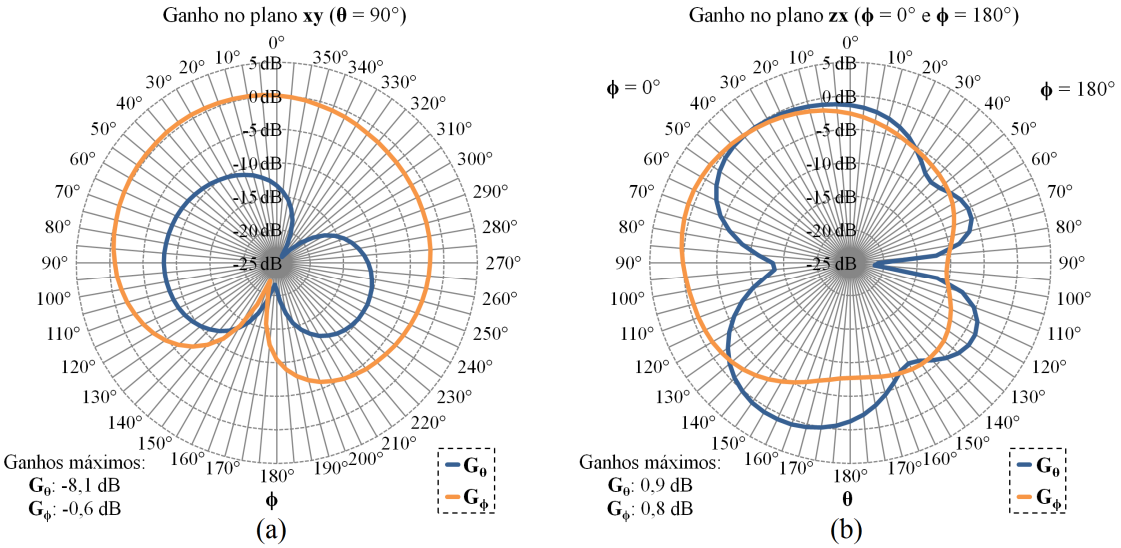


Figura 87 – Diagramas de radiação simulados para 5.800 MHz da antena *quad-band* I: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**.

Nota-se na Figura 86 que, para 2.450 MHz, o diagrama para a polarização na direção **θ** tem um aspecto omnidirecional. Para essa frequência, o diagrama para a polarização na direção **ϕ** possui ganhos, em geral, consideravelmente mais baixos em relação ao diagrama para a polarização na direção **θ**.

Na Figura 87, observa-se que os diagramas para 5.800 MHz, quando comparados com seus correspondentes para 2.450 MHz, apresentam uma quantidade maior de lóbulos para a polarização na direção **θ** e ganhos, em geral, mais elevados para a polarização na direção **ϕ**.

3.3.4 Resultados experimentais

A partir da configuração otimizada, um protótipo da antena *quad-band* I foi construído e caracterizado empregando os mesmos procedimentos, técnicas, ferramentas, equipamentos e instrumentos de medida utilizados para os protótipos das antenas *tri-band* e *penta-band*.

O protótipo da antena *quad-band* I, construído no LME-EPUSP empregando a tecnologia MIC, é apresentado na Figura 88 ao lado de uma moeda de 27 mm de diâmetro para fins de comparação de dimensões geométricas.

(a) (b)

Figura 88 – Fotografias do protótipo construído da antena *quad-band* I: vistas (a) frontal; (b) traseira.

As dimensões externas totais exibidas pelo protótipo foram de 20 mm × 50 mm × 5,6 mm, desconsiderando o conector coaxial.

A curva de perda de retorno obtida por medição do protótipo, realizada no LME-EPUSP com o analisador de redes vetorial 8722D, é mostrada na Figura 89 juntamente com a curva fornecida por simulação, já apresentada na Figura 83. Novamente, as bandas especificadas para a antena desenvolvida encontram-se destacadas.

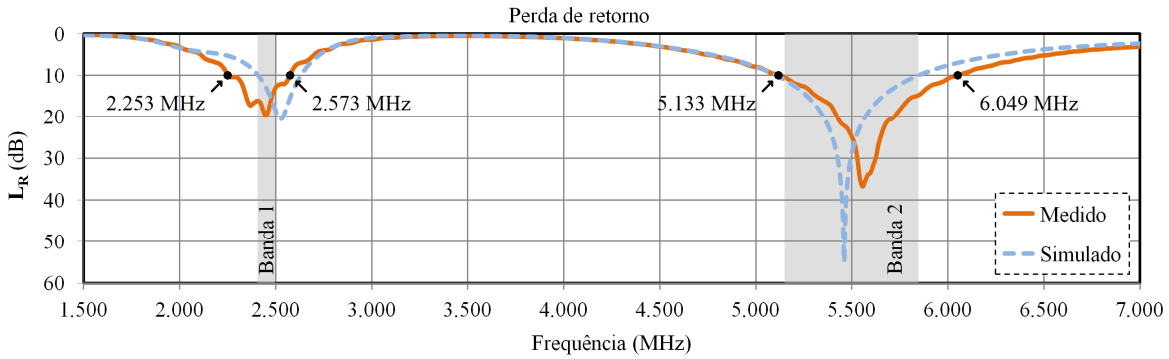


Figura 89 – Perdas de retorno medida e simulada da antena *quad-band* I.

Como indicado na Figura 89, o protótipo apresentou uma banda inferior que se estende de 2.253 MHz a 2.573 MHz e uma banda superior que se estende de 5.133 MHz a 6.049 MHz, correspondendo a larguras de banda fracionárias de 13,3% e de 16,4%, respectivamente. Verifica-se ainda que, em relação a valores previstos por simulação, as bandas inferior e superior medidas apresentam maiores larguras de banda e frequências centrais deslocadas em -4,2% e em 2,1%, respectivamente. Nota-se que a especificação de banda definida para a antena foi atendida.

Os diagramas de radiação obtidos por medições do protótipo em câmara anecoica, realizadas no IPT empregando a montagem e os procedimentos detalhados no APÊNDICE A, são ilustrados na Figura 90 e na Figura 91. Assim como já foi feito para as antenas *tri-band* e *penta-band*, esses diagramas são apresentados juntamente com os fornecidos por simulação que consideram a estrutura de sustentação empregada para o protótipo nas referidas medições. São exibidos, para as frequências de 2.450 MHz e de 5.800 MHz, os diagramas de ganho em polarização linear nas direções **θ** e **ϕ**, nos planos **xy** e **zx**.

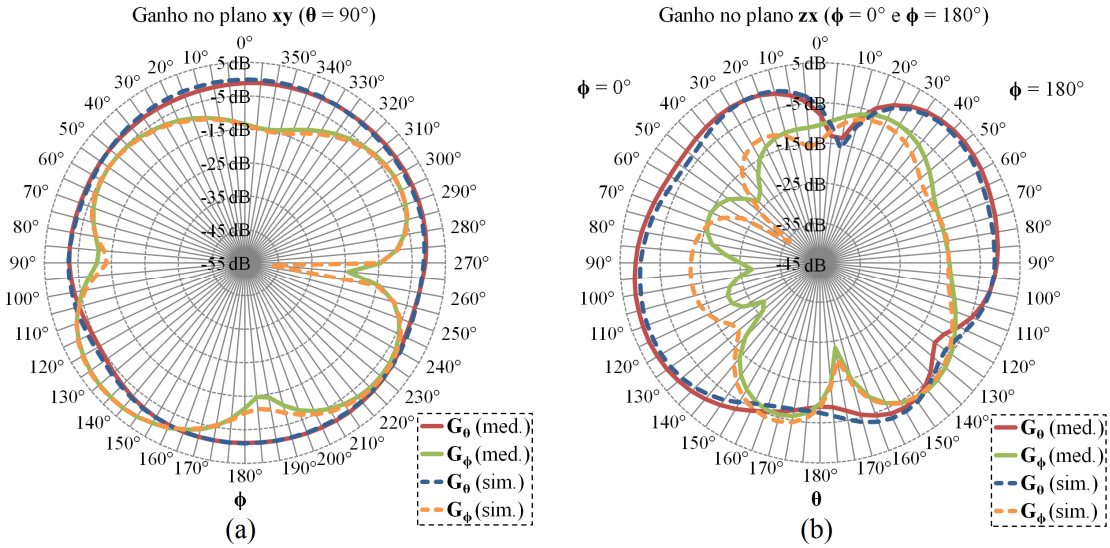


Figura 90 – Diagramas de radiação medidos e simulados para 2.450 MHz da antena *quad-band* I: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**.

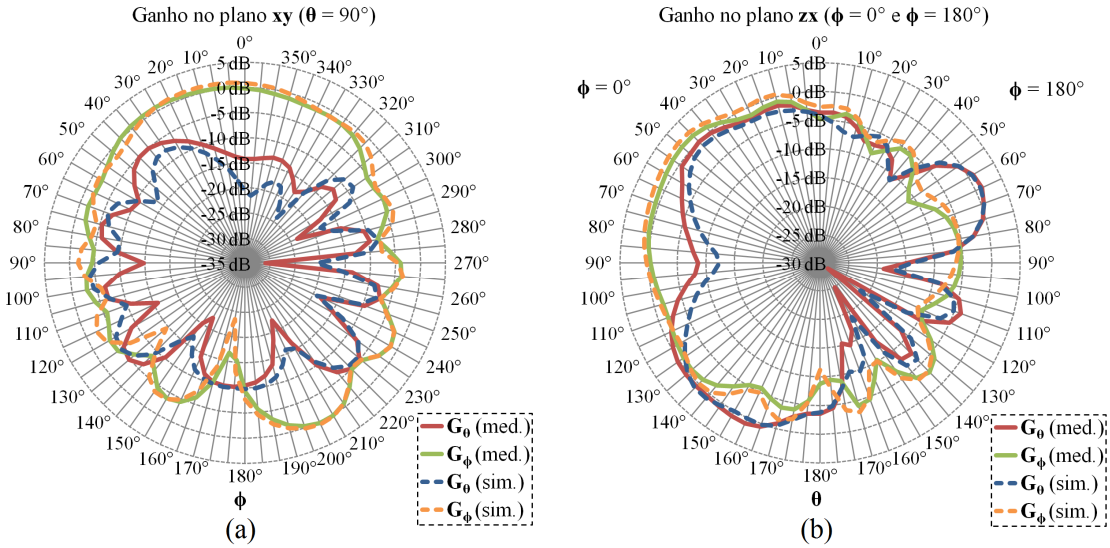


Figura 91 – Diagramas de radiação medidos e simulados para 5.800 MHz da antena *quad-band* I: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**.

Percebe-se, na Figura 90 e na Figura 91, boa concordância entre os resultados obtidos por medição em câmara anecoica e os fornecidos por simulação. Esse grau de concordância é compatível com o que tem sido encontrado recentemente na literatura técnica[49-51].

Esse resultado sugere ainda que o protótipo, sem a estrutura de sustentação empregada na medição, deve apresentar diagramas de radiação semelhantes aos ilustrados na Figura 86 e na Figura 87, os quais foram obtidos por simulação na qual a tal estrutura não foi considerada.

3.3.5 Conclusões

Foi desenvolvida uma antena planar em F-invertido *quad-band* para aplicação em terminais móveis de sistemas atuais de WLAN e de WPAN. A referida antena é destinada a operar nas bandas de 2.400 MHz, de 5.200 MHz e de 5.600 MHz do Brasil, da Europa e dos EUA e na banda de 5.800 MHz do Brasil e dos EUA.

Com base na aplicação escolhida para a antena, foram inicialmente estabelecidas as especificações de projeto da mesma. Em seguida, uma configuração de antena foi proposta. Então, em uma etapa de projeto, essa configuração foi analisada e otimizada visando ao atendimento das especificações de projeto já mencionadas. Na sequência, um protótipo da antena foi construído e caracterizado.

Os resultados experimentais obtidos com o protótipo construído indicam que a antena desenvolvida atende às especificações de projeto para ela estabelecidas: as bandas e as dimensões geométricas apresentadas pelo referido protótipo mostraram-se em conformidade com as características requisitadas para a antena.

A grande quantidade de parâmetros geométricos exibida pela antena permite a execução de variados ajustes em suas características, o que provê ampla flexibilidade de projeto para a mesma.

Por meio dos resultados obtidos por medições do protótipo construído e dos fornecidos por simulação eletromagnética computacional, verifica-se a presença das bandas de operação da antena, resultantes de seus modos ressonantes característicos. Em relação a valores simulados, as bandas inferior e superior medidas exibiram larguras de banda maiores e desvios de frequência central de -4,1% e de 2,1%, respectivamente. Os diagramas de radiação obtidos por medição apresentaram boa concordância com os fornecidos por simulação. Sendo assim, o conjunto dos resultados experimentais obtidos com o protótipo construído indica que a antena desenvolvida foi adequadamente modelada nos programas de simulação empregados.

Os méritos alcançados pela antena podem ser identificados relacionando-a a antenas reportadas na literatura técnica, como a antena proposta por Tsai et al.[55] e a proposta por Augustin et al.[56], ambas destinadas a operar em terminais móveis de sistemas de WLAN e de WPAN nas bandas de 2.400 MHz e de 5.200 MHz da Europa e dos EUA. Comparativamente a essas duas antenas, a antena *quad-band* I desenvolvida possui dimensões geométricas externas totais semelhantes com um radiador menor e complexidade geométrica menor, apresentando adicionalmente a banda de 5.600 MHz do Brasil, da Europa e dos EUA e a banda de 5.800 MHz do Brasil e dos EUA.

3.4 ANTENA *QUAD-BAND* II – WLAN E WPAN

A seguir, é abordado o desenvolvimento de uma antena monopolo impresso *quad-band*, com configuração original, para aplicação em terminais móveis de sistemas atuais de WLAN e de WPAN. Essa antena, referida como antena *quad-band* II, é destinada a operar nas mesmas quatro bandas de serviços designadas para a antena *quad-band* I: 2.400 MHz, 5.200 MHz e 5.600 MHz do Brasil, da Europa e dos EUA e 5.800 MHz do Brasil e dos EUA.

Uma vez que ambas as antenas *quad-band* I e *quad-band* II são destinadas às mesmas aplicações, essa última antena constitui uma alternativa à primeira. Por ser uma antena impressa, a antena *quad-band* II oferece maior facilidade de fabricação em relação à *quad-band* I. Devido às diferenças entre as configurações das duas antenas, a antena *quad-band* II apresenta desempenho geral distinto, comparativamente à antena *quad-band* I.

3.4.1 Especificações de projeto

As especificações de projeto da antena *quad-band* II foram estabelecidas com base nos mesmos critérios empregados para a antena *quad-band* I. Considerando que as aplicações designadas para ambas as antenas são as mesmas, as especificações de projeto dessas duas antenas são coincidentes. A Tabela 12 mostra, de forma resumida, as especificações de projeto estabelecidas para a antena *quad-band* II.

Tabela 12 – Especificações de projeto da antena *quad-band* II para telefonia WLAN e WPAN

Tipo de especificação	Especificação	Observações adicionais
Aplicações	WLAN e WPAN	Bandas: 2.400 MHz, 5.200 MHz e 5.600 MHz (Brasil, Europa e EUA) e 5.800 MHz (Brasil e EUA)
Bandas de operação	2.400 MHz a 2.483,5 MHz 5.150 MHz a 5.850 MHz	Considera o critério $\mathbf{L_R}$ > 10 dB para $\mathbf{Z_0}$ = 50 Ω
Dimensões máximas	25 mm × 50 mm × 10 mm	Considera antena juntamente com demais peças internas do terminal

3.4.2 Configuração proposta

Foi proposta para a antena *quad-band* II uma configuração original de antena monopolo impresso. Esse tipo de antena também se mostra particularmente atraente para aplicação em terminais móveis de sistemas de WLAN e de WPAN por exibir características como pequenas dimensões totais (da ordem de **λ**/4 ou menores) e possibilidade de operação multibanda.

Na Figura 92, a configuração proposta é ilustrada juntamente com os sistemas de coordenadas cartesiano **xyz** e esférico **rθϕ** adotados para as definições de posicionamentos e de dimensões geométricas. Para permitir uma melhor visualização da camada de plano de terra, o substrato é apresentado em forma transparente.

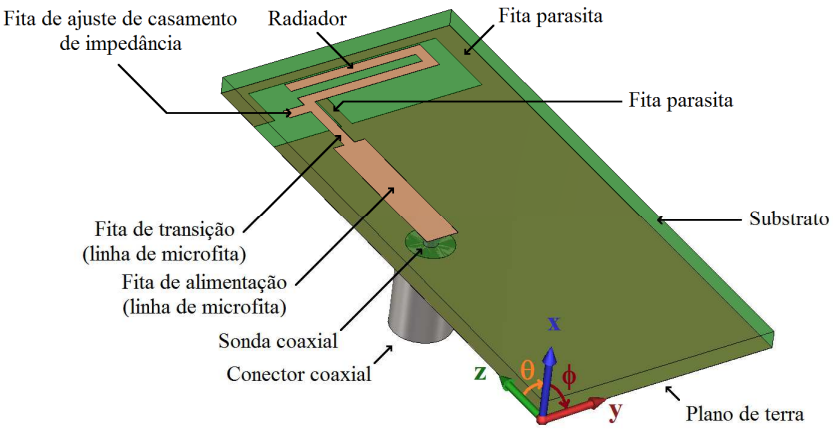


Figura 92 – Antena *quad-band* II para WLAN e WPAN.

A base da configuração proposta é uma placa de material FR4 de espessura 1,6 mm, com metalização de cobre de espessura 17 μm sobre suas faces inferior e superior. Esse tipo de material é o mesmo que foi utilizado para as antenas *tri-band*, *penta-band* e *quad-band* I.

A placa mencionada constitui um substrato dielétrico sobre o qual diversos elementos condutores são definidos: um plano de terra e duas fitas parasitas, dispostos na face inferior do substrato; um radiador, uma fita de ajuste de casamento de impedância, uma fita de alimentação e uma fita de transição, posicionados na face superior do substrato.

O plano de terra reveste a maior parte da face inferior do substrato, deixando descobertas a área localizada sob o radiador, prevista em configurações de antenas monopolos impressos, e a área destinada à conexão coaxial de alimentação.

As fitas parasitas encontram-se na face inferior do substrato, na área desprovida de plano de terra localizada sob o radiador. Essas fitas são ligadas diretamente ao plano de terra.

A fita de ajuste de casamento de impedância possui uma extremidade ligada diretamente ao radiador e outra terminada em circuito aberto.

A fita de alimentação forma, em conjunto com o plano de terra, uma linha de microfita de impedância característica de 50 Ω.

A fita de transição liga o radiador à fita de alimentação. Ela forma, em conjunto com o plano de terra, outra linha de microfita, a qual apresenta impedância característica distinta de 50 Ω.

Ambas as linhas de microfita descritas fazem parte da estrutura de alimentação da configuração proposta.

Um conector coaxial do tipo SMA 3,5 mm é fixado do lado inferior do substrato sobre a área do plano de terra reservada à conexão coaxial de alimentação. O condutor externo desse conector coaxial é ligado diretamente ao plano de terra. O condutor interno do mesmo atravessa o substrato e é ligado à fita de alimentação, formando uma sonda coaxial.

A interface coaxial adotada foi utilizada para facilitar a conexão com instrumentos de medida e com equipamentos de micro-ondas. Na aplicação final em um terminal móvel, prevê-se uma conexão direta entre a antena e o circuito do terminal, sem a necessidade de utilização de uma interface coaxial.

A estrutura descrita tem como objetivo proporcionar a formação de múltiplos modos ressonantes, resultando em uma antena multibanda e compacta.

O radiador consiste em um monopolo em fita composto por dois segmentos principais interconectados: um segmento inferior com formato L-invertido e uma extensão superior posicionada paralelamente ao mesmo. Esses dois segmentos formam o percurso das correntes excitadas no radiador, conforme mostra a Figura 93.

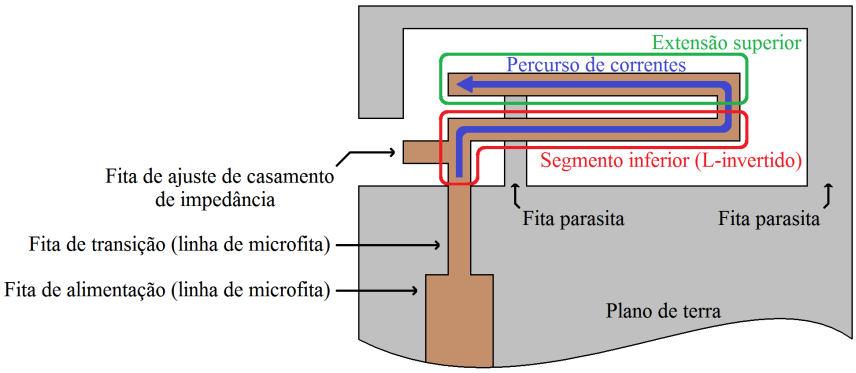


Figura 93 – Detalhamento do radiador da antena *quad-band* II e percurso de correntes no mesmo.

A extensão superior constitui um prolongamento ao segmento inferior, gerando um caminho de maior comprimento para as distribuições ressonantes das correntes excitadas no radiador. Isso leva a frequências de ressonância mais baixas para as referidas distribuições, comparativamente às apresentadas pelo radiador composto somente pelo segmento com formato L-invertido.

A atuação conjunta do radiador, das fitas parasitas e do plano de terra é responsável pela formação das distribuições ressonantes de correntes que dão origem às bandas de operação da configuração proposta.

A linha de microfita formada pela fita de transição e pelo plano de terra influencia a impedância de entrada da configuração proposta e pode ser considerada como um transformador de impedância. Os efeitos da fita mencionada dependem de suas dimensões geométricas, que podem ser eventualmente modificadas para a realização de ajustes de casamento de impedância.

Ajustes adicionais de casamento de impedância podem ainda ser efetuados por meio da fita de ajuste de casamento de impedância.

Simulações realizadas da configuração proposta indicaram para a antena *quad-band* II o desempenho mostrado na Figura 94.

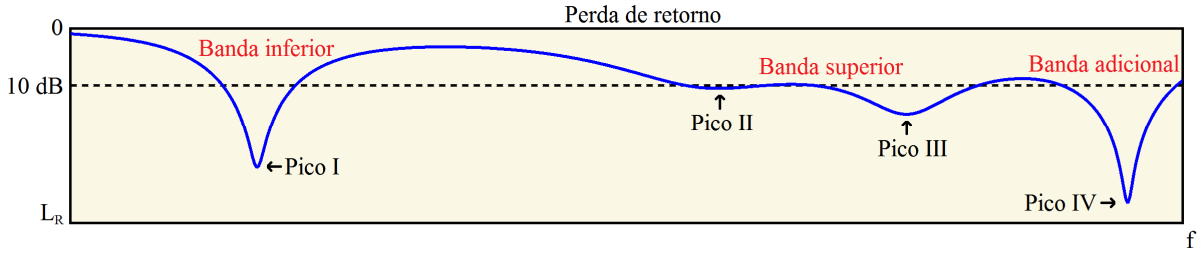


Figura 94 – Desempenho simulado da antena *quad-band* II.

Observa-se na Figura 94 a formação de quatro picos de valor de perda de retorno, os quais estão associados a ressonâncias da impedância de entrada da configuração proposta.

Sendo assim, considerando a especificação de banda definida anteriormente, o primeiro pico (pico I) destina-se à formação da banda de operação inferior (de 2.400 MHz a 2.483,5 MHz), ao passo que os dois picos seguintes (picos II e III) são destinados a formar a banda de operação superior (de 5.150 MHz a 5.850 MHz).

O quarto pico (pico IV) resulta em uma banda adicional não prevista nas especificações da antena *quad-band* II. Essa banda pode ser utilizada para estender a aplicação da antena para outros sistemas de comunicação sem fio. Em outros casos, a referida banda adicional pode propiciar a recepção de sinais interferentes, devendo, portanto, ser suprimida. Para tal, pode-se utilizar, por exemplo, um filtro rejeita-faixa.

As interações entre os diversos elementos que compõem a configuração proposta tornam a análise da mesma complexa e dificultam a determinação precisa dos efeitos individuais de cada um dos referidos elementos.

Diversas simulações realizadas da configuração proposta indicaram ainda a presença de acoplamentos eletromagnéticos mútuos entre vários dos elementos que a compõem, acoplamentos esses que também influenciam a formação de bandas de operação.

Nota-se que, na concepção da presente configuração de antena, foram utilizadas algumas das técnicas de alargamento de banda e de obtenção de múltiplas bandas anteriormente estudadas. Por exemplo, foram utilizadas as técnicas de adição de elemento de casamento de impedância à linha de alimentação, de adição de elemento de casamento de impedância ao radiador, de alteração da geometria do radiador e de adição de elementos parasitas próximos ao radiador.

Um estudo mais detalhado e quantitativo sobre o comportamento da antena *quad-band* II é apresentado a seguir.

3.4.3 Análise e otimização da configuração proposta

Os parâmetros geométricos da configuração proposta, definidos para as tarefas de análise e de otimização da mesma, são ilustrados na Figura 95 juntamente com suas inter-relações.

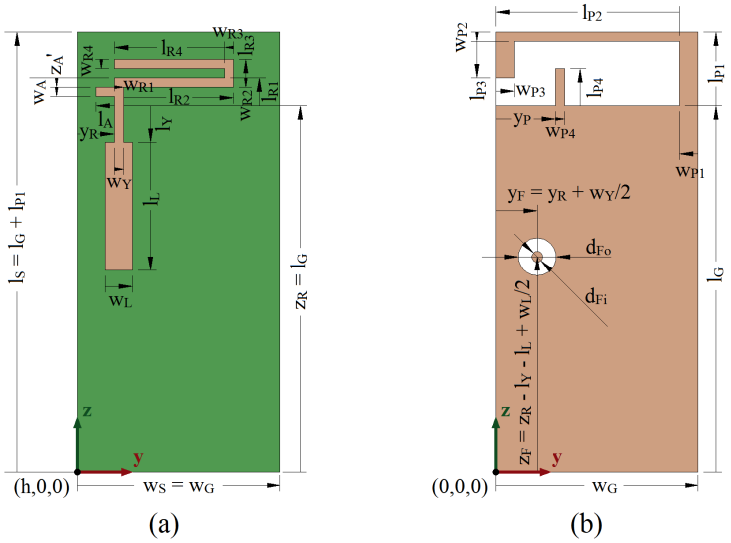


Figura 95 – Parâmetros geométricos da antena *quad-band* II: camadas (a) da face superior do substrato; (b) do plano de terra.

Os referidos parâmetros são dispostos mais detalhadamente na Tabela 13, a qual já inclui também seus valores obtidos após a otimização.

Tabela 13 – Parâmetros geométricos da antena *quad-band* II

Parâmetro	Dependência com outros parâmetros	Valor otimizado	Descrição
$\mathbf{h}$	Independente	1,6 mm	Espessura do substrato
$\mathbf{l_S}$	$\mathbf{l_S = l_G + l_{P1}}$	48 mm	Comprimento do substrato
$\mathbf{l_G}$	Independente	40 mm	Comprimento do plano de terra
$\mathbf{l_L}$	Independente	14 mm	Comprimento da fita de alimentação
$\mathbf{l_Y}$	Independente	4 mm	Comprimento da fita de transição
$\mathbf{l_{R1}}$	Independente	3 mm	Primeiro comprimento do radiador
$\mathbf{l_{R2}}$	Independente	12 mm	Segundo comprimento do radiador
$\mathbf{l_{R3}}$	Independente	2 mm	Terceiro comprimento do radiador
$\mathbf{l_{R4}}$	Independente	12 mm	Quarto comprimento do radiador
$\mathbf{l_A}$	Independente	2 mm	Comprimento da fita de ajuste de casamento de impedância
$\mathbf{l_{P1}}$	Independente	8 mm	Primeiro comprimento de fita parasita
$\mathbf{l_{P2}}$	Independente	20 mm	Segundo comprimento de fita parasita
$\mathbf{l_{P3}}$	Independente	4 mm	Terceiro comprimento de fita parasita
$\mathbf{l_{P4}}$	Independente	4 mm	Quarto comprimento de fita parasita
$\mathbf{w_S}$	$\mathbf{w_S = w_G}$	22 mm	Largura do substrato
$\mathbf{w_G}$	Independente	22 mm	Largura do plano de terra
$\mathbf{w_L}$	Independente	3 mm	Largura da fita de alimentação
$\mathbf{w_Y}$	Independente	1 mm	Largura da fita de transição
$\mathbf{w_{R1}}$	Independente	1 mm	Primeira largura do radiador
$\mathbf{w_{R2}}$	Independente	1 mm	Segunda largura do radiador
$\mathbf{w_{R3}}$	Independente	1 mm	Terceira largura do radiador
$\mathbf{w_{R4}}$	Independente	1 mm	Quarta largura do radiador
$\mathbf{w_A}$	Independente	1 mm	Largura da fita de ajuste de casamento de impedância
$\mathbf{w_{P1}}$	Independente	2 mm	Primeira largura de fita parasita
$\mathbf{w_{P2}}$	Independente	1 mm	Segunda largura de fita parasita
$\mathbf{w_{P3}}$	Independente	2 mm	Terceira largura de fita parasita
$\mathbf{w_{P4}}$	Independente	1 mm	Quarta largura de fita parasita
$\mathbf{d_{Fi}}$	Independente	1,2 mm	Diâmetro interno da área do plano de terra reservada à conexão coaxial
$\mathbf{d_{Fo}}$	Independente	4,1 mm	Diâmetro externo da área do plano de terra reservada à conexão coaxial
$\mathbf{y_R}$	Independente	4 mm	Posicionamento do radiador no eixo **y**
$\mathbf{y_{P1}}$	Independente	20 mm	Primeiro posicionamento de fita parasita no eixo **y**
$\mathbf{y_{P2}}$	Independente	6,5 mm	Segundo posicionamento de fita parasita no eixo **y**
$\mathbf{y_F}$	$\mathbf{y_F = y_R + w_Y/2}$	4,5 mm	Posicionamento da conexão coaxial no eixo **y**
$\mathbf{z_R}$	$\mathbf{z_R = l_G}$	40 mm	Posicionamento do radiador no eixo **z**
$\mathbf{z_A'}$	Independente	1 mm	Posicionamento da fita de ajuste relativo ao radiador no eixo **z**
$\mathbf{z_F}$	$\mathbf{z_F = z_R - l_Y - l_L + w_L/2}$	23,5 mm	Posicionamento da conexão coaxial no eixo **z**

A configuração proposta foi simulada variando os valores de alguns dos parâmetros acima relacionados, de maneira a avaliar as influências destes sobre as características da antena.

Os efeitos das modificações dos tais valores sobre as características de perda de retorno da antena podem ser vistos nas curvas apresentadas a seguir, as quais foram obtidas por simulações. Nessas simulações, cada parâmetro geométrico examinado tem seu valor alterado individualmente, enquanto os outros parâmetros geométricos independentes são mantidos constantes em seus valores otimizados (vide Tabela 13).

Na Figura 96 e na Figura 97, as influências das dimensões geométricas $\mathbf{l_{R2}}$ e $\mathbf{l_{R4}}$ do radiador sobre a perda de retorno da antena podem ser observadas.

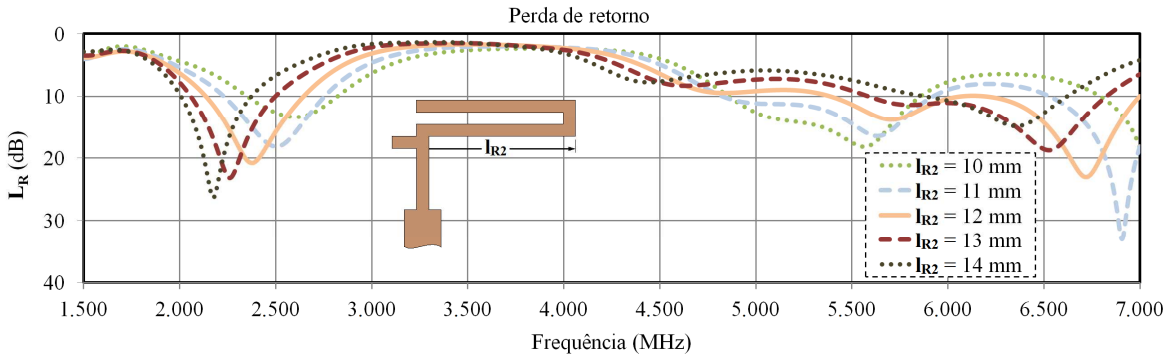


Figura 96 – Influência de $\mathbf{l_{R2}}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* II.

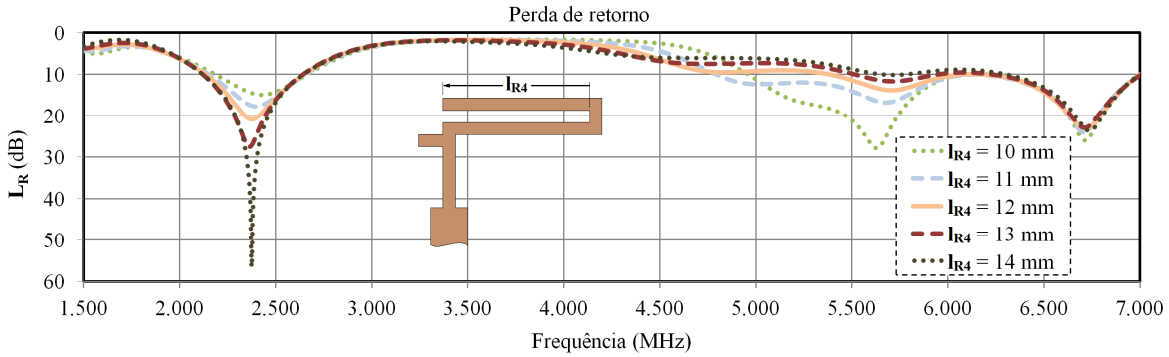


Figura 97 – Influência de $\mathbf{l_{R4}}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* II.

Para os valores simulados de $\mathbf{l_{R2}}$, constata-se que as frequências dos picos I, II e IV diminuem com o aumento do valor desse parâmetro, ao passo que a frequência do pico III aumenta com a elevação do valor de $\mathbf{l_{R2}}$ e é a que sofre menor variação. Adicionalmente, à medida que o valor desse parâmetro se eleva, há uma melhora progressiva dos valores de perda de retorno da banda relativa ao pico I, ao passo que, a partir de um determinado valor de $\mathbf{l_{R2}}$, os valores de perda de retorno das bandas relativas aos picos II, III e IV sofrem degradação progressiva.

Para os valores simulados de $\mathbf{l_{R4}}$, nota-se que a frequência do pico II diminui com o aumento do valor desse parâmetro, ao passo que a banda relativa ao pico IV não possui sensibilidade expressiva a $\mathbf{l_{R4}}$. Adicionalmente, com o aumento do valor desse parâmetro, a frequência do pico I diminui ligeiramente, ao passo que a frequência do pico III aumenta ligeiramente com a elevação do valor de $\mathbf{l_{R4}}$. Além disso, observa-se que, à medida que o valor desse parâmetro se eleva, há uma melhora progressiva dos valores de perda de retorno da banda relativa ao pico I, ao passo que os valores de perda de retorno das bandas relativas aos picos II e III sofrem degradação progressiva à medida que o valor de $\mathbf{l_{R4}}$ se eleva.

As influências das dimensões geométricas $\mathbf{l_{P1}}$, $\mathbf{l_{P3}}$ e $\mathbf{l_{P4}}$ das fitas parasitas sobre a perda de retorno da antena podem ser vistas na Figura 98 e na Figura 99 e na Figura 100.

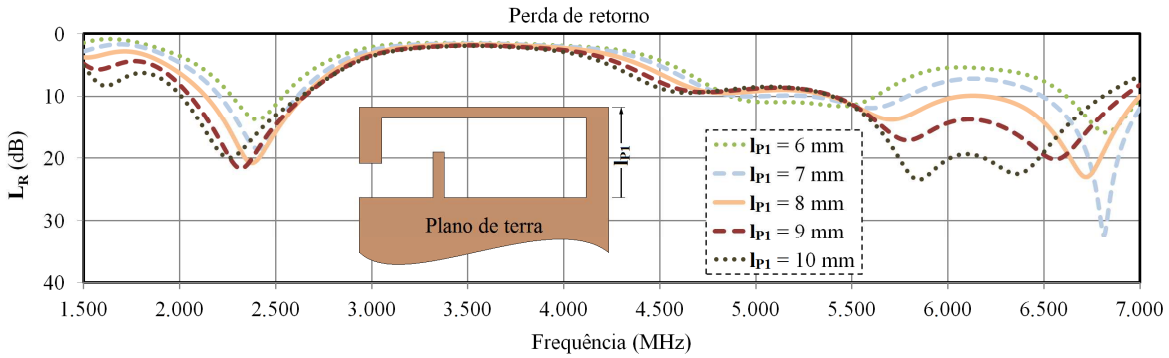


Figura 98 – Influência de $\mathbf{l_{P1}}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* II.

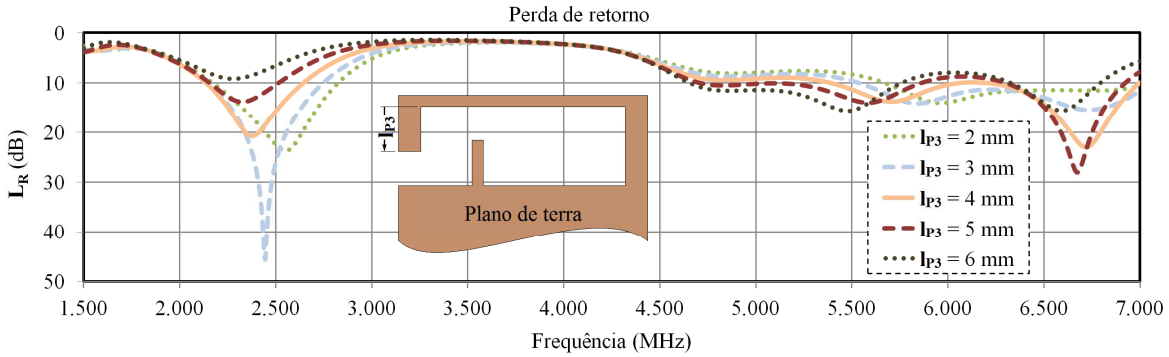


Figura 99 – Influência de $\mathbf{l_{P3}}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* II.

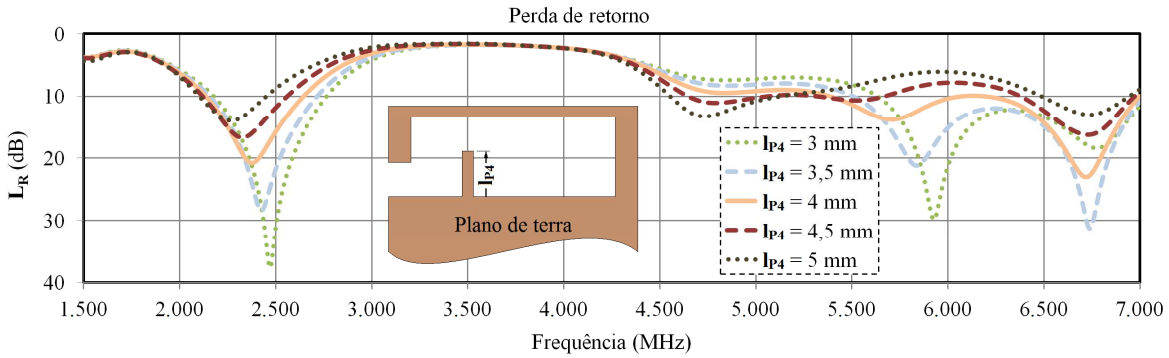


Figura 100 – Influência de $\mathbf{l_{P4}}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* II.

Para os valores simulados de $\mathbf{l_{P1}}$, verifica-se que as frequências dos picos I, II e IV diminuem com o aumento do valor desse parâmetro, ao passo que a frequência do pico III aumenta com a elevação do valor de $\mathbf{l_{P1}}$. Observa-se também que, até um determinado valor desse parâmetro, há uma melhora progressiva dos valores de perda de retorno das bandas relativas aos picos I e III.

Para os valores simulados de $\mathbf{l_{P3}}$, constata-se que as frequências dos picos I, III e IV diminuem com o aumento do valor desse parâmetro, sendo que as frequências dos picos I e III são as que

sofrem maiores variações. Adicionalmente, a frequência do pico II não é significativamente afetada pelo valor de $\mathbf{l_{P3}}$, e, a partir de um determinado valor desse parâmetro, os valores de perda de retorno das bandas relativas aos picos I e II sofrem, respectivamente, degradação e melhora progressivas.

Para os valores simulados de $\mathbf{l_{P4}}$, nota-se que as frequências dos picos I e III diminuem com o aumento do valor desse parâmetro, ao passo que a frequência do pico IV sofre pequena variação com a alteração do valor de $\mathbf{l_{P4}}$. Adicionalmente, a frequência do pico II diminui ligeiramente com o aumento do valor desse parâmetro. Além disso, observa-se que, a partir de um determinado valor de $\mathbf{l_{P4}}$, há uma degradação progressiva dos valores de perda de retorno das bandas relativas aos picos I, III e IV, ao passo que os valores de perda de retorno da banda relativa ao pico II sofrem melhora progressiva à medida que o valor desse parâmetro se eleva.

A Figura 101 mostra a influência da dimensão geométrica $\mathbf{l_A}$ da fita de ajuste de casamento de impedância sobre a perda de retorno da antena.

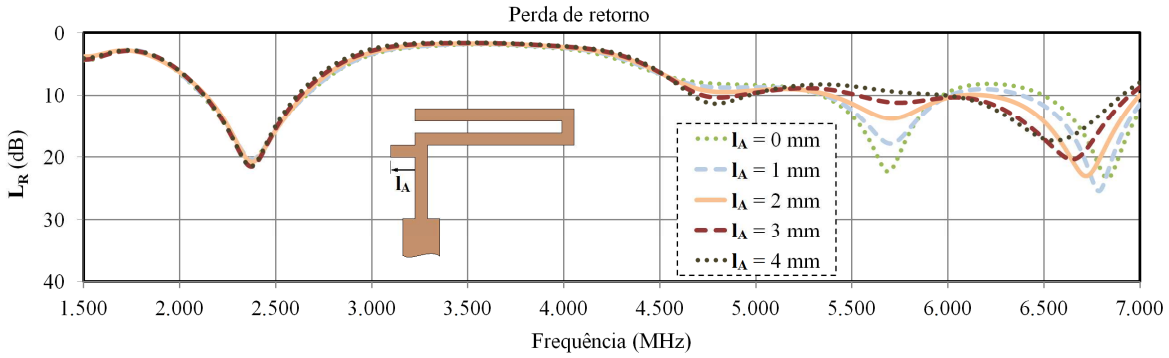


Figura 101 – Influência de $\mathbf{l_A}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* II.

Para os valores simulados de $\mathbf{l_A}$, verifica-se que a banda relativa ao pico I não possui sensibilidade expressiva a esse parâmetro, ao passo que a frequência do pico IV diminui com o aumento do valor de $\mathbf{l_A}$. Adicionalmente, com o aumento do valor desse parâmetro, a frequência do pico II diminui ligeiramente, ao passo que a frequência do pico III aumenta ligeiramente com a elevação do valor de $\mathbf{l_A}$. Além disso, observa-se que os valores de perda de retorno das bandas relativas aos picos II e III sofrem, respectivamente, melhora e degradação progressivas à medida que o valor desse parâmetro se eleva.

Na Figura 102, a influência da dimensão geométrica $\mathbf{l_Y}$ da fita de transição sobre a perda de retorno da antena pode ser observada.

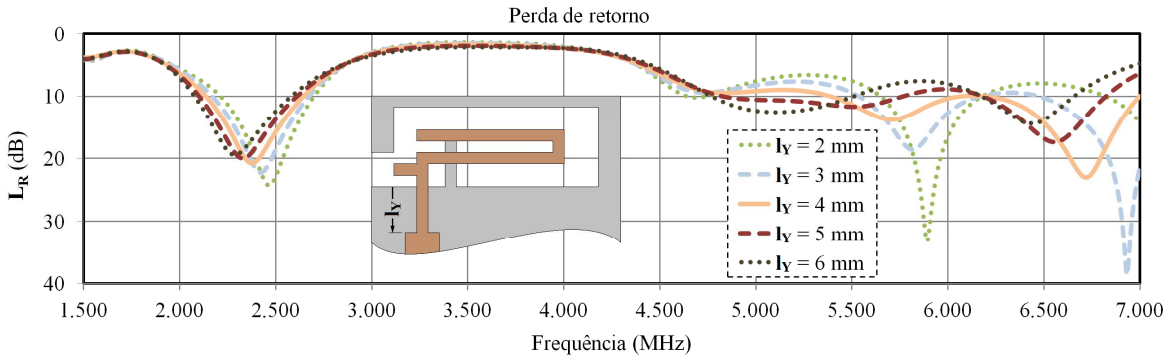


Figura 102 – Influência de $\mathbf{l_Y}$ sobre a perda de retorno da antena *quad-band* II.

Para os valores simulados de $\mathbf{l_Y}$, constata-se que as frequências dos picos I, III e IV diminuem com o aumento do valor desse parâmetro, ao passo que a frequência do pico II aumenta com a elevação do valor de $\mathbf{l_Y}$. Observa-se também que, a partir de um determinado valor desse parâmetro, há uma degradação progressiva dos valores de perda de retorno das bandas relativas aos picos III e IV.

A Tabela 14 resume as influências dos parâmetros geométricos analisados sobre as frequências dos picos I, II, III e IV ($\mathbf{f_0^{(I)}}$, $\mathbf{f_0^{(2)}}$, $\mathbf{f_0^{(3)}}$ e $\mathbf{f_0^{(4)}}$, respectivamente).

Tabela 14 – Influências de parâmetros geométricos da antena *quad-band* II sobre suas bandas

Parâmetro	Faixa de variação do parâmetro		Influência nas bandas			
	Valor inicial	Valor final	$\mathbf{f_0^{(1)}}$	$\mathbf{f_0^{(2)}}$	$\mathbf{f_0^{(3)}}$	$\mathbf{f_0^{(4)}}$
$\mathbf{l_{R2}}$	10 mm	14 mm	↓↓	↓↓	↑	↓↓
$\mathbf{l_{R4}}$	10 mm	14 mm	↓	↓↓	↑	---
$\mathbf{l_{P1}}$	6 mm	10 mm	↓	↓	↑	↓
$\mathbf{l_{P3}}$	2 mm	6 mm	↓↓	---	↓↓	↓
$\mathbf{l_{P4}}$	3 mm	5 mm	↓↓	↓	↓↓	---
$\mathbf{l_A}$	0 mm	4 mm	---	↓	↑	↓↓
$\mathbf{l_Y}$	2 mm	6 mm	↓	↑	↓	↓

↓ diminuição; ↓↓ diminuição mais acentuada; ↑ aumento; --- variação não expressiva.

Pode-se verificar na Tabela 14 que cada um dos parâmetros analisados tem influência simultânea sobre três ou sobre quatro picos de valor de perda de retorno, o que indica que as bandas de operação da antena são geradas pela interação dos diversos elementos que a compõem.

Embora outros parâmetros geométricos da antena possam também ser analisados, as análises realizadas até aqui se mostraram suficientes para permitir o projeto da mesma com as características necessárias, especificadas anteriormente.

Após a avaliação das influências de vários parâmetros geométricos da antena sobre as características da mesma, a configuração proposta foi otimizada visando ao atendimento das especificações de projeto estabelecidas anteriormente. Essa otimização resultou nos valores já exibidos anteriormente na Tabela 13.

A Figura 103 apresenta a curva de perda de retorno obtida por simulação da configuração otimizada. Juntamente, as bandas inferior e superior especificadas para a antena encontram-se destacadas.

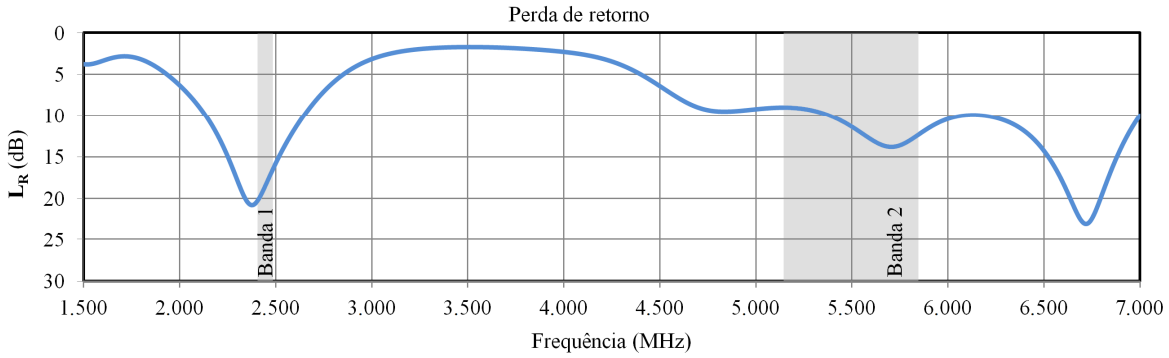


Figura 103 – Perda de retorno simulada da antena *quad-band* II.

Os resultados mostrados na Figura 103 indicam que a configuração otimizada tem potencial para atender à especificação de banda definida para a antena. Observa-se que os valores de perda de retorno simulados das frequências mais baixas da banda superior ficaram ligeiramente abaixo dos 10 dB especificados. Esse resultado foi a melhor solução de compromisso encontrada entre largura de banda e perda de retorno da banda superior.

As distribuições superficiais de correntes sobre os materiais condutores da configuração otimizada obtidas por simulação são mostradas na Figura 104 e na Figura 105, para as frequências de 2.450 MHz e de 5.800 MHz, respectivamente. Essas frequências estão contidas nas bandas inferior e superior especificadas.

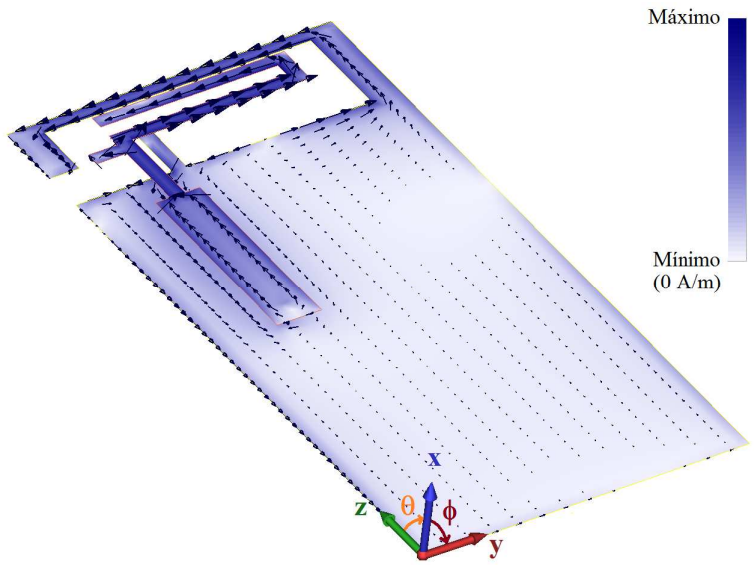


Figura 104 – Distribuição superficial de correntes simulada para 2.450 MHz da antena *quad-band* II.

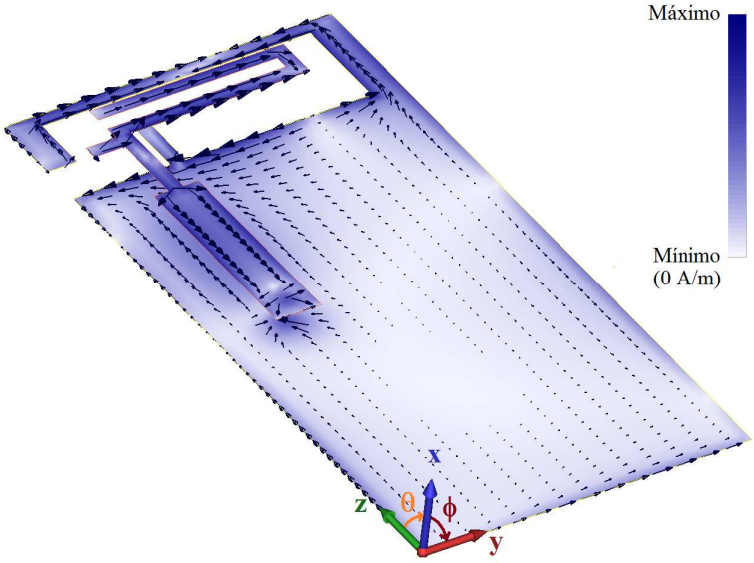


Figura 105 – Distribuição superficial de correntes simulada para 5.800 MHz da antena *quad-band* II.

Observa-se na Figura 104 uma distribuição ressonante das correntes excitadas no radiador da antena que apresenta um único sentido ao longo de seu percurso, o que indica a presença de uma ressonância de ordem mais baixa. Na Figura 105, verifica-se uma distribuição ressonante das correntes excitadas no radiador da antena que exibe uma mudança de sentido ao longo de seu percurso, o que indica a presença de uma ressonância de ordem mais alta. Dessa forma, pode-se identificar a diferença da operação da antena em cada uma de suas bandas.

Os diagramas de radiação da configuração otimizada obtidos por simulação são ilustrados na Figura 106 e na Figura 107, para as frequências de 2.450 MHz e de 5.800 MHz, respectivamente. Para cada uma das frequências mencionadas, são exibidos os diagramas de ganho em polarização linear nas direções **θ** e **ϕ**, nos planos **xy** e **zx**.

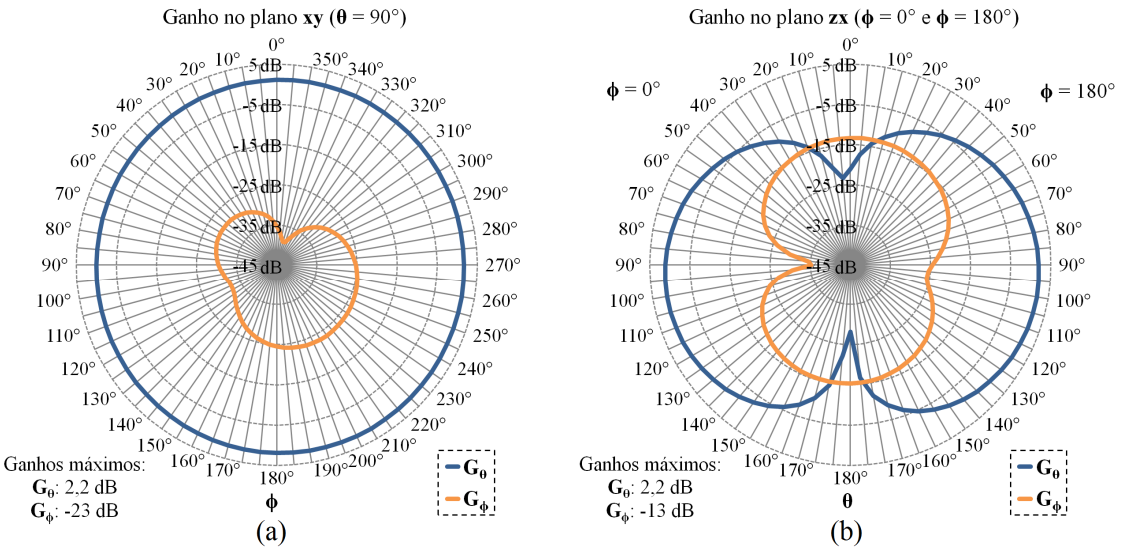


Figura 106 – Diagramas de radiação simulados para 2.450 MHz da antena *quad-band* II: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**.

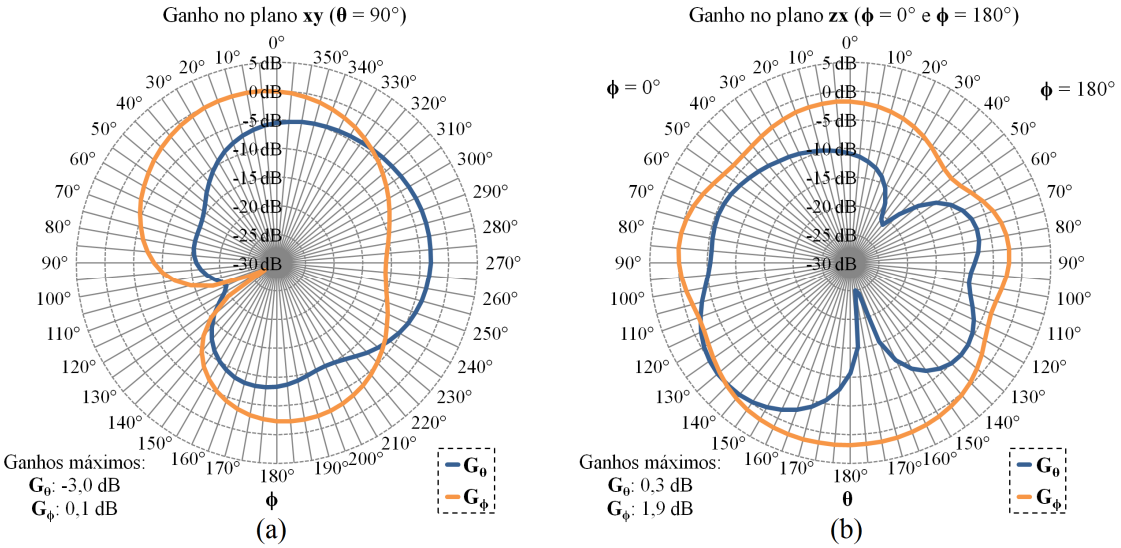


Figura 107 – Diagramas de radiação simulados para 5.800 MHz da antena *quad-band* II: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**.

Nota-se na Figura 106 que, para 2.450 MHz, o diagrama para a polarização na direção **θ** tem característica omnidirecional, semelhante à de um dipolo filamentar de comprimento menor do que **λ**. Para essa frequência, o diagrama para a polarização na direção **ϕ** possui ganhos, em geral, mais baixos em relação ao diagrama para a polarização na direção **θ**.

Na Figura 107, observa-se que os diagramas para 5.800 MHz, quando comparados com seus correspondentes para 2.450 MHz, apresentam uma quantidade maior de lóbulos para a polarização na direção **θ** e ganhos, em geral, mais elevados para a polarização na direção **ϕ**.

3.4.4 Resultados experimentais

A partir da configuração otimizada, um protótipo da antena *quad-band* II foi construído e caracterizado empregando os mesmos procedimentos, técnicas, ferramentas, equipamentos e instrumentos de medida utilizados para os protótipos das antenas *tri-band*, *penta-band* e *quad-band* I.

O protótipo da antena *quad-band* II, construído no LME-EPUSP empregando a tecnologia MIC, é apresentado na Figura 108 ao lado de uma moeda de 27 mm de diâmetro para fins de comparação de dimensões geométricas.

(a) (b)

Figura 108 – Fotografias do protótipo construído da antena *quad-band* II: vistas (a) frontal; (b) traseira.

As dimensões externas totais exibidas pelo protótipo foram de 22 mm × 48 mm × 1,6 mm, desconsiderando o conector coaxial.

A curva de perda de retorno obtida por medição do protótipo, realizada no LME-EPUSP com o analisador de redes vetorial 8722D, é mostrada na Figura 109 juntamente com a curva fornecida por simulação, já apresentada na Figura 103. Novamente, as bandas especificadas para a antena desenvolvida encontram-se destacadas.

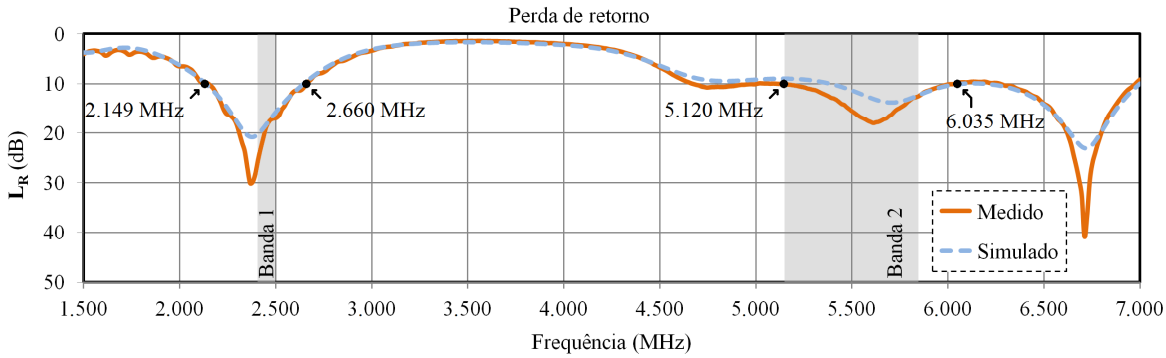


Figura 109 – Perdas de retorno medida e simulada da antena *quad-band* II.

Como indicado na Figura 109, o protótipo apresentou uma banda inferior que se estende de 2.149 MHz a 2.660 MHz e uma banda superior que se estende de 5.120 MHz a 6.035 MHz, correspondendo a larguras de banda fracionárias de 21,3% e de 16,4%, respectivamente. Além disso, conforme previsto por simulação, constata-se que o protótipo exibiu ainda uma banda adicional, que se estende de 6.273 MHz a 6.976 MHz – largura de banda fracionária de 10,6%. Verifica-se ainda que, em relação a valores previstos por simulação, a frequência medida do pico III apresenta um deslocamento de -1,6%. Nota-se, em geral, boa concordância entre os resultados obtidos por medição e os fornecidos por simulação. Observa-se que a especificação de banda definida para a antena foi atendida.

Os diagramas de radiação obtidos por medições do protótipo em câmara anecoica, realizadas no IPT empregando a montagem e os procedimentos detalhados no APÊNDICE A, são ilustrados na Figura 110 e na Figura 111. Assim como já foi feito para as antenas *tri-band*, *penta-band* e *quad-band* I, esses diagramas são apresentados juntamente com os fornecidos por simulação que consideram a estrutura de sustentação empregada para o protótipo nas referidas medições. São exibidos, para as frequências de 2.450 MHz e de 5.800 MHz, os diagramas de ganho em polarização linear nas direções **θ** e **ϕ**, nos planos **xy** e **zx**.

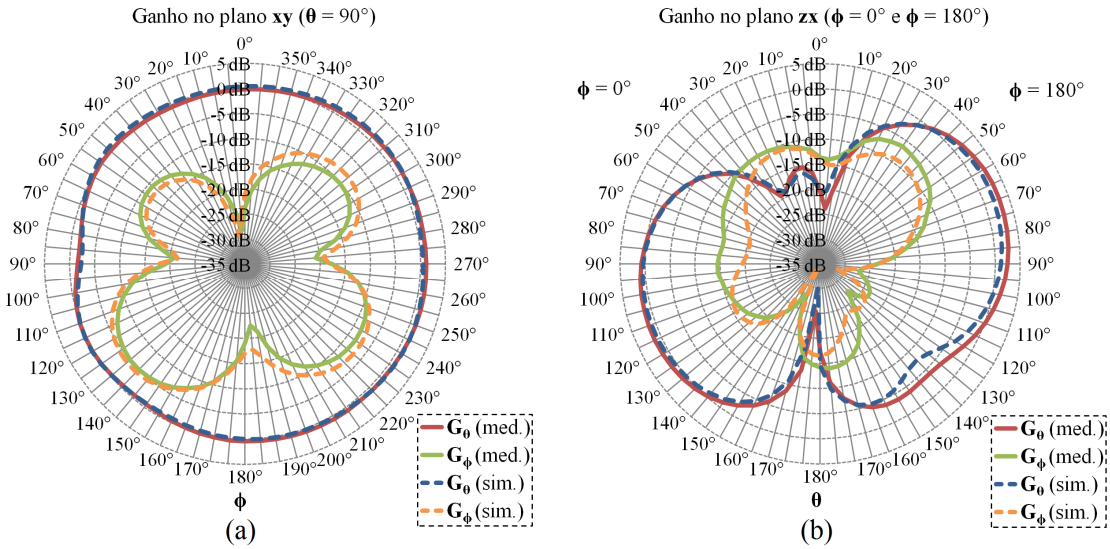


Figura 110 – Diagramas de radiação medidos e simulados para 2.450 MHz da antena *quad-band* II: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**.

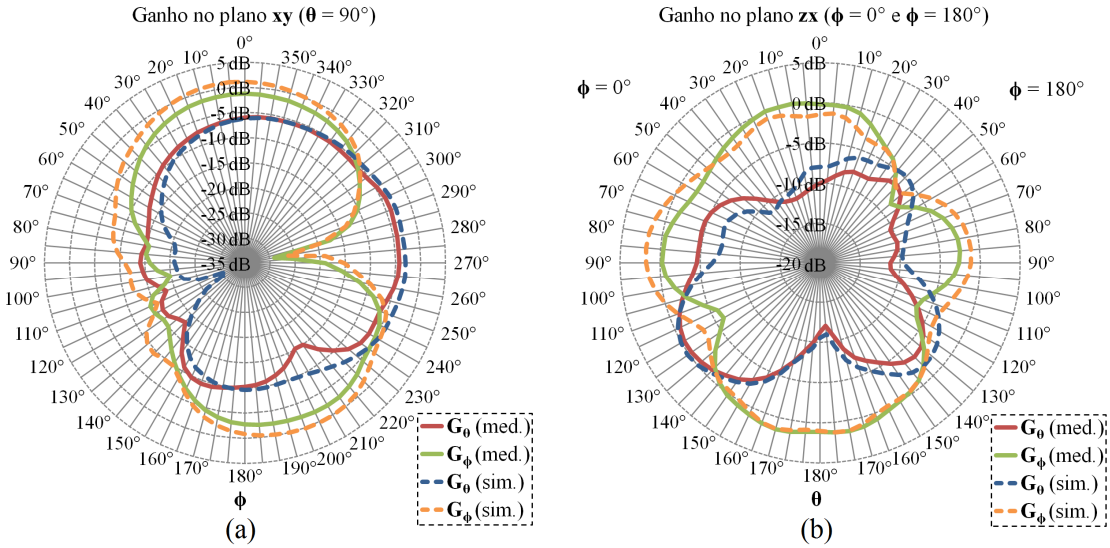


Figura 111 – Diagramas de radiação medidos e simulados para 5.800 MHz da antena *quad-band* II: cortes nos planos (a) **xy**; (b) **zx**.

Percebe-se, na Figura 110 e na Figura 111, boa concordância entre os resultados obtidos por medição em câmara anecoica e os fornecidos por simulação. Esse grau de concordância é compatível com o que tem sido encontrado recentemente na literatura técnica[49-51].

Esse resultado sugere ainda que o protótipo, sem a estrutura de sustentação empregada na medição, deve apresentar diagramas de radiação semelhantes aos ilustrados na Figura 106 e na Figura 107, os quais foram obtidos por simulação na qual a tal estrutura não foi considerada.

3.4.5 Conclusões

Foi desenvolvida uma antena monopolo impresso *quad-band* com configuração original para aplicação em terminais móveis de sistemas atuais de WLAN e de WPAN. A referida antena é destinada a operar nas bandas de 2.400 MHz, de 5.200 MHz e de 5.600 MHz do Brasil, da Europa e dos EUA e na banda de 5.800 MHz do Brasil e dos EUA.

Com base na aplicação escolhida para a antena, foram inicialmente estabelecidas as especificações de projeto da mesma. Em seguida, uma configuração original de antena foi proposta. Então, em uma etapa de projeto, essa configuração foi analisada e otimizada visando ao atendimento das especificações de projeto já mencionadas. Na sequência, um protótipo da antena foi construído e caracterizado.

Os resultados experimentais obtidos com o protótipo construído indicam que a antena desenvolvida atende às especificações de projeto para ela estabelecidas: as bandas e as dimensões geométricas apresentadas pelo referido protótipo mostraram-se em conformidade com as características requisitadas para a antena.

A grande quantidade de parâmetros geométricos exibida pela antena permite a execução de variados ajustes em suas características, o que provê ampla flexibilidade de projeto para a mesma.

Por meio dos resultados obtidos por medições do protótipo construído e dos fornecidos por simulação eletromagnética computacional, verifica-se a presença das bandas de operação da antena, resultantes de seus modos ressonantes característicos. A concordância observada entre esses resultados indica que a antena desenvolvida foi adequadamente modelada nos programas de simulação empregados.

Em relação à antena *quad-band* I, a antena *quad-band* II é mais vantajosa do ponto de vista mecânico e construtivo: por ser totalmente impressa, ela apresenta maior facilidade de fabricação, maior robustez mecânica e menor espessura.

Por outro lado, o ajuste das bandas de operação da antena *quad-band* II é mais difícil: como já visto em resultados de simulações, variações nos valores dos parâmetros geométricos dessa antena geralmente produzem alterações simultâneas nas frequências de três ou de quatro picos de valor de perda de retorno da mesma. No caso da antena *quad-band* I, alguns de seus parâmetros geométricos permitem ajustar suas bandas de operação individualmente.

Diferentemente da antena *quad-band* I, a antena *quad-band* II apresenta uma banda de operação adicional não prevista em suas especificações de projeto. Dependendo da aplicação da antena, essa banda adicional pode permitir sua operação em outros sistemas de comunicação sem fio, ou ocasionar a recepção de sinais interferentes.

Adicionalmente, em comparação com a antena *quad-band* I, a antena *quad-band* II exibe valores de perda de retorno mais baixos em sua banda de operação superior e mais elevados em sua banda de operação inferior.

A antena *quad-band* II também apresenta méritos quando comparada a antenas reportadas na literatura técnica, como a antena proposta por Yeh e Wong[57] e a proposta por Kuo e Wong[58], ambas destinadas a operar em terminais móveis de sistemas de WLAN e de WPAN nas bandas de 2.400 MHz e de 5.200 MHz da Europa e dos EUA. Comparativamente a essas duas antenas, a antena *quad-band* II desenvolvida possui dimensões geométricas menores, apresentando adicionalmente a banda de 5.600 MHz do Brasil, da Europa e dos EUA e a banda de 5.800 MHz do Brasil e dos EUA.

4 CONCLUSÕES

4.1 CONCLUSÕES

O objetivo proposto para este trabalho foi cumprido, tendo sido desenvolvidas antenas planares de micro-ondas multibandas para aplicação em terminais móveis de sistemas de comunicação sem fio, empregando técnicas de alargamento de banda e de obtenção de múltiplas bandas.

Adicionalmente, este trabalho apresentou contribuições originais na área de antenas planares de micro-ondas, uma vez que três antenas com configurações inéditas foram propostas e desenvolvidas.

Foi realizada uma pesquisa bibliográfica que tratou dos principais aspectos de antenas planares de micro-ondas, com uma abordagem especial em técnicas de alargamento de banda e de obtenção de múltiplas bandas. Nessa pesquisa, foram estudados os princípios teóricos que serviram de base para o desenvolvimento de todo este trabalho.

Com base nos conhecimentos adquiridos com a referida pesquisa bibliográfica, foram propostas configurações de antenas planares de micro-ondas para aplicação em terminais móveis de sistemas atuais de telefonia móvel, de WLAN e de WPAN. Os sistemas mencionados foram previamente escolhidos para o desenvolvimento das antenas deste trabalho, devido a sua recente e grande popularização mundial e às vantagens que as antenas planares de micro-ondas oferecem para esse tipo de aplicação.

As configurações propostas de antenas foram então submetidas a um procedimento de projeto auxiliado por simulação eletromagnética computacional. Nesse procedimento, as tais configurações foram analisadas e otimizadas.

Nas análises dessas configurações, foram realizadas simulações para a visualização de distribuições superficiais de correntes, de características de perda de retorno e de diagramas de radiação, visando verificar os princípios de operação e os modos ressonantes característicos das antenas desenvolvidas. Foram feitas também simulações para estudar os efeitos de variações de parâmetros geométricos dessas antenas sobre seu desempenho.

Observou-se que as antenas desenvolvidas possuem, em geral, ampla flexibilidade de projeto, dado que dispõem de vários parâmetros geométricos que podem ser utilizados para obter as características desejadas.

A otimização das configurações propostas de antenas envolveu o ajuste dos parâmetros geométricos das mesmas, visando ao atendimento de especificações de projeto estabelecidas para operação nos sistemas citados.

Com a aplicação desse procedimento de projeto, quatro antenas foram projetadas, sendo três delas com configurações originais – antenas *tri-band*, *penta-band* e *quad-band* II.

Para validar os resultados obtidos com o projeto das antenas desenvolvidas, protótipos das mesmas foram construídos empregando a tecnologia MIC. Na sequência, esses protótipos foram caracterizados por meio de medições de perda de retorno com analisador de redes vetorial e de diagrama de radiação em câmara anecoica.

A Tabela 15 relaciona as antenas desenvolvidas, mostrando resumidamente suas características.

Tabela 15 – Características das antenas desenvolvidas

Antena	Tipo	Dimensões externas totais (mm × mm × mm)	Aplicações	Bandas de operação medidas (MHz)	Larguras de banda fracionárias medidas (%)
Tri-band	Planar em F-invertido	45 × 90 × 6,6	Telefonia móvel (bandas: 900 MHz, 1.800 MHz e 1.900 MHz)	880 a 982	11,0
				1.658 a 2.079	22,5
Penta-band	Planar em F-invertido	45 × 90 × 6,6	Telefonia móvel (bandas: 900 MHz, 1.800 MHz, 1.900 MHz e 2.100 MHz)	869 a 966	10,6
				1.653 a 2.200	28,4
			WLAN e WPAN (banda: 2.400 MHz)	2.390 a 2.505	4,7
Quad-band I	Planar em F-invertido	20 × 50 × 5,6	WLAN e WPAN (bandas: 2.400 MHz, 5.200 MHz, 5.600 MHz e 5.800 MHz)	2.253 a 2.573	13,3
				5.133 a 6.049	16,4
Quad-band II	Monopolo impresso	22 × 48 × 1,6	WLAN e WPAN (bandas: 2.400 MHz, 5.200 MHz, 5.600 MHz e 5.800 MHz)	2.149 a 2.660	21,3
				5.120 a 6.035	16,4
			(banda adicional)	6.273 a 6.976	10,6

Por meio dos resultados experimentais obtidos com os protótipos construídos, verificou-se que as antenas desenvolvidas atenderam às especificações de projeto para elas estabelecidas, apresentando as características exigidas de banda de operação e de dimensões geométricas.

Tanto os resultados obtidos por medições dos protótipos quanto os fornecidos por simulação confirmaram a presença das bandas de operação das antenas desenvolvidas, resultantes de seus modos ressonantes característicos.

De modo geral, a boa concordância entre os resultados experimentais e os simulados indicou que as antenas desenvolvidas foram modeladas de forma apropriada nos programas de simulação empregados.

Sendo assim, verificou-se a efetividade do procedimento de projeto adotado, bem como a eficácia da utilização dos simuladores eletromagnéticos computacionais empregados como ferramentas auxiliares de projeto.

Comparadas com algumas antenas reportadas recentemente na literatura técnica, as antenas desenvolvidas neste trabalho apresentaram superioridade em diversas características de desempenho, como valores de perda de retorno superiores a 10 dB dentro de todas as bandas nas quais foram destinadas a operar, coberturas de maiores números de bandas de serviços, dimensões geométricas menores ou pelo menos semelhantes.

Em resumo, foi possível gerar com este trabalho contribuições na área de antenas planares de micro-ondas: foram desenvolvidas antenas com configurações originais, e foi estabelecida uma técnica de projeto, a qual foi aplicada ao desenvolvimento dessas antenas, obtendo computacional e experimentalmente a validação das configurações propostas e do procedimento de projeto empregado.

Como resultado do trabalho realizado, foi elaborado um artigo sobre a antena *tri-band* intitulado **A Novel Tri-Band Planar Inverted-F Antenna for GSM/DCS/PCS Operation in Mobile Handsets**, o qual foi publicado no periódico internacional **Microwave and Optical Technology Letters**[59]. Esse artigo é apresentado no APÊNDICE B. Adicionalmente, artigos referentes às outras duas antenas com configurações originais – antenas *penta-band* e *quad-band* II – estão em fase de elaboração.

4.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Estando concluído este trabalho, algumas atividades puderam ser apontadas como sugestões de tarefas adicionais a serem realizadas futuramente como complementação e continuidade a esta pesquisa.

Uma proposta mais imediata de atividade consiste em propor e em testar alterações nas configurações das antenas desenvolvidas, buscando obter melhorias de desempenho ou operação em mais bandas de serviços. Possíveis bandas de serviços a serem consideradas são as bandas do padrão Long Term Evolution (LTE), para aplicações de sistemas de telefonia móvel de 4ª geração (4G), e do padrão Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX), para aplicações de redes metropolitanas sem fio – Wireless Metropolitan Area Network (WMAN). As WMANs e os sistemas de telefonia móvel de 4ª geração encontram-se em fase de implantação no Brasil.

Sugere-se também a análise de fatores adicionais que levem em consideração as antenas em seu contexto de aplicação. Por exemplo, podem ser estudados os efeitos da proximidade das antenas com as demais peças que constituem seus terminais móveis, como baterias, *displays*, microfones, alto-falantes, câmeras digitais e invólucros de proteção. Adicionalmente, podem ser realizadas análises que considerem a interação das antenas com o usuário, investigando, por exemplo, Taxa de Absorção Específica – Specific Absorption Rate (SAR).

Outro tipo possível de atividade envolve a elaboração de estruturas de sustentação de antenas que proporcionem níveis mais baixos de reflexão de ondas eletromagnéticas radiadas durante as medições de antenas. Dessa forma, pode-se obter um ambiente de caracterização menos refletivo, o que possibilita uma comparação mais direta entre os resultados obtidos por medição e os fornecidos por simulação em condições de espaço livre.

Por fim, os conhecimentos adquiridos com este trabalho e a técnica de projeto estabelecida durante a pesquisa realizada podem ser aplicados ao desenvolvimento de novas antenas planares de micro-ondas.

REFERÊNCIAS*

1 ALLEN, B. et al. **Ultra-wideband Antennas and Propagation for Communications, Radar and Imaging**. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd., 2007.

2 GARG, R. et al. **Microstrip Antenna Design Handbook**. Norwood: Artech House, Inc., 2001.

3 BALANIS, C. A. **Antenna Theory**: Analysis and Design. 3rd ed. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2005.

4 CHEN, Z. N.; CHIA, M. Y. W. **Broadband Planar Antennas**: Design and Applications. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd., 2006.

5 KUMAR, G.; RAY, K. P. **Broadband Microstrip Antennas**. Norwood: Artech House, Inc., 2003.

6 WONG, K.-L. **Compact and Broadband Microstrip Antennas**. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2002.

7 MAÍCAS, J. P. **Recent Developments in Mobile Communications**: A Multidisciplinary Approach. Rijeka: InTech, 2011.

8 DESCHAMPS, G. A.; SICHAK, W. Microstrip Microwave Antennas. In: SYMPOSIUM ON THE USAF ANTENNA RESEARCH AND DEVELOPMENT PROGRAM, 3., 1953, Allerton. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1953. p. 18-27.

9 HOWELL, J. Q. Microstrip Antennas. In: ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 10., 1972, Williamsburg. **Digest...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1972. p. 177-180.

10 MUNSON, R. E. Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Piscataway, v. 22, n. 1, p. 74-78, Jan. 1974.

* De acordo com a Associação Brasileira de Normas Técnicas. NBR 6023.

11 BAHL, I. J.; BHARTIA, P. **Microstrip Antennas**. Dedham: Artech House, Inc., 1980.

12 JAMES, J. R.; HALL, P. S.; **Handbook of Microstrip Antennas**. London: Peter Peregrinus Ltd., 1989.

13 POZAR, D. M. Microstrip Antennas. **Proceedings of the IEEE**, Piscataway, v. 80, n. 1, p. 79-91, Jan. 1992.

14 FLOC'H, J.-M.; RMILI, H. Design of Multiband Printed Dipole Antennas Using Parasitic Elements. **Microwave and Optical Technology Letters**, Hoboken, v. 48, n. 8, p. 1639-1645, Aug. 2006.

15 FUSCO, V. F. **Foundations of Antenna Theory and Techniques**. Harlow: Pearson Education Ltd., 2005.

16 KAKOYIANNIS, C.G.; CONSTANTINOU, P. Ground Plane Considerations for Printed Monopole Antennas Integrated into Wireless Sensor Devices. In: INTERNATIONAL WIRELESS COMMUNICATIONS AND MOBILE COMPUTING CONFERENCE, 4., 2008, Crete. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 2008. p. 738-743.

17 NI, W.; NAKAJIMA, N. Small Printed Inverted-L Monopole Antenna for Worldwide Interoperability for Microwave Access Wideband Operation. **IET Microwaves, Antennas & Propagation**, Piscataway, v. 4, n. 11, p. 1714-1719, Nov. 2010.

18 ANGELOPOULOS, E. S.; KOSTARIDIS A. I.; KAKLAMANI, D. I. A Novel Dual-Band F-Inverted Antenna Printed on A PCMCIA Card. **Microwave and Optical Technology Letters**, Hoboken, v. 42, n. 2, p. 153-156, July 2004.

19 JAMES, J. R. et al. Some Recent Developments in Microstrip Antenna Design. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Piscataway, v. 29, n. 1, p. 124-128, Jan. 1981.

20 SHEN, W.; ZHOU, X.; SHAN, Z. Dual Frequency Planar Inverted-L Bow-Tie Patch Antenna. **Microwave and Optical Technology Letters**, Hoboken, v. 46, n. 4, p. 367-369, Aug. 2005.

21 RIBEIRO, J. A. J. **Engenharia de Microondas**. São Paulo: Érica, 2008.

22 CHU, L. J. Physical Limitations of Omni-Directional Antennas. **Journal of Applied Physics**, [S.l.], v. 19, n. 12, p. 1163-1175, Dec. 1948.

23 HANSEN, R. C. Fundamental Limitations in Antennas. **Proceedings of the IEEE**, Piscataway, v. 69, n. 2, p. 170-182, Feb. 1981.

24 POZAR, D. M.; Microstrip Antenna Aperture-Coupled to a Microstripline. **Electronics Letters**, Piscataway, v. 21, n. 2, p. 49-50, Jan. 1985.

25 POZAR, D. M.; KAUFMAN, B. Increasing the Bandwidth of a Microstrip Antenna by Proximity Coupling. **Electronics Letters**, Piscataway, v. 23, n. 8, p. 368-369, Apr. 1987.

26 TARGONSKI, S. D.; POZAR, D. M. Design of Wideband Circularly Polarized Aperture-Coupled Microstrip Antennas. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Piscataway, v. 41, n. 2, p. 214-220, Feb. 1993.

27 LUK, K. M. et al. Broadband Microstrip Patch Antenna. **Electronics Letters**, Piscataway, v. 34, n. 15, p. 1442-1443, July 1998.

28 CARVER, K. R.; MINK, J. W. Microstrip Antenna Technology. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Piscataway, v. 29, n. 1, p. 2-24, Jan. 1981.

29 CHEW, W. C.; A Broad-Band Annular-Ring Microstrip Antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Piscataway, v. 30, n. 5, p. 918-922, Sept. 1982.

30 PALANISAMY, V.; R. GARG. Rectangular Ring and H-Shaped Microstrip Antennas – Alternatives to Rectangular Patch Antenna. **Electronics Letters**, Piscataway, v. 21, n. 19, p. 874-876, Sept. 1985.

31 GIANVITTORIO, J. P.; RAHMAT-SAMII, Y. Fractal Antennas: A Novel Antenna Miniaturization Technique, and Applications. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, Piscataway, v. 44, n. 1, p. 20-36, Feb. 2002.

32 QIANG, W. Y.; TAO F. The Study on a Patch Antenna with PBG Structure. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INTELLIGENT INFORMATION TECHNOLOGY APPLICATION, 3., 2009, Nanchang. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers Computer Society Press, 2009. p. 565-567.

33 XIAO, J.-K.; LIU, W.-N.; CHU, Q.-X. A New PBG Suspended Patch Antenna. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS, PROPAGATION AND EM THEORY, 8., 2008, Kunming. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2008. p. 229-232.

34 CHIOU, T.-W.; WONG, K.-L. Designs of Compact Microstrip Antennas with a Slotted Ground Plane. In: IEEE ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 39., 2001, Boston. **Digest...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2001. v. 2, p. 732-735.

35 WONG, K.-L.; LIN, Y.-F. Microstrip-Line-Fed Compact Microstrip Antenna with Broadband Operation. In: IEEE ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 36., 1998, Atlanta. **Digest...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 1998. v. 2, p. 1120-1123.

36 ANSARI, J.A. et al. Analysis of Pair of L-Shaped Slot Loaded Patch Antenna for WLAN Application. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER, CONTROL AND EMBEDDED SYSTEMS, 2010, Allahabad. **Proceedings...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2010. p. 1-5.

37 KUMAR, G.; GUPTA; K. C. Broadband Microstrip Antennas Using Coupled Resonators. In: ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 21., 1983, Houston. **Digest...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 1983. p. 67-70.

38 SABBAN, A. A New Broadband Stacked Two-Layer Microstrip Antenna. In: ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 21., 1983, Houston. **Digest...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 1983. p. 63-66.

39 KUMAR, G.; RAY, K.P. Stacked Gap-Coupled Multi-Resonator Rectangular Microstrip Antennas. In: IEEE ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 39., 2001, Boston. **Digest...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2001. v. 3, p. 514-517.

40 HALL, P. S. Multioctave Bandwidth Log-Periodic Microstrip Antenna Array. **IEE Proceedings H Microwaves, Antennas and Propagation**, Piscataway, v. 133, n. 2, p. 127-136, Apr. 1986.

41 AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES. **Resolução nº 454, de 11 de dezembro de 2006**. Aprova o regulamento sobre condições de uso de radiofrequências nas faixas de 800 MHz, 900 MHz, 1.800 MHz, 1.900 MHz e de 2.100 MHz. Brasília, 2006.

42 AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES. **Anexo à resolução nº 454, de 11 de dezembro de 2006**. Regulamento sobre condições de uso de radiofrequências nas faixas de 800 MHz, 900 MHz, 1.800 MHz, 1.900 MHz e de 2.100 MHz. Brasília, 2006.

43 SÁNCHEZ-HERNÁNDEZ, A. D. **Multiband Integrated Antennas for 4G Terminals**. Norwood: Artech House, Inc., 2008.

44 AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES. **Resolução nº 506, de 1º de julho de 2008**. Republica o regulamento sobre equipamentos de radiocomunicação de radiação restrita. Brasília, 2008.

45 QI, D.; LI, B.; LIU, H. Compact Triple-Band Planar Inverted-F Antenna for Mobile Handsets. **Microwave and Optical Technology Letters**, Hoboken, v. 41, n. 6, p. 483-486, June 2004.

46 WATERHOUSE, R. **Printed Antennas for Wireless Communications**. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd., 2007.

47 CST Studio Suite 2010. Version 2010.01. [S.l.]: Computer Simulation Technology, 2010. 1 DVD-ROM.

48 ADVANCED Design System 2009 Update 1. Version 351.500. [S.l.]: Agilent Technologies, 2009. 1 DVD-ROM.

49 CIAIS, P. et al. Design of an Internal Quad-Band Antenna for Mobile Phones. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, Piscataway, v. 14, n. 4, p. 148-150, Apr. 2004.

50 LI, R. et al. A Compact Broadband Planar Antenna for GPS, DCS-1800, IMT-2000, and WLAN Applications. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, Piscataway, v. 6, p. 25-27, 2007.

51 WANG, C.-J.; LIN, C.-M. A CPW-Fed Open-Slot Antenna for Multiple Wireless Communication Systems. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, Piscataway, v. 11, p. 620-623, 2012.

52 SARAEREH, O. A. et al. Simulation and Experimental SAR and Efficiency Study for a Dual-Band PIFA Handset Antenna (GSM 900/DCS 1800) at Varied Distances from a Phantom Head. In: IEE ANTENNA MEASUREMENTS AND SAR, 2004, Loughborough. **Digest...** Earls Barton: Institution of Electrical Engineers, 2004. p. 5-8.

53 YEH, S.-H. et al. Dual-Band Planar Inverted F Antenna for GSM/DCS Mobile Phones. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Piscataway, v. 51, n. 5, p. 1124-1126, May 2003.

54 HSIAO, F.-R.; WONG, K.-L. Compact Planar Inverted-F Patch Antenna for Triple-Frequency Operation. **Microwave and Optical Technology Letters**, Hoboken, v. 33, n. 6, p. 459-462, June 2002.

55 TSAI, C.-L. et al. CPW-Fed PIFA with Finite Ground Plane for WLAN Dual-Band Applications. In: IEEE ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 44., 2006, Albuquerque. **Digest...** Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 2006. p. 4269-4272.

56 AUGUSTIN, G. et al. Compact Dual-Band Antenna for Wireless Access Point. **Electronics Letters**, Piscataway, v. 42, n. 9, p. 502-503, Apr. 2006.

57 YEH, S.-H.; WONG, K.-L. Integrated F-Shaped Monopole Antenna for 2.4/5.2 GHz Dual-Band Operation. **Microwave and Optical Technology Letters**, Hoboken, v. 34, n. 1, p. 24-26, July 2002.

58 KUO, Y.-L.; WONG, K.-L. Printed Double-T Monopole Antenna for 2.4/5.2 GHz Dual-Band WLAN Operations. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Piscataway, v. 51, n. 9, p. 2187-2192, Sept. 2003.

59 SEKO, M. H.; CORRERA, F. S. A Novel Tri-Band Planar Inverted-F Antenna for GSM/DCS/PCS Operation in Mobile Handsets. **Microwave and Optical Technology Letters**, Hoboken, v. 55, n. 4, p. 821-825, Apr. 2013.

60 THE INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, INC. **IEEE Standard Test Procedures for Antennas**. New York, 2008. 129 p.

APÊNDICE A – MEDIÇÕES DE DIAGRAMA DE RADIAÇÃO

Neste apêndice, são apresentados a montagem, os critérios e os procedimentos adotados para as medições de diagrama de radiação dos protótipos construídos neste trabalho.

– Montagem realizada

Na Figura 112, a montagem realizada para as medições de diagrama de radiação é esquematizada.

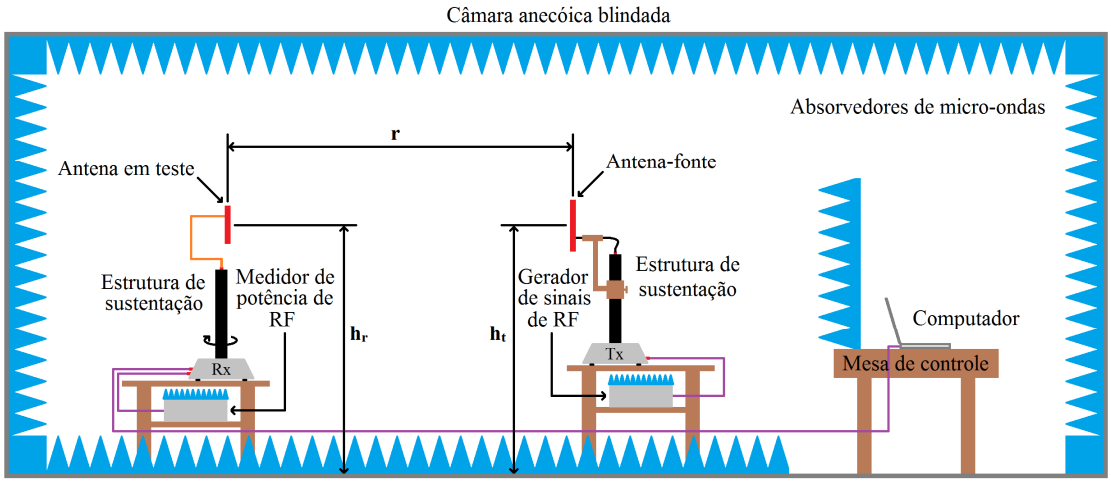


Figura 112 – Montagem realizada para as medições de diagrama de radiação.

As medições foram realizadas dentro de uma câmara anecoica blindada, onde foram também instalados os equipamentos e os instrumentos de medida empregados para essa tarefa.

O protótipo a ser medido (antena em teste) foi posicionado a uma distância **r** da antena de referência adotada (antena-fonte).

A antena em teste (receptora) foi colocada a uma altura $\mathbf{h_r}$ acima do piso da câmara por meio de uma estrutura de sustentação, a qual é responsável pelo controle do posicionamento angular e pela fixação da antena e por conectá-la a um medidor de potência de RF. Essa estrutura de sustentação foi apoiada sobre uma mesa de madeira, sob a qual o medidor foi disposto.

A antena-fonte (transmissora) foi colocada a uma altura $\mathbf{h_t}$ acima do piso da câmara por meio uma estrutura de sustentação, a qual é responsável pela fixação da antena e por conectá-la a um gerador de sinais de RF. Essa estrutura de sustentação foi apoiada sobre uma mesa de madeira, sob a qual o gerador foi disposto.

Um computador instalado sobre uma mesa de politetrafluoretileno (PTFE) foi utilizado para controlar a posição angular da antena em teste e para registrar os dados obtidos com as medições. Absorvedores de micro-ondas foram dispostos sobre a referida mesa de modo a formar uma barreira de isolação entre o computador e as antenas.

Uma fotografia da montagem realizada é apresentada na Figura 113.

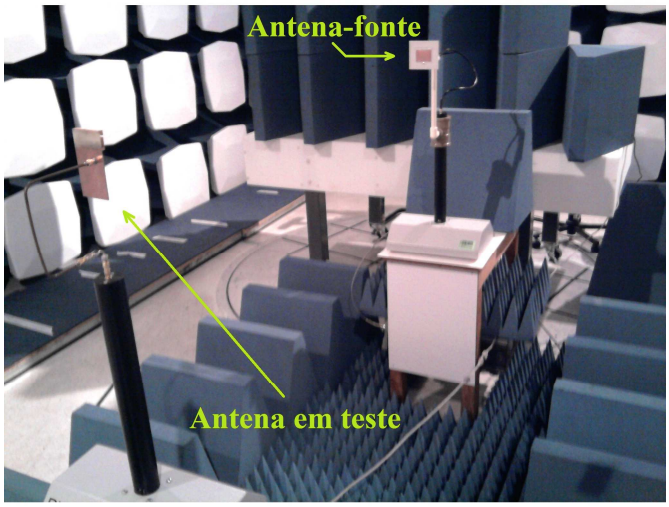


Figura 113 – Fotografia da montagem realizada para as medições de diagrama de radiação.

As medições foram realizadas à temperatura média controlada de 16 ºC com umidade relativa do ar média de 57%.

– *Equipamentos e instrumentos de medida*

Para a realização das medições, foi utilizada a câmara anecoica blindada do IPT, construída pela ETS-Lindgren.

Os equipamentos e os instrumentos de medida empregados nas medições, de propriedade do LME-EPUSP, encontram-se relacionados na Tabela 16.

Tabela 16 – Equipamentos e instrumentos de medida empregados nas medições de diagrama de radiação

Equipamento / Instrumento de medida	Modelo	Fabricante	Componente correspondente da montagem
Medidor de potência	438A	Hewlett-Packard	Medidor de potência de RF
Sensor de potência	8481H	Hewlett-Packard	
Sensor de potência	8481D	Hewlett-Packard	
Oscilador de varredura	8350B	Hewlett-Packard	Gerador de sinais de RF
Plug-in de RF	83540A	Hewlett-Packard	
Plug-in de RF	83522A	Hewlett-Packard	
Módulo receptor	ME1300	Dream Catcher	Estrutura de sustentação da antena em teste
Módulo transmissor	ME1300	Dream Catcher	Estrutura de sustentação da antena-fonte

As estruturas de sustentação da antena em teste e da antena-fonte são ilustradas na Figura 114, juntamente com suas principais dimensões geométricas.

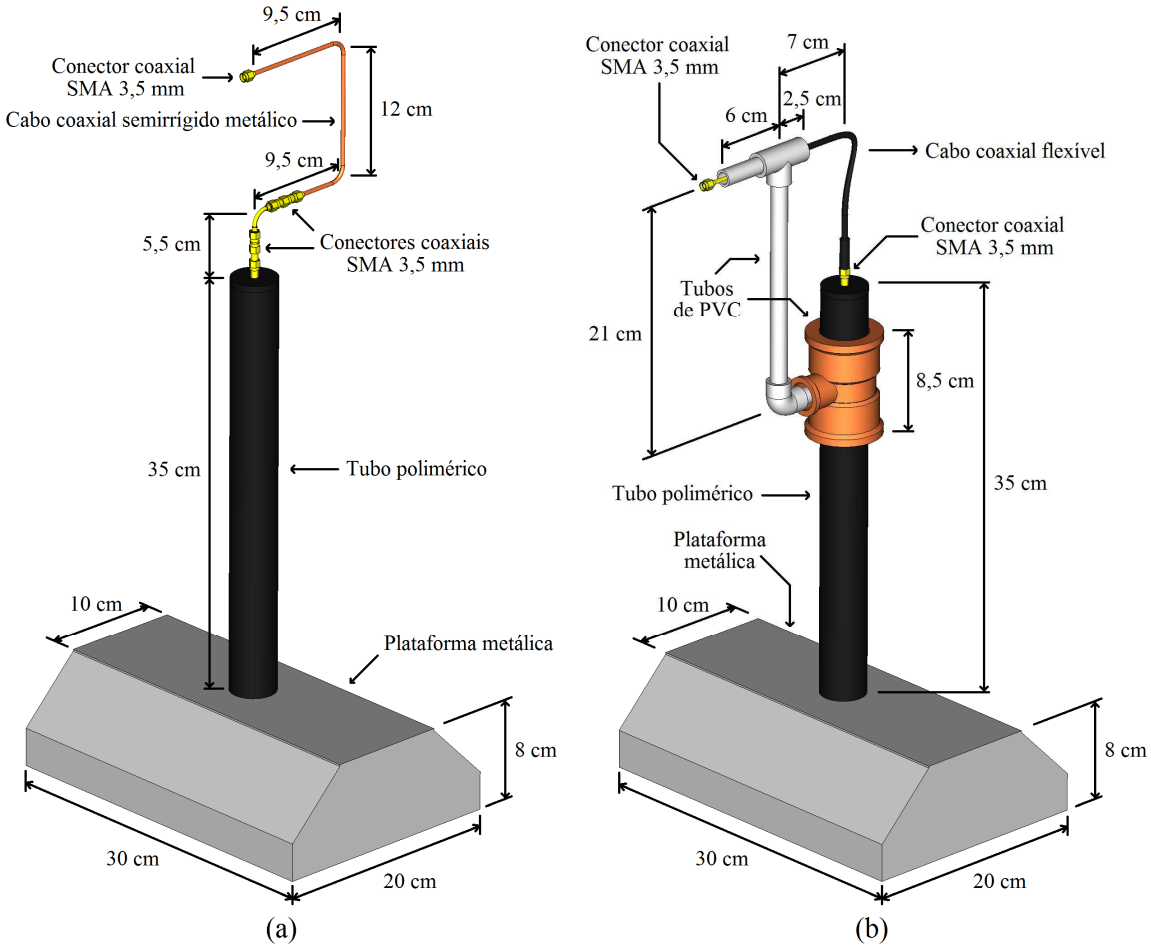


Figura 114 – Estruturas de sustentação (a) da antena em teste; (b) da antena-fonte.

A estrutura de sustentação da antena em teste é formada pelo módulo receptor e por um suporte construído com cabo coaxial semirrígido metálico. O módulo receptor constitui-se de uma plataforma metálica de apoio com um tubo polimérico giratório acoplado a um motor de passo controlado por computador. O suporte de cabo semirrígido é conectado ao módulo receptor e é terminado por um conector coaxial do tipo SMA 3,5 mm, ao qual a antena é fixada. Esse suporte foi construído especificamente para este trabalho com o intuito de permitir maior flexibilidade de posicionamento para a antena em teste. Os sinais provenientes da antena são transmitidos ao medidor de potência de RF pelo cabo semirrígido e por um cabo coaxial flexível, interno ao módulo receptor.

A estrutura de sustentação da antena-fonte é formada pelo módulo transmissor e por um suporte construído com tubos de policloreto de vinila (PVC). O módulo transmissor constitui-se de uma plataforma metálica de apoio com um tubo polimérico fixo. O suporte de tubos de

PVC é encaixado ao tubo polimérico e foi construído especificamente para este trabalho com o intuito de permitir ajustes na altura da antena. A antena é fixada a um conector coaxial do tipo SMA 3,5 mm que fica na extremidade de um cabo coaxial flexível que passa pelo referido suporte. Esse cabo é conectado a um cabo coaxial flexível, interno ao módulo transmissor, e transmite os sinais de alimentação do gerador de sinais de RF à antena.

– *Antenas de referência*

Antenas *patch* de microfita com *patch* retangular foram empregadas nas medições como antenas de referência de polarização linear. A Figura 115 ilustra a configuração empregada para essas antenas juntamente com os sistemas de coordenadas cartesiano **xyz** e esférico **rθϕ** adotados para as definições de posicionamentos e de dimensões geométricas. Para permitir uma melhor visualização das camadas, o substrato é apresentado em forma transparente.

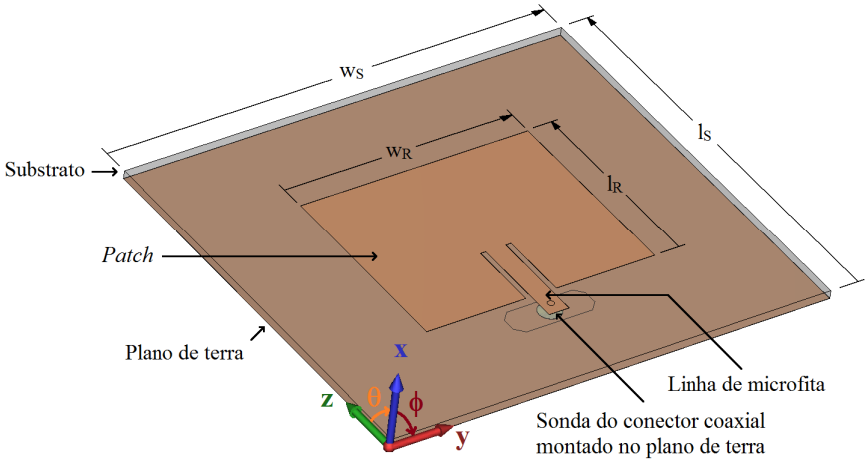


Figura 115 – Antena de referência.

Para cada frequência de medição, um par de antenas de referência idênticas foi projetado, construído e caracterizado.

O projeto das tais antenas foi baseado em equações de projeto tradicionais[3] e auxiliado por simulação eletromagnética computacional. As antenas de referência foram construídas e submetidas a medições de perda de retorno no LME-EPUSP, empregando os mesmos procedimentos, técnicas, ferramentas, equipamentos e instrumentos de medida utilizados para os protótipos construídos neste trabalho. Os ganhos máximos das antenas de referência foram medidos dentro da câmara anecoica do IPT, seguindo procedimentos descritos mais adiante.

A Tabela 17 relaciona os principais parâmetros geométricos e os valores medidos de perda de retorno das antenas de referência.

Tabela 17 – Principais parâmetros geométricos e valores medidos de perda de retorno das antenas de referência

Par de antenas	Frequência central (MHz)	Substrato				Patch		Perda de retorno medida na frequência central	
		ε_r	**h** (mm)	$\mathbf{w_S}$ (mm)	$\mathbf{l_S}$ (mm)	$\mathbf{w_R}$ (mm)	$\mathbf{l_R}$ (mm)	Antena 1 (dB)	Antena 2 (dB)
1	915	1,96†	2,54	228,0	140,0	134,8	115,2	19,62	30,78
2	1.900	3,00‡	1,52	95,8	84,8	55,8	45,6	24,07	28,12
3	2.450	3,00‡	1,52	83,3	74,6	43,3	35,2	22,14	33,66
4	5.800	1,96†	0,76	41,3	38,0	21,3	18,0	23,30	27,45

† Substrato RT/duroid® 5880LZ – Rogers Corporation
‡ Substrato RO3730™ – Rogers Corporation

– Procedimentos de medição e cálculos

As medições de diagrama de radiação e de ganhos máximos foram realizadas de acordo com critérios e com procedimentos recomendados pelo IEEE[60].

Inicialmente, os ganhos máximos das antenas de referência foram medidos empregando a mesma montagem, equipamentos e instrumentos de medida apresentados anteriormente para as medições dos protótipos.

Cada par de antenas de referência foi medido utilizando uma de suas antenas como antena em teste e outra como antena-fonte. As duas antenas foram dispostas à mesma altura ($\mathbf{h_r} = \mathbf{h_t}$), uma de frente para outra, e alinhadas de forma que a direção de máximo ganho (perpendicular ao substrato) de uma apontasse para o centro de outra. Adicionalmente, as antenas foram orientadas de modo que as direções de suas polarizações (lineares com direções perpendiculares às arestas de maior comprimento dos *patches*) fossem coincidentes.

Os posicionamentos das antenas nas medições de ganhos máximos foram definidos por meio da aplicação dos critérios recomendados pelo IEEE[60] para projeto de campos de antenas, considerando campo de espaço livre realizado por câmara anecoica. Tendo em vista esses critérios, a distância **r** entre antena em teste e antena-fonte deve obedecer a

$$\mathbf{r} \geq 10 \cdot \boldsymbol{\lambda_0} = 10 \cdot \frac{\mathbf{c}}{\mathbf{f_m}} \tag{16}$$

onde $\mathbf{f_m}$ é a frequência de medição. Com o intuito de minimizar a perda de espaço livre e de evitar que o medidor de potência recebesse sinais com potência abaixo de sua sensibilidade mínima, foi adotado para **r** seu valor mínimo de $10 \cdot \boldsymbol{\lambda_0}$.

Ainda de acordo com orientações fornecidas pelo IEEE, para que haja bom desempenho de absorção nos absorvedores de micro-ondas que revestem as superfícies internas da câmara, os campos eletromagnéticos radiados devem incidir nestas com ângulos inferiores ou iguais a 60º, medidos a partir das direções normais às referidas superfícies. A adoção desse critério para a primeira reflexão no solo da câmara que atinge a antena em teste resultou em

$$\mathbf{h_r} = \mathbf{h_t} \geq \frac{\mathbf{r}}{2 \cdot \mathrm{tg}(60°)} \approx \frac{\mathbf{r}}{3{,}46} \tag{17}$$

Para facilitar a manipulação das antenas em suas tarefas de alinhamento e de conexão, optou-se por adotar para $\mathbf{h_r}$ e para $\mathbf{h_t}$ o valor de 1,5 m, o qual satisfaz a eq. (17) para todos os valores de **r** utilizados nas medições das antenas de referência. Além disso, as antenas foram posicionadas na região central da câmara de forma que o critério mencionado fosse atendido para todos os absorvedores que revestem suas superfícies internas.

Os valores utilizados para os parâmetros **r**, $\mathbf{h_r}$ e $\mathbf{h_t}$, que dependem apenas da frequência de medição, são relacionados na Tabela 18.

Tabela 18 – Parâmetros de posicionamento de antenas para as medições de diagrama de radiação

$\mathbf{f_m}$ (MHz)	**r** (m)	$\mathbf{h_r}$ (m)	$\mathbf{h_t}$ (m)
915	3,28	1,50	1,50
1.900	1,58	1,50	1,50
2.450	1,22	1,50	1,50
5.800	0,52	1,50	1,50

O gerador de sinais foi configurado para gerar um sinal senoidal na frequência de medição do par de antenas a ser medido.

Os valores medidos de ganho máximo da antena em teste e da antena-fonte em decibéis ($\mathbf{G_r}$ e $\mathbf{G_t}$, respectivamente) foram calculados com base na Equação de Transmissão de Friis[3], considerando que ambas as antenas são idênticas e que possuem polarização linear pura:

$$\mathbf{G_r} = \mathbf{G_t} = \frac{1}{2} \cdot \left[\mathbf{P_r} - \left(\mathbf{P_t} + \mathbf{L_C}^{(t)}\right) - \underbrace{10 \cdot \log\left(1 - 10^{\frac{-\mathbf{L_R}^{(t)}}{10}}\right)}_{\substack{\text{Descasamento de} \\ \text{impedância na} \\ \text{antena–fonte}}} - \underbrace{20 \cdot \log\left(\frac{\lambda_0}{4 \cdot \pi \cdot \mathbf{r}}\right)}_{\substack{\text{Perda de} \\ \text{espaço livre}}} - \underbrace{10 \cdot \log\left(1 - 10^{\frac{-\mathbf{L_R}^{(r)}}{10}}\right)}_{\substack{\text{Descasamento de} \\ \text{impedância na} \\ \text{antena em teste}}} - \mathbf{L_C}^{(r)} \right] \tag{18}$$

Na eq. (18), $\mathbf{P_r}$ e $\mathbf{P_t}$ são, respectivamente, as potências recebida pelo medidor de potência e transmitida pelo gerador de sinais; $\mathbf{L_C}^{(r)}$ e $\mathbf{L_C}^{(t)}$ são, respectivamente, as perdas dos cabos coaxiais da antena em teste e da antena-fonte; $\mathbf{L_R}^{(r)}$ e $\mathbf{L_R}^{(t)}$ são, respectivamente, as perdas de re-

torno da antena em teste e da antena-fonte. Os valores de potências e de perdas são dados, respectivamente, em decibéis-miliwatt e em decibéis.

Os valores de perda de retorno das antenas já foram mostrados anteriormente na Tabela 17. A Tabela 19 apresenta os níveis de potência de transmissão empregados, bem como os valores das perdas dos cabos coaxiais utilizados, que foram medidos com o analisador de redes vetorial 8722D.

Tabela 19 – Potências de transmissão e perdas dos cabos coaxiais nas medições de diagrama de radiação

$\mathbf{f_m}$ (MHz)	$\mathbf{P_t + L_C^{(t)}}$ (dBm)		$\mathbf{L_C^{(r)}}$ (dB)
	Medições das antenas de referência	Medições dos protótipos	
915	5	10	-0,953
1.900	5	10	-1,487
2.450	5	10	-1,805
5.800	5	10	-3,316

Os resultados das medições das antenas de referência são dispostos na Tabela 20.

Tabela 20 – Ganhos máximos medidos das antenas de referência

Par de antenas	Frequência central (MHz)	Ganho máximo medido na frequência central (dB)
1	915	7,19
2	1.900	6,90
3	2.450	7,12
4	5.800	7,71

Após a caracterização das antenas de referência, foram medidos os diagramas de radiação dos protótipos construídos neste trabalho.

O protótipo a ser medido (antena em teste) e uma antena do par de antenas de referência projetado para a frequência do diagrama a ser medido (antena-fonte) foram dispostos à mesma altura ($\mathbf{h_r} = \mathbf{h_t}$) na configuração já mostrada na Figura 112. A antena em teste foi orientada de acordo com o eixo de rotação adequado para o plano do diagrama a ser medido. A antena-fonte foi alinhada de forma que sua direção de ganho máximo apontasse para o centro da antena em teste e foi orientada de modo que a direção de sua polarização estivesse de acordo com a polarização do diagrama a ser medido.

A aplicação dos critérios recomendados pelo IEEE para projeto de campos de antenas resultou na mesma expressão dada pela eq. (16). O critério de ângulos de incidência inferiores ou iguais a 60º para os campos eletromagnéticos radiados conduziu à mesma expressão dada pela

eq. (17). Sendo assim, os valores utilizados para os parâmetros **r**, $\mathbf{h_r}$ e $\mathbf{h_t}$ foram os mesmos adotados nas medições das antenas de referência (vide Tabela 18).

O gerador de sinais foi configurado para gerar um sinal senoidal na frequência do diagrama a ser medido.

Para a obtenção do diagrama de radiação desejado, a antena em teste foi submetida a uma rotação completa de 360º, e seus ganhos em polarização linear na direção estabelecida foram medidos em passos de 5º. Os valores medidos de ganho foram calculados com base na Equação de Transmissão de Friis, considerando que a antena-fonte possui polarização linear pura:

$$\mathbf{G_r} = \mathbf{P_r} - \left(\mathbf{P_t} + \mathbf{L_C}^{(t)}\right) - \underbrace{10 \cdot \log\left(1 - 10^{\frac{-L_R^{(t)}}{10}}\right)}_{\substack{\text{Descasamento de} \\ \text{impedância na} \\ \text{antena–fonte}}} - \mathbf{G_t} - \underbrace{20 \cdot \log\left(\frac{\lambda_0}{4 \cdot \pi \cdot r}\right)}_{\substack{\text{Perda de} \\ \text{espaço livre}}} - \underbrace{10 \cdot \log\left(1 - 10^{\frac{-L_R^{(r)}}{10}}\right)}_{\substack{\text{Descasamento de} \\ \text{impedância na} \\ \text{antena em teste}}} - \mathbf{L_C}^{(r)} \qquad (19)$$

Os valores de perda de retorno e de ganho máximo das antenas-fontes já foram mostrados anteriormente na Tabela 17 e na Tabela 20, respectivamente. Os níveis de potência de transmissão empregados e os valores das perdas dos cabos coaxiais utilizados também já foram mostrados e encontram-se na Tabela 19.

O conjunto de procedimentos apresentado para medir os diagramas de radiação dos protótipos foi executado diversas vezes para a obtenção de todos os diagramas necessários: a cada execução do referido conjunto, é gerado um diagrama de radiação de um determinado protótipo, em uma frequência particular, para uma polarização específica, em um plano definido.

APÊNDICE B – ARTIGO PUBLICADO EM PERIÓDICO

SEKO, M. H.; CORRERA, F. S. A Novel Tri-Band Planar Inverted-F Antenna for GSM/DCS/PCS Operation in Mobile Handsets. **Microwave and Optical Technology Letters**, Hoboken, v. 55, n. 4, p. 821-825, Apr. 2013.

A NOVEL TRI-BAND PLANAR INVERTED-F ANTENNA FOR GSM/DCS/PCS OPERATION IN MOBILE HANDSETS

Murilo Hiroaki Seko and Fatima Salete Correra
Department of Electronic Systems Engineering, Polytechnic School, University of São Paulo, P.O. Box 61548, São Paulo 05508-970, São Paulo, Brazil; Corresponding author: mhseko@lme.usp.br

Received 15 July 2012

ABSTRACT: *In this article, a novel mobile handset planar inverted-F antenna (PIFA) for tri-band operation in GSM, DCS, and PCS bands is presented. This PIFA comprises a rectangular folded planar radiator, which has a J-shaped slot, suspended above a partially grounded substrate. In this antenna, two resonant modes are excited and originate a lower band for GSM and an upper band for DCS and PCS. The influence of several geometrical parameters of the antenna on its performance was investigated to achieve an optimal design. The fabricated prototype of the proposed PIFA has overall dimensions of 45 × 90 × 6.6 mm^3. The measured 10 dB return loss bands of the antenna are 880–892 MHz and 1658–2079 MHz.* © 2012 Wiley Periodicals, Inc. Microwave Opt Technol Lett 55:821–825, 2013; View this article online at wileyonlinelibrary.com. DOI: 10.1002/mop.27441

Key words: *mobile handset antennas; multiband antennas; planar inverted-F antennas*

1. INTRODUCTION

Recently, the rapid technological progress of telecommunications and microelectronics has brought users a growing variety of applications. The expansion of wireless communications networks and the increasing offer of new, cheaper devices and services have resulted in a growth in the number of users. Particularly, mobile phones have experienced in recent years great popularization worldwide.

Because of their small volume, thin profile, light weight and ease of fabrication, PIFAs (planar inverted-F antennas) have been shown to be a promising alternative to meet the requirements for mobile handset antennas [1, 2]. Access to multiple services requires also antennas with multiband operation, which has been demonstrated for PIFAs by several papers in the literature [1–4].

However, size limitation of mobile handsets makes it difficult to design antennas with good radiation performance and impedance matching over a number of operation bands. This usually leads to antennas with narrow bandwidths and rather low return loss levels [5]. Thus, mobile handset antennas are often designed to have a minimum return loss level of 6 dB (VSWR = 3:1) in their operation bands, which can be considered low when compared to other applications [5]. Better antenna return loss levels would improve the overall performance of a system since the reflected power level in transmission and reception is reduced.

In view of this, this article introduces a novel compact mobile handset PIFA with 10 dB return loss bands for tri-band operation in GSM (890–960 MHz), DCS (1710–1880 MHz) and PCS (1850–1990 MHz) bands. The configuration and the design of this antenna are described and experimental results are discussed.

2. *Antenna Configuration*

Figure 1(a) shows the geometry of the proposed antenna configuration. The antenna radiator consists of a suspended folded rectangular patch with a J-shaped slot. The top portion of the radiator is folded in order to reduce the overall dimensions of the antenna. The radiator is connected to a 50 Ω microstrip line and a ground plane by a feeding and a shorting strip, respectively. These strips consist of two folded extensions to the radiator and provide also mechanical support to it. The radiator and the strips are made of a 0.2 mm thick copper plate ($\sigma = 5.8 \cdot 10^7$ S/m). The ground plane and the microstrip line are printed on a 1.6 mm thick FR4 substrate ($\varepsilon_r \approx 4.2$) with both sides coated with a 17 μm thick copper layer. The mobile handset system circuit can be fabricated on the front side of the substrate. The ground plane covers partially the back side of the substrate leaving a no-ground portion near its top edge. The radiator is mounted above this no-ground portion on the front side of the substrate. An air gap separates the radiator from the substrate. The antenna is fed through a 3.5 mm SMA coaxial connector mounted on the back side of the substrate and connected to the microstrip line by a coaxial probe.

Two resonant modes are excited in this antenna to produce the required operation bands. The J-shaped slot cut on the radiator is intended to divert the current flow producing a new resonant path, as shown in Figure 1(b), which is longer than that exhibited by a traditional rectangular radiator. This results in a smaller radiator for the same resonant frequency. A lower band for GSM is generated by a lower-order resonant mode in the new resonant path. An upper band for DCS and PCS is generated by a higher-order resonant mode in this same path.

Based on the traditional rectangular PIFA [6], the length l of the new resonant path can be determined approximately by

$$l \approx \frac{c}{4f_0} = \frac{\lambda_0}{4}$$

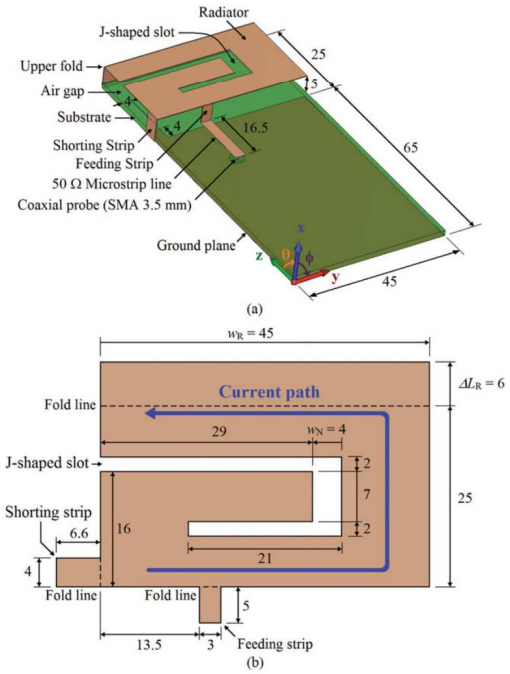


Figure 1 Geometry of the proposed antenna configuration: (a) perspective view of the entire antenna and (b) front view of the radiator. Dimensions are given in millimeters. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

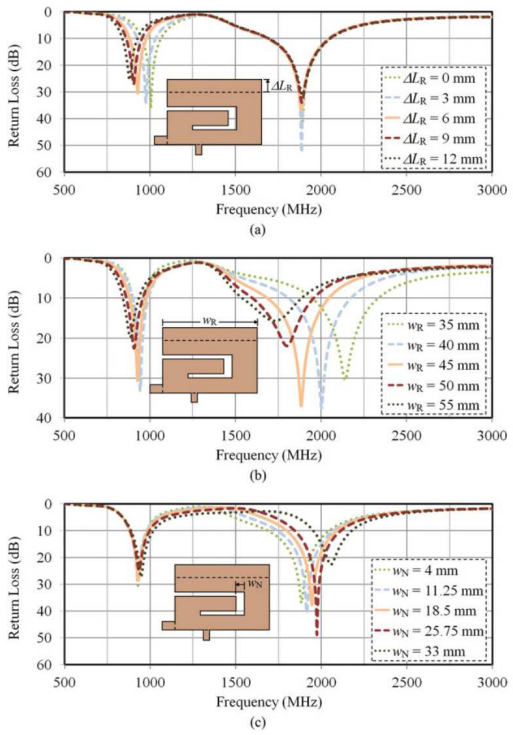


Figure 2 Simulated return loss of the antenna configuration as a function of (a) ΔL, (b) w_R and (c) w_N. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

where c is the speed of light in vacuum, f_0 is the resonant frequency of the lower-order resonant mode, and λ_0 is the wavelength at f_0.

3. ANTENNA DESIGN: ANALYSIS AND OPTIMIZATION

The antenna configuration was analyzed and optimized using computer simulation. The programs CST Microwave Studio, from CST Studio Suite [7], and Momentum, from Advanced Design System [8], were used to model and simulate the antenna. All simulation results presented in this article were obtained with CST Microwave Studio, except the simulated surface current distributions, which resulted from Momentum simulations.

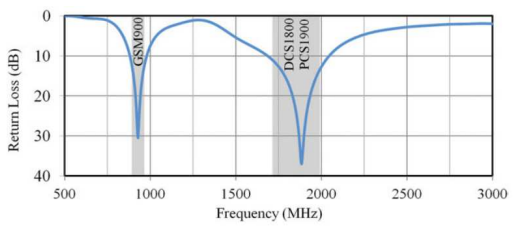


Figure 3 Simulated return loss of the optimized antenna configuration. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

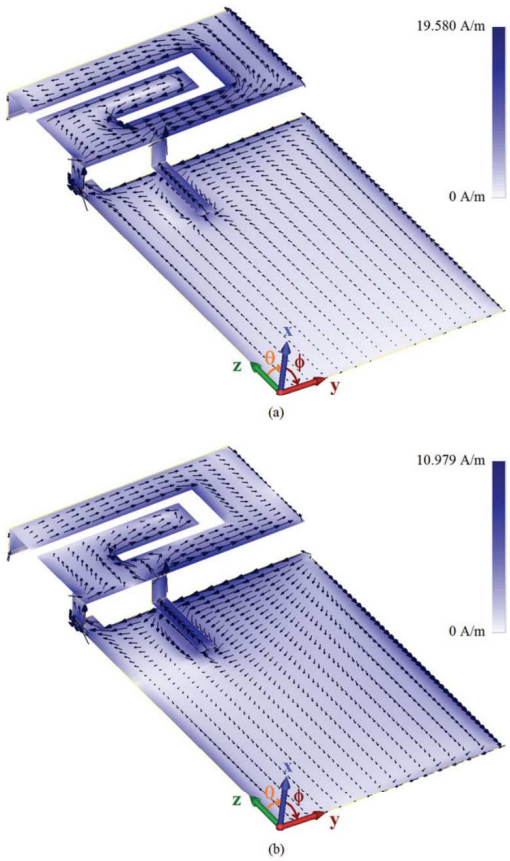


Figure 4 Simulated surface current distributions at (a) 915 and (b) 1900 MHz for the optimized antenna configuration. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

In order to study the characteristics of the antenna, simulations were performed to analyze its surface current distributions, return loss characteristics and radiation patterns. Also, the influence of several geometrical parameters of the antenna on its performance was examined. Figure 2 shows the simulated return loss of the antenna configuration as a function of three different geometrical parameters: the radiator's folded portion length ΔL (varied from 0 to 12 mm), the radiator width w_R (varied from 35 to 55 mm) and the central slot width w_N (varied from 4 to 33 mm). Other dimensions were kept the same as given in Figure 1.

The simulated return loss curves indicate that the center frequencies of the lower and the upper bands can be tuned

TABLE 1 Simulated Maximum Gains of the Optimized Antenna Configuration

	Gain (dB)			
	x–y plane		z–x plane	
Frequency (MHz)	G_θ	G_ϕ	G_θ	G_ϕ
915	1.7	−18	1.7	−19
1900	2.2	−7.1	1.7	−1.0

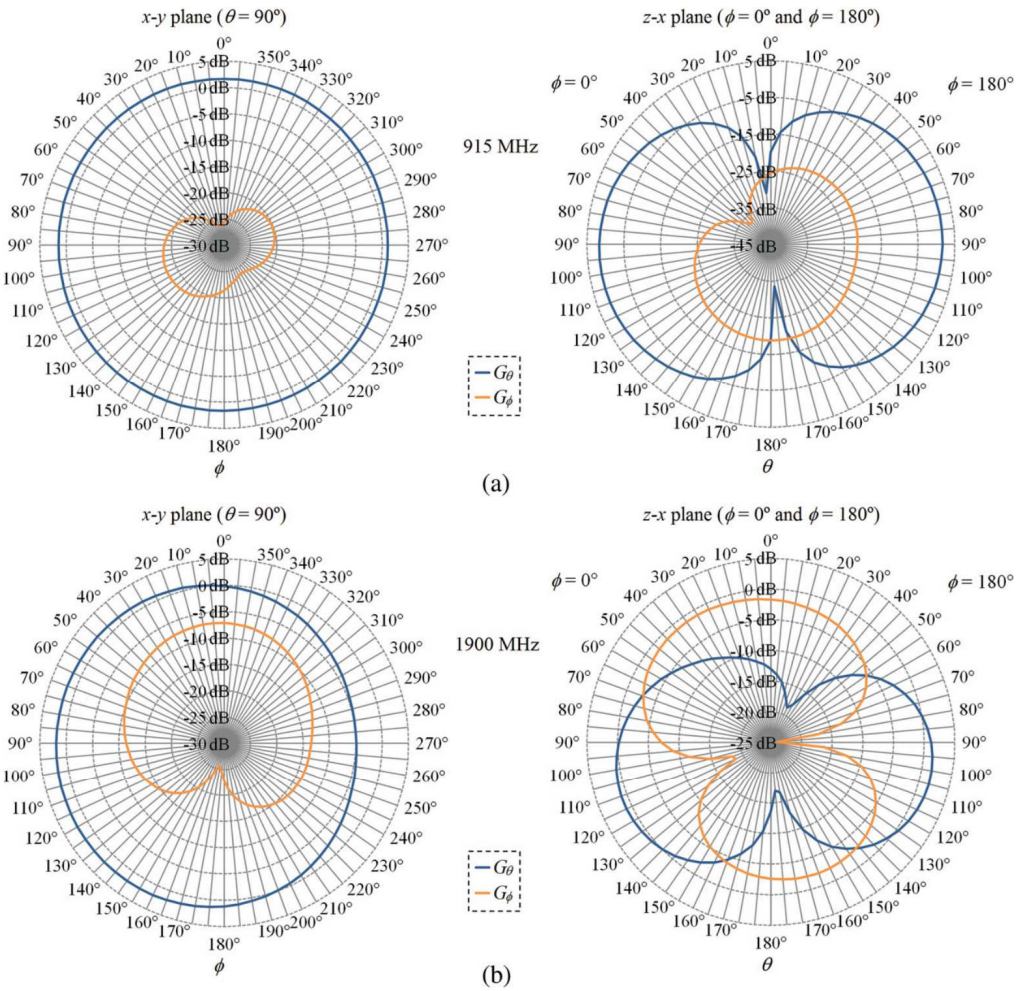


Figure 5 Simulated radiation patterns of the optimized antenna configuration at (a) 915 and (b) 1900 MHz. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

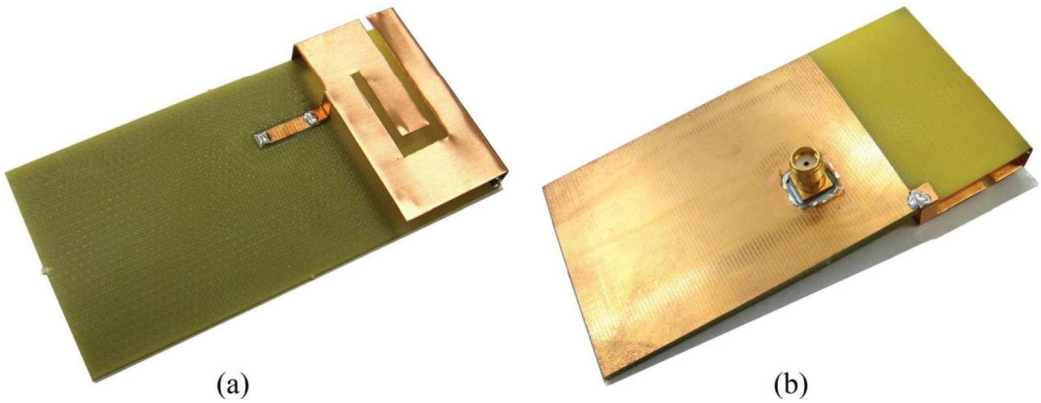


Figure 6 Fabricated antenna prototype: (a) front and (b) back view. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

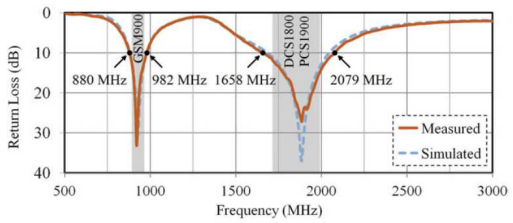


Figure 7 Measured and simulated antenna return loss. [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

individually by adjusting ΔL and w_N, respectively. Also, w_R can be adjusted for obtaining larger shifts in the upper band center frequency without substantial variation in the lower band one. The 10 dB return loss bandwidths are not significantly affected by the variation of the three geometrical parameters considered.

Based on this analysis, the antenna dimensions were then optimized to meet the band specifications required for GSM, DCS, and PCS. Final dimensions of the optimized antenna configuration are given in Figure 1. Its overall dimensions were 45 × 90 × 6.6 mm^3, which are reasonable for common mobile handsets. The simulated return loss of the optimized antenna configuration is presented in Figure 3. As can be seen in this figure, all the three specified bands are covered.

Figure 4 shows the simulated surface current distributions at 915 and 1900 MHz for the optimized antenna configuration. The

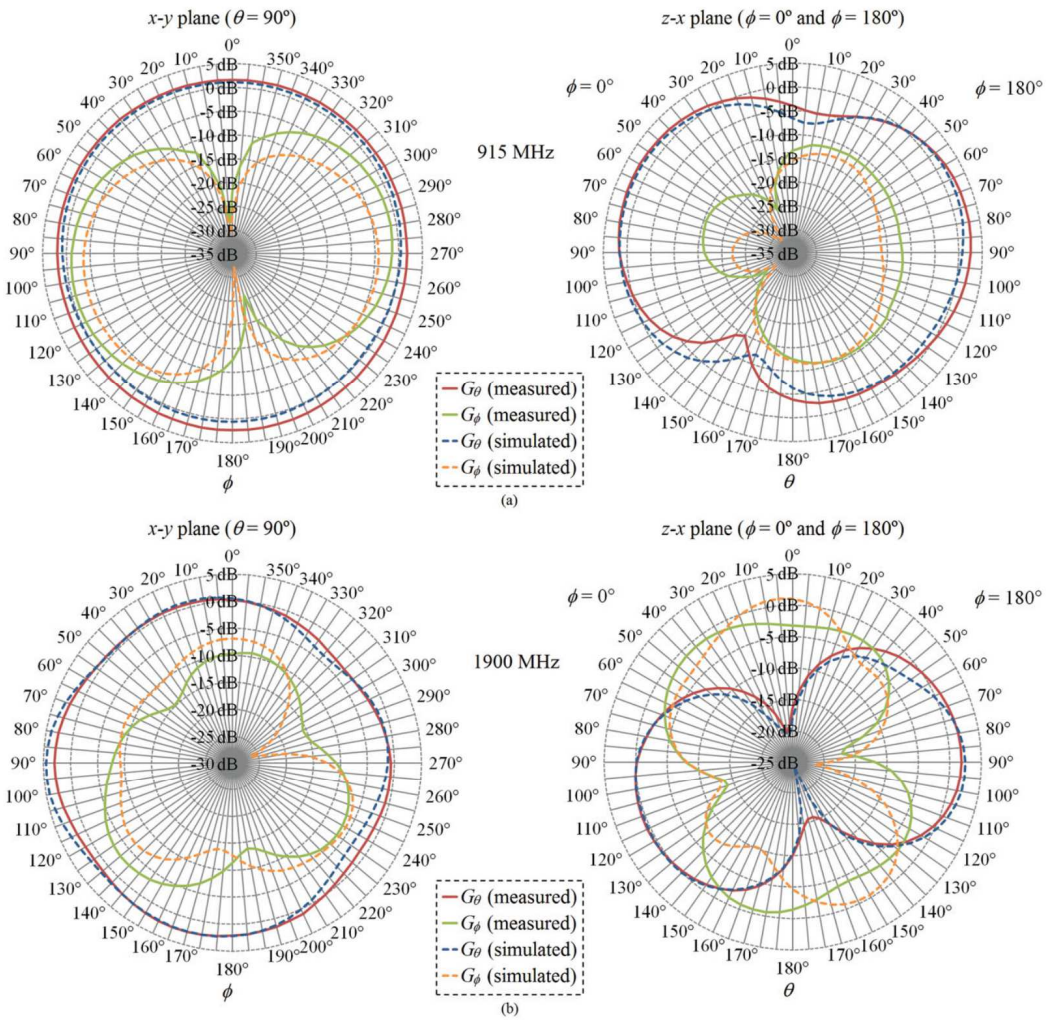


Figure 8 Measured and simulated antenna radiation patterns at (a) 915 MHz and (b) 1900 MHz (the antenna test fixture was considered in simulations). [Color figure can be viewed in the online issue, which is available at wileyonlinelibrary.com]

TABLE 2 Measured and Simulated Maximum Gains of the Optimized Antenna Configuration (the Antenna Test Fixture Was Considered in Simulations)

Frequency (MHz)	Gain (dB)							
	x–y plane				z–x plane			
	Meas.G_θ	Sim.G_θ	Meas.G_ϕ	Sim. G_ϕ	Meas. G_θ	Sim. G_θ	Meas. G_ϕ	Sim. G_ϕ
915	2.4	1.4	−0.8	−3.4	2.7	1.9	−11	−11
1900	3.0	4.6	−2.9	−5.8	1.9	2.5	−0.6	1.1

surface current distributions of the lower- and the higher-order resonant modes at the current path showed in Figure 1(b) can be seen in Figures 4(a) and (b), respectively.

The simulated radiation patterns of the optimized antenna configuration at 915 and 1900 MHz are presented in Figure 5. An omnidirectional radiation pattern similar to that exhibited by a dipole is observed for linear polarization in the θ direction at 915 MHz. The radiation pattern for linear polarization in the ϕ direction has, in general, gain levels fairly lower than those obtained from the radiation pattern for linear polarization in the θ direction at this same frequency. Compared to the results at 915 MHz, a more directive radiation pattern is observed for linear polarization in the θ direction at 1900 MHz and, in general, a radiation pattern with higher gain levels is observed for linear polarization in the ϕ direction at 1900 MHz. Simulation results for antenna maximum gains are summarized in Table 1.

4. EXPERIMENTAL RESULTS

A prototype of the optimized antenna configuration was fabricated using micro-milling technology, to define the metal layers printed on the substrate, and hand cutting tools, to build the radiator. Figure 6 presents photographs of both sides of the fabricated antenna prototype.

The measured return loss of this prototype is shown in Figure 7 with the simulated return loss of the optimized antenna configuration. Both results are in very good agreement with each other. The experimental 10 dB return loss bands are 880–982 MHz and 1658–2079 MHz, covering GSM, DCS and PCS bands.

Radiation patterns of the fabricated prototype were measured in an anechoic chamber. By analyzing the measured data, it was noticed that radiation patterns with low gain levels predicted by simulations were apparently affected by signal reflections from the antenna test fixture. To account for this effect and provide a more appropriate comparison between experimental and simulation results, the test fixture was modeled and simulated with the antenna. Figure 8 presents radiation patterns at 915 and 1900 MHz from measurements and simulations considering the test fixture. Table 2 summarizes antenna maximum gains obtained experimentally and from antenna simulations including the test fixture model. It can be seen from Figure 8 that both experimental and simulation results are in good agreement, which validates the computational model used to represent the antenna and the test fixture. This also suggests that the radiation patterns of the fabricated prototype without the test fixture should be similar to those shown in Figure 5.

5. CONCLUSION

A novel mobile handset PIFA for tri-band operation in GSM, DCS, and PCS bands has been developed. In this antenna, two resonant modes are excited and generate a lower band for GSM and an upper band for DCS and PCS. The proposed antenna configuration was analyzed and optimized to achieve the required design specifications. The analysis of this antenna showed that the center frequencies of the lower and the upper bands can be tuned individually by adjusting a few of its geometrical parameters, which provides good design flexibility to the antenna. A prototype of the proposed PIFA was fabricated and measured. Overall dimensions of the fabricated prototype were 45 × 90 × 6.6 mm^3 and its measured 10 dB return loss bands were 880–892 MHz and 1658–2079 MHz. These results demonstrate the realization of a compact mobile handset antenna which covers GSM, DCS, and PCS bands with return loss levels better than 10 dB. Both experimental and simulation results are in good agreement.

ACKNOWLEDGMENTS

This work was supported by National Council for Scientific and Technological Development – Brazil (CNPq). The authors also gratefully thank Institute for Technological Research – São Paulo, Brazil (IPT) for providing the anechoic chamber used in the measurements of the antenna.

REFERENCES

1. D. Qi, B. Li, and H. Liu, Compact triple-band planar inverted-F antenna for mobile handsets, Microwave Opt Technol Lett 41 (2004), 483–486.
2. F.-R. Hsiao and K.-L. Wong, Compact planar inverted-F patch antenna for triple-frequency operation, Microwave Opt Technol Lett 33 (2002), 459–462.
3. C.R. Rowell and R.D. Murch, A compact PIFA suitable for dual-frequency 900/1800-MHz operation. IEEE Trans Antennas Propag 46 (1998), 596–598.
4. S.-H. Yeh, K.-L. Wong, T.-W. Chiou, and S.-T. Fang, Dual-band planar inverted F antenna for GSM/DCS mobile phones. IEEE Trans Antennas Propag 51 (2003), 1124–1126.
5. D.A. Sanchez-Hernandez, Multiband integrated antennas for 4G terminals, Artech House, Norwood, 2008.
6. R. Waterhouse, Printed antennas for wireless communications, John Wiley & Sons, Chichester, 2007.
7. CST Studio Suite 2010, CST Computer Simulation Technology AG, Darmstadt, 2010.
8. Advanced Design System 2009, Agilent Technologies Inc., Palo Alto, 2010.

© 2012 Wiley Periodicals, Inc.