



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO  
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO E  
AUTOMAÇÃO

ANAMARIA SENA MAIA

**ESTUDO DO COMPORTAMENTO DOS PARÂMETROS DE ANTENAS DE  
MICROFITA UTILIZANDO DIFERENTES CONFIGURAÇÕES DE ARRANJOS DE  
ESTRUTURAS EBG/PBG**

MOSSORÓ

2016

ANAMARIA SENA MAIA

**ESTUDO DO COMPORTAMENTO DOS PARÂMETROS DE ANTENAS DE  
MICROFITAS UTILIZANDO DIFERENTES CONFIGURAÇÕES DE ARRANJOS DE  
ESTRUTURAS EBG/PBG**

Dissertação de mestrado acadêmico apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para a obtenção do título de Mestre em Sistemas de Comunicação e Automação.

Orientador: Humberto Dionísio de Andrade,  
Prof. Dr. - UFRSA

Co-orientador: Humberto César Chaves  
Fernandes, Prof. Dr.- UFRN

MOSSORÓ

2016

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei n° 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei n° 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

M217e Maia, Anamaria Sena.  
Estudo do comportamento dos parâmetros de antenas de microfita utilizando diferentes configurações de arranjos de estruturas EBG/PBG. / Anamaria Sena Maia. - 2016.  
169 f. : il.

Orientador: Humberto Dionísio de Andrade.  
Coorientador: Humberto César Chaves Fernandes .  
Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal Rural do Semi-árido, Programa de Pós-graduação em Sistemas de Comunicação e Automação, 2016.

1. Antenas de Microfita. 2. Estruturas EBG/PBG.  
3. Largura de Banda. I. de Andrade, Humberto Dionísio, orient. II. Fernandes, Humberto César Chaves, co-orient. III. Título.

O serviço de Geração Automática de Ficha Catalográfica para Trabalhos de Conclusão de Curso (TCC's) foi desenvolvido pelo Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação da Universidade de São Paulo (USP) e gentilmente cedido para o Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (SISBI-UFERSA), sendo customizado pela Superintendência de Tecnologia da Informação e Comunicação (SUTIC) sob orientação dos bibliotecários da instituição para ser adaptado às necessidades dos alunos dos Cursos de Graduação e Programas de Pós-Graduação da Universidade.

ANAMARIA SENA MAIA

**ESTUDO DO COMPORTAMENTO DOS PARÂMETROS DE ANTENAS DE  
MICROFITA UTILIZANDO DIFERENTES CONFIGURAÇÕES DE ARRANJOS DE  
ESTRUTURAS EBG/PBG**

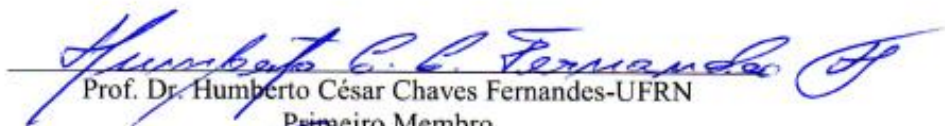
Dissertação de mestrado do Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para a obtenção do título de Mestre em Sistemas de Comunicação e Automação.

APROVADA EM: 19 / 05 / 2016.

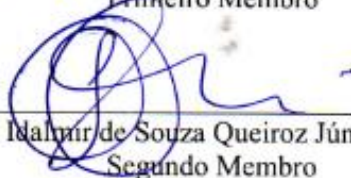
BANCA EXAMINADORA



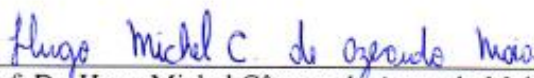
Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade – UFERSA  
Presidente



Prof. Dr. Humberto César Chaves Fernandes-UFRN  
Primeiro Membro



Prof. Dr. Idalmar de Souza Queiroz Júnior – UFERSA  
Segundo Membro



Prof. Dr. Hugo Michel Câmara de Azevedo Maia – UFERSA  
Terceiro Membro

Mossoró, 19 de maio de 2016

## **DEDICATÓRIA**

Aos meus avós Raimundo Sena (in memorian), Maria José Sena (in memorian), Francisco de Assis Maia (in memorian) e Maria dos Prazeres Maia (in memorian), que tanto me ensinaram em vida, e que continuam me iluminando de onde estiverem, eternas saudades e agradecimentos.

Á Zildete Sena Maia, minha mãe, Eider de Oliveira Maia, meu pai, e aos meus irmãos Adilino Sena e Euder Sena, que sempre me acompanharam e me apoiaram em todos os momentos.

## **AGRADECIMENTOS**

A Deus, que me concedeu o dom da vida, e com o seu infinito amor me guia diariamente nesta caminhada rumo a realização deste sonho.

Aos meus pais, razões do meu viver, Eider de Oliveira Maia e Zildete Sena Maia. Agradeço pelo amor eterno, por todos os ensinamentos, e apoio nas minhas escolhas e principalmente por dedicar todos os seus esforços diários de trabalho para a realização desse meu sonho.

Aos meus irmãos, meus tesouros, Adilino Sena e Euder Sena, agradeço, pelos momentos de paciência, amor, carinho, e por abdicarem muitas vezes de afazeres seus para realizar desejos meus.

Ao orientador e amigo Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade, pela confiança, dedicação, por todo o conhecimento adquirido e principalmente pela paciência. Levarei para sempre cada frase de incentivo.

Ao coorientador o Prof. Dr. Titular Humberto César Chaves Fernandes, pelo incentivo como coorientador.

Ao Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz Júnior por todo incentivo. Suas contribuições foram essenciais no desenvolvimento desse trabalho, para sempre levarei os seus ensinamentos.

Ao Prof. Dr Hugo Michel Câmara de Azevedo Maia, pela disponibilidade a fazer parte da banca examinadora, assim como dar suas contribuições.

Aos Professores do PPGSCA, especialmente a Prof Dra. Maria das Graças Dias da Silva.

À Jonathan Paulo Pinheiro Pereira pelo auxílio no decorrer deste trabalho.

Ao Professor Dr. Antônio Sergio Bezerra Sombra do departamento de Física da Universidade Federal do Ceará UFC, pela parceria e auxílio no desenvolvimento do trabalho.

Aos meus amigos e colegas do PPGSCA, Isaac Barros, Samanta Holanda, Arimateia Magno, Jonas Rodrigo, Juan Rafael, Edpo Rodrigues, Diego Pires, Flavia Dantas, Gregory Luid, Marks Cruz, Allyson Figueira, Felipe Bezerra, Cassio Falcão, Isau Balbino, Daniel Carlos, Alexandre. Obrigado por todo apoio e incentivo.

Aos meus Familiares que sempre a mim dedicaram em todos os momentos.

À todos os meus amigos que sempre me apoiam, e mesmo na distância se fizeram presentes Jessica Dayane, Laynara Santiago, Sarah Santos, Mayhakson Mayharison, Lucas Guimaraes, Emerson Oliveira, Monaline Gleica, Emanuel Jackson, Darcia Felicia, Alyson

Parlinelly, Sergio Costa, Wilismar Felipe, Alinaldo Gomes, Paula Cristina, Rafaela Santos, todos vocês foram essenciais para o desenvolvimento deste trabalho, pois foram os meus pilares nos momentos difíceis.

Aos meus irmãos escoteiros do 39º GEDNEP em especial a Geraldo Júnior, Wellington Cristino, João Evangelista, Victor Hiago, Bruno Roberto e toda minha chefia, pela paciência e compreensão e, principalmente, pelos momentos de descontração dando-me força e motivação para a conclusão deste trabalho.

Às instituições UFERSA, UFRN, IFRN e UFC pelas estruturas disponibilizadas para realização do trabalho, assim como a CAPES pelo auxílio financeiro.

## EPÍGRAFE

Creio que Deus nos colocou nesta vida para sermos felizes. (Robert Stephenson Smyth Baden Powell)



## RESUMO

Os sistemas de comunicação assumiram papéis fundamentais para o desenvolvimento, social, econômico e cultural na sociedade. A cada momento, surgem novas tecnologias procurando oferecer o acesso mais rápido, fácil e confiável aos diversos serviços de comunicações. Nesse contexto, as antenas de microfita se destacam por possuírem características como, tamanho compacto e custo reduzido. No entanto, apresentam algumas limitações relacionadas a largura de banda estreita e ganho reduzido. Um avanço significativo para minimizar essas perdas, proveio com a utilização de estruturas de bandas proibidas (*EBG ó Eletromagnetic Band Gap e PBG ó Photonic Band Gap*) nos componentes das antenas. Este trabalho propõe o estudo e análise do comportamento das propriedades de antenas de microfita projetadas com configurações de estruturas EBG/PBG no substrato e no plano de terra. De modo que as estruturas estão arranjadas apenas sob o *patch* e, são desenvolvidas com variações no raio, altura do cilindro e posicionamento no plano de terra. Para a frequência de ressonância de 5,85 GHz, e substratos de diferentes permissividades. Na modelagem computacional foi utilizado o software ANSYS HFSS®, e com a análise dos resultados simulados foram fabricados sete dispositivos, onde através de um analisador de redes vetoriais, foram realizadas as medições dos principais parâmetros. Por fim são comparados os valores simulados e medidos, de modo que os resultados apresentaram na maioria das configurações uma concordância no padrão de seus gráficos, apesar dos deslocamentos de frequência. Também foi observado que as antenas com as estruturas EBG/PBG apresentaram comportamento de multibandas, possibilitando a aplicação em faixas de frequências específicas, assim como, ocorreu um aumento nos valores de ganho total, largura de banda e a redução das correntes de superfície.

**Palavras-Chave:** Antenas de Microfita, Estruturas EBG/PBG, Largura de Banda.

## ABSTRACT

Communication systems it has excelled in the development, social, economic and cultural society. Every time there are new technologies seeking to offer the fastest, easy and reliable access to various communications services. In this context, the microstrip antennas stand out by having compact size and reduced cost. However, it presents some limitations related to narrow bandwidth and low gain. A significant advance to minimize these losses came to the use of structures EBG (Electromagnetic Band Gap) and PBG (Photonic Band Gap) in the components of the antennas. This paper proposes the study and analysis of the behavior of microstrip antennas properties designed with EBG/PBG structures in the substrate and the ground plane. So that the structures are arranged just under the patch and are developed with variations in radius, cylinder height and positioning in the ground plane. For the resonance frequency 5.85 GHz, and substrates of different permittivity. In computer modeling was used ANSYS HFSS® software. After analyzing the simulated results seven devices were built, through a vector network analyzer, the measurements of the main parameters were performed. Ultimately simulation are compared and measured values, so that the results presented in most configurations a concord in the pattern of graphics, although the frequency displacement. Also noted that antennas with the EBG/PBG structures presented multiband, enabling the application specific frequency bands as well as, an increase in the value of total gain, bandwidth and reduction of surface currents.

**Keywords:** Microstrip Antennas, EBG/PBG Structures, Bandwidth.

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Designação das faixas de frequência em Micro-ondas do IEEE.....	32
Tabela 2: Comparação dos métodos de alimentação para antenas de microfita. ....	36
Tabela 3: Materiais usados como substrato.....	68
Tabela 4: Dimensões dos substratos das antenas padrão. ....	68
Tabela 5: Dimensões dos <i>patches</i> das antenas padrão.....	69
Tabela 6: Configurações das antenas com EBG/PBG no substrato para variação no raio do elemento cilíndrico.....	72
Tabela 7: Configurações das antenas com EBG/PBG no substrato para variação na altura dos elementos cilindros com diferentes materiais.....	74
Tabela 8: Configurações das antenas com EBG/PBG no substrato para variação nas alturas dos elementos cilindros com o dobro da altura do substrato.....	75
Tabela 9: Esboço das configurações das antenas com EBG/PBG no plano de terra.....	77
Tabela 10: Resultado das simulações das configurações para antenas padrão. ....	93
Tabela 11: Parâmetros das antenas com variação no raio.....	101
Tabela 12: Parâmetros das antenas com variação nas alturas dos cilindros.....	116
Tabela 13: Parâmetros das antenas com 2h e variação nas alturas dos cilindros.....	120
Tabela 14: Resultado das simulações das configurações para variação no plano de terra. ...	138
Tabela 15: Valores simulados e medidos para as configurações proposta. ....	156
Tabela 16: Resultado das impedâncias obtidos nas Cartas de <i>Smith</i> para as antenas construídas.....	161

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Configuração de uma antena de microfita.....	30
Figura 2: Exemplos de geometrias usadas nos <i>patches</i> das antenas de microfita. ....	31
Figura 3: Antena alimentada por linha de microfita.....	34
Figura 4: Antena alimentada por cabo coaxial. ....	34
Figura 5: Antena alimentada por acoplamento por abertura. ....	35
Figura 6: Antena alimentada por acoplamento por proximidade. ....	36
Figura 7: Circuitos equivalentes para os métodos de alimentação a) Linha de microfita .....	36
Figura 8: Propagação de ondas de superfície em uma antena com <i>patch</i> .....	38
Figura 9: Efeito de franjamento na antena de microfita.....	38
Figura 10: Comprimento físico e efetivo do <i>patch</i> .....	39
Figura 11: Modelo da cavidade ressonante.....	40
Figura 12: Comportamento da antena ao ser alimentada.....	40
Figura 13: Configurações de campo (modos) para <i>patch</i> retangular de microfita. ....	42
Figura 14: Antena alimentada por linha de microfita.....	44
Figura 15: Polarização de uma onda eletromagnética. ....	46
Figura 16: Tipos de polarização das antenas a) Linear b) Elíptica c) Circular. ....	46
Figura 17: Diagrama de radiação a) Broadside b) end-fire.....	48
Figura 18: Diagramas de radiação a) bidimensional forma polar b) bidimensional forma retangular c) tridimensional.....	48
Figura 19: Diagrama de Radiação de antenas de microfita a) Plano de terra infinito b) Plano E e c)Plano H.....	49
Figura 20: Diretividade de uma antena em a) 2D b) 3D.....	50
Figura 21: Representação do parâmetro S.....	53
Figura 22: Gráfico da perda de retorno em função da frequência. ....	55
Figura 23: Efeitos da espessura do substrato e da constante dielétrica na largura de banda e eficiência para substratos diferentes de uma antena. ....	56
Figura 24: Estrutura experimental de Yablonovitch.....	58
Figura 25: Comparação de estrutura sem e com EBG, relacionando o bloqueio das ondas de superfície. ....	58
Figura 26: Estruturas do tipo a) 1-D b) 2-D c) 3-D. ....	59
Figura 27: Células primária, unitária e cristalina.....	60

Figura 28: Formatos dos furos das estruturas EBG/PBG a) Circular b) Quadrado c) Triangular d) Hexagonal.....	61
Figura 29: Geometrias da rede: (a) quadrada, (b) triangular e (c) hexagonal. ....	62
Figura 30: Razão de preenchimento de estruturas EBG. ....	64
Figura 31: Estrutura da antena padrão em vista a) superior b) frontal.....	69
Figura 32: Geometria da estrutura EBG/PBG.....	70
Figura 33: Antena simulada com estrutura EBG/PBGno substrato.....	70
Figura 34: Variação a) no raio dos cilindros b) <i>nopitch</i> das malhas deEBG/PBG.....	71
Figura 35: Antenas modeladas para projeto com a variação nos raios em: a) 0,3 mm.....	72
Figura 36: Variação da profundidade dos cilindros da estrutura EBG/PBG a) 100% b) 75% c) 50% d) 25%.....	73
Figura 37: Variação da profundidade dos cilindros da estrutura EBG/PBG em a) 100%.....	76
Figura 38: Estrutura EBG/PBG a) no substrato e plano de terra (Sub+PT) b) somente no plano de terra (PT).....	77
Figura 39: Fluxograma da metodologia utilizada para o desenvolvimento experimental. ....	79
Figura 40: Dielétricos utilizados para fabricação das antenas com substrato de RT/Duroid 6006 de alturas a) $h= 0,64$ mm b) $h= 1,27$ mm. ....	80
Figura 41: Folha metálica utilizada para construir os <i>patches</i> e planos de terra. ....	80
Figura 42: Brocas utilizadas para perfurar as placas com raio de a) $r=0,3$ mm ..... 81	81
Figura 43: Fresa de prototipagem utilizada na fabricação das antenas..... 82	82
Figura 44: Estruturas perfuradas para variações no raio na: a)Configuração 1 e..... 82	82
Figura 45: Estruturas perfuradas para variações nas alturas na: a) Configuração 1..... 83	83
Figura 46: Estruturas perfuradas para variações nos planos de terra em:a) Configuração 3 e. 83	83
Figura 47: Placas do dielétrico após o corte das antenas em: a) $h=0,64$ mm b) $h=1,27$ mm. .. 84	84
Figura 48: Configurações dos <i>Patches</i> e Planos de terra confeccionados para estruturas com variações em a) Raios b) Alturas c) Plano de terra..... 84	84
Figura 49: Processo de corrosão das estruturas utilizando Percloroeto de Ferro ( $FeCl_3$ )...... 85	85
Figura 50: Estruturas com variação no raio em: a) Configuração 1 e b) Configuração 2..... 85	85
Figura 51: Estruturas básicas para construção das antenas com variação da altura a) com EBG/PBG b) sem EBG/PBG..... 86	86
Figura 52: Antenas com variação no plano de terra: a) Vista superior das Configurações 3 e 4. b) Vista posterior (plano de terra) da Configuração 4. .... 87	87
Figura 53: Estruturas com <i>patches</i> para as variação no raio em: a) Configuração 1 e..... 87	87
Figura 54: Estruturas com <i>patches</i> para variações nas alturas dos cilindros em: ..... 88	88

Figura 55: Estruturas com <i>patches</i> para variação no plano de terra em a) Configuração 3 e ..	88
Figura 56: Conector SMA usados nas antenas. ....	89
Figura 57: Estruturas com conectores para variações no raio na: a) Configuração 1 e .....	89
Figura 58: Estruturas com conectores para variações na altura em: a) Configuração 1 .....	90
Figura 59: Estruturas com conectores para variação no plano de terra em: a) Configuração 3 e b)Configuração 4. ....	90
Figura 60: Perda de retorno em função da frequência para as Configurações 1, 2 e 3, padrão. .....	91
Figura 61: Perda de retorno em função da frequência para as Configurações 4 e 5, padrão. ...	92
Figura 62: Perda de retorno em função da frequência para as Configurações 6 e 7, padrão. ....	92
Figura 63: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para as antenas padrão em: a) Configuração 1 b) Configuração 2 e c) Configuração 3. ....	94
Figura 64: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para as antenas padrão em: a) Configuração 4 e b) Configuração 5. ....	95
Figura 65: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para as antenas padrão em: ....	96
Figura 66: Perdas de retorno em função da frequência para antenas com variação no raio em RT/Duroid 5870. ....	98
Figura 67: Perdas de retorno em função da frequência para antenas com variação no raio em RT/Duroid 5880. ....	98
Figura 68: Perdas de retorno em função da frequência para antenas com variação no raio em FR4. ....	99
Figura 69: Perdas de retorno em função da frequência para antenas com variação no raio em RT/Duroid 6006 h=0,64 mm. ....	99
Figura 70: Perdas de retorno em função da frequência para antenas com variação no raio em RT/Duroid 6006 h=1,27 mm. ....	100
Figura 71: Perdas de retorno em função da frequência para antenas com variação no raio em RT/Duroid 6010 h=1,9 mm. ....	100
Figura 72: Perdas de retorno em função da frequência para antenas com variação no raio em RT/Duroid 6010 h=2,5 mm. ....	101
Figura 73: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para o RT/Duroid 5870 com variação do raio em a) r=0,3 mm b)r=0,6 mm c) r=0,9 mm. ....	103
Figura 74: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para o RT/Duroid 5880 com variação no raio em a) r=0,3 mm b)r=0,6 mm c) r=0,9 mm. ....	104

Figura 75: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para o FR4 com variação no raio em a) $r=0,3$ mm b) $r=0,6$ mm c) $r=0,9$ mm. ....	106
Figura 76: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para o RT/Duroid 6006 com $h=0,64$ mm com variação no raio em a) $r=0,3$ mm b) $r=0,6$ mm c) $r=0,9$ mm. ....	107
Figura 77: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para o RT/Duroid 6006 com $h=1,27$ mm com variação no raio em a) $r=0,3$ mm b) $r=0,6$ mm c) $r=0,9$ mm. ....	108
Figura 78: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para o RT/Duroid 6010 com $h=1,9$ mm com variação no raio em a) $r=0,3$ mm b) $r=0,6$ mm c) $r=0,9$ mm. ....	109
Figura 79: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para o RT/Duroid 6010 com $h=2,5$ mm com variação no raio em a) $r=0,3$ mm b) $r=0,6$ mm c) $r=0,9$ mm. ....	111
Figura 80: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura no substrato de RT/Duroid 5870. ....	112
Figura 81: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura no substrato de RT/Duroid 5880. ....	112
Figura 82: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura no substrato de FR4. ....	113
Figura 83: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura em substrato de RT/Duroid 6006 com $h=0,64$ mm. ....	113
Figura 84: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura em substrato de RT/Duroid 6006 com $h=1,27$ mm. ....	114
Figura 85: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura em substrato de RT/Duroid 6010 $h=1,9$ mm. ....	114
Figura 86: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura em RT/Duroid 6010 com $h=2,5$ mm. ....	115
Figura 87: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura para o substrato de RT/Duroid 6006 com $2h=1,28$ mm. ....	117
Figura 88: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura para substrato de RT/Duroid 6006 com $2h=2,54$ mm. ....	118
Figura 89: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura para o substrato de RT/Duroid 6010 com $2h=3,8$ mm. ....	118
Figura 90: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura para o substrato de RT/Duroid 6010 com $2h=5,0$ mm. ....	119
Figura 91: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para substrato de RT/Duroid 5870 para variação na altura em a) 75% b) 50% c) 25%. ....	121

Figura 92: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para substrato de RT/Duroid 5880 para variação na altura em a) 75% b) 50% c) 25%. .....	122
Figura 93: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para o substrato de FR4 para variação na altura em a) 75% b) 50% c) 25%. .....	123
Figura 94: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para o substrato de RT/Duroid 6006 com $h=0,64$ mm para variação na altura em a) 75% b) 50% c) 25%. .....	124
Figura 95: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para substrato de RT/Duroid 6006 com $h=1,27$ mm para variação na altura em a) 75% b) 50% c) 25%. .....	125
Figura 96: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para substrato de RT/Duroid 6010 com $h=1,9$ mm para variação na altura em a) 75% b) 50% c) 25%. .....	126
Figura 97: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para substrato de RT/Duroid 6010 com $h=2,5$ mm para variação na altura em a) 75% b) 50% c) 25%. .....	127
Figura 98: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para as configurações de substrato de RT/Duroid 6006 com $2h=1,28$ mm para variação na altura do cilindro em.....	129
Figura 99: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para as configurações com substrato de RT/Duroid 6006 com $2h=2,54$ mm para variação na altura do cilindro em.....	130
Figura 100: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para as configurações com substrato de RT/Duroid 6010 com $2h=3,8$ mm para variação na altura do cilindro em a) 100% b) 50% Superior c) 50% Inferior. ....	131
Figura 101: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para as configurações de RT/Duroid 6010 $2h=5,0$ mm e variação na altura do cilindro em a) 100% b) 50% Superior	133
Figura 102: Perda de retorno em função da frequência para as configurações com variação no plano de terra no dielétrico de RT/Duroid 5870. ....	134
Figura 103: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação no plano de terra no dielétrico de RT/Duroid 5880. ....	134
Figura 104: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação no plano de terra no dielétrico de FR4. ....	135
Figura 105: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação no plano de terra no dielétrico de RT/Duroid 6006 com $h=0,64$ mm. ....	135
Figura 106: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação no plano de terra no dielétrico de RT/Duroid 6006 com $h=1,27$ mm. ....	136
Figura 107: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação no plano de terra no dielétrico de RT/Duroid 6010 com $h=1,9$ mm. ....	136



Figura 108: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação no plano de terra no dielétrico de RT/Duroid 6010 com $h=2,5$ mm. ....	137
Figura 109: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E para as configurações de RT/Duroid 5870 com variação no plano de terra em a) Sub, b) Sub+PT e c) PT. ....	140
Figura 110: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E para as configurações de RT/Duroid 5880 com variação no plano de terra em a) Sub, b) Sub+PT e c) PT. ....	141
Figura 111: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E para as configurações de FR4 com variação no plano de terra em a) Sub, b) Sub+PT e c) PT. ....	142
Figura 112: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E para as configurações de RT/Duroid 6006 $h=0,64$ mm com variação no plano de terra em a) Sub, b) Sub+PT e c) PT. ....	144
Figura 113: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E para as configurações de RT/Duroid 6006 $h=1,27$ mm com variação no plano de terra em a) Sub, b) Sub+PT e c) PT. ....	145
Figura 114: Diagramas de radiação 2D e 3D, nos planos H e E para as configurações de RT/Duroid 6010 $h=1,9$ mm com variação no plano de terra em a) Sub, b) Sub+PT e c) PT. ....	146
Figura 115: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E para as configurações de RT/Duroid 6010 $h=2,5$ mm com variação no plano de terra em a) Sub, b) Sub+PT e c) PT. ....	148
Figura 116: Analisador de redes vetorial usado nas medições dos dispositivos. ....	149
Figura 117: Comparação dos valores simulados e medidos para perda de retorno em função da frequência para a Configuração 1 de variação no raio em $0,3$ mm. ....	150
Figura 118: Comparação dos valores simulados e medidos para perda de retorno em função da frequência para a Configuração 2 de variação no raio em $0,6$ mm. ....	151
Figura 119: Comparação dos valores simulados e medidos para perda de retorno em função da frequência para a Configuração 1 de variação na altura em $100\%$ . ....	152
Figura 120: Comparação dos valores simulados e medidos para perda de retorno em função da frequência para a Configuração 2 de variação na altura em $50\%$ Superior. ....	153
Figura 121: Comparação dos valores simulados e medidos para perda de retorno em função da frequência para a Configuração 3 de variação na altura em $50\%$ Inferior. ....	154
Figura 122: Comparação dos valores simulados e medidos para perda de retorno em função da frequência para a Configuração 3 de variação no plano de terra, com perfuração apenas no substrato (Sub) . ....	154

Figura 123: Comparação dos valores simulados e medidos para perda de retorno em função da frequência para a Configuração 4 de variação no plano de terra, com perfuração no substrato e plano de terra (Sub+PT).....	155
Figura 124: Curva de impedância de entrada para o dispositivo de Configuração 1, de RT/duroid 6006 $h=0,64$ mm, com variação no raio, em $r=0,3$ mm.....	157
Figura 125: Curva de impedância de entrada para o dispositivo de Configuração 2, de RT/duroid 6006 $h=0,64$ mm, com variação no raio, em $r=0,6$ mm.....	158
Figura 126: Curva de impedância de entrada para o dielétrico de RT/duroid 6006 com $2h=2,54$ mm, raio de $r=0,9$ mm, para variação na altura do cilindro na Configuração 1, com perfuração em 100% do substrato.....	158
Figura 127: Curva de impedância de entrada para o dielétrico de RT/duroid 6006 com $2h=2,54$ mm, raio de $r=0,9$ mm, para variação na altura do cilindro na Configuração 2, com perfuração em 50% da camada superior do substrato.....	159
Figura 128: Curva de impedância de entrada para o dielétrico de RT/duroid 6006 com $2h=2,54$ mm, raio de $r=0,9$ mm, para variação na altura do cilindro na Configuração 3, com perfuração em 50% da camada inferior do substrato.....	159
Figura 129: Curva de impedância de entrada para o dielétrico de RT/duroid 6006 com $h=1,27$ mm, raio de $r=0,9$ mm, para variação no plano de terra na Configuração 3, com perfuração apenas no substrato (Sub).....	160
Figura 130: Curva de impedância de entrada para o dielétrico de RT/duroid 6006 com $h=1,27$ mm, raio de $r=0,9$ mm, para variação no plano de terra na Configuração 4, com perfuração no substrato e plano de terra (Sub+PT).....	160

## NOMENCLATURA

### *Letras Latinas*

$a$  – Constante de rede;

$a_{\square}$  – Tensão aplicada pelas ondas incidentes;

$A_{\square\square\square\square\square}$  – Área total de uma célula unitária;

$A_{\square\square}$  – Área dos furos;

$A_{\square}$  – Vetor Potencial;

$b_{\square}$  – Tensão aplicada pelas ondas refletidas;

$C$  – Velocidade da luz no espaço livre;

$D$  – Diretividade;

$dB_{\square}$  – Ganho referente ao dipolo;

$dB_{\square}$  – Ganho referente ao radiador isotrópico;

$e$  – Fator de eficiência;

$\vec{E}$  – Campo elétrico;

$E_{\square}$  – Tensão das ondas incidentes;

$E_{\square}$  – Tensão das ondas refletidas;

$E_{\square}$  – Campos elétricos na direção  $x$ ;

$f_{\square\square}$  – Frequência inferior;

$f_{\square\square\square}$  – Frequência da banda proibida;

$f_{\square}$  – Frequência de ressonância;

$f_{\square\square}$  – Frequência Superior;

$G$  – Ganho;

$h$  – Espessura do substrato;

$\vec{H}$  – Intensidade de campo magnético;

$H_{\square}$  – Campos magnéticos na direção  $x$ ;

$I$  – Corrente de alimentação;  
 $I_{\text{in}}$  – Corrente eficaz total nos terminais do quadripolo;  
 $\mathbf{J}$  – Densidade de corrente;  
 $J_{\text{inf}}$  – Densidade de corrente no inferior;  
 $J_{\text{sup}}$  – Densidade de corrente no superior;  
 $k$  – Constante de propagação;  
 $K_{\text{in}}$  – Numero de ondas ao longo da direção  $x$ ;  
 $L$  – Comprimento do *patch*;  
 $l$  – Profundidade do cilindro;  
 $L_{\text{in}}$  – Comprimento da linha de microfita;  
 $m$  – Massa efetiva do elétron em cristais;  
 $\mathbf{P}_{\text{in}}$  – Vetor de *Poynting* normatizado;  
 $P_{\text{in}}$  – Potência de Entrada;  
 $P_{\text{font}}$  – Potência da fonte;  
 $P_{\text{rad}}$  – Potência de radiação;  
 $r$  – Raio dos cilindros;  
 $S_{\text{in1}}$  – Coeficiente de reflexão da tensão no acesso 1 do quadripolo;  
 $S_{\text{in2}}$  – Isolação do quadripolo;  
 $S_{\text{dir}}$  – Ganho de tensão direta do quadripolo;  
 $S_{\text{in2}}$  – Coeficiente de reflexão da tensão no acesso 2 do quadripolo;  
 $S_{\text{max}}$  – Potência Máxima;  
 $S_{\text{med}}$  – Potência Média;  
 $U_{\text{max}}$  – Intensidade máxima de radiação;  
 $U_{\text{med}}$  – Intensidade média de radiação;  
 $V$  – Tensão de alimentação;  
 $V(r)$  – Potencial em que o elétron está submetido;  
 $V_{\text{in}}$  – Tensão eficaz total nos terminais do quadripolo;

$V_{\text{in}}^{\text{ref}}$  – Tensão de entrada refletida;

$V_{\text{in}}^{\text{inc}}$  – Tensão de entrada incidente;

$W$  – Largura do *patch*;

$W_{\text{line}}$  – Largura da linha de microfita;

$y_{\text{insetfeed}}$  – Comprimento do insetfeed;

$y_{\text{insetfeed}}$  – Largura do insetfeed;

$Z_0$  – Impedância característica;

$Z_L$  – Impedância da carga;

### ***Letras Gregas***

$\tau$  – Espessura do condutor irradiante;

$\theta$  – Ângulo;

$\Gamma$  – Coeficiente de reflexão;

$\sigma$  – Condutividade do material;

$\mu$  – Permeabilidade magnética;

$\tau$  – Espessura do material metálico;

$\eta_{\text{total}}$  – Eficiência total;

$\mu_0$  – Permeabilidade magnética no vácuo;

$\eta_{\text{condução}}$  – Eficiência de condução;

$\eta_{\text{radiação}}$  – Eficiência de radiação;

$\eta_{\text{dielétrica}}$  – Eficiência dielétrica;

$\eta_{\text{reflexão}}$  – Eficiência de reflexão;

$\eta_{\text{radiação}}$  – Eficiência de radiação;

$\mu_r$  – Permeabilidade relativa;

$\Omega_{\text{feixe}}$  – Ângulo Sólido do Feixe;

$\epsilon_0$  – Permissividade elétrica no vácuo;  
 $\epsilon_{\text{eff}}$  – Permissividade elétrica efetiva;  
 $\epsilon_r$  – Permissividade elétrica relativa;  
 $\epsilon_{\theta}$  – Largura de feixe de meia potência no plano  $\theta$ ;  
 $\lambda_0$  – Comprimento de onda no espaço livre;  
 $\lambda_g$  – Comprimento de onda guiado;  
 $\epsilon_{\phi}$  – Largura de feixe de meia potência no plano  $\phi$ ;  
 $y(r)$  – Função de onda;  
 $\Delta L$  – Variação de comprimento da antena;  
 $\Lambda$  – Fator de Preenchimento;  
 $\epsilon$  – Permissividade elétrica;  
 $\omega$  – Frequência angular;

### ***Siglas***

BW – *Bandwidth* (Largura de Banda);  
 EBG – *Electromagnetic Band Gap*;  
 FR4 – Fibra de Vidro;  
 FSS – *Frequency Selective Surface*;  
 HFSS – High Frequency Structural Simulator (Simulador de Estruturas de Alta Frequência);  
 IFRN – Instituto Federal do Rio Grande do Norte  
 LTE – Método da Linha de Transmissão Equivalente;  
 LTT – Método da Linha de Transmissão Transversa;  
 RL – *Return loss* (Perda de Retorno);  
 MAS – Microstrip Stripline Antennas;  
 MEF – Métodos dos Elementos Finitos;  
 MoM – Método dos Momentos;

PBG - *Photonic Band Gap*;

PEC – *Perfect Electric Conductor*;

PPGSCA – Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação;

RF – Radio Frequencia;

RL – *Retur Loss* (Perda de Retorno);

TM – *Transverse Magnetic* (Magnético Transverso);

UFERSA – Universidade Federal Rural do Semiárido;

UFRN – Universidade Federal do Rio Grande do Norte;

VNA– *Vectorial Network Analyser* (Analisador Vetorial de Rede);

## SUMÁRIO

<b>1. INTRODUÇÃO.....</b>	<b>27</b>
<b>Organização do trabalho .....</b>	<b>28</b>
<b>Objetivos gerais.....</b>	<b>28</b>
<b>Objetivos específicos .....</b>	<b>29</b>
<b>2. ANTENAS DE MICROFITA.....</b>	<b>30</b>
<b>2.1. Introdução .....</b>	<b>30</b>
<b>2.2. Técnicas de alimentação .....</b>	<b>33</b>
2.2.1. Alimentação direta.....	33
2.2.2. Por linha de microfita .....	33
2.2.3. Por cabo coaxial.....	34
2.2.4. Alimentação indireta.....	35
2.2.5. Acoplamento por abertura.....	35
2.2.6. Acoplamento por proximidade.....	35
<b>2.3. Métodos de análise .....</b>	<b>37</b>
2.3.1. Modelo de Linha de Transmissão .....	37
2.3.2. Método de Cavidade .....	39
<b>2.4. Casamento de impedância .....</b>	<b>43</b>
<b>2.5. Parâmetros de antenas.....</b>	<b>45</b>
2.5.1. Polarização .....	45
2.5.2. Diagrama de Radiação.....	46
2.5.3. Diretividade.....	49
2.5.4. Eficiência.....	50
2.5.5. Ganho.....	51
2.5.6. Perda de retorno .....	52
2.5.7. Largura de banda.....	54
<b>3. ESTRUTURAS EBG/PBG .....</b>	<b>57</b>
<b>3.1. Introdução .....</b>	<b>57</b>
<b>3.2. Estruturas .....</b>	<b>59</b>



<b>3.3. Redes .....</b>	<b>60</b>
<b>3.4. Geometria.....</b>	<b>61</b>
<b>3.5. Frequência de estruturas EBG/PBG .....</b>	<b>62</b>
<b>3.6. Fator de preenchimento de estruturas EBG/PBG .....</b>	<b>63</b>
<b>3.7. Analogia entre cristais semicondutores e fotônicos .....</b>	<b>64</b>
<b>3.8. Polarização de estruturas EBG/PBG .....</b>	<b>65</b>
<b>4. PROJETO DO DISPOSITIVO PROPOSTO .....</b>	<b>67</b>
<b>4.1. Projeto computacional.....</b>	<b>67</b>
4.1.1. Antena padrão .....	67
4.1.2. Estruturas EBG/PBG no Substrato .....	70
4.1.3. Variação no Raio.....	71
4.1.4. Variação na Altura .....	73
4.1.5. Estruturas EBG/PBG no Plano de Terra .....	76
<b>4.2. Projeto experimental.....</b>	<b>79</b>
4.2.1. Seleção dos Materiais .....	79
4.2.2. Seleção das Brocas.....	81
4.2.3. Perfuração das Estruturas .....	81
4.2.4. Fabricação dos Patches e Planos de Terra.....	84
4.2.5. Corrosão das Estruturas.....	84
4.2.6. Montagem das antenas com variação no raio .....	85
4.2.7. Junção das Camadas das Antenas com variação da Altura .....	85
4.2.8. Montagem das Antenas com variação no Plano de Terra .....	86
4.2.9. Fixação dos Patches e Planos de Terra.....	87
4.2.10. Solda dos conectores.....	88
<b>5. RESULTADOS E DISCUSSÕES.....</b>	<b>91</b>
<b>5.1. Resultados computacionais.....</b>	<b>91</b>
5.1.1. Antenas padrão.....	91
5.1.2. Estruturas com EBG/PBG no Substrato.....	96
5.1.3. Variação no Raio.....	96

5.1.4. Variação na Altura .....	111
5.1.5. Estruturas EBG/PBG no Plano de Terra .....	133
<b>5.2. Resultados experimentais .....</b>	<b>149</b>
<b>6. CONCLUSÕES.....</b>	<b>162</b>
<b>6.1. CONSIDERAÇÕES FINAIS.....</b>	<b>162</b>
<b>6.2. RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>163</b>
<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>164</b>

## 1. INTRODUÇÃO

A tecnologia na área de telecomunicação tem avançado gradativamente, principalmente tratando-se de transmissão de dados. A necessidade do uso de sistemas wireless e a velocidade na qual as informações devem chegar aos usuários tem impulsionando diversos estudos sobre dispositivos que promovem, essencialmente esses meios de comunicação.

As antenas podem ser definidas como dispositivos de transmissão entre a propagação de ondas eletromagnéticas guiadas em linhas de transmissão ou, circuitos de propagação em um meio livre (KRAUS, 1988). Seu formato, tamanho, material, assim como a tecnologia utilizada, caracterizam as antenas, determinando assim, o seu tipo e conseqüentemente, suas principais aplicações.

Dentre os vários tipos de antenas aplicadas em circuitos de micro-ondas e em comunicação sem fio, as de microfita se destacam por apresentar características peculiares. Essas possuem pequenas dimensões, pouco volume, baixo custo, fácil adaptação a superfícies planares e não-planares, boa robustez mecânica e são muito versáteis em termos de frequência ressonante. Porém, possuem algumas características como: baixa eficiência e potência de transmissão, ganho reduzido, e largura de banda estreita. Contudo essas limitações podem ser minimizadas através da utilização de diversas técnicas, que incluem alterações nos componentes (*patch*, substrato ou plano de terra) das antenas. Destacando um significativo avanço na redução dessas perdas, a aplicação de técnicas como a inserção de estruturas de banda proibida (*Eletromagnetic Band Gap* – EBG ou *Photonic Band Gap* - PBG) nos componentes das antenas.

As estruturas EBG são definidas como estruturas periódicas artificiais que evitam a propagação de ondas eletromagnéticas em uma faixa específica de frequências para todos os ângulos de incidência e estados de polarização (BACCARELLI et al., 2007). Assim, são atribuídas algumas vantagens a aplicação destas estruturas em antenas de microfita na faixa de frequência de micro-ondas. Onde, além de aumentar a largura de banda, também é possível reduzir a dimensão dos circuitos integrados, melhorar a diretividade, aumentar o ganho em uma determinada faixa de frequência, além de reduzir os efeitos de borda.

Desta forma, este trabalho analisa o comportamento dessas antenas, através de modelagem computacional com a inserção de estruturas PBG/EBG no substrato e plano de terra dos dispositivos, onde também são realizadas simulações utilizando o software ANSYS HFFS®, e a partir dos resultados encontrados, a fim de validar as simulações realizadas,

foram fabricados e medidos sete dispositivos de antenas com suas diferentes configurações de acordo com as variações nos raios, alturas dos cilindros e posicionamento no plano de terra.

## **Organização do trabalho**

A dissertação foi desenvolvida com base em 6 capítulos, onde:

No capítulo 1, é apresentada uma breve introdução ao trabalho com os seus respectivos objetivos gerais e específicos.

No capítulo 2, são demonstrados os conceitos básicos de constituição das antenas de microfita, suas vantagens e desvantagens, formas de alimentação e métodos de análise de modo geral destacando os usados no presente trabalho. Assim como foram exemplificados os principais parâmetros das antenas que foram essenciais para o desenvolvimento do estudo.

No capítulo 3, estão expostos os resultados de um estudo literário realizado sobre as estruturas de banda proibida (EBG/PBG), destacando seus parâmetros principais e a aplicações destas em antenas de microfita.

No capítulo 4, são apresentados os projetos dos dispositivos propostos para análise. Onde inicialmente é exposta a modelagem dos dispositivos para a simulação, com a especificação dos materiais e geometria das estruturas dos dispositivos. E em seguida, são exibidos os diversos processos para construção dos dispositivos no projeto experimental.

O capítulo 5 apresenta os principais resultados do estudo. Iniciando com a apresentação dos resultados mais significativos das simulações, seguindo com os resultados dos dispositivos construídos e analisados em um analisador de redes vetorial. Por fim são feitas comparações entre os resultados simulados e medidos.

Por último, o capítulo 6, onde são apresentadas as conclusões dos principais aspectos abordados neste estudo, com sugestões para futuros trabalhos, como forma de ampliar o conhecimento já demonstrado nesta dissertação.

## **Objetivos gerais**

- Estudar as antenas de microfita e suas aplicações;
- Analisar as características das antenas de microfita com configurações de estruturas EBG/PBG no substrato este mesmo no plano de terra;

- Projetar e fabricar antenas adequadas a faixa de frequência de 5,85 GHz de acordo com as análises efetuadas.

### **Objetivos específicos**

- Analisar o desempenho das antenas de microfita com a aplicação das estruturas EBG/PBG;
- Realizar as simulações das antenas padrão e com configuração EBG/PBG utilizando o software ANSYS HFSS®;
- Verificar a influência da inserção das estruturas EBG/PBG através dos parâmetros: frequência de ressonância, perda de retorno ( $S_{1,1}$ ), largura de banda (BW), diagrama de radiação 2D e 3D, ganho e diretividade;
- Fabricar os dispositivos considerados pertinente para o desenvolvimento deste trabalho;
- Comparar os valores medidos e simulados, relacionando com trabalhos já existentes na literatura.

## 2. ANTENAS DE MICROFITA

### 2.1. Introdução

As antenas são componentes fundamentais quando se trata de sistemas de comunicação wireless, de acordo com os seus princípios básicos e consciente da importância desses dispositivos para telecomunicação, diversos estudos estão sendo desenvolvidos para o aperfeiçoamento de técnicas e melhorias nas aplicações as quais são submetidas. Dentre os vários tipos de antenas, as planares do tipo microfita (*Microstrip Antennas*) se destacam devido as suas características e aplicações.

Os estudos quem envolvem antenas são desenvolvidos desde que Maxwell, em 1870, desenvolveu as Equações de Maxwell, quando se trata das microfita suas primeiras propostas foram na década de 50 por Greig, Englemann e Deschamps nos Estados Unidos, e por Guitton e Baissinot na França. Em 1960, Lewin analisou os efeitos de radiação produzidos por linhas de fita condutoras impressas. Em 1970, Byron descreveu o comportamento de uma fita radiante condutora separada de um plano de terra através de um substrato dielétrico. Em 1972 Munson, descreveu características de antenas de microfita com *patch* na forma retangular, em seguida Howell descreveu para a forma circular. Em 1977, Lo et al., analisaram matematicamente as antenas de microfita com diferentes formatos de *patch* (CARNEIRO, 2010; VOLAKIS, 2007). Desde então, diversos estudos são realizados com variações distintas nos componentes das antenas.

Antenas de microfita convencionais são constituídas basicamente por um substrato dielétrico, no qual em uma das faces é impresso um condutor radiante ou *patch* (onde sua espessura é muito menor que o comprimento de onda no espaço livre) e na outra face é impresso um plano de terra. Como ilustra a Figura 1.

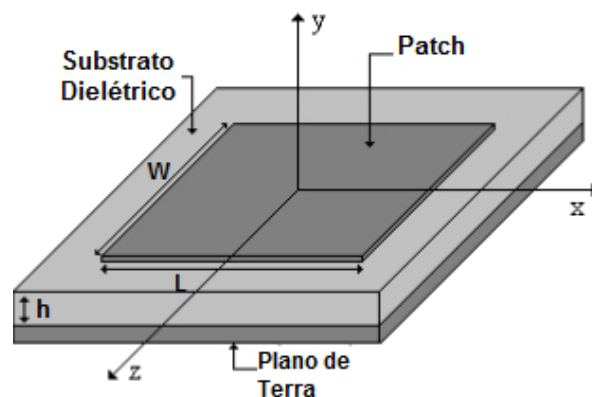


Figura 1: Configuração de uma antena de microfita.  
Fonte: Adaptado de BAHL e BHARTIA, 2001.

Onde  $W$  e  $L$  são respectivamente largura e comprimento do *patch*, e  $h$  corresponde a espessura do substrato.

O *patch* é o elemento metálico irradiante de uma antena, é geralmente projetado de modo que sua irradiação máxima seja normal a ele (radiação broadside). Possui pequena espessura  $\tau \ll \lambda_0$  (onde  $\lambda_0$  é o comprimento de onda no espaço livre). A sua geometria influencia na distribuição de corrente e, conseqüentemente no perfil do campo da superfície da antena. Pode assumir praticamente, qualquer formato, como ilustra a Figura 2, mas devido à facilidade na análise e na previsão do desempenho do dispositivo são, geralmente, adotadas as formas retangulares e as circulares (BALANIS, 2005).

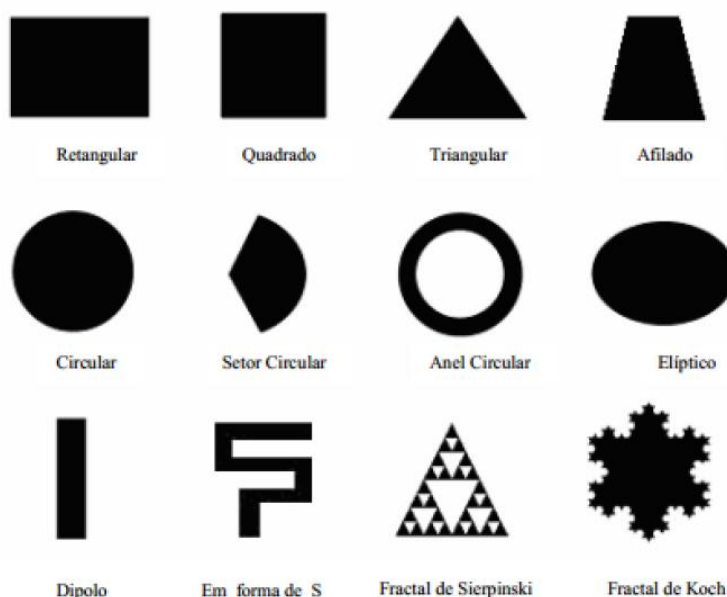


Figura 2: Exemplos de geometrias usadas nos *patches* das antenas de microfita.  
Fonte: CARNEIRO, 2010.

O plano de terra das MAS possui uma função refletora, impedindo a propagação das ondas na direção oposta a projetada. Assim como o *patch*, também é constituído por uma fita metálica de estreita espessura (geralmente a mesma do *patch*), onde os valores de largura e comprimento dependem diretamente da frequência de ressonância e aplicação a que a antena é destinada.

O substrato da antena é a camada central, que separa os elementos irradiantes, possui características elétricas e mecânicas que são determinantes no comportamento da antena. Esses podem ser desenvolvidos utilizando materiais dielétricos com ou sem perdas, semicondutores, ferritas ou metamateriais. Como trata-se de antenas na faixa de micro-ondas,

tem-se que esses materiais possuem permissividade relativa entre  $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$  para funcionamento a frequências variando de 1 a 100 GHz (DIBLANC et al., 2005).

A espessura ( $h$ ) do substrato influencia na propagação das ondas na superfície. O valor de  $h$  é usualmente  $0,003\epsilon_r \leq h \leq 0,05\epsilon_r$  (obedecendo a condição  $h \ll \lambda_r$ ) (BALANIS, 2005). Substratos mais espessos proporcionam a fabricação de antenas com uma largura de banda maior, porém a sua eficiência é afetada negativamente pela maior propagação das ondas de superfície. Substratos mais finos, com constantes dielétricas mais elevadas, são atraente para os circuitos de micro-ondas, porque eles requerem campos fortemente ligados para minimizar radiações indesejável, no entanto, possuem largura de banda menor comprometendo a eficiência (POZAR, 1992).

As constantes dielétricas devem apresentar maior valor, quanto menor forem as dimensões do dispositivo, no entanto, tem-se baixa eficiência, estreita largura de banda e consequentemente, o ganho é reduzido, devido a maior concentração de linhas de campo no substrato do que no ar ao redor da antena.

Em estudos, Krishnananda e Rao (2013) mostraram que quando a estrutura é desenvolvida com *patch* no formato retangular o efeito da redução no ganho da antena é menor e, comparando com outros formatos distintos, esse valor chega a aumentar em determinadas faixas de frequência.

As antenas de microfita são amplamente utilizadas na faixa de frequência de micro-ondas, que corresponde ao intervalo entre 300 MHz e 300 GHz. A concentração maior de aplicações através da engenharia de micro-ondas acontece na faixa de frequência compreendida entre 1 GHz e 40 GHz (WENTWORTH, 2006). A Tabela 1 apresenta as principais aplicações segundo o IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) para as faixas de frequência em micro-ondas e suas respectivas bandas.

Tabela 1: Designação das faixas de frequência em Micro-ondas do IEEE.

BANDA	FREQUÊNCIA (GHZ)	APLICAÇÕES
<b>L</b>	1,0 – 2,0	Comunicação pessoal e GPS
<b>S</b>	2,0 – 4,0	Comunicação pessoal e forno de micro-ondas
<b>C</b>	4,0 – 8,0	Comunicação via satélite
<b>X</b>	8,0 – 12,0	Radar terrestre para navegação aérea
<b>KU</b>	12,0 – 18,0	Radar e rádio ponto a ponto
<b>K</b>	18,0 – 26,5	Radar e rádio ponto a ponto
<b>KA</b>	26,5 – 40,0	Radar e rádio ponto a ponto

Fonte: Adaptado de WENTWORTH, 2006



As antenas de microfita possuem características atrativas que as destacam dos demais tipos de antenas. A compatibilidade com outros circuitos principalmente no uso de circuitos impressos, suas pequenas dimensões, pouco volume, baixo custo, fácil adaptação a superfícies planares e não-planares, boa robustez mecânica e a versatilidade em termos de frequência ressonante, operando até em múltiplas frequências, são umas dessas características. Em contrapartida, apresentam algumas desvantagens como: baixa eficiência e potência de transmissão, relacionada com a existência de ondas de superfície, ganho reduzido, em torno de 6 dB, e largura de banda estreita, valores normalmente de 1 a 3% (KRAUS, 1988; POZAR, 1992; GARG et al., 2001; BALANIS, 2005).

Contudo essas limitações podem ser minimizadas através de algumas alterações na estrutura da antena, como por exemplo, variação na espessura do substrato, o que está associado a outras desvantagens. Um avanço significativo na redução das perdas em antenas de microfita foi a utilização de estruturas de bandas proibidas EBG/PBG, como será visto ao decorrer do trabalho.

## **2.2. Técnicas de alimentação**

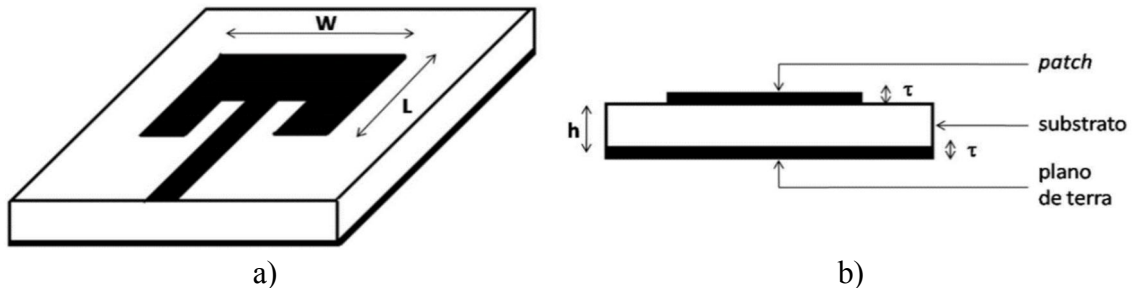
A forma de alimentação de uma antena de microfita influencia diretamente na impedância de entrada e no diagrama de radiação, podendo desconfigurar o lóbulo principal de radiação, gerando lóbulos secundários, o que afeta sua diretividade, consistindo um importante parâmetro do projeto. Tem-se expostas na literatura diversas técnicas de alimentação, porém quatro se destacam e são classificadas como diretas (ou conectadas) ou indiretas (ou não conectadas), onde são descritas brevemente a seguir.

### **2.2.1. Alimentação direta**

### **2.2.2. Por linha de microfita**

Este método consiste em alimentar o elemento radiante com uma linha de microfita de largura bem menor do que a largura do *patch*. A vantagem deste tipo de alimentação é a facilidade na construção do dispositivo, pois os elementos condutores e a linha são impressos no mesmo substrato, de forma que a estrutura não deixa de ser planar. Além disso, apresenta uma modelagem e um casamento de impedância simples comparando aos demais métodos

(GARG et al., 2001). A Figura 3 ilustra uma antena com *patch* alimentado por uma linha de microfita onde em (a) tem-se a vista frontal, e (b) seção transversal da mesma.



a) b)  
 Figura 3: Antena alimentada por linha de microfita.  
 Fonte: Adaptado do BALANIS, 2005.

Assim, com as características apresentadas, tem-se que esse método é o mais adequando a aplicação no presente trabalho.

### 2.2.3. Por cabo coaxial

Também chamado de método ponta de prova coaxial, a alimentação por cabo coaxial consiste em acoplar o condutor central de um cabo coaxial ao *patch*, e o condutor externo ao plano de terra. Possui vantagens de conseguir um melhor casamento de impedância e menor quantidade de radiações espúrias, porém, possuía desvantagem de uma difícil modelagem devido ao posicionamento do cabo. Além disso este método limita a largura de banda e descaracteriza a estrutura como planar (devido a sua forma no plano de terra). A Figura 4 ilustra o método de alimentação por cabo coaxial de uma antena de microfita com vista lateral e frontal.

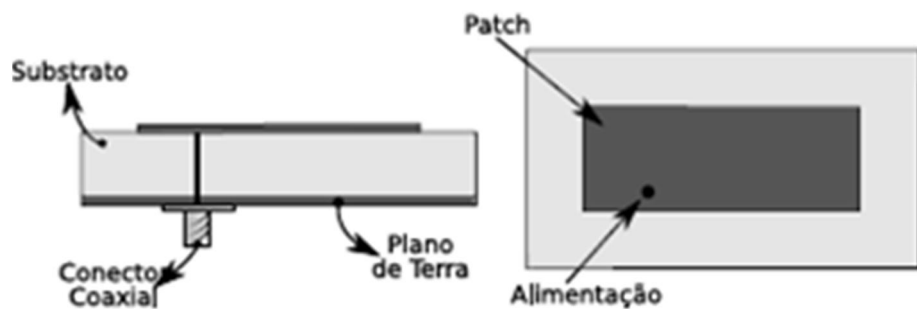


Figura 4: Antena alimentada por cabo coaxial.  
 Fonte: BARROS, 2012.

#### 2.2.4. Alimentação indireta

#### 2.2.5. Acoplamento por abertura

O método de acoplamento por abertura consiste em dois substratos separados por um plano de terra, como ilustra a Figura 5, onde abaixo do primeiro substrato há uma linha de microfita que fornece energia através de uma abertura no plano de terra. Esta técnica possui vantagens de permitir otimização independente da alimentação, com fácil casamento de impedância e radiações espúrias minimizadas, e como desvantagens possui baixos valores de largura de banda e dificuldade na fabricação.

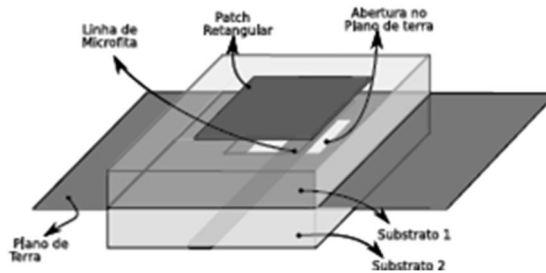


Figura 5: Antena alimentada por acoplamento por abertura.  
Fonte: BALANIS, 1997.

#### 2.2.6. Acoplamento por proximidade

A técnica de acoplamento por proximidade consiste em dois substratos, onde entre eles está inserida uma linha de microfita, e na camada superior é acoplado o *patch*. Conseqüentemente na inferior está o plano de terra. Como ilustra a Figura 6. Possui vantagens de alta largura de banda, baixa radiação espúria, o casamento de impedância depende da largura da linha de transmissão ou da espessura do substrato, o que dificulta o processo de fabricação dos dispositivos.

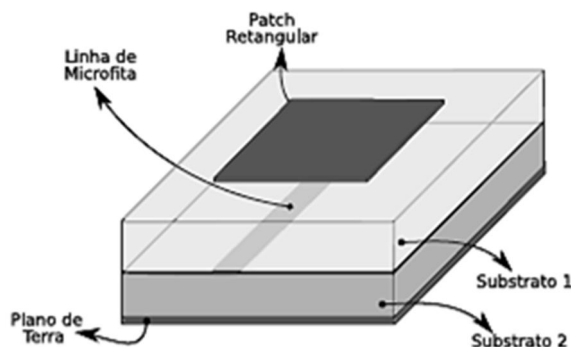


Figura 6: Antena alimentada por acoplamento por proximidade.

Fonte: BALANIS, 1997.

Comparando os métodos descritos anteriormente, tem-se na Figura 7 um resumo dos circuitos elétricos equivalentes para os quatro principais métodos de alimentação, e na Tabela 2, as principais características dessas técnicas para uma antena de microfita com *patch*.

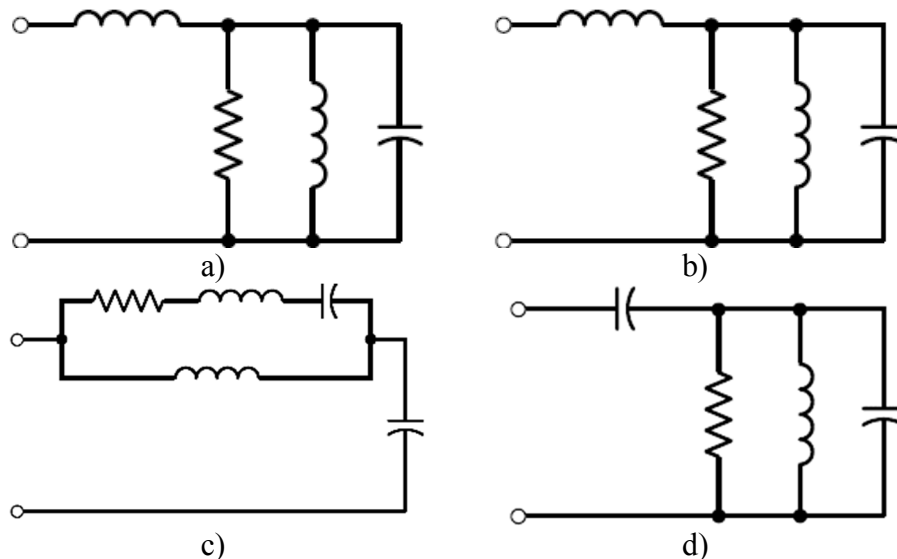


Figura 7: Circuitos equivalentes para os métodos de alimentação a) Linha de microfita b) Sonda coaxial c) Acoplamento por abertura d) Acoplamento por proximidade.

Fonte: BALANIS, 2005.

Tabela 2: Comparação dos métodos de alimentação para antenas de microfita.

Características	Linha de Microfita	Cabo coaxial	Acoplamento por Abertura	Acoplamento por proximidade
<b>Espúrios de radiação</b>	Maior	Maior	Menor	Médio
<b>Pureza de Polarização</b>	Pobre	Pobre	Excelente	Pobre
<b>Fabricação</b>	Fácil	Fácil	Difícil	Difícil
<b>Casamento de impedância</b>	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil
<b>Largura de banda</b>	2-5%	2-5%	21%	13%

Fonte: Adaptado de BAHL e BHARTIA, 2001

### 2.3. Métodos de análise

Na literatura constam diversos métodos para realizar análise das antenas de microfita, esses são divididos basicamente em modelos aproximados e de onda completa. Os métodos aproximados são basicamente de linha de transmissão e método da cavidade. Já os métodos de onda completa destacam-se os: Método da Linha de Transmissão Transversa (LTT), Linha de Transmissão Equivalente (LTE), Potencial vetoriais de Hertz, Método dos Elementos Finitos (MEF) e Método dos Momentos (MoM). A seguir estão descritos brevemente os modelos utilizados para o desenvolvimento deste trabalho.

#### 2.3.1. Modelo de Linha de Transmissão

O modelo de linha de transmissão é o mais antigo e simples dos métodos. Porém possui os resultados menos precisos comparando a outros métodos. Foi proposto inicialmente por Munson em 1974, onde demonstrou a modelagem do mecanismo de irradiação para uma antena de microfita com *patch* retangular como se fossem duas fendas radiantes paralelas.

Por se tratar de *patch* retangular com dimensões definidas (finitas) de comprimento e largura, os campos nas extremidades do *patch* formam os efeitos de borda ou franjamento. Basicamente a excitação das ondas de superfície nas antenas ocorre sempre que a constante dielétrica é maior que 1. Assim a propagação ocorre quando inicialmente as ondas de superfície são lançadas no substrato a um ângulo de elevação  $\theta$ , que encontra-se entre  $\pi/2$  e  $\sin^{-1}(1/\sqrt{\epsilon_r})$  como ilustra a Figura 8. Estas ondas incidem no plano de terra a um ângulo  $\theta$ , sendo refletidas, encontrando assim a interface dielétrico-ar, que também reflete as ondas. Então, após concluindo todo o percurso de reflexão entre as superfícies a onda alcança o contorno da estrutura de microfita onde parte desta é refletida de volta ao substrato e outra parte é difratada pela borda dando ascensão à irradiação final (GARG et al., 2001).

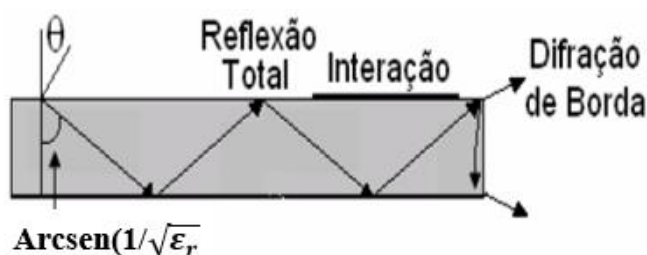


Figura 8: Propagação de ondas de superfície em uma antena com *patch*.

Fonte: Adptado doGARG et al., 2001.

Na Figura 9, ilustra-se o efeito do franjamento através do *patch* e do substrato da antena.

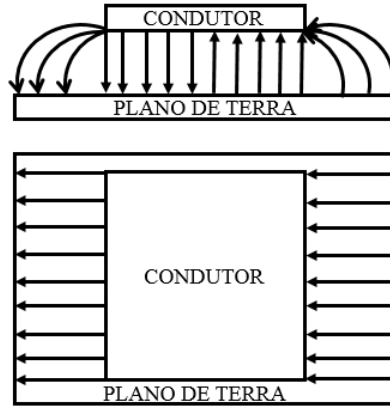


Figura 9: Efeito de franjamento na antena de microfita.

Fonte: Adaptado de LACERDA e SANTOS, 2008.

Então, com a existência desse efeito de campo, e a necessidade de considerá-lo nos cálculos do dimensionamento da antena, é calculada uma constante dielétrica efetiva ( $\epsilon_{\text{eff}}$ ).

Segundo Balanis (2005), a permissividade efetiva ( $\epsilon_{\text{eff}}$ ) é definida como a constante dielétrica de um material uniforme, de modo que a linha de transmissão da antena sob efeito de franjamento possua as mesmas características elétricas de uma antena ideal que não sofre com esse efeito.

Numericamente tem-se as Equações (1) e (2):

Para  $W/h \leq 1$ :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} + 0,04 \left[ 1 - \frac{W}{h} \right] \quad (1)$$

Para  $W/h \geq 1$ :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (2)$$

Onde  $h$  é a espessura do substrato,  $W$  a largura do *patch* e  $\epsilon_r$  é a constante dielétrica do material.

Devido ao efeito de franjamento, eletricamente o *patch* parece maior do que suas dimensões físicas. Ou seja, é considerado um aumento de  $\Delta L$  nos lados do *patch* ao longo do seu comprimento. Como ilustra a Figura 10.

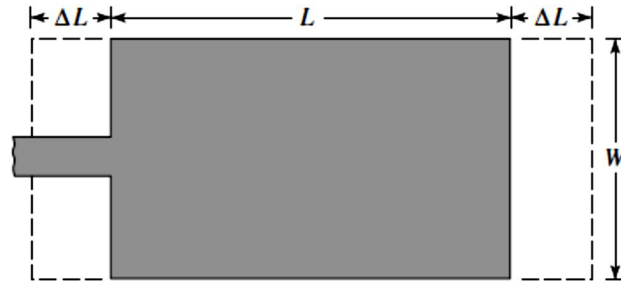


Figura 10: Comprimento físico e efetivo do *patch*.  
Fonte: BALANIS, 2005.

Se  $\Delta L$  é uma relação entre  $W/h$ , tem-se:

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\epsilon_{\text{eff}} + 0,3) \frac{W}{h} + 0,264}{(\epsilon_{\text{eff}} - 0,258) \frac{W}{h} + 0,8} \quad (3)$$

Assim o comprimento efetivo pode ser escrito como:

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L \quad (4)$$

Seguindo o mesmo procedimento do acréscimo de  $\Delta L$ , só que agora na largura ou em  $W$ . Obtém-se:

$$W = \frac{1}{2f_r \mu_0 \epsilon_0} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (5)$$

Onde:  $f_r$  é a frequência de ressonância,  $\mu_0$  a permeabilidade magnética no vácuo e  $\epsilon_0$  a permissividade elétrica no vácuo.

### 2.3.2. Método de Cavidade

O método da cavidade consiste em considerar a antena como uma cavidade limitada por quatro paredes magnéticas laterais e duas paredes elétricas nas partes superior e inferior

(*patch* e plano de terra). A geometria do modelo é ilustrada na Figura 11. O mecanismo de irradiação é modelado através de fendas de irradiação equivalentes, posicionadas nas bordas do *patch* (BALANIS, 2005).

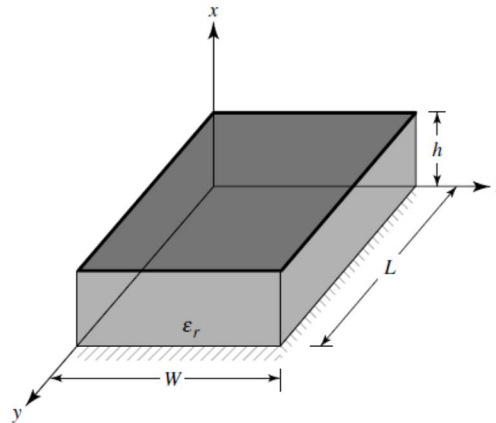


Figura 11: Modelo da cavidade ressonante.  
Fonte: Adaptada de BALANIS, 2005.

A Figura 12, demonstra o comportamento da antena ao ser alimentada. Segundo Lacerda e Santos (2008), quando o dispositivo é energizado surge uma distribuição de cargas controlada por mecanismos de atração e repulsão no *patch* e no plano de terra, onde essas forças repulsivas entre as cargas na camada inferior do *patch* deslocam-se para a camada superior, através das bordas, criando assim uma densidade de corrente na parte superior ( $J_s$ ) e na parte inferior ( $J_i$ ).

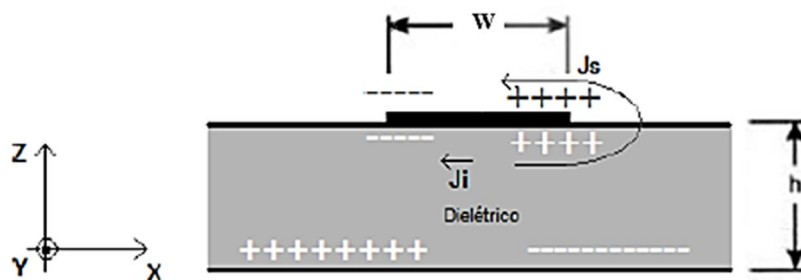


Figura 12: Comportamento da antena ao ser alimentada.  
Fonte: LACERDA e SANTOS, 2008.

Por possuir um substrato com uma pequena espessura, as forças de atração se sobressaem em relação às de repulsão, tornando a densidade de corrente abaixo do *patch* mais significativa.

Usando como base a Figura 11 aplicando o método da cavidade, descreve-se então o vetor potencial  $\vec{\Omega}_\square$  que deve satisfazer a Equação 6:



$$\nabla^2 A_x + k^2 A_x = 0 \quad (6)$$

Utilizando técnicas de separação de variáveis tem-se:

$$A_x = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x)] [A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y)] [A_3 \cos(k_z z) + B_3 \sin(k_z z)] \quad (7)$$

Onde  $k_x$ ,  $k_y$  e  $k_z$ , são os números de onda ao longo das direções  $x$ ,  $y$  e  $z$ , respectivamente, que serão determinados a partir de condições de contorno.

Os campos elétrico e magnético relacionados ao vetor potencial  $\vec{A}$  são apresentados através da Equação (8) (BALANIS, 2005).

$$\begin{aligned} E_x &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \nabla^2 A_x H_x = 0 \\ E_y &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y} H_y = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial z} \\ E_z &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial z} H_z = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial y} \end{aligned} \quad (8)$$

Onde as condições de contorno são:

$$\begin{aligned} E_y [x'=h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W] &= 0 \\ H_y [0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W] &= 0 \\ H_z [0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W] &= 0 \end{aligned} \quad (9)$$

As coordenadas  $x'$ ,  $y'$  e  $z'$  representam os campos dentro da cavidade. Através das condições de contorno é possível obter  $\vec{A} = \vec{A} = \vec{A} = 0$  e a Equação 10 a seguir:

$$\begin{aligned} k_x &= \frac{m\pi}{h}, \quad m=0,1,2,\dots \\ k_y &= \frac{n\pi}{L}, \quad n=0,1,2,\dots \end{aligned} \quad (10)$$

$$k_z = \frac{p\pi}{W}, p=0,1,2,\dots$$

Portanto a forma final do vetor potencial  $A_{\square}$  é dada pela Equação(11:

$$A_x = A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \quad (11)$$

Tem-se que cada modo tem a sua frequência de ressonância, dada pela Equação (12) (BALANIS, 1997):

$$F_{r_{mnp}} = \frac{1}{2\pi\mu\epsilon} \left[ \frac{m\pi}{h} \right]^2 + \left[ \frac{n\pi}{L} \right]^2 + \left[ \frac{p\pi}{W} \right]^2 \quad (12)$$

Onde os índices  $m, n, p$  representam os modos de propagação.

O modo dominante vai definir a distribuição do campo elétrico tangencial ao longo das paredes da cavidade, sendo apresentadas na Figura 13, para os modos de propagação  $TM_{010}^x$ ,  $TM_{001}^x$ ,  $TM_{020}^x$ ,  $TM_{002}^x$ , respectivamente (BALANIS 2005).

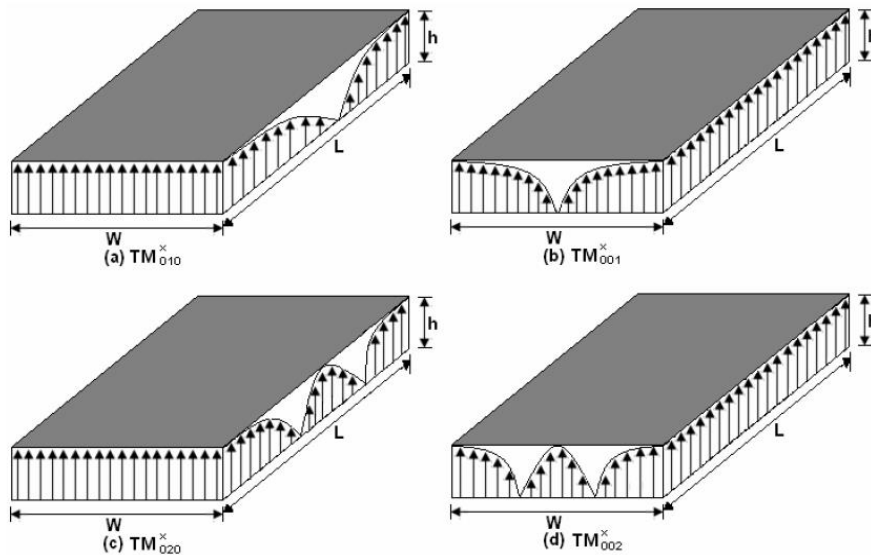


Figura 13: Configurações de campo (modos) para *patch* retangular de microfita.  
Fonte: BALANIS, 2005.

Assim, para este trabalho, a frequência de ressonância utilizada é do modo dominante  $TM_{010}^x$ , pois satisfaz a condição  $L > W > h$ , utilizando assim a Equação (13):

$$f_r = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (13)$$

A partir da Equação 13 da frequência, são calculados os reais valores de comprimento do *patch* na Equação 14:

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (14)$$

E para o comprimento real do *patch* :

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} - 2\Delta L \quad (15)$$

Por ser considerado um modelo de aproximação, o método da cavidade é relativamente simples se implementar. Porém, devido as aproximações iniciais possui algumas desvantagens. Dependendo das características da antena a ser trabalhada ele não oferece um resultado satisfatório. Por exemplo, as antenas com substrato mais espessos, com *patch* empilhados e arranjos de antenas, necessitando assim, do uso de outros métodos como os de onda completa.

#### 2.4. Casamento de impedância

Na maioria dos sistemas registram-se problemas com a diferença de valores das impedâncias de entrada e de saída, por esses problemas acarretarem diversas perdas no sistema, são necessários reajustes de modo a minimizar essa diferença. Para isso são desenvolvidas as técnicas de casamento de impedância.

A seleção dos métodos de alimentação e de análises dependem de muitos fatores, como já mencionado anteriormente. O casamento de impedância é o fator primordial, pois está diretamente relacionado com a eficiência de transferência de potência entre o elemento radiante e o alimentador, onde um casamento de impedância possibilita que a maior parte da energia recebida pela linha seja entregue a antena, e o inverso também que a maior parte da energia recebida seja transmitida á linha de alimentação (SEKO, 2013).

Existem diversos métodos para realizar o casamento de impedância em antenas planar, destacando a aplicação de transformadores de impedância ou fendas. No presente trabalho foi aplicado o método de *insetfeed*, ou seja, considera o *patch* com uma reentrância ao longo do comprimento da linha de alimentação. Como está ilustrado na Figura 14.

Onde  $W_0$ , corresponde a largura da linha de microfita, e  $Y_0$  e  $Y_m$  respectivamente são comprimento e largura do *insetfeed* e estes valores dependem diretamente das dimensões da linha de alimentação e conseqüentemente do *patch*.

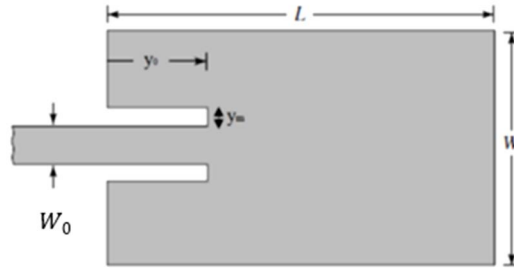


Figura 14: Antena alimentada por linha de microfita.  
Fonte: Adaptado do BALANIS, 2005.

Segundo Pozar (2012), o comprimento da linha de microfita não deve ultrapassar um quarto do comprimento de onda, da maior frequência de ressonância da antena, levando-se em consideração a permissividade efetiva do material. No presente trabalho, o valor do comprimento da linha está relacionado com o posicionamento do *patch* (que nesse caso está centralizado ao substrato), isso depende do projeto desenvolvido e conseqüentemente da aplicação a qual o dispositivo será submetido. Para o cálculo do comprimento da linha ( $W_0$ ) é usado a Equação 16, que relaciona a impedância de entrada ( $Z_0$ , onde seu valor ideal para uma antena de microfita é  $50 \Omega$ ) com permissividade do material ( $\epsilon_r$ ) e altura do substrato ( $h$ ).

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r} \ln \left[ \frac{W_0}{h} + 1,393 + 0,677 \ln \left( \frac{W_0}{h} + 1,44 \right) \right]} > 1 \quad (16)$$

$$\frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left[ \frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right] \leq 1$$

Como observa-se na Equação (16), o valor de  $W_0$  depende de outros valores introduzidos pelo modelo. Foi então desenvolvido um programa computacional de implementação em linguagem *FORTRAN*, que realiza cálculos iterativos para esse valor e, enfim utilizar estes resultados no projeto das antenas (HUANG e LEE, 2008).

Para determinar o comprimento do *insetfeed*, usa-se a Equação (17, que é válida somente para valores de permissividade  $2 \leq \epsilon_r \leq 10$ , a fim de aproximar a impedância de entrada da linha de microfita ao valor de  $50 \Omega$  (RAMESH e YIP, 2003).

$$y_0 = 10^4(0,001699\varepsilon_r^7 + 0,13761\varepsilon_r^6 - 6,1783\varepsilon_r^5 + 93,187\varepsilon_r^4 - 682,69\varepsilon_r^3 + 2561,9\varepsilon_r^2 - 4043\varepsilon_r + 6697) \frac{L}{2} \quad (17)$$

Onde  $L$  é o comprimento do *insetfeed*,  $l$  o comprimento do *patch* e  $\varepsilon_r$  a permissividade do material.

A dimensão da largura do *insetfeed* ( $y_m$ ) também depende do projeto. Araújo et al. (2011) diz que podem ser utilizadas a mesma largura da linha de transmissão ( $W_0$ ). Luna et al. (2013) mostra que a dimensão igual a metade da largura  $W_0$  são ideais. Matin e Sayeed (2010) afirma que a dimensão do  $y_m$  pode ser determinado por uma razão de até  $W_0/40$ .

## 2.5. Parâmetros de antenas

Para descrever o desempenho de uma antena de um modo geral é necessário definir alguns parâmetros, como: diretividade, eficiência, ganho, polarização, diagrama de radiação, perda de retorno, largura de banda, entre outros. A seguir estão descritos os principais parâmetros necessários para o desenvolvimento deste estudo.

### 2.5.1. Polarização

Em uma antena com direção específica, sua polarização é definida como a polarização de uma onda eletromagnética, onde é composta por dois campos, o elétrico e o magnético, situados sempre em planos ortogonais e variando em fase. A combinação das duas ondas linearmente polarizadas, uma na vertical e outra na horizontal, de mesma amplitude e eletricamente defasadas a 90 graus, resulta em uma onda circularmente polarizada. Ou seja, dependendo da direção de propagação da antena essa se comporta como ilustrado na Figura 15.

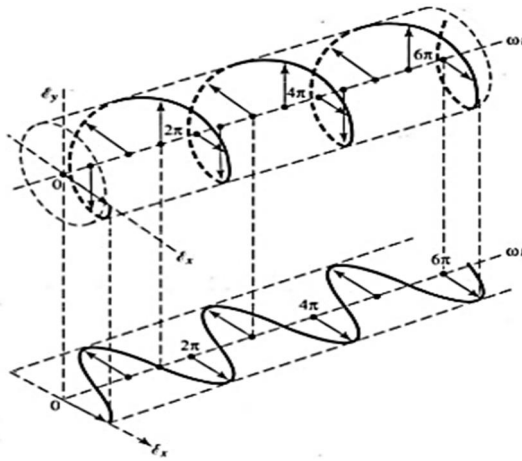


Figura 15: Polarização de uma onda eletromagnética.  
Fonte: BALANIS, 2005.

Diante dos vários tipos de polarização que existem, três se destacam quando se trata de antenas. São elas a linear, elíptica e circular, mostradas respectivamente na Figura 16.

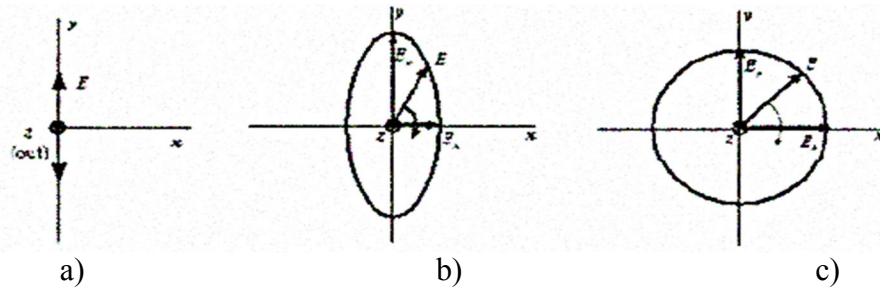


Figura 16: Tipos de polarização das antenas a) Linear b) Elíptica c) Circular.  
Fonte: MOHD, 2007

Quando se trata de antenas com *patch* retangular tem-se que geralmente apresentam polarização linear. Essa ocorre quando em qualquer ponto do espaço o vetor campo magnético ou elétrico é orientado ao longo da mesma linha reta da onda harmônica em qualquer instante de tempo. Quando se tem *patches* quadrados, circular, triangular, pentagonal e elíptico, a polarização é considerada circular, ou seja, a onda eletromagnética é circularmente polarizada se o vetor do campo magnético ou elétrico em qualquer função do espaço, traça um círculo em função do tempo (BALANIS, 2005).

### 2.5.2. Diagrama de Radiação

O diagrama de radiação é uma das principais ferramentas de análise de funcionamento de uma antena, pois, quando são feitas quaisquer alterações nos componentes ou nas

estruturas das antenas, a sua forma é modificada. E para um par de antenas funcionar eficientemente como transmissora e receptora, essas devem compartilhar de uma mesma polarização, o que é observado no diagrama de radiação.

São definidos em planos E e H, onde de acordo com a Figura 15, o plano E (plano x-y) é determinado como sendo aquele que contém o vetor campo elétrico, na direção máxima de radiação, e o plano H (plano x-z) é o que contém o vetor campo magnético na direção máxima (BALANIS, 2005).

Esses diagramas indicam se as antenas possuem características de radiação isotrópica (irradia igualmente em todas as direções), direcional (irradia a maior parte da energia em uma mesma direção) ou omnidirecional (irradia em apenas um plano). Realizando análise de diretividade, ganho, formato do lóbulo principal (lóbulo de maior intensidade de radiação), razão frente-costas (relação de ganho entre o lóbulo principal e traseiro), entre outras.

De modo geral, uma estrutura radiante apresenta direções segundo as quais para uma mesma potência radiada é possível registrar diferentes intensidades de campo elétrico  $E$ , a uma distância  $r$ , da fonte. ( KRAUS, 1988; CLAUDIO, 1980 )

Assim:

$$|E| = \frac{E_0}{r} f(\theta, \phi) \quad (18)$$

A função  $f(\theta, \phi)$  é responsável pela distribuição do campo sobre a esfera  $r$ , ou seja, é a função do diagrama de radiação.

Associa-se a direção máxima de radiação ao valor unitário (valor para uma antena isotrópica), ou seja, as outras direções estão normalizadas em relação a esta (CLAUDIO, 1980).

Assim a função do diagrama de radiação será:

$$f(\theta, \phi) = \alpha f(\theta, \phi) \quad (19)$$

$$f(\theta, \phi)_{\text{máx}} = 1 \quad (20)$$

Em decibéis tem-se:

$$E(\theta, \phi)_{\text{dB}} = 20 \log [E(\theta, \phi)] \quad (21)$$

Ajustando os parâmetros pode-se obter duas formas principais de radiação a broadside, onde os componentes são dispostos de forma que a radiação ocorre perpendicular ao plano da antena (que é o caso das antenas de microfita), e a end-fire, a radiação ocorre na direção tangencial ao plano (CHALOUPKA et al., 1991). Como ilustra a Figura 17.

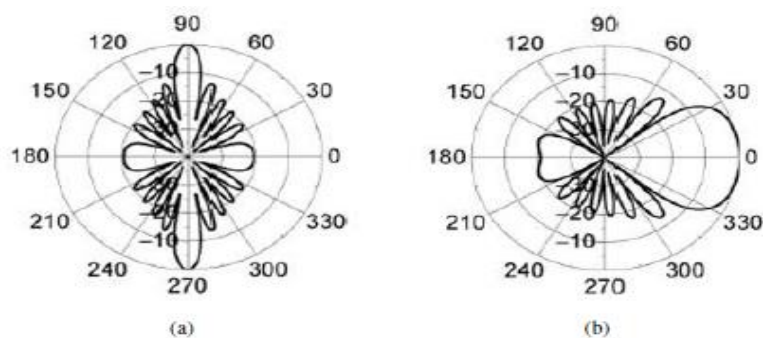


Figura 17: Diagrama de radiação a) Broadside b) end-fire.

Fonte: CHALOUPKA et al., 1991.

Os diagramas de radiação são expostos a partir de análises bidimensionais como mostra em (a) na forma polar, em (b) na forma retangular e para forma tridimensional em (c), da Figura 18.

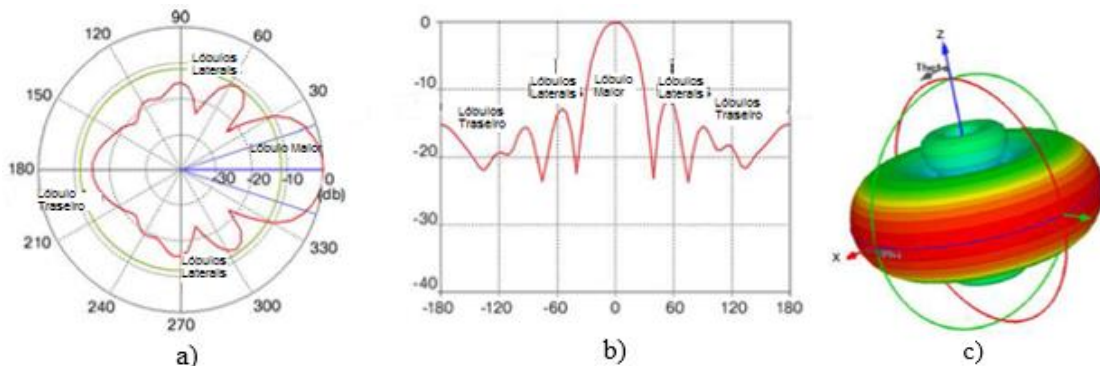


Figura 18: Diagramas de radiação a) bidimensional forma polar b) bidimensional forma retangular c) tridimensional.

Fonte: Adaptado de [http://www.cisco.com/c/en/us/products/collateral/wireless/aironet-antennas-accessories/prod\\_white\\_paper0900aecd806a1a3e.pdf](http://www.cisco.com/c/en/us/products/collateral/wireless/aironet-antennas-accessories/prod_white_paper0900aecd806a1a3e.pdf), 2015.

A Figura 19 exemplifica os diagramas de radiação de uma antena de microfita. Onde observa-se que existe um padrão de irradiação característico para esse tipo de antena, ressaltando uma baixa diretividade e uma grande relação frente-costas. Isso porque esse formato do diagrama depende da estrutura da antena de microfita, que é composta por *patch* e plano de terra.



Em (a) da Figura 19, o plano de terra é considerado infinito obedecendo a radiação broadside, já em (b) e (c) estão demonstrados respectivamente os planos elétricos e magnéticos para a referida antena.

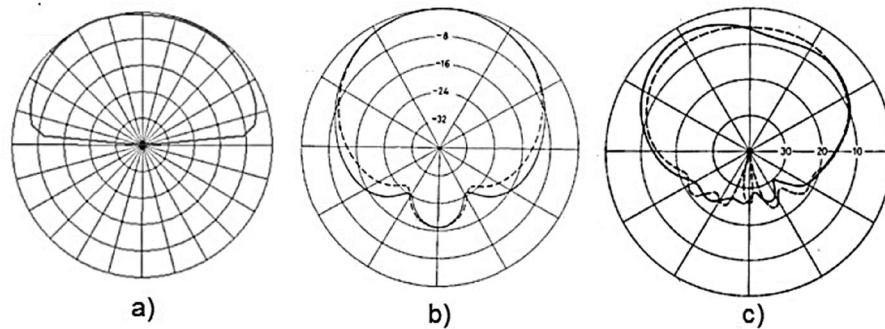


Figura 19: Diagrama de Radiação de antenas de microfita a) Plano de terra infinito b) Plano E e c) Plano H.

Fonte: WONG, 2003.

### 2.5.3. Diretividade

A diretividade de uma antena é dada pela relação da máxima intensidade de radiação (potência por unidade de ângulo sólido) para a intensidade de radiação média, ou, para uma certa distância da antena. Numericamente a diretividade pode ser expressada como a relação entre o valor máximo do vetor de Poyntig e o seu valor médio (COLLIN, 1985; BALANIS, 2005).

Assim:

$$D = \frac{U_{\theta, \phi}_{\max}}{U_{\text{med}}} = \frac{S_{\theta, \phi}_{\max}}{S_{\text{med}}} \quad (22)$$

Onde D é a diretividade,  $U_{\theta, \phi}$  intensidade média,  $U_{\theta, \phi}_{\max}$  intensidade máxima de radiação,  $S_{\theta, \phi}$  potência máxima,  $S_{\text{med}}$  potência média.

Ambos os valores da intensidade de radiação e do vetor de Poynting devem ser medidos na região de campo distante da antena. Onde o vetor de Poynting médio sobre uma esfera é dado por:

$$S(\theta, f)_{\text{med}} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} S(\theta, \phi) d\Omega \quad \frac{W}{m^2} \quad (23)$$

Então, a diretividade é igual a:

$$D = \frac{1}{\frac{1}{4\pi} \int \int \frac{S(\theta, \phi)}{S(\theta, \phi)_{\max}} d\Omega} = \frac{1}{\frac{1}{4\pi} \int \int P_n(\theta, \phi) d\Omega} = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (24)$$

Onde  $\vec{S}$  é o vetor de Poynting normalizado e  $\Omega_A$  é o ângulo sólido de feixe.

Por fim, frequentemente usa-se a Equação 25 para calcular a diretividade:

$$D = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{\text{rad}}} \quad (25)$$

Onde  $P_{\text{rad}}$  é a potência radiada.

Em decibéis, pode ser expressa como:

$$D(\text{dB}) = 10 \log(D) \quad (26)$$

Graficamente a diretividade pode ser representada em duas ou três dimensões como ilustra a Figura 20.

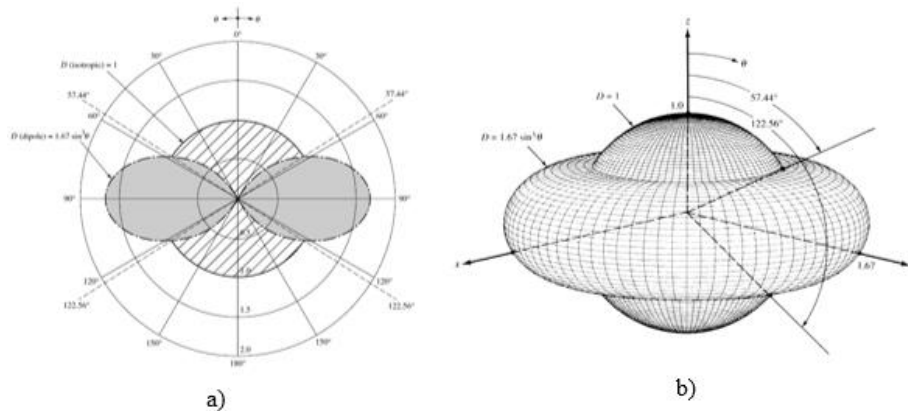


Figura 20: Diretividade de uma antena em a) 2D b) 3D.  
Fonte: BALANIS, 2005.

#### 2.5.4. Eficiência

Experimentalmente tem-se que quando uma onda eletromagnética é transmitida, do total de energia entregue a uma antena apenas parte é transformada em campo irradiante, outra parte é retida na estrutura ou dispersa no meio. Portanto, a eficiência ( $\eta$ ) é a relação entre a energia radiada e a de alimentação, como expressa a Equação 27.

$$\eta_{\text{rad}} = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{ent}}} = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{font}}} \quad (27)$$

Onde,  $\eta_{\text{rad}}$  é a eficiência de radiação,  $P_{\text{rad}}$  a potência de radiação,  $P_{\text{ent}}$  a potência de entrada e  $P_{\text{font}}$  a potência da fonte.

Relacionando antenas de microfita, tem-se várias designações para eficiência, onde a eficiência total leva em consideração todas as perdas nos terminais de entrada e no interior da estrutura da antena (BALANIS, 2005). Onde essa eficiência pode ser escrita por:

$$\eta_0 = \eta_r \eta_c \eta_d \quad (28)$$

Ou:

$$\eta_0 = \eta_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (29)$$

Onde  $\eta_0$  é a eficiência total,  $\eta_r$  eficiência de reflexão,  $\eta_c$  eficiência condutiva,  $\eta_d$  eficiência dielétrica,  $\eta_{cd}$  eficiência de radiação da antena e  $\Gamma$  é o coeficiente de reflexão de tensão na entrada dos terminais da antena.

#### 2.5.5. Ganho

O ganho de uma antena está diretamente relacionado com diretividade e a eficiência. É basicamente a capacidade da antena de direcionar a potência radiada a um determinado sentido, ou seja, é a relação entre a intensidade de radiação na direção de intensidade máxima com a intensidade que se obteria se toda a potência emitida pela antena fosse radiada isotropicamente (de igual modo para todo o espaço) (BALANIS, 2005). Assim o ganho pode ser expresso pela Equação 30.

$$G = eD \quad (30)$$

Onde  $e$  é o fator de eficiência,  $D$  o ganho e  $D$  a diretividade da antena.

Então o ganho é:

$$G = \frac{4\pi U_{\text{max}}}{P_{\text{font}}} \quad (31)$$

Onde  $U$  é a intensidade de radiação utilizando toda potência fornecida,  $P_{\text{font}}$  potência total fornecida através da fonte.

Considerando o diagrama de radiação, desprezando o efeito dos lóbulos secundário e as perdas.

Tem-se:

$$G \cong \frac{4\pi}{\theta_{HP}\phi_{HP}} \cong \frac{41.000}{\theta_{HP}^{\circ}\phi_{HP}^{\circ}} \quad (32)$$

Onde  $\theta_{HP}$  é a largura de feixe de meia potência no plano  $\theta$  e,  $\phi_{HP}$  é a largura de feixe de meia potência no plano  $\phi$ .

Em decibéis o ganho pode ser expresso por:

$$dBi = dBd + 2,15 \quad (33)$$

Onde dBi é o ganho referente ao radiador isotrópico e dBd é o referente ao dipolo de meia onda.

#### 2.5.6. Perda de retorno

A perda de retorno (RL) é considerado o principal parâmetro em projetos de antenas, isso porque na interconexão entre a linha de transmissão e a antena parte da energia que seria transmitida é dispersa. E é esta a função da perda de retorno, relacionar os valores da potência refletida com a fornecida à carga.

Para circuitos operando em baixo sinal, sua caracterização é dada pelos parâmetros medidos em seus terminais, sem ser necessário saber sua constituição interna (o que ocorre com a modelo de linha de transmissão). Então pode ser realizada a análise a partir de um quadripolo, para determinação dos parâmetros S ou parâmetros de espalhamento. Onde estes parâmetros apresentam uma relação entre as ondas incidentes e as refletidas. A Figura 21 mostra um quadripolo, sendo representado pelas tensões aplicadas das ondas incidentes ( $V_1$ ,  $V_2$ ) e refletidas ( $V_3$ ,  $V_4$ ) (FLEMING et al., 1987).

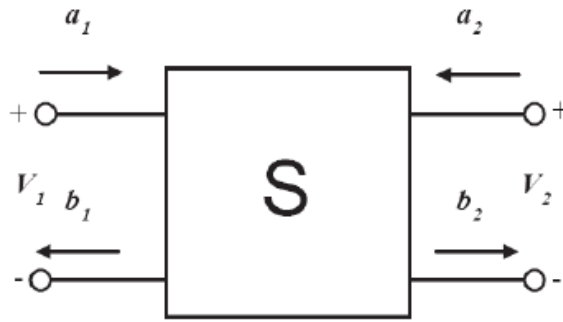


Figura 21: Representação do parâmetro S.  
Fonte: BLAKE, 1984

Assim as correntes e tensões eficaz totais nos terminais do quadripolo:

$$\begin{aligned}
 V_1 &= E_{i1} + E_{r1} \\
 V_2 &= E_{i2} + E_{r2} \\
 I_1 &= \frac{E_{i1} - E_{r1}}{Z_0} \\
 I_2 &= \frac{E_{i2} - E_{r2}}{Z_0}
 \end{aligned} \tag{34}$$

Onde:  $E_{i1}$ ,  $E_{r1}$ ,  $E_{i2}$ ,  $E_{r2}$  representam as tensões das ondas incidentes e refletidas nas linhas de entrada e saída, respectivamente, e  $Z_0$  é a impedância característica.

Rearranjando as equações:

$$\begin{aligned}
 E_{r1} &= \frac{g_{11}}{Z_0} E_{i1} + \frac{g_{12}}{Z_0} E_{i2} \\
 E_{r2} &= \frac{g_{21}}{Z_0} E_{i1} + \frac{g_{22}}{Z_0} E_{i2}
 \end{aligned} \tag{35}$$

Normalizando com relação a  $\sqrt{Z_0}$ , tem-se:

$$\begin{aligned}
 b_1 &= S_{1,1} a_1 + S_{1,2} a_2 \\
 b_2 &= S_{2,1} a_1 + S_{2,2} a_2
 \end{aligned} \tag{36}$$

Agrupando de forma matricial:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{1,1} & S_{1,2} \\ S_{2,1} & S_{2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

A matriz 2x2 é chamada de matriz S do quadripolo ou matriz de espalhamento. Onde  $S_{1,1}$  é o coeficiente de reflexão da tensão 1 no acesso 1,  $S_{1,2}$  é a isolação do quadripolo,  $S_{2,1}$  é o ganho de tensão direta do quadripolo e  $S_{2,2}$  é o coeficiente de reflexão da tensão 2 no acesso 2.

Portanto tem-se que o parâmetro  $S_{1,1}$  da matriz de espalhamento indica a perda de retorno e de acordo com Pozar (2012) está definido nas Equações 37 e 38 a seguir.

$$RL = 20 \log |S_{1,1}| \quad (37)$$

$$RL = 20 \log \left| \frac{V_i^-}{V_i^+} \right| = 20 \log |\Gamma| = 20 \log \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| \text{ (dB)} \quad (38)$$

Onde RL é a perda de retorno,  $V_i^-$  é a tensão de entrada refletida,  $V_i^+$  a tensão incidente,  $\Gamma$  é o coeficiente de onda estacionária,  $Z_L$  a impedância da carga e  $Z_0$  a impedância característica da linha de transmissão.

No estudo de antenas, para que um dispositivo que transmite ondas eletromagnéticas seja considerado como uma antena, o seu valor de perda de retorno deve ser menor ou igual a -10dB com relação a frequência de operação, no diagrama de radiação.

### 2.5.7. Largura de banda

A largura de banda (*Bandwidth* - BW) é definida como sendo a faixa de frequências (ambos os lados de uma frequência central) onde as características da antena (tais como a impedância de entrada, diagrama de radiação, largura de feixe, polarização, nível dos lobos laterais, ganho, direção de feixe, eficiência de radiação) estão dentro de um valor aceitável da frequência ressonante (BALANIS, 2005).

Em antenas de microfita a largura de banda é calculada nos pontos onde ocorre a perda de retorno em -10 dB (CARNEIRO, 2010). Pois, a partir dessa faixa de -10 dB elas podem ser usadas para fins comerciais. A Figura 22 mostra um gráfico de perda de retorno em função da frequência destacando a largura de banda.

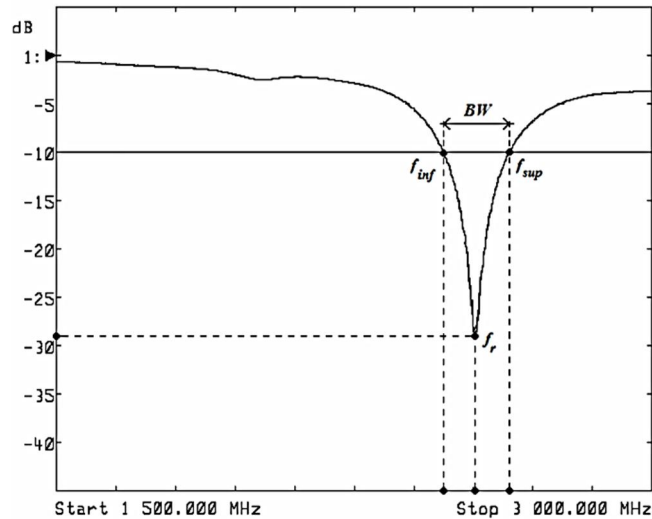


Figura 22: Gráfico da perda de retorno em função da frequência.  
Fonte: CARNEIRO, 2010.

Assim, a BW pode ser expressa como a relação entre a frequência superior e inferior no intervalo em que a largura de banda está inserida. Sendo representada pela expressão:

$$BW = f_{sup} - f_{inf} \quad (39)$$

Para antenas, tem-se que a BW pode ser considerada de banda estreita ou banda larga. Convencionalmente se considera de banda estreita as antenas com BW inferior a 10% da frequência nominal. Já as antenas de banda larga, podem ter uma largura de 10% à 50% da frequência nominal.

Assim, tem-se a Equação 40 usada para cálculos de BW com bandas largas e a Equação 41 para banda estreita.

$$BW = \frac{f_{sup}}{f_{inf}} \quad (40)$$

$$BW = \frac{f_{sup} - f_{inf}}{f} \quad (41)$$

Onde:  $f$  é a frequência central de operação,  $f_{inf}$  é a frequência inferior e  $f_{sup}$  é superior.

Outra característica da largura de banda é quando relacionada aos parâmetros do substrato da antena, tais como constante dielétrica e espessura. A Figura 23 mostra o efeito da espessura do substrato, largura de banda e eficiência para dois valores de constantes

dielétricas. Observando que a BW aumenta monotonamente com espessura, ou com a diminuição no valor da permissividade  $\epsilon_r$  (POZAR, 1992).

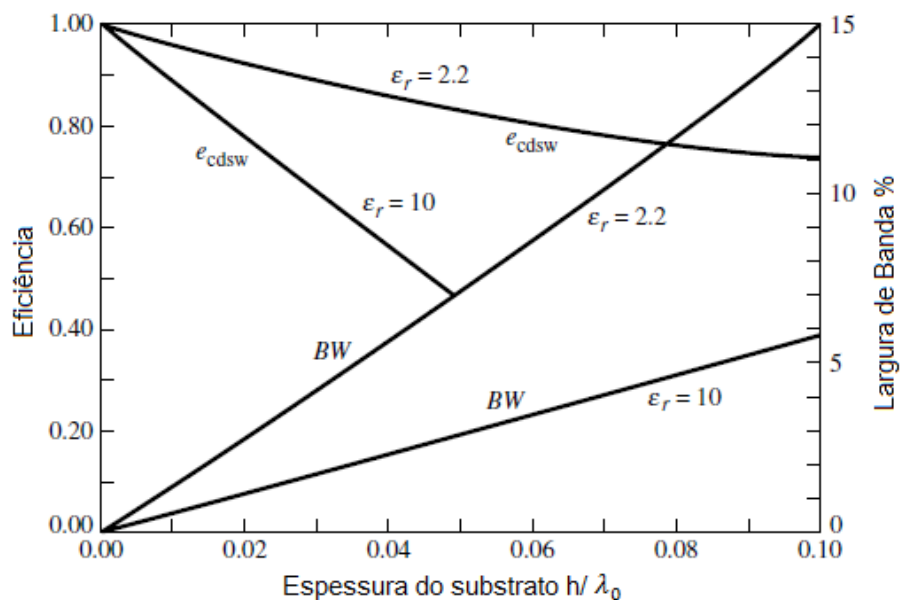


Figura 23: Efeitos da espessura do substrato e da constante dielétrica na largura de banda e eficiência para substratos diferentes de uma antena.

Fonte: POZAR, 1992.



### 3. ESTRUTURAS EBG/PBG

#### 3.1. Introdução

A propagação de uma onda eletromagnética depende especialmente das propriedades elétricas e magnéticas, ou seja, da permissividade ( $\epsilon$ ) e permeabilidade ( $\mu$ ) do material. Onde, em meios convencionais,  $\epsilon$  e  $\mu$  são ambos positivos. Segundo Veselago (1968), se  $\epsilon$  ou  $\mu$  adotarem valores negativos, o material não suportaria a propagação de ondas eletromagnéticas, ou seja, aconteceria o fenômeno conhecido como “*Eletromagnetic Band Gap* (EBG)”.

As estruturas EBG são definidas como estruturas periódicas artificiais que evitam ou ajudam a propagação de ondas eletromagnéticas em uma faixa específica de frequências para todos os ângulos de incidência e estados de polarização (BACCARELLI, 2007).

Estas estruturas surgiram inicialmente com a nomenclatura específica de *Photonic Band Gap* (PBG), isso porque os primeiros estudos foram feitos na região óptica do espectro eletromagnético. Assim, tem-se que basicamente os cristais fotônicos devem atuar sobre os fótons da mesma forma que os cristais semicondutores atuam sobre os elétrons.

Yablonovitch (1987) e John (1987), em seus experimentos desenvolveram uma estrutura com material semicondutor contendo *gaps* em forma de arranjo triangular, onde cada *gap* foi perfurado três vezes a um ângulo de 35° com a normal da superfície e rotacionando 120°, como ilustra a Figura 24, formando assim, cristais artificiais nos três eixos de coordenadas, provando ao fim do experimento que é possível se obter fenômenos fotônicos aplicando em frequências de micro-ondas.

Com isso, surgiram diversos estudos com aplicação desse fenômeno na propagação de ondas em diversas regiões do espectro eletromagnético. Surgindo assim outras terminologias para descrevê-lo, dependendo da aplicação, por exemplo, quando se trata de micro-ondas ou filtros, usa-se a terminologia de superfícies seletivas na frequência, FSS (*Frequency Selective Surface*) (MUNK, 2000), já quando se relaciona a faixa óptica de frequência, nas macroestruturas, são chamados de PBG (JOANNOPOULOS e MEADE, 1995). E de um modo geral independentes das aplicações denomina-se EBG (RAHMAT et al. 2001).

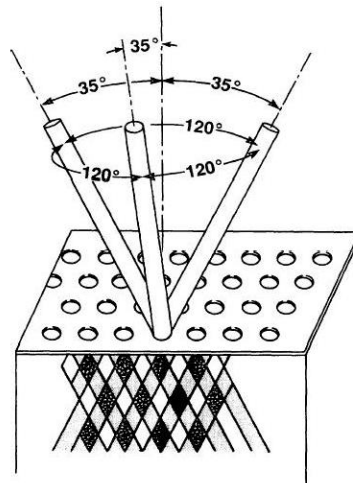


Figura 24: Estrutura experimental de Yablonovitch.  
 Fonte: YABLONOVITCH, 1991.

Em 1993, foram iniciadas as aplicações em antenas, onde Brown comprovou experimentalmente que os cristais fotônicos poderiam alterar o processo de radiação, melhorando assim, a emissão de energia na direção desejada (BROWN, 1993).

Segundo Garg (2001), a superfície EBG não interfere com o campo próximo da antena, e apenas suprime as ondas de superfície. No entanto, a presença do EBG próximo do elemento irradiador influencia na variação da frequência de ressonância, o que pode ser controlado no projeto, por meio de ajustes no comprimento do *patch*. A Figura 25 ilustra como funciona o bloqueio da propagação das ondas de superfície utilizando estruturas EBG.

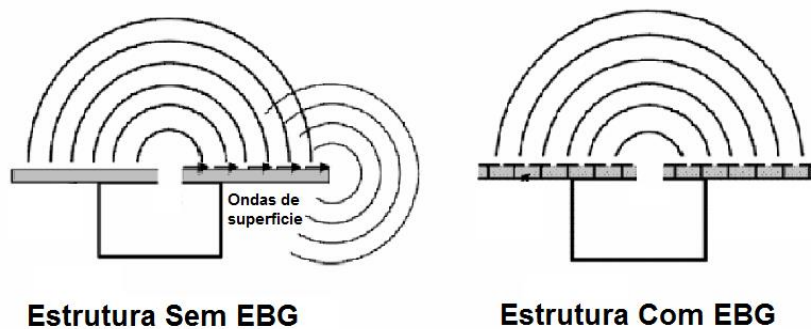


Figura 25: Comparação de estrutura sem e com EBG, relacionando o bloqueio das ondas de superfície.

Fonte: Adaptado de YANG et al., 2005.

Assim, são atribuídas algumas vantagens a aplicação de estruturas EBG em antenas de microfita na faixa de frequência de micro-ondas. Onde, além de aumentar a largura de banda, também é possível reduzir a dimensão dos circuitos integrados, melhorar a diretividade,

aumentar o ganho em uma determinada faixa de frequência, além de reduzir os efeitos de borda.

Segundo Andrade (2013), de maneira geral os cristais fotônicos são utilizados na faixa de micro-ondas para filtros, polarizadores, supressão dos modos indesejados de propagação e de ondas superficiais.

Basicamente existem 4 formas de se aplicar o EBG/PBG em uma antena para se criar essas perturbações na constante dielétrica efetiva, são elas: Perfuração do substrato (MOHAMMEDI et al., 2014; ZHAOWEI et al., 2006, DIAS et al., 2005; KUSHWAHA e KUMAR, 2016; ERRIFI, 2014, ALMEIDA e SOBRINHO, 2004, PEREIRA et al., 2016), gravação do plano de terra (HUI e ALPHONES, 2000; KUMAR e DESHMUKH, 2005; HUANG e LEE, 2005; RADISIC et al., 1998; HANG et al., 2000), modulando a linha de microfita e guia de onda coplanar e estrutura sievenpiper (DIOGO, 2011).

### 3.2. Estruturas

As estruturas PBG podem ser classificadas de acordo com a variação de suas propriedades ao longo da direção de propagação da onda incidente como: unidimensionais (1D), bidimensionais (2D) e tridimensionais (3D).

As estruturas 1D proporcionam bandas proibidas em uma determinada direção de propagação. Nas 2D, as ondas eletromagnéticas incidentes são refletidas em qualquer direção do plano elétrico (Plano E) bidimensional, essa estrutura é usada no presente trabalho. E nas estruturas 3D, as ondas eletromagnéticas que apresentam frequência dentro da banda proibida são bloqueadas para qualquer ângulo de incidência (JOANNOPOULOUS, 1995). Como apresenta a Figura 26.

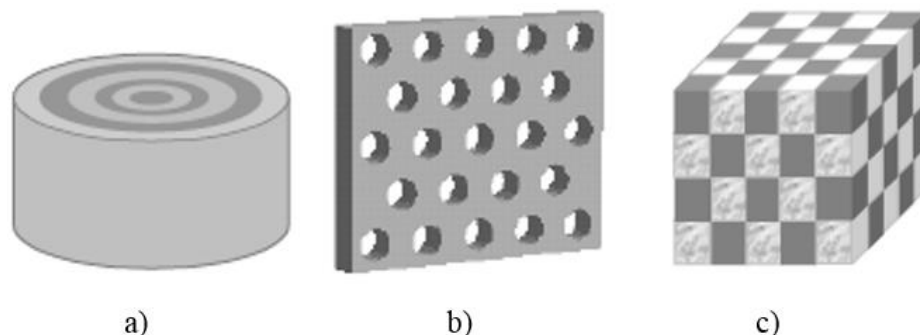


Figura 26: Estruturas do tipo a) 1-D b) 2-D c) 3-D.  
Fonte: JOHNSON, 2003.

De acordo com as estruturas os materiais PBG possuem aplicações para diversos fins. As unidimensionais são usadas para aumentar o ganho de antenas de circuito impresso,

inserindo um conjunto periódico de múltiplas camadas dielétricas na parte superior de uma antena, o que também funciona para as bidimensionais (YANG et al., 1987).

As bidimensionais também são usadas em optoeletrônica, para aumentar a eficiência de LEDs e lasers através do fenômeno da inibição da emissão espontânea. (YANG et al., 1997). E as tridimensionais são aplicadas em microestruturas ressonantes, atuando como uma cavidade do tipo Fabry-Perot, que reflete a radiação propagante em todas as direções para dentro de si própria (DIAS, 2003).

### 3.3. Redes

A aplicação de estruturas EBG/PBG em antenas tem um pré-requisito que é a periodicidade. Uma estrutura é considerada periódica quando os seus átomos, moléculas ou células se encontram dispostos regularmente no espaço.

Basicamente, as estruturas são caracterizadas com um arranjo denominado célula primária. Quando essa célula primária é transladada em todas as direções, forma-se a célula unitária do dispositivo, e da mesma forma, se a célula unitária for trasladada em todas as direções, então, tem-se a estrutura periódica. Como mostra a Figura 27 (BALBI, 1998).

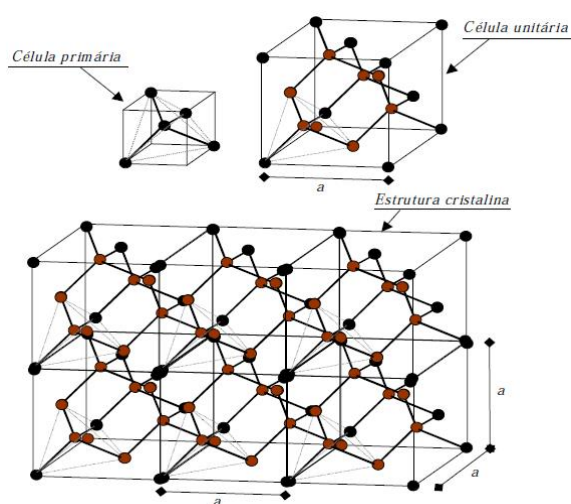


Figura 27: Células primária, unitária e cristalina.  
Fonte: BALBI, 1998.

Deste modo, as redes são conjuntos de pontos espaçados das mesmas distâncias, arranjados em linhas orientadas sob os mesmos ângulos (BALBI, 1998). Em 1884, Auguste Bravais mostrou que são possíveis apenas 14 tipos diferentes de redes (BRADY e HUMINSTON, 1986).

Diante disso, segundo Cardoso (2012) descreveu que as alterações nas dimensões e características destas redes periódicas podem controlar a propagação dos modos eletromagnético que atravessam a estrutura.

### 3.4. Geometria

A geometria dessas estruturas é uma importante característica no projeto das antenas. Diversos trabalhos já foram desenvolvidos com formatos dos furos na forma circular, quadrado, triangular, hexagonal, entre outros, como ilustra a Figura 28.

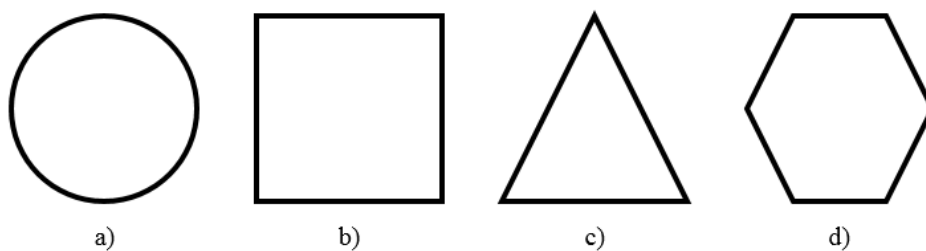


Figura 28: Formatos dos furos das estruturas EBG/PBG a) Circular b) Quadrado c) Triangular d) Hexagonal.

Fonte: Autoria própria, 2015.

Segundo Gupta (2013), o formato circular das células EBG apresentam maior largura de banda do que a forma quadrada das células, mesmo com a mesma área. Assim como, no trabalho de Avinash (2011), os resultados em simulação mostraram que o EBG/PBG cilíndrico proporciona maior ganho e largura de banda em comparação com outros tipos de estruturas.

A geometria da rede formada pelos furos pode obedecer vários formatos entre estes, quadrado, triangular e hexagonal, como mostra a Figura 29, onde, um estudo realizado por Dias et al. (2005), comparando três modelos geométricos indica que o formato hexagonal obteve uma largura de banda e frequência menor que a quadrada, o formato triangular obteve a largura de banda igual ao hexagonal, porém com uma frequência mais alta, e o formato quadrado obteve a maior largura de banda.

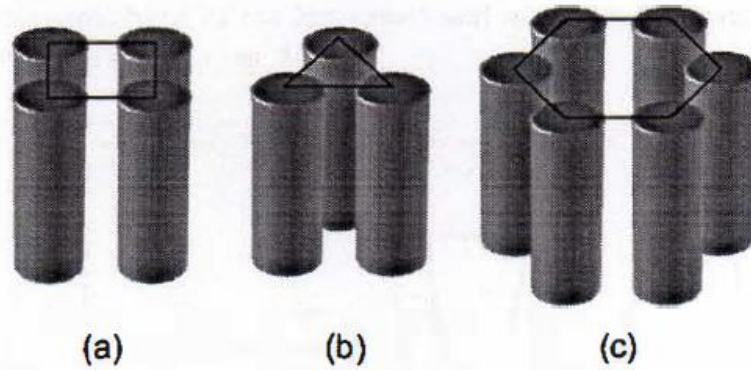


Figura 29: Geometrias da rede: (a) quadrada, (b) triangular e (c) hexagonal.  
Fonte: DIAS et al., 2005.

Outra característica relacionada aos EBG/PBG diz respeito ao material usado no preenchimento dos mesmos. Encontram-se na literatura diversos trabalhos com os *gaps* contendo ar, porém atualmente estudos são desenvolvidos com a dopagem desses furos com materiais dielétricos e até com metais (ALMEIDA e SOBRINHO, 2004).

Segundo Mukherjee (2015), quando os furos são preenchidos com o ar (que possui valor permissividade de 1) obtém-se um dispositivo com maior contraste dielétrica e conseqüentemente uma largura de banda considerável para a estrutura proposta. Mostrando também que, quanto maior o valor da permissividade elétrica do material a ser inserido no *gap* ou maior o arranjo (ou quantidade de furos), melhor a resposta dos PBG.

### 3.5. Frequência de estruturas EBG/PBG

As estruturas EBG/PBG, como já mencionado, proíbem a propagação de ondas eletromagnéticas em uma certa faixa de frequência ( $f_c$ ), onde pode ser obtida pela condição de Bragg (RADISIC, 1998):

$$k = \frac{\pi}{a} \quad (42)$$

Onde  $a$  é a constante de rede (ou *pitch*) e  $k$  é a constante de propagação. Mas por aproximação,  $k$  pode ser:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (43)$$

Onde  $\lambda_g$  é o comprimento de onda em que a propagação é bloqueada.

Então tem-se:

$$a \approx \frac{\lambda_g}{2} \quad (44)$$

E referente a frequência da banda proibida:

$$f_c = \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (45)$$

Onde  $c$  é a velocidade da luz no vácuo e  $\epsilon_{\text{eff}}$  constante dielétrica efetiva, e para valores de  $r/a$  pequenos, considera-se  $\epsilon_{\text{eff}} \approx \epsilon_r$ .

### 3.6. Fator de preenchimento de estruturas EBG/PBG

O fator de preenchimento ( $\Lambda$ ) é a relação entre a área dos furos e a área total em uma célula. Resultados mostram que esse fator afeta a frequência central da banda de rejeição (RADISIC, 1998):

Pode ser calculado usando-se:

$$\Lambda = \frac{A_{\text{furo}}}{A_{\text{cell uni}}} \quad (46)$$

Onde  $A_{\text{furo}}$  é a área dos furos e  $A_{\text{cell uni}}$  área total de uma célula unitária.

Em redes retangulares com furos circular, a razão de preenchimento é dada por:

$$\Lambda = \pi \frac{r^2}{a^2} \quad (47)$$

Onde,  $r$  é o raio do furo, e  $a$  é a constante de rede.

A relação entre o raio dos furos e a constante de rede, determina o comportamento da estrutura, como é ilustrado na Figura 30. Onde, quanto menor esta razão mais o comportamento da estrutura aproxima-se ao de uma estrutura sem PBG. Assim, tem-se que o valor do *pitch* é quem restringe a quantidade de furos que a estrutura deve apresentar. Na literatura, observa-se que esses valores dependem do projeto desenvolvido e principalmente da aplicação a qual o dispositivo está submetido.

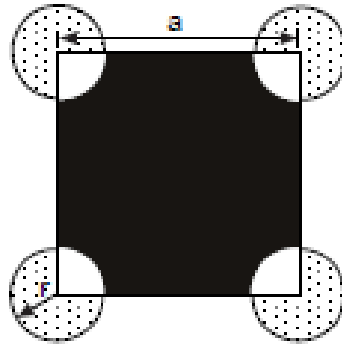


Figura 30: Razão de preenchimento de estruturas EBG.  
 Fonte: OLIVEIRA, 2001.

Segundo Maystre (1994) o período de rede pode ser calculado por uma relação de no mínimo três vezes o raio do furo, ou seja:

$$a=3r \tag{48}$$

De acordo com Mukherjee (2015), a variação no raio recorre em uma mudança na largura de banda das frequências mais altas. A variação do período da rede recorre nas frequências mais baixas. E, segundo Mohammedi et al. (2014), a distância entre os raios dos furos está diretamente relacionada com a diretividade da antena.

Conforme Zhaowei et al. (2006) demonstrou em seus trabalhos, as frequências de ressonância permanecem inalterados quando os raios são alterados, já o ganho aumenta com o aumento do raio. E, de acordo com Andrade (2014), a medida que a profundidade do cilindro aumenta, a frequência de ressonância também aumenta, assim como ocorre uma melhora na largura de banda.

### 3.7. Analogia entre cristais semicondutores e fotônicos

Inicialmente, é necessário demonstrar a relação existente entre as propriedades dos fótons com as dos elétrons quando são afetadas pelos átomos em cristais. Usando a Equação de Schrödinger:

$$\nabla^2 \psi + V(r)\psi = E\psi \tag{49}$$

Onde  $m$  é a massa efetiva do elétron em cristais,  $V(r)$  é o potencial em que o elétron está submetido,  $\psi$  é a função de onda e  $E$  é a energia do elétron.

$V(r)$  é a função periódica com periodicidade  $R$ :



$$\nabla_{\mathbf{r}} \cdot \mathbf{E} = \rho(\mathbf{r}) \quad (50)$$

As bandas proibidas surgirão na relação de dispersão, para valores imaginários da energia  $E$ . Assim, em um meio em que existe uma modulação da constante dielétrica  $\epsilon(\mathbf{r})$ , a propagação do fóton é governada pela equação de onda clássica para o campo magnético  $\mathbf{H}(\mathbf{r})$  (equação de Maxwell):

$$\nabla_{\mathbf{r}} \times \frac{1}{\epsilon(\mathbf{r})} \nabla_{\mathbf{r}} \times \mathbf{H}(\mathbf{r}) = \frac{\omega^2}{c^2} \mathbf{H}(\mathbf{r}) \quad (51)$$

Em um cristal fotônico,  $\epsilon(\mathbf{r})$  é uma função periódica dada por:

$$\epsilon(\mathbf{r}) = \epsilon(\mathbf{r} + \mathbf{R}) \quad (52)$$

Estas equações mostram o paralelismo existente entre a propagação de onda em sólidos cristalinos e de fótons em cristais fotônicos (KITTEL, 1996).

### 3.8. Polarização de estruturas EBG/PBG

As ondas eletromagnéticas se propagam sobre a estrutura com EBG/PBG possuem polarização p e s. A polarização p é referente ao campo magnético que se propaga perpendicularmente ao eixo z, como observado na Figura 11, demonstrada pela Equação 53:

$$\nabla_{\mathbf{r}}^2 \frac{H_x}{\epsilon_r} + \frac{\omega^2}{c^2} H_x = 0 \quad (53)$$

Onde,  $\epsilon_r$  é a constante dielétrica,  $\omega$  é a frequência,  $c$  é a velocidade da luz e  $H_x$  é o campo magnético na direção x.

A polarização s é referente ao campo elétrico que se propaga paralelamente ao eixo x, onde tem-se:

$$\nabla_{\mathbf{r}}^2 E_x + \frac{\omega^2}{c^2} \epsilon E_x = 0 \quad (54)$$

Onde,  $E_x$  é o campo elétrico na direção z.

Assim, nota-se que os campos estão diretamente relacionados com a constante dielétrica do material e esta é alterada quando ocorre a inserção das estruturas EBG/PBG, sendo assim

necessário o cálculo de parâmetros, como fator de preenchimento, frequência de corte do PBG e a nova permissividade do substrato, como já demonstrado.

## 4. PROJETO DO DISPOSITIVO PROPOSTO

Neste capítulo é apresentado o desenvolvimento das antenas de microfita, de modo que se tem inicialmente o projeto computacional onde foram desenvolvidas as modelagens e simulações. E em seguida, o projeto experimental, onde são demonstrados os processos para a construção dos dispositivos.

Considerando a metodologia de projeto descrita nos capítulos anteriores, foram acatadas dimensões apropriadas para antenas de microfita com *patch* retangular na frequência de operação de 5,85 GHz. O *patch* e o plano de terra foram modelados com um material PEC (*Perfect Electric Conductor*), a alimentação foi feita por linha de microfita (de mesma espessura do *patch*), com *insetfeed* calculado para impedância característica de  $50\Omega$ , e na construção dos dispositivos foram usadas placas de cobre de espessura equivalente às simuladas.

### 4.1. Projeto computacional

Com base nas equações expressas nos capítulos 2 e 3, foram elaborados programas computacionais em linguagem *FORTRAN*, onde são obtidos os valores físicos para modelar as estruturas e então realizar as simulações e construções das antenas.

Para análise do comportamento eletromagnético dos dispositivos, as simulações foram feitas utilizando o programa, ANSYS HFSS®, baseado no Método dos Elementos Finitos (FEM). Este programa possui vários recursos para simulação, visualização, modelagem e análise dos resultados, o que possibilitou a simulação de uma quantidade maior de dispositivos.

Inicialmente foram projetadas as antenas padrão, ou seja, os dispositivos que não contém as estruturas EBG/PBG. Em seguida, foram modeladas as antenas com EBG/PBG no substrato e no plano de terra, como demonstrado a seguir.

#### 4.1.1. Antena padrão

A primeira etapa do desenvolvimento das antenas padrão é a escolha do material dielétrico a ser usado como substrato das mesmas. Para isto, são selecionados por critério de

disponibilidade no comércio e de facilidade para aquisição, as placas de FR4 e RT/Duroid, com suas características descritas na Tabela 3.

Tabela 3: Materiais usados como substrato.

Material	RT5870	RT5880	FR4	RT6006	RT6006	RT6010	RT6010
$\epsilon_r$	2,33	2,20	4,4	6,15	6,15	10,2	10,2
	0,0012	0,0009	0,02	0,0027	0,0027	0,0023	0,0023
$h$ (mm)	1,575	1,57	1,57	0,64	1,27	1,9	2,50

Fonte: Autoria Própria, 2015.

Onde:  $\epsilon_r$  corresponde a permissividade do material,  $\Delta$  é a tangente de perda e,  $h$  a altura da placa (altura do substrato).

A partir dos materiais elencados na Tabela 3, da frequência de operação de 5,85 GHz foi desenvolvido o programa computacional em linguagem *FORTTRAN*, e assim, obtidos os valores respectivos de largura (X), comprimento (Y) e altura (h) do substrato, o que estão descritos nas Tabelas 4.

Tabela 4: Dimensões dos substratos das antenas padrão.

Conf.	Material	$h$ (mm)	$X$ (mm)	$Y$ (mm)
1	RT5870	1,575	39,3	48,75
2	RT5880	1,57	39,8	49,97
3	FR4	1,57	32,8	36,83
4	RT6006	0,64	24,2	32,08
5	RT6006	1,27	28	31,81
6	RT6010	1,9	27,7	24,94
7	RT6010	2,5	31,3	24,62

Fonte: Autoria Própria, 2015.

Da mesma forma, na Tabela 5, a seguir, estão os valores de largura (W) e comprimento (L) do *patch*, Comprimento ( $l$ ) e largura ( $W_0$ ) da linha, e comprimento ( $y_0$ ) e largura ( $y_m$ ) do *insetfeed*.

A espessura do *patch*, linha de microfita e plano de terra correspondem a  $t=0,05\text{mm}$ . E o comprimento e largura do plano de terra correspondem aos do substrato em Y e X, respectivamente.

Tabela 5: Dimensões dos *patches* das antenas padrão.

Conf.	$L$ (mm)	$W$ (mm)	$l$ (mm)	$W_0$ (mm)	$W_1$ (mm)	$W_2$ (mm)
1	19,87	15,91	15,26	4,68	4,89	2,34
2	20,27	16,35	15,62	4,84	4,99	2,42
3	15,6	11,66	11,71	3,00	3,87	1,50
4	13,56	10,24	10,16	0,94	3,53	0,47
5	13,56	9,99	10,16	1,87	3,44	0,93
6	10,84	7,41	8,17	1,78	2,68	0,89
7	10,84	7,1	8,72	2,35	2,57	1,17

Fonte: Autoria Própria, 2015.

As antenas padrão foram então modeladas, como ilustra a Figura 31, com destaque para as principais dimensões.

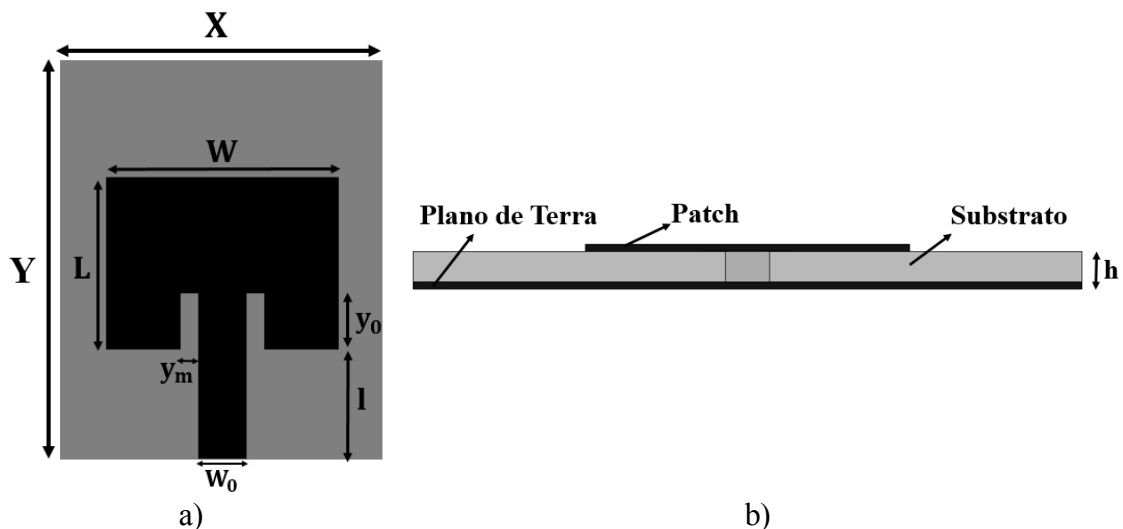


Figura 31: Estrutura da antena padrão em vista a) superior b) frontal.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

A partir da teoria de antenas e das informações já descritas anteriormente para as padrões, foram configurados dispositivos de modo que as dimensões dos *patches*, substratos e planos de terra são mantidas, ocorrendo variações apenas nas configurações das estruturas

EBG/PBG inseridas. Onde inicialmente são inseridas apenas no substrato e, assim, são realizadas variações nas estruturas e, em seguida, são inseridas também nos planos de terra.

#### 4.1.2. Estruturas EBG/PBG no Substrato

A técnica de inserção de estruturas EBG/PBG no substrato consiste em perfurar o mesmo para criar um padrão periódico desejado. Para isso, é necessário inicialmente selecionar a geometria dessas estruturas. No presente trabalho utilizou-se a geometria cilíndrica com raio ( $r$ ) e altura ( $l_0$ ), como ilustra a Figura 32.

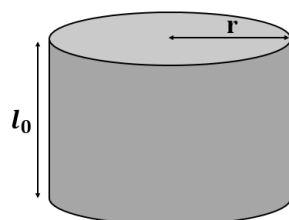


Figura 32: Geometria da estrutura EBG/PBG.  
Fonte: Autoria Própria, 2015.

Assim, com a escolha do material e da geometria das estruturas, foram desenvolvidas as antenas com EBG/PBG no software ANSYS HFSS®, obteve-se então o modelo demonstrado na Figura 33. Observando o posicionamento das estruturas EBG/PBG apenas sob o *patch*, com o intuito de minimizar os efeitos de borda, proporcionando assim um melhor desempenho das antenas. Assim como, é destacando o formato retangular da malha e o *pitch* ou constante de rede ( $a$ ) que se refere à distância entre os centros dos furos.

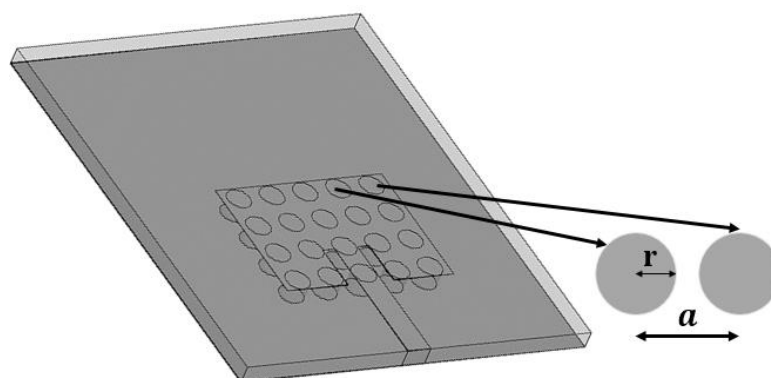


Figura 33: Antena simulada com estrutura EBG/PBG no substrato.  
Fonte: Autoria Própria, 2015.

Com a estrutura básica das antenas com EBG/PBG desenvolvidas no software, iniciou-se então o processo de variação dos parâmetros dos dispositivos. Realizando-se, assim as variações nos raios e alturas dos cilindros.

#### 4.1.3. Variação no Raio

Nesta etapa do projeto, realizaram-se as variações nos raios dos cilindros, isto conseqüentemente, acarretam uma variação no *pitch* ( $a$ ) e na quantidade de estruturas inseridas no substrato. A Figura 34 demonstra basicamente como estão caracterizadas estas variações.

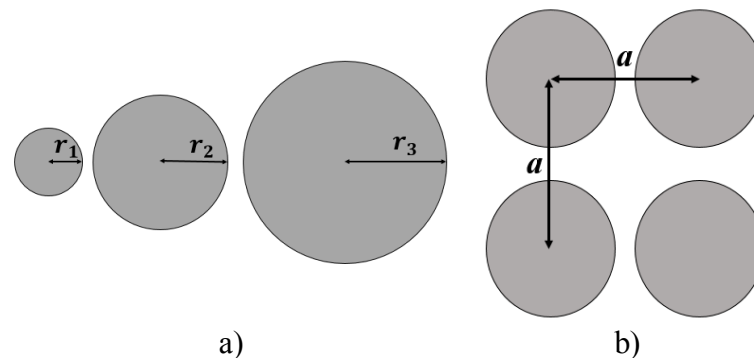


Figura 34: Variação a) no raio dos cilindros b) no *pitch* das malhas de EBG/PBG.  
Fonte: Autoria Própria, 2015.

Assim, foram modelados, nesta etapa do projeto, três dispositivos para cada material, de Configurações 1, 2 e 3, com as variações nos raios de 0,3 mm, 0,6 mm e 0,9 mm, respectivamente. Usando ainda as dimensões das Tabelas 4 e 5.

A Figura 34 apresenta as configurações modeladas no ANSYS HFSS®. E, na Tabela 6 são especificadas essas configurações de acordo com o raio, *pitch* e o número de furos, que relaciona a quantidade de furos das linhas e colunas. Onde em todas as configurações é considerado a perfuração total no substrato, ou seja, o valor de  $l_0$  (altura do cilindro) é equivalente a altura  $h$  do substrato.

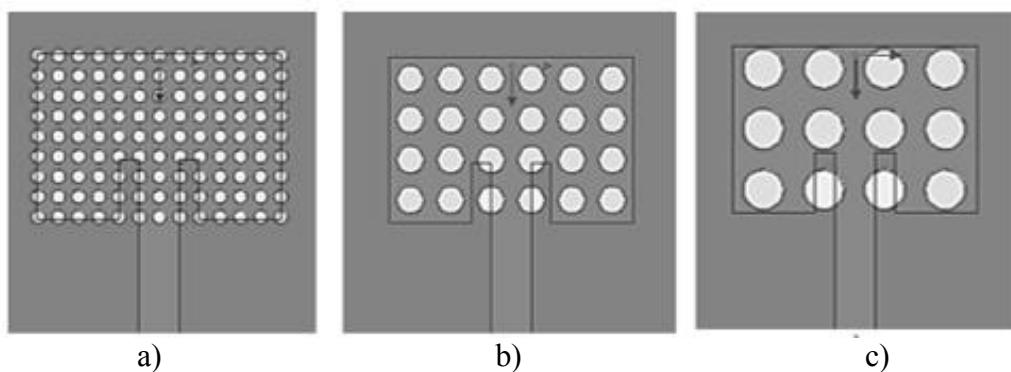


Figura 35: Antenas modeladas para projeto com a variação nos raios em: a) 0,3 mm  
b) 0,6 mm c) 0,9 mm.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

Tabela 6: Configurações das antenas com EBG/PBG no substrato para variação no raio do elemento cilíndrico.

Material	h(mm)	Conf.	$\varnothing$ (mm)	a(mm)	Nº de furos
RT5870	1,575	1	0,3	0,9	414
		2	0,6	1,8	120
		3	0,9	2,7	56
RT5880	1,57	1	0,3	0,9	437
		2	0,6	1,8	120
		3	0,9	2,7	48
FR4	1,57	1	0,3	0,9	252
		2	0,6	1,8	63
		3	0,9	2,7	35
RT6006	0,64	1	0,3	0,9	192
		2	0,6	1,8	48
		3	0,9	2,7	20
RT6006	1,27	1	0,3	0,9	192
		2	0,6	1,8	48
		3	0,9	2,7	20



<b>RT6010</b>	1,9	1	0,3	0,9	117
		2	0,6	1,8	24
		3	0,9	2,7	12
<b>RT6010</b>	2,5	1	0,3	0,9	117
		2	0,6	1,8	24
		3	0,9	2,7	12

Fonte: Autoria Própria, 2015.

#### 4.1.4. Variação na Altura

A variação na profundidade ou altura dos cilindros (Fig. 36) é realizada após a análise das simulações das antenas com variação no raio. A partir dos resultados de perda de retorno, ganho e largura de banda (que estão expostos no Capítulo 5 a seguir), define-se os raios que serão utilizados para a variação na altura.

Dessa forma, foram utilizadas para as simulações com variação na altura, as antenas com configurações de raio  $r=0,9$  mm conseqüentemente com *pitch* de  $a=2,7$  mm. Para uma abordagem abrangente dos dados, a variação de altura ocorreu de forma percentual para todas as configurações dos materiais, onde inicialmente foram perfurados 100% do substrato e em seguida 75%, 50% e 25%, como ilustra a Figura 36.

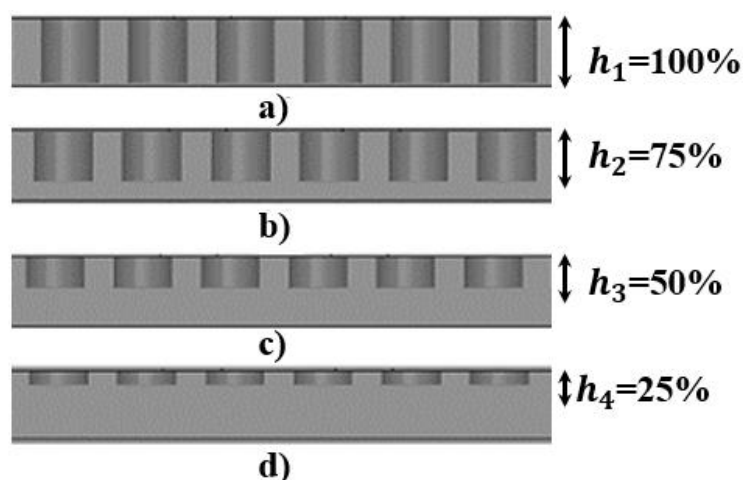


Figura 36: Variação da profundidade dos cilindros da estrutura EBG/PBG a) 100% b) 75% c) 50% d) 25%.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

A Tabela 7 retrata as configurações das antenas com variação na altura dos cilindros. Onde tem-se os valores para a altura do substrato ( $h$ ), quantidade de elementos inseridos ( $N^\circ$  de furos), configurações referentes as estruturas e os valores percentuais e numéricos para cada altura ( $l_0$ ). Onde, é importante ressaltar que, a Configuração 3 mencionada é equivalente à Configuração 3 da Tabela 6 para variação do raio com perfuração total.

Tabela 7: Configurações das antenas com EBG/PBG no substrato para variação na altura dos elementos cilindros com diferentes materiais.

Material	$h$ (mm)	Nº de furos	Conf.	$\epsilon_r$ (%)	$\epsilon_r$ (mm)
<b>RT5870</b>	1,575	56	3	100	1,575
			4	75	1,181
			5	50	0,787
			6	25	0,393
<b>RT5880</b>	1,57	48	3	100	1,57
			4	75	1,177
			5	50	0,785
			6	25	0,392
<b>FR4</b>	1,57	35	3	100	1,575
			4	75	1,177
			5	50	0,785
			6	25	0,392
<b>RT6006</b>	0,64	20	3	100	0,645
			4	75	0,480
			5	50	0,320
			6	25	0,160
<b>RT6006</b>	1,27	20	3	100	1,275
			4	75	0,952
			5	50	0,635

			6	25	0,317
<b>RT6010</b>	1,9	12	3	100	1,90
			4	75	1,425
			5	50	0,950
			6	25	0,475
<b>RT6010</b>	2,5	12	3	100	2,50
			4	75	1,875
			5	50	1,25
			6	25	0,625

Fonte: Autoria própria, 2015.

Decorrente da disponibilidade dos materiais, das restrições para o desenvolvimento experimental dos dispositivos e observando os resultados obtidos a partir das configurações descritas nas Tabelas 6 e 7, com resultados expostos no Capítulo 5, foram selecionadas novas configurações para variação na altura.

Estas novas estruturas são caracterizadas pelas configurações com valores distintos das alturas dos substratos, denominado de  $2h$  (referindo-se ao dobro dos valores dos substratos já demonstrados). Como detalha a Tabela 8, onde os materiais selecionados para essa etapa foram o RT/Duroid 6006 e o RT/Duroid 6010, e os valores de raio e *pitch* adotados são  $r=0,9$  mm e  $a=2,7$  mm respectivamente. As variações na perfuração (altura dos cilindros) agora ocorreram em três formas: na Configuração 1, com 100% do substrato perfurado, a Configuração 2 corresponde a 50% da camada superior do substrato e a Configuração 3 equivale a 50% da camada inferior, como demonstra a Figura 37.

Tabela 8: Configurações das antenas com EBG/PBG no substrato para variação nas alturas dos elementos cilindros com o dobro da altura do substrato.

<b>Material</b>	$h$ (mm)	<b>Nº de furos</b>	<b>Conf.</b>	$f_r$ (%)	<b>Camada</b>	$h_c$ (mm)
<b>RT6006</b>	1,28	20	1	100	Total	1,28
			2	50	Superior	0,64
			3	50	Inferior	0,64
<b>RT6006</b>	2,54	20	1	100	Total	2,54
			2	50	Superior	1,27

			3	50	Inferior	1,27
<b>RT6010</b>	3,8	12	1	100	Total	3,8
			2	50	Superior	1,9
			3	50	Inferior	1,9
<b>RT6010</b>	5,0	12	1	100	Total	5,0
			2	50	Superior	2,5
			3	50	Inferior	2,5

Fonte: Autoria própria, 2015.

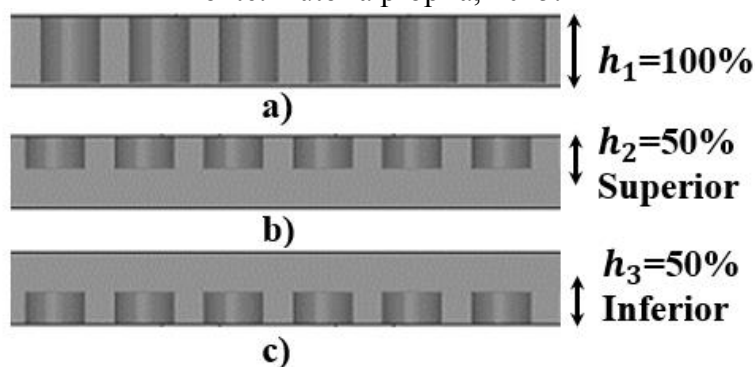


Figura 37: Variação da profundidade dos cilindros da estrutura EBG/PBG em a) 100% b) 50% Superior c) 50% Inferior.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

#### 4.1.5. Estruturas EBG/PBG no Plano de Terra

A técnica de inserção de estruturas EBG/PBG no plano de terra consiste em perfurar o plano de terra periodicamente com uma geometria determinada. Nesta etapa do trabalho foram comparados três modelos de antenas. O primeiro corresponde a estrutura com os furos apenas no substrato (Sub), equivalente a Configuração 3 das Tabelas 6 e 9, possuindo raio de  $r=0,9$  mm e *pitch* de  $a=2,7$ .mm. O segundo contém os furos do substrato ao plano de terra (Sub+PT) equivalente a Configuração 4 da Tabela 6 com os mesmos valores para  $r$  e  $a$ . E, por fim, o terceiro modelo que corresponde aos *gaps* somente no plano de terra da estrutura (PT) equivalente a Configuração 5 da Tabela 6 e as mesmas dimensões de raio e *pitch*.

A Figura 38 ilustra as Configurações 4 e 5 para suas respectivas estruturas, modeladas no software, de modo que, a Configuração 3 foi demonstrada anteriormente na Figura 33.

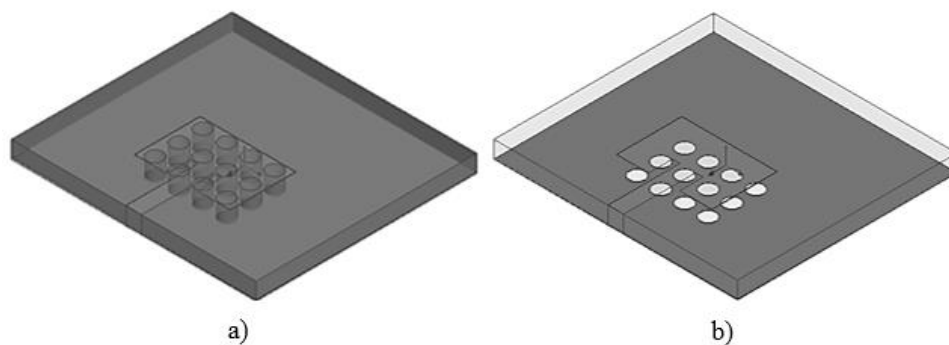


Figura 38: Estrutura EBG/PBG a) no substrato e plano de terra (Sub+PT) b) somente no plano de terra (PT).

Fonte: Autoria própria, 2015.

A Tabela 9 descreve as principais dimensões para as configurações sugeridas de acordo com os materiais. Onde a coluna Modo refere-se as formas que foram perfurados os dispositivos e,  $l_0$  corresponde à altura do cilindro. Considerando-se que em todas as simulações a espessura do plano de terra equivale a do *patch* e da linha de alimentação com  $\tau=0,05$  mm.

Tabela 9: Esboço das configurações das antenas com EBG/PBG no plano de terra.

Material	h(mm)	Conf.	Modo	$l_0$ (mm)
<b>RT5870</b>	1,575	3	Sub	1,575
		4	Sub+PT	1,625
		5	PT	0,05
<b>RT5880</b>	1,57	3	Sub	1,57
		4	Sub+PT	1,62
		5	PT	0,05
<b>FR4</b>	1,57	3	Sub	1,57
		4	Sub+PT	1,62
		5	PT	0,05
<b>RT6006</b>	0,64	3	Sub	0,64
		4	Sub+PT	0,69
		5	PT	0,05
<b>RT6006</b>	1,27	3	Sub	1,27
		4	Sub+PT	1,32

		5	PT	0,05
<b>RT6010</b>	1,9	3	Sub	1,9
		4	Sub+PT	1,95
		5	PT	0,05
<b>RT6010</b>	2,5	3	Sub	2,5
		4	Sub+PT	2,55
		5	PT	0,05

Fonte: Autoria própria, 2015.

## 4.2. Projeto experimental

Esta etapa do projeto trata dos procedimentos experimentais executados para o estudo dos dispositivos projetados e simulados anteriormente. O diagrama da Figura 39 esclarece a metodologia utilizada nesta etapa do trabalho, onde são posteriormente detalhadas.

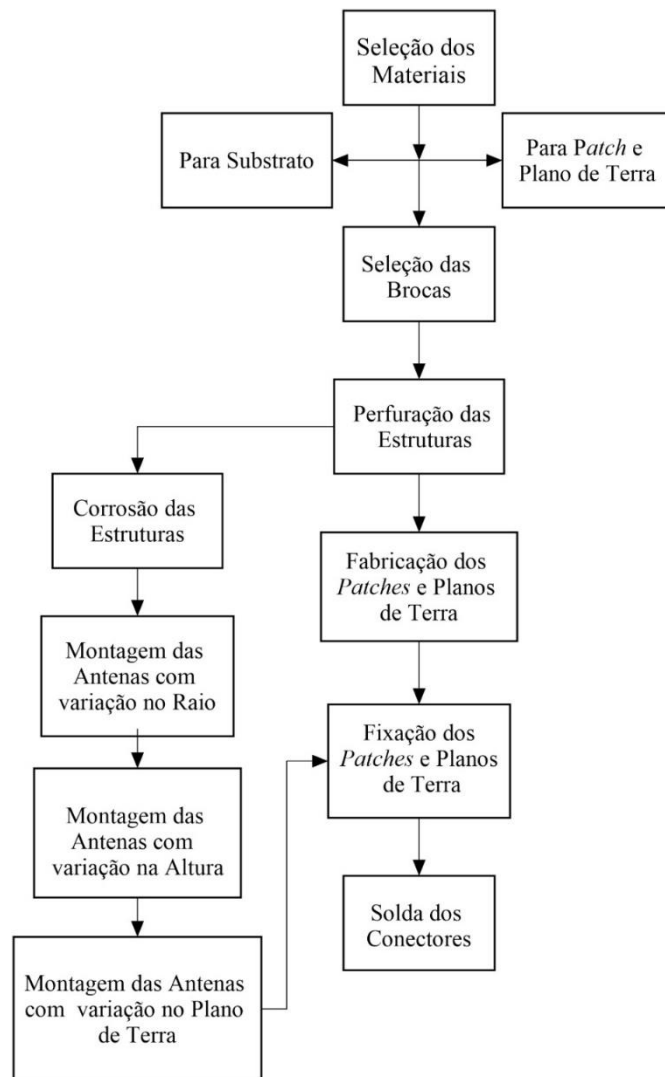


Figura 39: Fluxograma da metodologia utilizada para o desenvolvimento experimental.

Fonte: Autoria Própria, 2016

### 4.2.1. Seleção dos Materiais

Diante da Tabela 3 e após os resultados apresentados nas simulações (Capítulo 5), foram selecionados para desenvolvimento experimental, devido à disponibilidade dos materiais, boas características de largura de banda e perda de retorno e ganho, as Configurações 1 e 2 da Tabela 6 para variação no raio, as Configurações 1, 2 e 3 da Tabela 8 para variação nas alturas e as Configurações 3 e 4 da Tabela 9 para variação no plano de terra.

Assim, a primeira etapa da confecção das antenas foi a seleção dos materiais usados como substratos e elementos irradiantes (*patches* e planos de terra), escolhendo-se as placas do dielétrico RT/Duroid 6006, que estão disponíveis nas alturas de 0,64 mm e 1,27 mm, mostradas na Figura 40.

De modo que, para as configurações e variação na altura são usadas duas camadas das estruturas de altura  $h=1,27$  mm, ou seja, tais dispositivos possuem altura total de  $h=2,54$  mm. As demais configurações são usadas apenas uma camada, de altura 0,64 mm para variação no raio e 1,27 mm para variação no plano de terra.

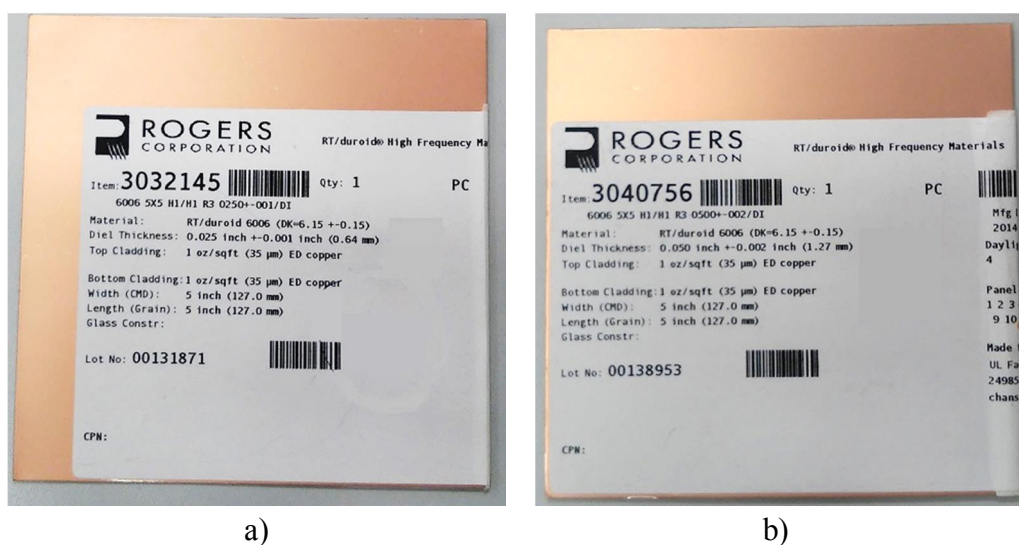


Figura 40: Dielétricos utilizados para fabricação das antenas com substrato de RT/Duroid 6006 de alturas a)  $h=0,64$  mm b)  $h=1,27$  mm.

Fonte: Autoria Própria, 2016.

Para a confecção dos *patches*, linhas de alimentação e plano de terra dos dispositivos, foram usadas folhas de cobre de espessura 0,05 mm como ilustra a Figura 41.

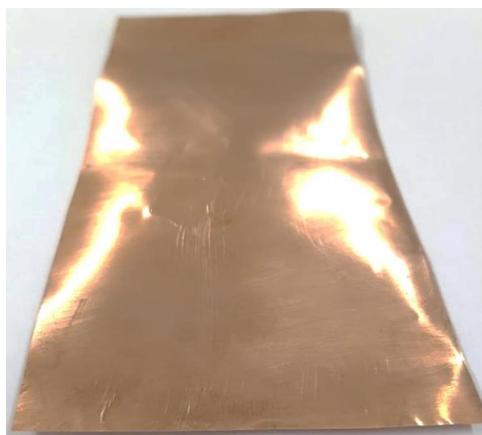


Figura 41: Folha metálica utilizada para construir os *patches* e planos de terra.

Fonte: Autoria Própria, 2016.



#### 4.2.2. Seleção das Brocas

A escolha das brocas para a perfuração da placa de RT/Duroid 6006, depende da fresa de prototipagem utilizada e do diâmetro dos cilindros das estruturas EBG/PBG simuladas. Assim, são selecionadas as brocas de carboneto de tungstênio (WC) com comprimento total de 35,5 mm, e seus diâmetros de 0,6 mm e 1,2 mm e 1,8 mm, seguindo as configurações selecionadas com os raios de 0,3 mm e 0,6 mm e 0,9 mm, respectivamente, como são expostas na Figura 42. De modo que, para as configurações com variação no raio são usadas as brocas expostas em (a) e (b), e para as configurações com variações nas alturas e planos de terra é utilizada a broca de raio mostrado em (c).

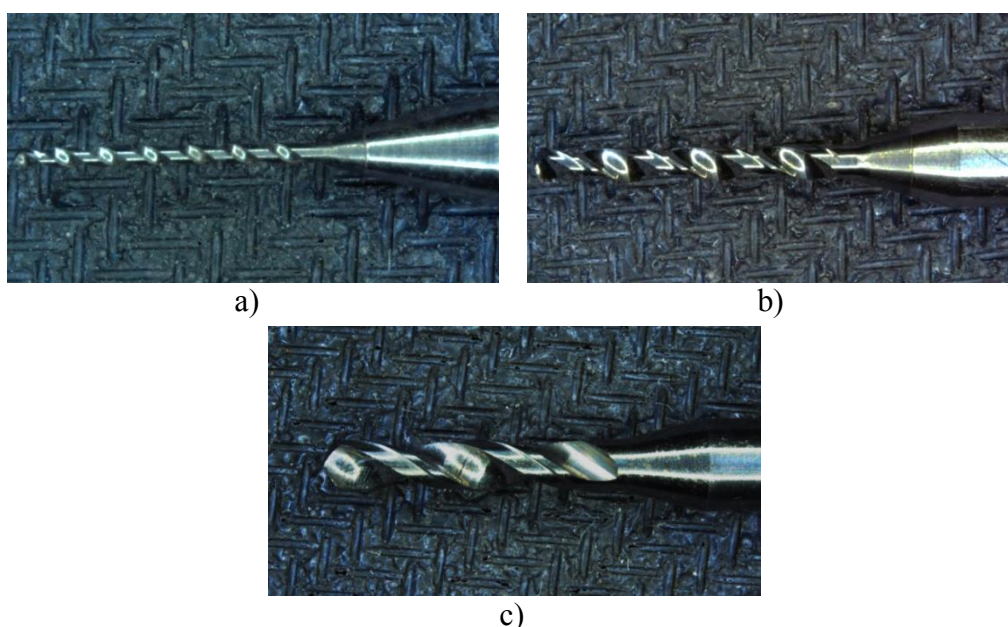


Figura 42: Brocas utilizadas para perfurar as placas com raio de a)  $r=0,3$  mm  
b)  $r=0,6$  mm c)  $r=0,9$  mm.

Fonte: Autoria Própria, 2016.

#### 4.2.3. Perfuração das Estruturas

Para realizar a perfuração das placas, foi utilizada uma fresa de prototipagem do modelo LPKF ProtoMat S42 apresentada na Figura 43. Esse procedimento foi executado no laboratório de prototipagem do Instituto Federal do Rio Grande do Norte (IFRN), Campus Mossoró.

Para a realização desta etapa do projeto, os arquivos das antenas modeladas no ANSYS HFSS®, foram transformados em arquivos CAD (.dwg) e posteriormente usados no programa da fresa em formato .dxf.



Figura 43: Fresa de prototipagem utilizada na fabricação das antenas.  
Fonte: Autoria Própria, 2016.

O resultado desta etapa do projeto são as estruturas perfuradas de acordo com suas configurações, como estão expostas na Figura 44 para as Configurações 1 e 2 da Tabela 6, para variação dos raios em 0,3 mm e 0,6 mm respectivamente.

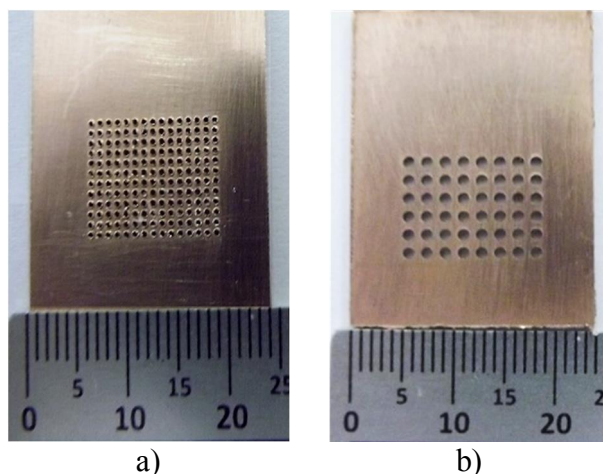


Figura 44: Estruturas perfuradas para variações no raio na: a) Configuração 1 e b) Configuração 2.  
Fonte: Autoria Própria, 2016.

Na Figura 45 são mostradas as estruturas com variação na altura dos furos, em (a) para a Configuração 1 com perfuração 100% do substrato, em (b) para Configuração 2 com 50% na

camada superior e conseqüentemente em (c) para Configuração 3 com perfuração em 50% da camada inferior do substrato.

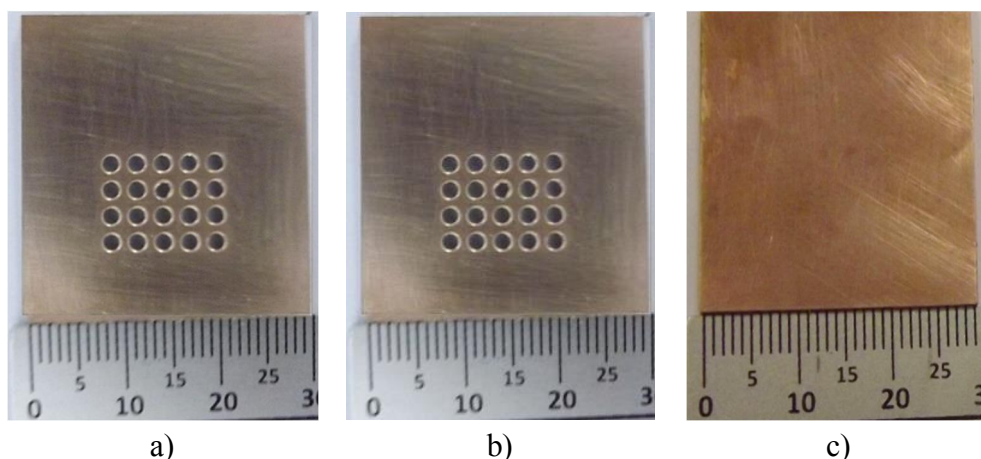


Figura 45: Estruturas perfuradas para variações nas alturas na: a) Configuração 1 b) Configuração 2 c) Configuração 3.

Fonte: Autoria Própria, 2016.

A Figura 46 ilustra as configurações com variação no plano de terra de acordo com a Tabela 9, onde em (a) tem-se a Configuração 3 com perfuração apenas no substrato e em (b) ilustra-se a Configuração 4 com perfuração no substrato e plano de terra.

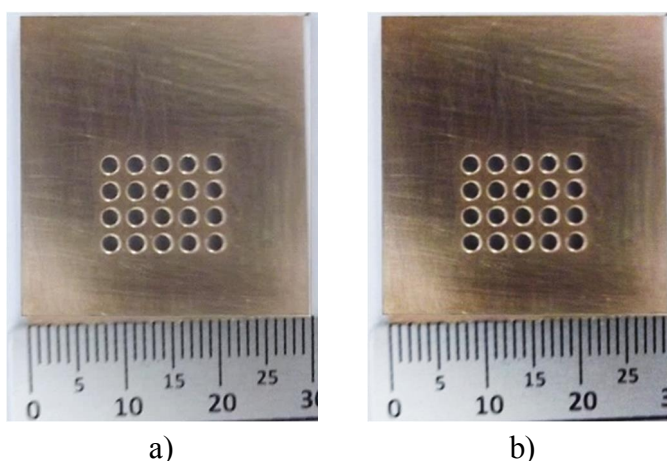


Figura 46: Estruturas perfuradas para variações nos planos de terra em: a) Configuração 3 e b) Configuração 4.

Fonte: Autoria Própria, 2016.

A Figura 47 demonstra as placas de RT/Duroid 6006 após os cortes, onde foi utilizada a mesma fresa da perfuração das estruturas mostradas anteriormente. De modo que em (a) tem-se a placa de altura  $h=0,64$  mm que foram feitas as configurações com variação no raio, e em

(b) tem-se a placa de  $h=1,27$  mm, que corresponde a placa das configurações com variação na altura e plano de terra.

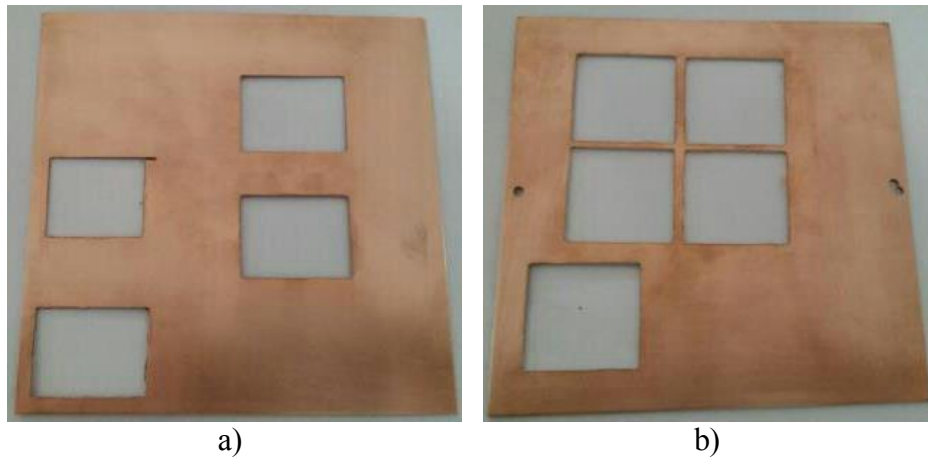


Figura 47: Placas do dielétrico após o corte das antenas em: a)  $h=0,64$  mm b)  $h=1,27$  mm.  
Fonte: Aatoria Própria, 2016

#### 4.2.4. Fabricação dos Patches e Planos de Terra

Utilizando novamente a fresa já mencionada, foi confeccionado na folha de cobre os componentes de irradiação, *patches* e planos de terra, como ilustra a Figura 48. Observando em (a) o *patch* e plano de terra para as configurações com variação do raio, em (b) estão as configurações para variações nas alturas dos furos e, em (c) é observada a configuração para variação no plano de terra (Sub+PT).

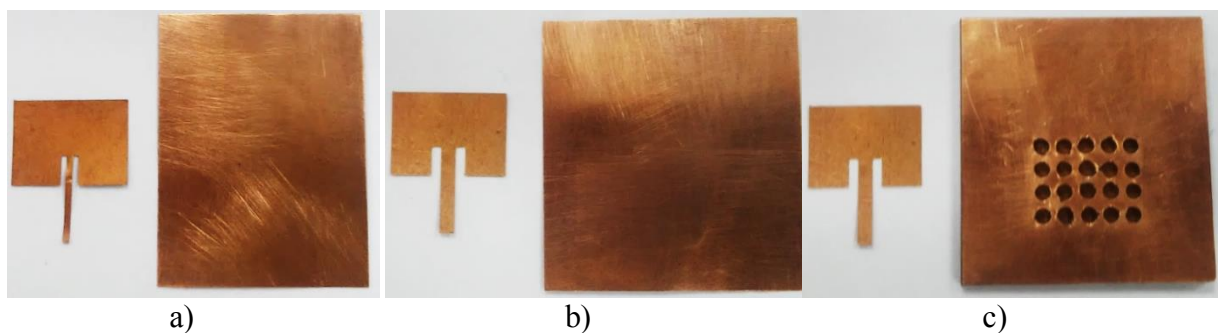


Figura 48: Configurações dos *Patches* e Planos de terra confeccionados para estruturas com variações em a) Raios b) Alturas c) Plano de terra.  
Fonte: Aatoria Própria, 2016.

#### 4.2.5. Corrosão das Estruturas

As placas do RT/Duroid 6006 são recobertas por finas camadas metálicas, as quais devem ser retiradas para então obter-se apenas os substratos dielétrico. Desta forma, para

promover a corrosão das placas, os dispositivos construídos foram imersos em uma solução química de Percloroeto de Ferro ( $\text{FeCl}_3$ ). A Figura 49 ilustra os dispositivos em processo de corrosão da camada metálica.



Figura 49: Processo de corrosão das estruturas utilizando Percloroeto de Ferro ( $\text{FeCl}_3$ ).  
Fonte: Autoria Própria, 2016.

#### 4.2.6. Montagem das antenas com variação no raio

Após a corrosão da camada metálica, as antenas com variação nos raios dos cilindros tornam-se as demonstradas na Figura 50. Onde em (a) tem-se a estrutura de raio  $r=0,3$  mm e, em (b) tem-se a configuração de raio  $r=0,6$  mm.

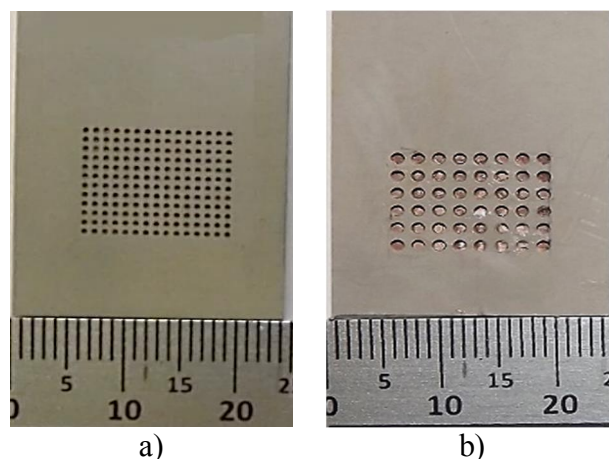


Figura 50: Estruturas com variação no raio em: a) Configuração 1 e b) Configuração 2.  
Fonte: Autoria Própria, 2016.

#### 4.2.7. Junção das Camadas das Antenas com variação da Altura

Nesta etapa, são construídas as antenas com variação nas alturas dos furos. De modo que foram confeccionadas basicamente duas estruturas, como ilustra a Figura 51, onde em (a)

se tem a estrutura com os furos de raio 0,9 mm e, em (b) a estrutura sem furos. Assim, cada placa separadamente possui altura de 1,27 mm, e são unidas com cola específica e apropriada, formando as configurações desejadas com substrato de  $h=2,54$  mm.

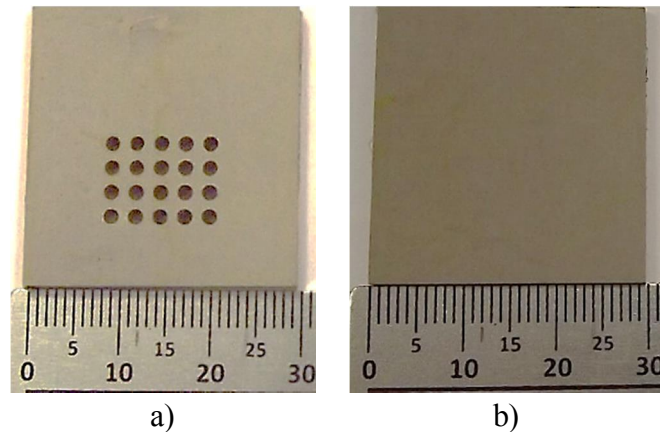


Figura 51: Estruturas básicas para construção das antenas com variação da altura a) com EBG/PBG b) sem EBG/PBG.  
Fonte: Autoria Própria, 2016.

Para a perfuração de 100%, foram unidas duas camadas com os *gaps* de ar. Na configuração com 50% superior, tem-se a união de uma camada com furos na parte superior e uma sem furos na inferior. Conseqüentemente a configuração com perfuração de 50% inferior, tem-se a camada com os furos na parte inferior da estrutura e uma sem furos na superior.

#### 4.2.8. Montagem das Antenas com variação no Plano de Terra

Para as configurações com variação no plano de terra, tem-se na Configuração 3 a estrutura com perfuração apenas no substrato onde a sua camada superior está demonstrada em (a) da Figura 52. A estruturas com furos no substrato e plano de terra, durante o processo de corrosão precisou utilizar uma fita adesiva para impedir a retirada da camada de cobre referente ao seu plano de terra, de modo que, a sua vista superior é equivalente à imagem em (a) e vista inferior correspondente ao plano de terra é mostrada em (b) da Figura 52.

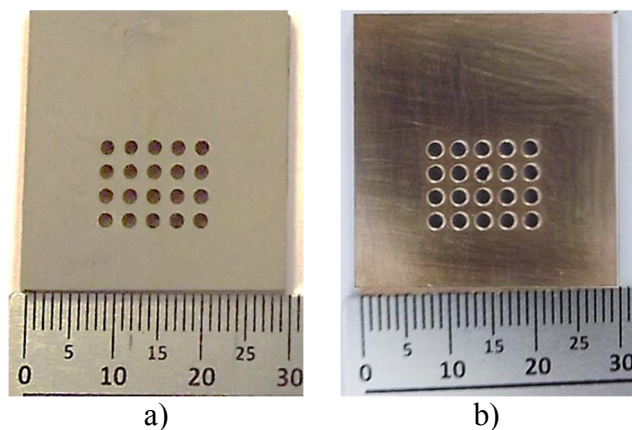


Figura 52: Antenas com variação no plano de terra: a) Vista superior das Configurações 3 e 4.  
b) Vista posterior (plano de terra) da Configuração 4.

Fonte: Autoria Própria, 2016.

#### 4.2.9. Fixação dos Patches e Planos de Terra

Após a montagem das estruturas para todas as configurações foram então fixados os *patches* e planos de terra, utilizando a cola especial a base de cianoacrilato. Resultando nos dispositivos mostrados nas Figuras 53 a 55. Para as configurações com variação no raio, tem-se na Figura 53 em (a) Configuração 1 com raio de 0,3 mm, e em (b) a Configuração 2 para raio de 0,6 mm.

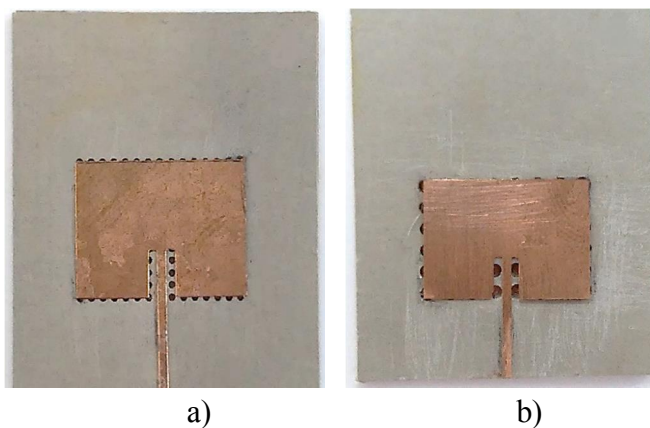


Figura 53: Estruturas com *patches* para as variação no raio em: a) Configuração 1 e  
b) Configuração 2.

Fonte: Autoria Própria, 2016.

Na Figura 54, são mostradas as estruturas com *patches* para as configurações com variação na altura em (a) Configuração 1 com substrato 100% perfurado, em (b) tem-se a Configuração 2 para perfuração em 50% na camada superior e, em (c) a Configuração 3 com substrato perfurado em 50% na camada inferior.

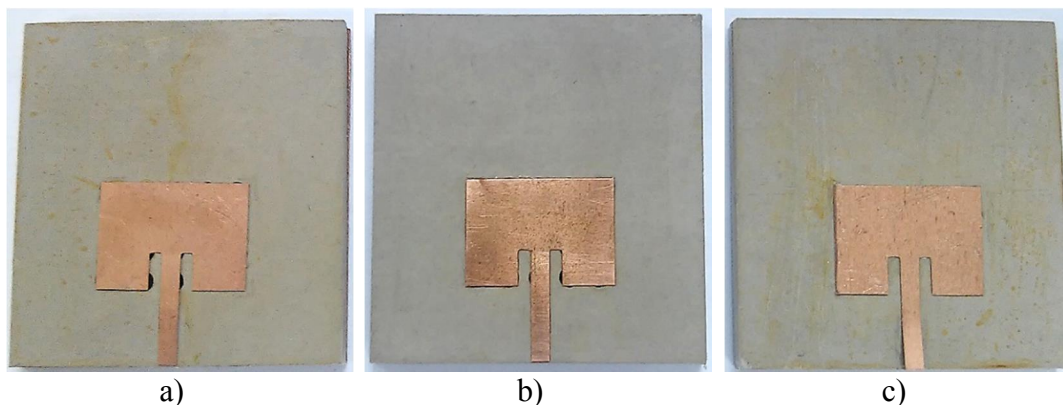


Figura 54: Estruturas com *patches* para variações nas alturas dos cilindros em:  
a) Configuração 1 b) Configuração 2 e c) Configuração 3.

Fonte: Autoria Própria, 2016.

A Figura 55, ilustra as estruturas com *patch* para as configurações com variações no plano de terra. Onde, em (a) tem-se a Configuração 3 com os *gaps* de ar localizados somente no substrato (Sub) e em (b) tem-se a Configuração 4 com furos no substrato e plano de terra (Sub+PT).

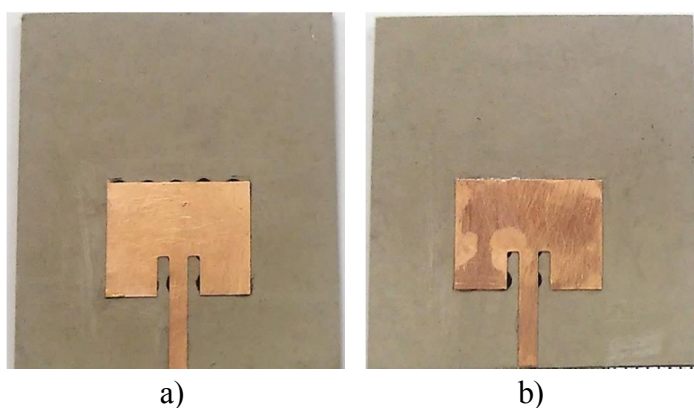


Figura 55: Estruturas com *patches* para variação no plano de terra em a) Configuração 3 e  
b) Configuração 4.

Fonte: Autoria Própria, 2016.

#### 4.2.10. Solda dos conectores

Na última etapa do processo de fabricação dos dispositivos, foram realizadas as soldas dos conectores SMA do tipo fêmea reto para P.C.I de 4 pinos de frequência, mostrados na Figura 56.





Figura 56: Conector SMA usados nas antenas.  
 Fonte: Autoria Própria, 2016.

De modo que, após a fixação dos conectores SMA, os dispositivos estão aptos para a conexão no analisador de redes vetoriais e assim realizar as medições necessárias para cada estrutura. A Figura 57 ilustra as configurações para as variações no raio em (a) Configuração 1 com raio de  $r=0,3$  mm e em (b) tem-se a Configuração 2 com raio de  $r=0,6$  mm.

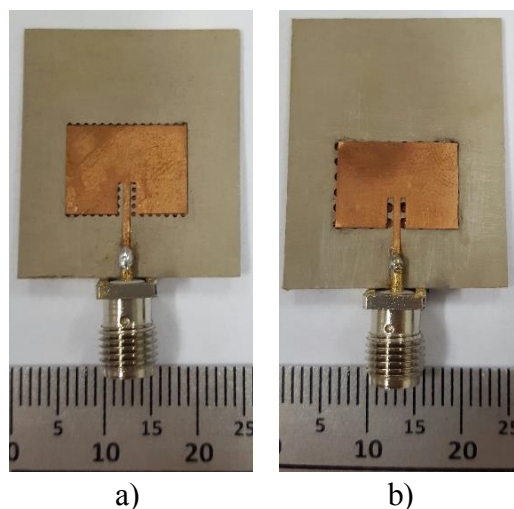


Figura 57: Estruturas com conectores para variações no raio na: a) Configuração 1 e b) Configuração 2.  
 Fonte: Autoria Própria, 2016.

A Figura 58, ilustra os dispositivos com os conectores para as Configurações 1, 2 e 3 com variação na altura em respectivamente (a) perfuração em  $h=100\%$ , (b) substrato perfurado em  $h=50\%$  na camada superior e conseqüentemente em (c) perfuração em  $h=50\%$  na camada inferior.

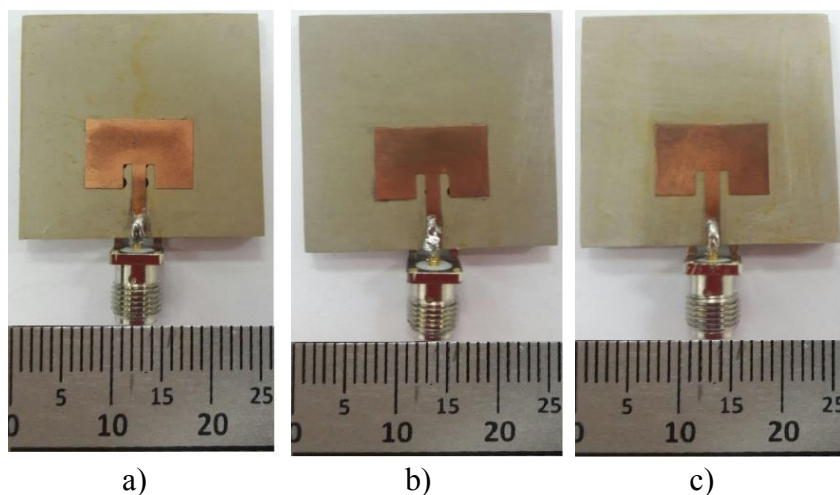


Figura 58: Estruturas com conectores para variações na altura em: a) Configuração 1  
 b) Configuração 2 e c) Configuração 3.  
 Fonte: Autoria Própria, 2016.

A Figura 59 ilustra os dispositivos com os conectores SMA para as Configurações 3 e 4 referentes, respectivamente, aos dispositivos com perfuração apenas no substrato (Sub) e no substrato e plano de terra (Sub+PT).

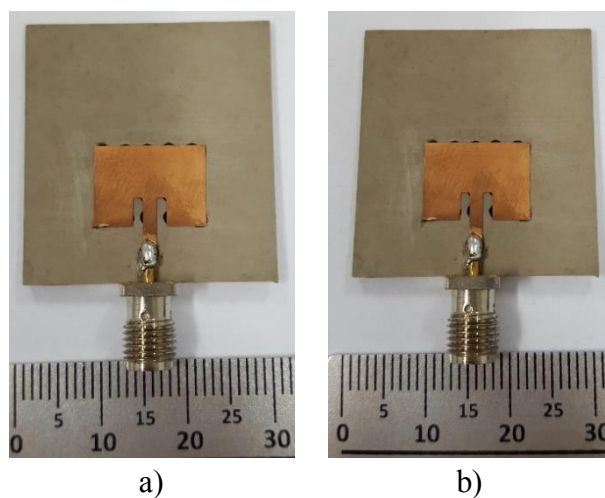


Figura 59: Estruturas com conectores para variação no plano de terra em: a) Configuração 3 e  
 b) Configuração 4.  
 Fonte: Autoria Própria, 2016.

## 5. RESULTADOS E DISCUSSÕES

### 5.1. Resultados computacionais

Os resultados computacionais consistem nas respostas das simulações das antenas projetadas no ANSYS HFSS®, fundamentando os conceitos descritos anteriormente obtendo os principais parâmetros das antenas.

#### 5.1.1. Antenas padrão

Com os dados alcançados no dimensionamento descrito no Capítulo 3, foram desenvolvidos inicialmente as simulações das antenas com estrutura padrão de acordo com as Tabelas 3, 4 e 5. Os resultados para perda de retorno em função da frequência para as 7 configurações de antenas padrão estão ilustrados nas Figuras de 60 a 62. Onde, é possível constatar que os materiais podem funcionar a várias faixas de frequência ou bandas (modos) de operação, no qual são caracterizados de multibandas, onde a partir desta são calculadas as larguras de banda, como consta na Tabela 10.

Observando a Figura 60, que corresponde as Configurações 1, 2 e 3 em RT/Duroid 5870, 580 e FR4 respectivamente. Tem-se que as Configurações 1 e 2 apresentam 3 modos de frequência, já a Configuração 3 possui 4 modos, notando nestas um aumento da perda de retorno do primeiro para o segundo modo e destacando também os maiores valores de largura de banda na segunda banda.

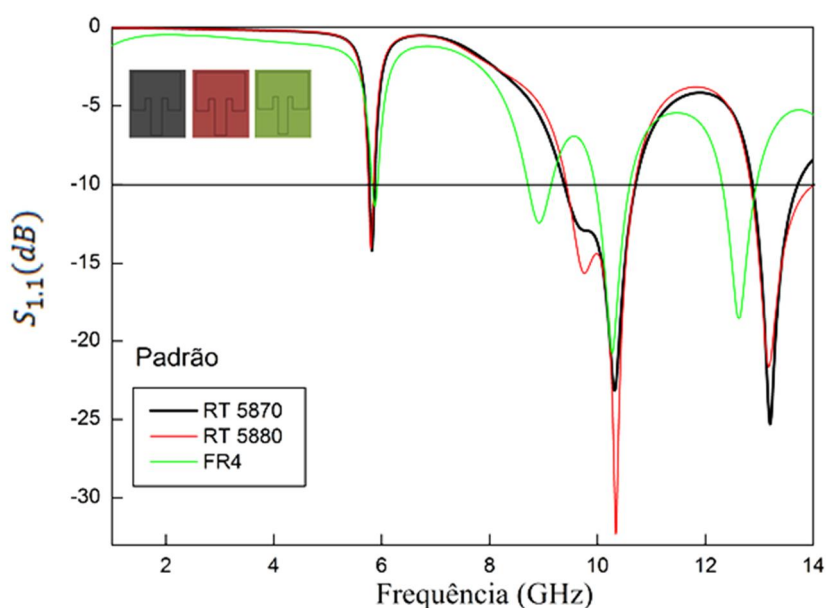


Figura 60: Perda de retorno em função da frequência para as Configurações 1, 2 e 3, padrão.  
Fonte: Autoria Própria, 2015.

Na Figura 61 as Configurações 4 e 5 correspondendo as estruturas de RT/Duroid 6006 com altura de  $h=0,64$  mm e  $h=1,27$  mm, possuem 1 e 2 modos de frequência, respectivamente. Onde na Configuração 5 ocorre um aumento da perda de retorno em contrapartida uma redução na largura de banda.

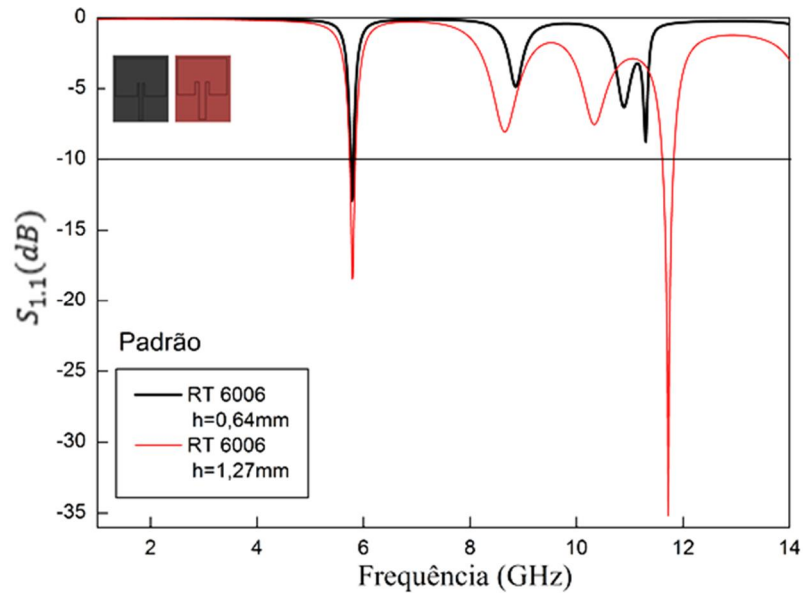


Figura 61: Perda de retorno em função da frequência para as Configurações 4 e 5, padrão.  
Fonte: Autoria Própria, 2015.

Na Figura 62 observa-se na Configurações 6 para RT/Duroid 6010 com  $h=1,9$  mm, cinco modos de frequência, enquanto a Configuração 7 para RT/Duroid 6010 com  $h=2,5$  mm, apenas 4 modos, destacando o primeiro com os melhores valores de perda de retorno.

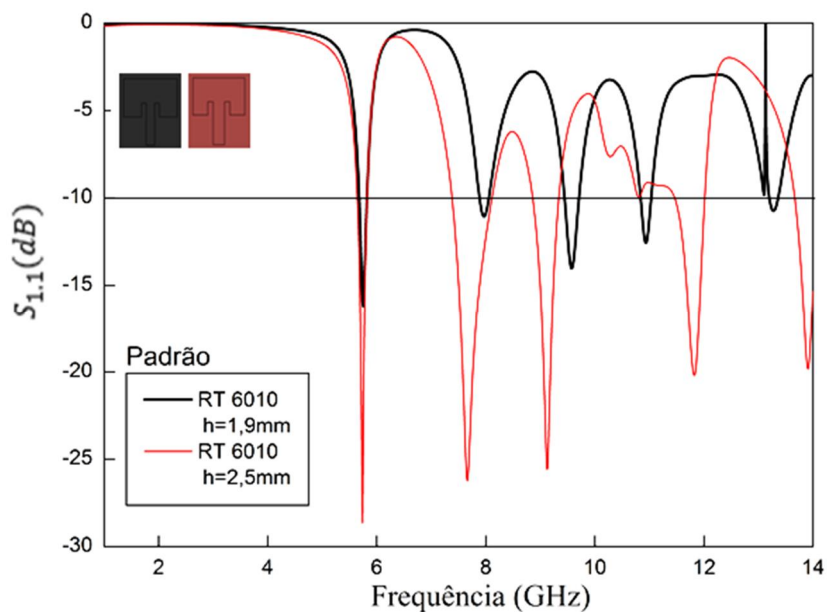


Figura 62: Perda de retorno em função da frequência para as Configurações 6 e 7, padrão.  
Fonte: Autoria Própria, 2015.

A Tabela 10 resume os principais resultados adquiridos nas simulações para as 7 configurações das antenas padrão, onde, em cada modo de frequência obtido tem-se seus respectivos valores de perda de retorno e largura de banda percentual.

Tabela 10: Resultado das simulações das configurações para antenas padrão.

<b>Conf.</b>	<b>Fr(GHz)</b>	<b>S<sub>1,1</sub>(dB)</b>	<b>BW(%)</b>
<b>1</b>	5,82; 10,32 13,23	-14,20; -23,16 -24,34	1,54; 12,69 6,88
<b>2</b>	5,80; 10,35 13,21	-14,07; -32,01 -21,23	1,55; 12,07 8,78
<b>3</b>	5,87; 8,92 10,27; 12,62	-11,33; -12,43 -20,79; -18,56	1,53; 4,71, 6,13; 4,91
<b>4</b>	5,78	-12,91	0,69
<b>5</b>	5,80; 11,72	-18,26; -35,19	1,72; 1,71
<b>6</b>	5,75; 7,97 9,58; 10,94 13,27	-16,19; -11,06 -14,02; -12,56 -10,74	2,26; 2,01 2,61; 1,74 1,21
<b>7</b>	5,74; 7,66 9,13; 11,82	-28,64; -26,23 -25,56; -20,22	2,96; 9,39 5,15; 4,57

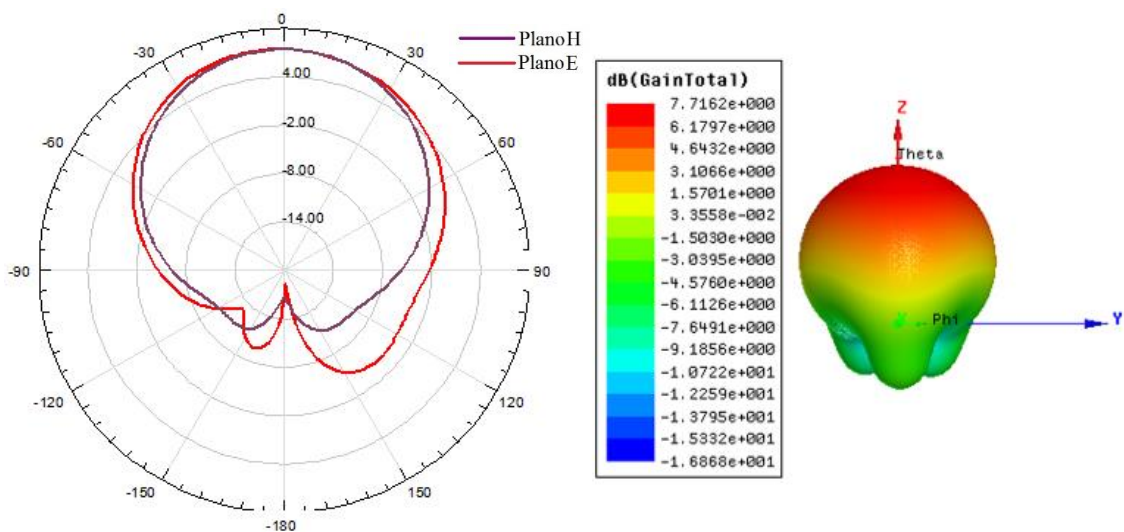
Fonte: Autoria Própria, 2015.

Para os valores de ganho e nas análises dos diagramas de radiação 2D e 3D nos planos elétricos e magnéticos ilustrados no decorrer do presente trabalho, são em cada caso analisadas apenas a primeira banda de frequência.

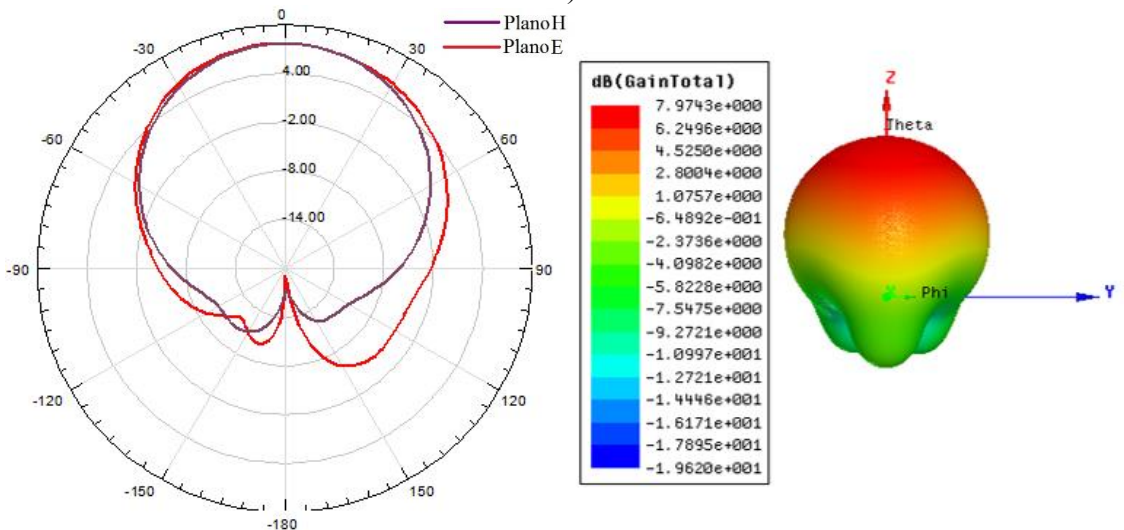
Observando as Figuras de 63 a 65 é reafirmado que as antenas propostas possuem diagrama de radiação na forma broadside, ou seja, a propagação ocorre perpendicular ao plano de terra, isso devido ao tamanho do plano de terra ser equivalente ao do substrato, provocando assim a radiação completa.

Relacionando os ganhos tem-se variações significativas nesses valores, isso ocorreu devido a mudança da permissividade ( $\epsilon_r$ ) entre os materiais. Temos que comparando todas as antenas padrão as de RT/Duroid 5870 e 5880 possuem os maiores valores para o ganho, já a de FR4 apresenta o menor valor.

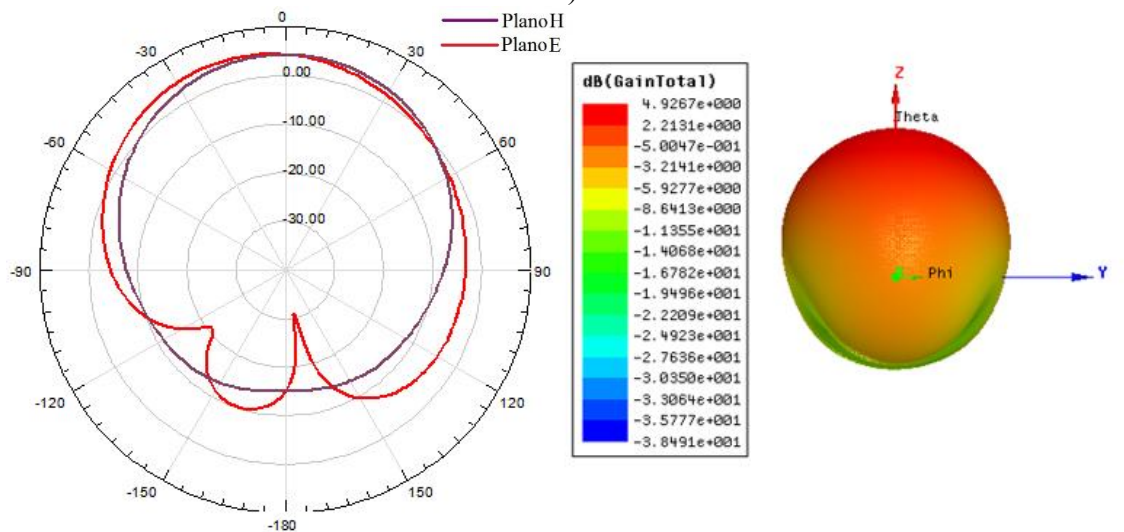
Assim, na Figura 63 são ilustrados os diagramas de radiação para as configurações de antenas padrão em (a) no substrato de RT/Duroid 5870, em (b) para o RT/Duroid 5880 e em (c) com dielétrico de FR4.



a)



b)



c)

Figura 63: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para as antenas padrão em: a) Configuração 1 b) Configuração 2 e c) Configuração 3.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

Na Figura 64 tem-se os diagramas de radiação dos campos elétricos e magnéticos

para as configurações padrão em (a) com o substrato de RT/Duroid 6006 de altura  $h=0,64\text{mm}$  e em (b) para o substrato de RT/Duroid 6006 com  $h=1,27\text{ mm}$ .

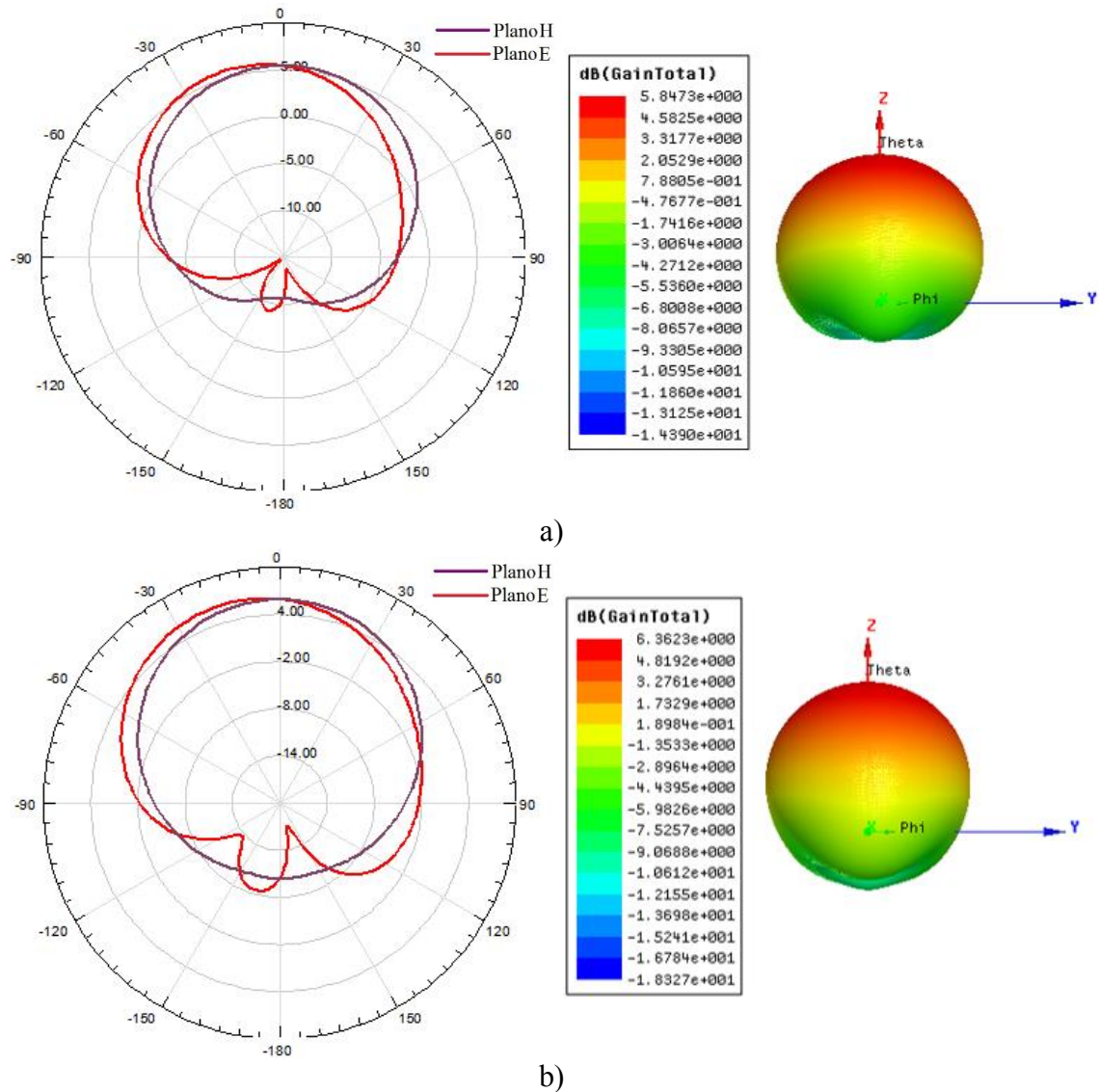


Figura 64: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para as antenas padrão em: a) Configuração4 e b) Configuração5.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

Por fim, na Figura 65 são demonstrados os diagramas de radiação nos planos E e H, para as configurações de antenas padrão em (a) com substrato de RT/Duroid 6010 de altura  $h=1,9\text{ mm}$  e em (b) com RT/Duroid 6010 com altura de  $h=2,5\text{ mm}$ .

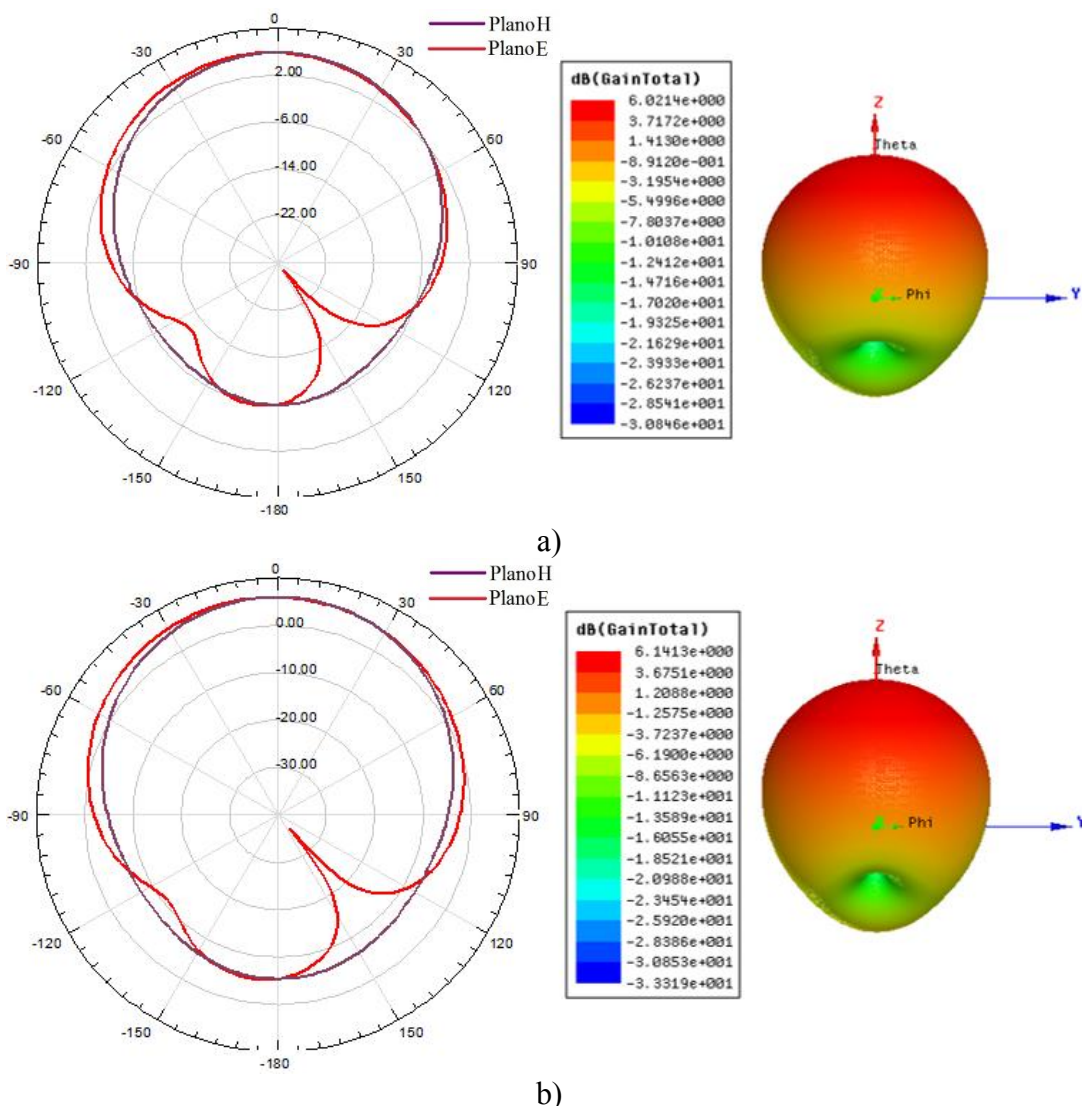


Figura 65: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para as antenas padrão em: a) Configuração 6e b) Configuração 7.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

Após as simulações das antenas padrão, foram feitas as modificações nestas estruturas, com a inserção dos elementos EBG/PBG. Baseado nos dados descritos nos capítulos anteriores foram realizadas simulações para variações nos raios dos elementos inseridos, variações nas alturas desses elementos e por fim foram realizadas variações no plano de terra das estruturas.

### 5.1.2. Estruturas com EBG/PBG no Substrato

### 5.1.3. Variação no Raio



Inicialmente foram desenvolvidas as simulações referentes à variação no raio, onde são comparados os resultados das antenas padrão e das Configurações 1, 2 e 3, com raios 0,3 mm, 0,6 mm e 0,9 mm respectivamente, referentes a Tabela 6, para os diferentes materiais.

Obtemos assim as respostas para a perda de retorno em função das frequências para a variação nos raios dos cilindros dos substratos nas Figuras de 66 a 72 em respectivamente RT/Duroid5870, RT/Duroid5880, FR4, RT/Duroid6006 h=0,64 mm, RT/Duroid 6006 h=1,27 mm, RT/Duroid 6010 h=1,9 mm e RT/Duroid 6010 h=2,5 mm.

Onde é possível verificar alterações nas bandas de frequência com relação a antena padrão, isso ocorre devido a inserção das estruturas EBG/PBG, ou seja, a retirada de parte do material dielétrico do substrato. O deslocamento das bandas ocorre para a direita com relação a sua respectiva antena padrão, isto é, sucede um aumento nos valores das frequências de operação em cada modo.

Os materiais com permissividade menor, são esses o RT/Duroid5870, RT/Duroid5880 e o FR4, apresentaram a sua primeira banda de frequência entre 9 e 12 GHz, (o que se torna distante da frequência de projeto de 5,85GHz), já para os demais materiais esses valores do primeiro modo estão entre 6 e 8GHz.

Observamos também que, para todos os materiais, a inserção das estruturas EBG/PBG no substrato, acarreta maiores valores de largura de banda, se comparadas as antenas padrão para as mesmas faixas de frequência.

Observando na Figura 66 que as estruturas apresentam apenas uma banda de frequência para as 3 configurações e que os dispositivos de raio 0,6 mm apresentam maior perda de retorno e largura de banda.

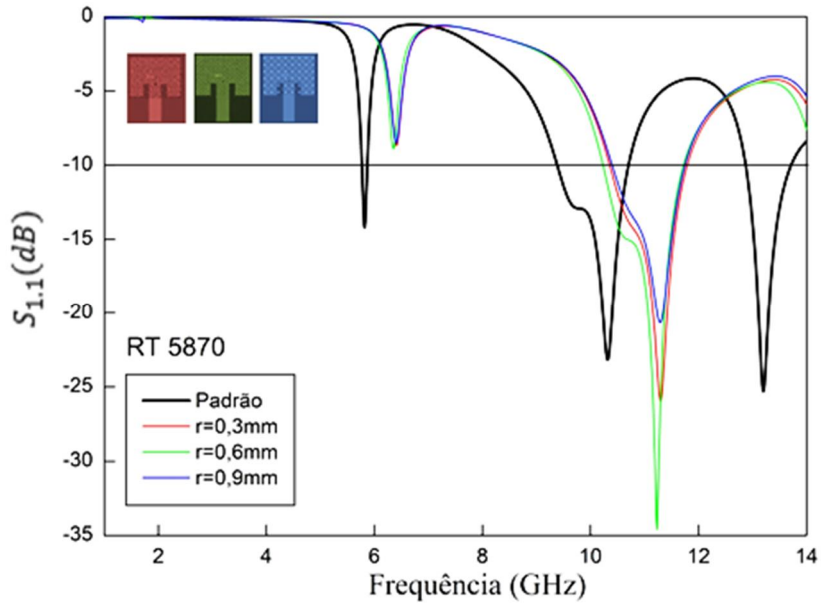


Figura 66: Perdas de retorno em função da frequência para antenas com variação no raio em RT/Duroid 5870

Fonte: Autoria Própria, 2015.

A Figura 67 ilustra que as configurações apresentam somente um modo de frequência. Destacando a Configuração de raio 0,6 mm que apresentou maior perda de retorno e largura de banda.

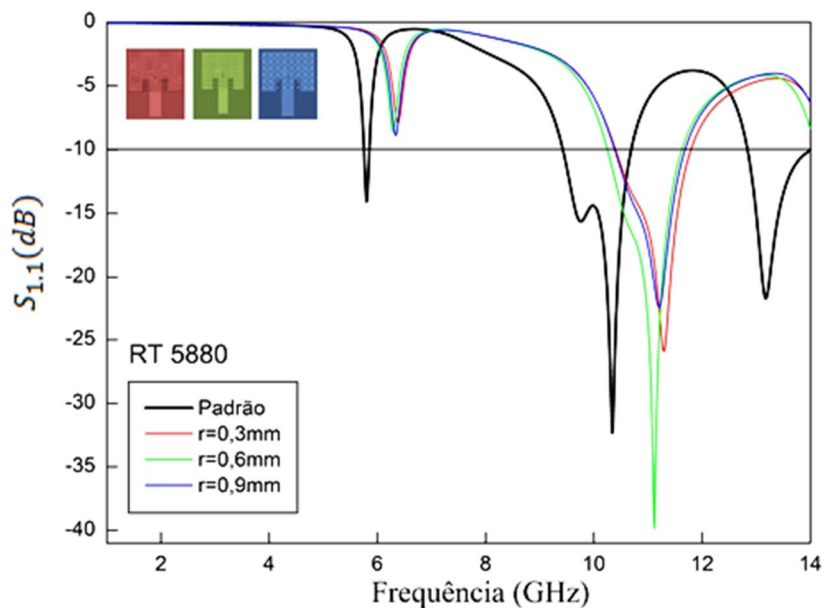


Figura 67: Perdas de retorno em função da frequência para antenas com variação no raio em RT/Duroid 5880.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

Na Figura 68 observamos dois modos de frequência, onde no primeiro as estruturas apresentam melhores valores para a perda de retorno, já no segundo destacam-se os valores de largura de banda.

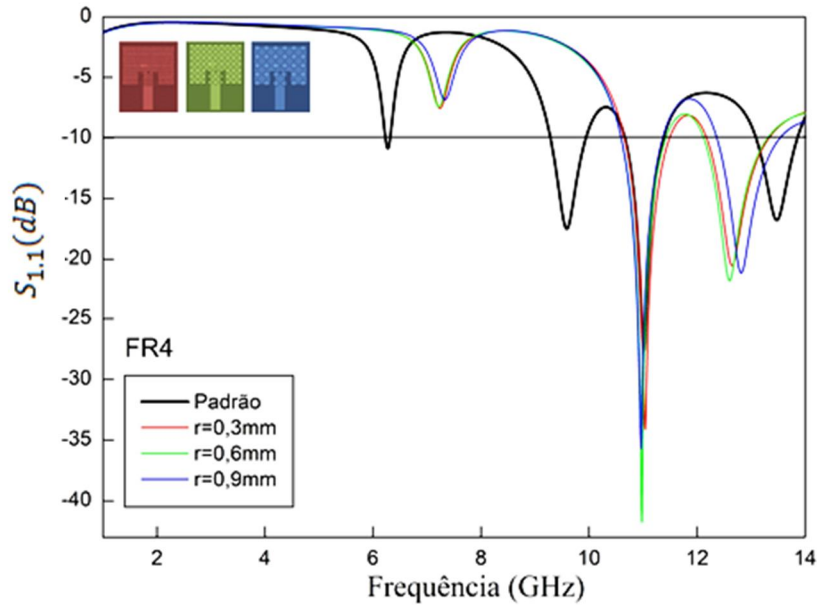


Figura 68: Perdas de retorno em função da frequência para antenas com variação no raio em FR4.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

Na Figura 69 as Configurações 1 e 3 apresentaram 3 modos de frequência, e a 2 apresentou 4 modos. Destacando a Configuração de raio 0,9 mm com os melhores valores de perda de retorno e largura de banda em cada modo.

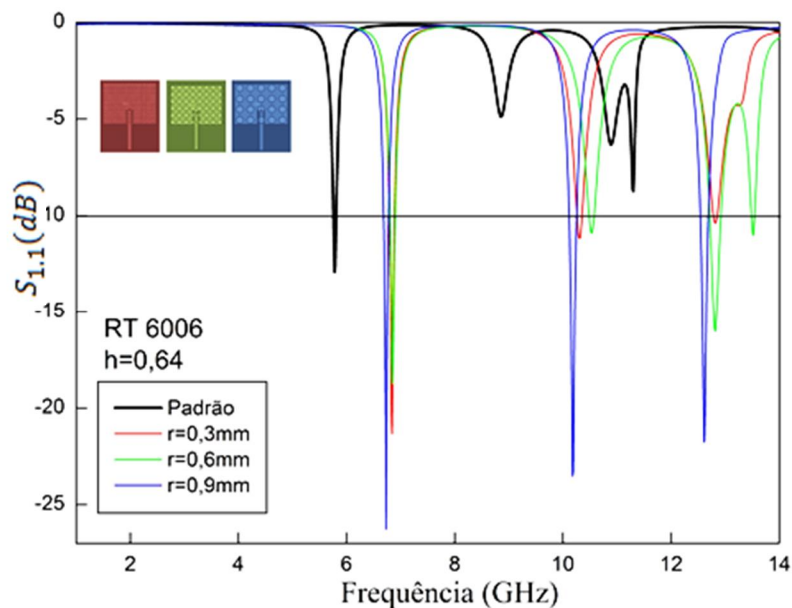


Figura 69: Perdas de retorno em função da frequência para antenas com variação no raio em RT/Duroid 6006  $h=0,64$  mm.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

A Figura 70 apresenta nas três configurações 3 modos de frequência, onde a medida que a frequência aumenta os valores de BW também aumentam, para todos os modos.

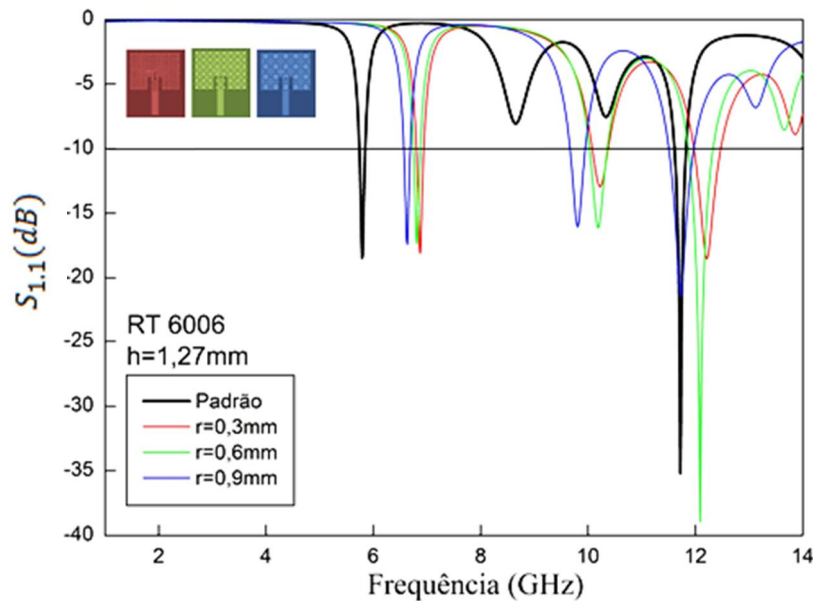


Figura 70: Perdas de retorno em função da frequência para antenas com variação no raio em RT/Duroid 6006  $h=1,27$  mm.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

Com a Figura 71 foi observado que a Configuração 1 opera em 5 modos de frequência, enquanto as demais em apenas 3, onde a estrutura de 0,9 mm se sobressai com os melhores valores de perda de retorno.

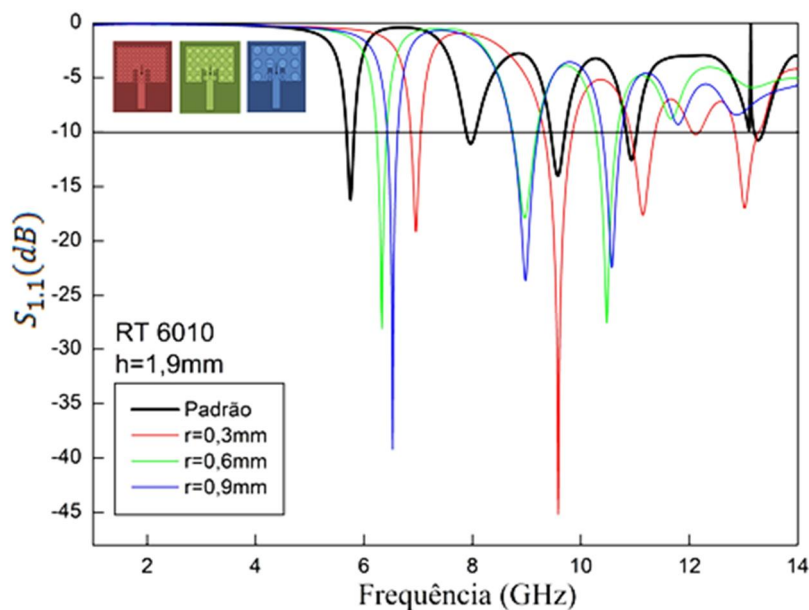


Figura 71: Perdas de retorno em função da frequência para antenas com variação no raio em RT/Duroid 6010  $h=1,9$  mm.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

Notamos na Figura 72 que os resultados para perda de retorno com as estruturas EBG/PBG são inferiores aos encontrados com as antenas padrão, obtendo 4 modos para a Configuração 1 e 6 para as Configurações 2 e 3.

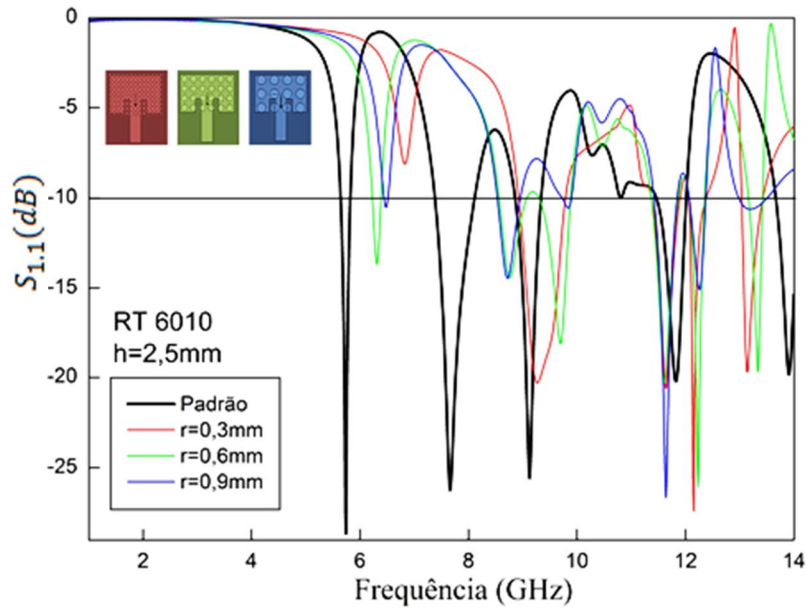


Figura 72: Perdas de retorno em função da frequência para antenas com variação no raio em RT/Duroid 6010 h=2,5 mm.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

A Tabela 11 detalha os principais parâmetros obtidos nos gráficos de  $S_{1,1}$  e frequência das Figuras 66 a 72, para variação no raio do cilindro, especificando todos os modos de frequência que a estrutura possui.

Tabela 11: Parâmetros das antenas com variação no raio.

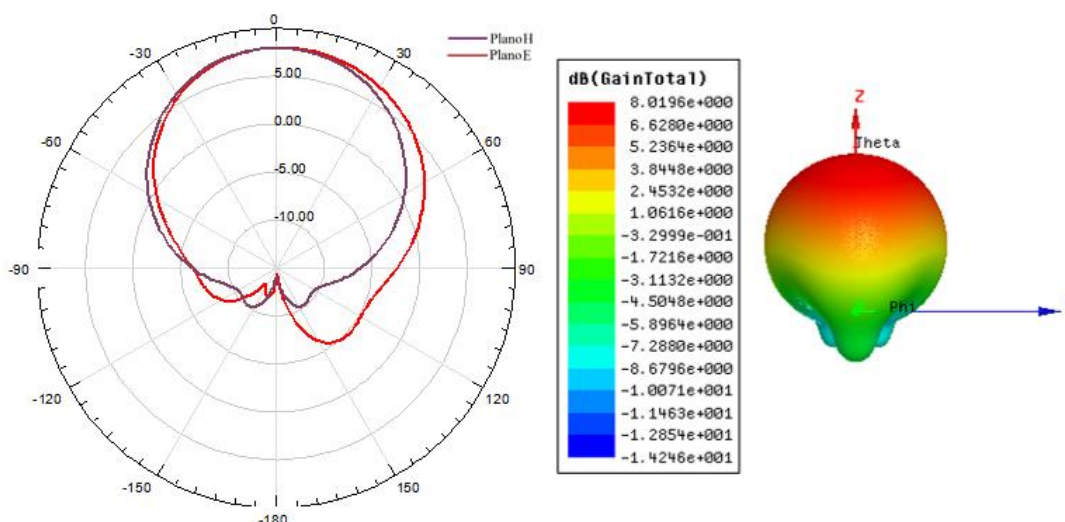
Material	h(mm)	Conf.	Fr(GHz)	$S_{1,1}$ (dB)	BW(%)
RT5870	1,575	1	11,30	-25,99	12,65
		2	11,23	-34,60	13,18
		3	11,29	-20,66	11,78
RT5880	1,57	1	11,29	-25,93	12,22
		2	11,12	-39,85	12,23
		3	11,21	-22,35	11,51
FR4	1,57	1	11,04; 12,65	-34,13; -20,56	7,52; 9,09
		2	10,98; 12,6	-41,78; -21,78	7,47; 9,29
		3	10,96; 12,82	-35,72; -21,16	6,93; 9,04
RT6006	0,64	1	6,84; 10,31, 12,82	-21,34; -11,18, -10,39	1,31; 0,78, 0,47
		2	6,85; 10,53, 12,82; 13,52	-18,73; -10,91 -16,01, 13,52	1,31; 0,76, 1,56; 0,37
		3	6,73; 10,18, 12,61	-26,26; -23,52 -21,77	1,19; 1,28, 1,03
RT6006	1,27	1	6,87; 10,22, 12,21	-18,11; -12,94 -18,54	1,75; 2,84, 4,01
		2	6,81; 10,19,	-17,38; -16,14	1,76; 3,24,

			12,09	-38,94	3,72
		3	6,63; 9,81, 11,73	-17,42; -16,07 -21,44	1,66; 2,75, 3,92
<b>RT6010</b>	1,9	1	6,96; 9,58, 11,15; 12,12, 13,02	-19,15; -45,18 -17,67; -10,24 -16,99	2,44; 5,43, 3,95; 0,99, 3,3
		2	6,33; 8,96, 10,48	-28,15; -17,89 -27,61	2,84; 4,79, 3,72
		3	6,53; 8,98, 10,57	-39,22; -23,63 -22,44	2,91; 5,34, 3,31
<b>RT6010</b>	2,5	1	9,27; 11,64, 12,15; 13,14	-20,30; -20,60 -27,39; -19,71	9,17; 4,38, 2,63; 2,89
		2	6,31; 8,75, 9,7; 11,6, 12,23; 13,33	-13,68; -14,39 -18,13; -20,30 -26,08; -19,68	2,38; 5,71, 5,97; 4,22, 2,29; 1,88
		3	6,48; 8,72, 9,84; 11,64, 12,26; 13,19	-10,52; -14,45 -10,56; -26,65 -15,07; -10,63	0,93; 4,59, 1,63; 3,61, 2,45; 3,94

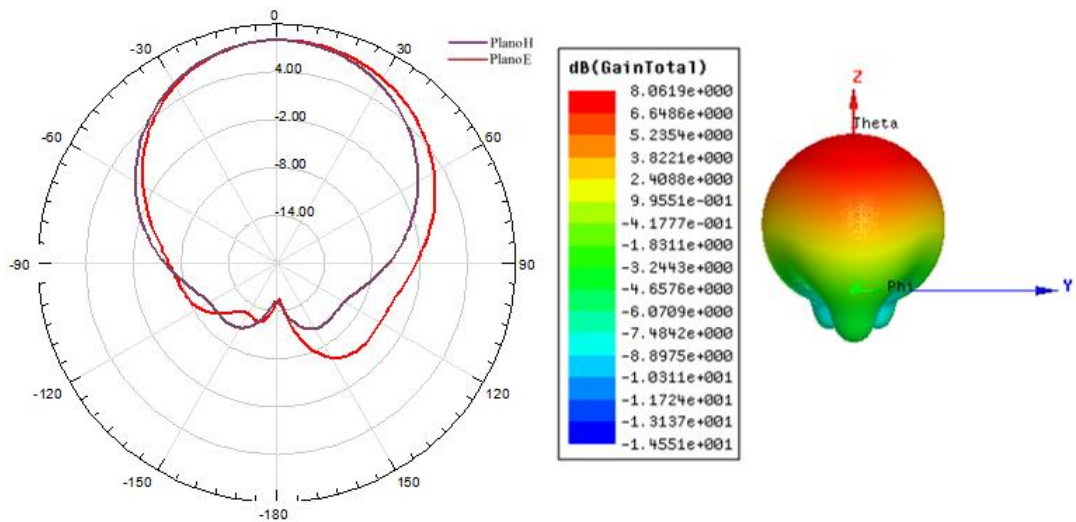
Fonte: Autoria Própria, 2015.

Os diagramas de radiação 2D e 3D nos planos E e H para as antenas com variação no raio estão nas Figuras 73 a 79. Onde em: (a) estão os diagramas para antena com EBG/PBG de raio 0,3 mm em (b) estão as de raio 0,6 mm e em (c) as de raio 0,9 mm.

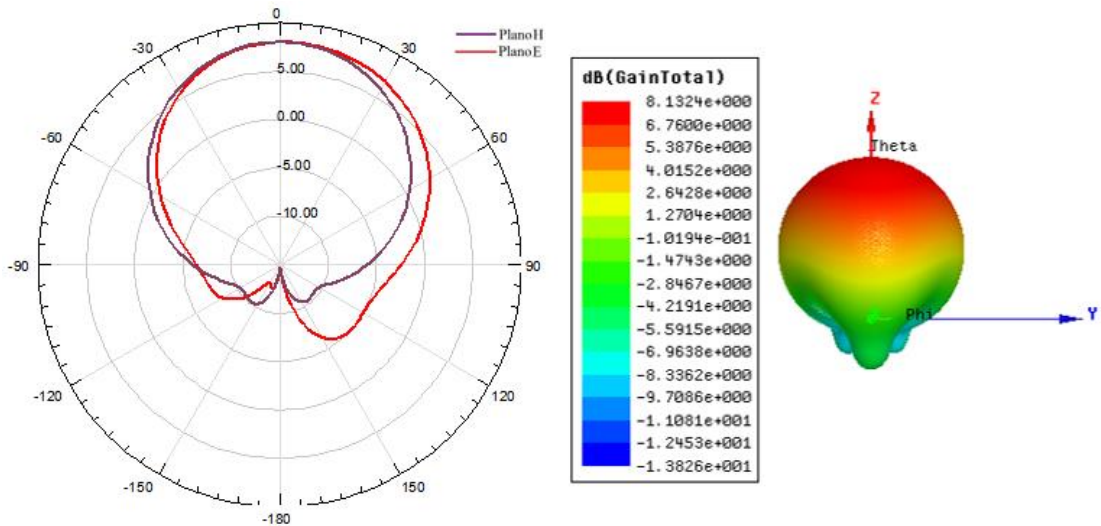
Analisando a Figura 73 referente as configurações com variações no raio para o RT/Duroid 5870, nota-se no gráfico 2D uma pequena redução dos ganhos nos lóbulos maiores e um aumento nos lóbulos posteriores, isso ocorre pelo fato de ser retirado material do substrato com a aplicação dos EBG/PBG. Quanto ao ganho temos que ocorre um aumento destes com a inserção dos *gaps* de ar, nesse caso, com o aumento do raio maiores os valores de ganho total das antenas.



a)



b)

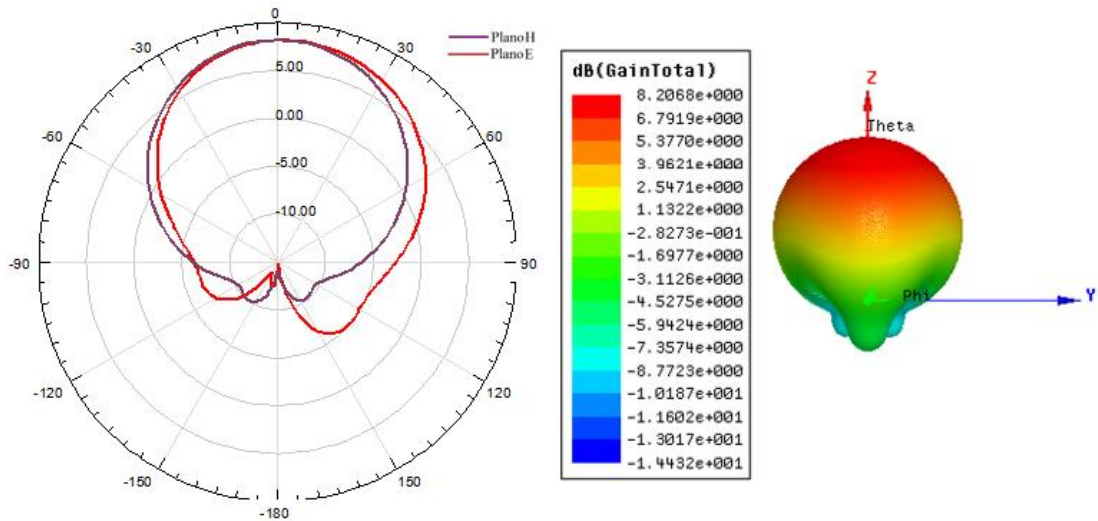


c)

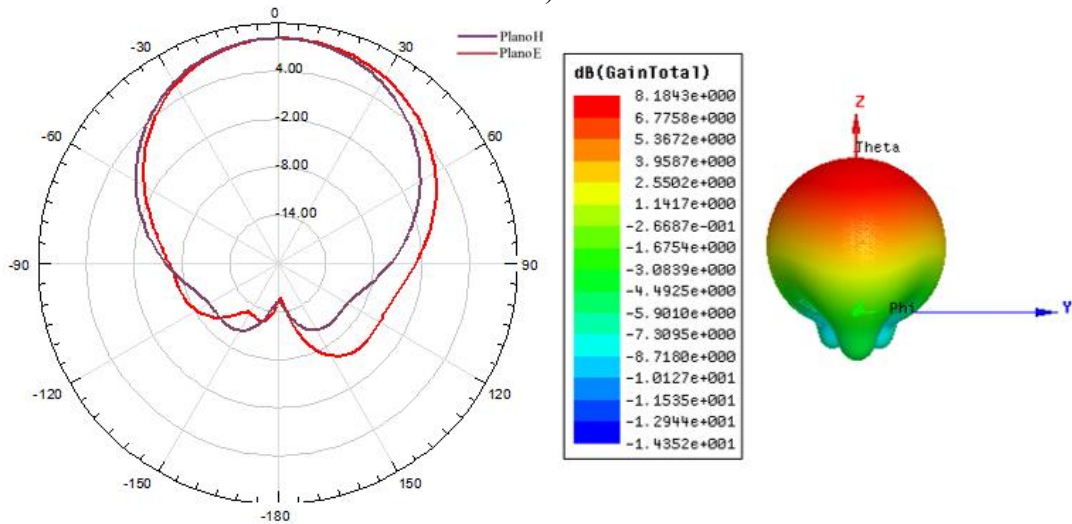
Figura 73: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para o RT/Duroid 5870 com variação do raio em a)  $r=0,3$  mm b)  $r=0,6$  mm c)  $r=0,9$  mm.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

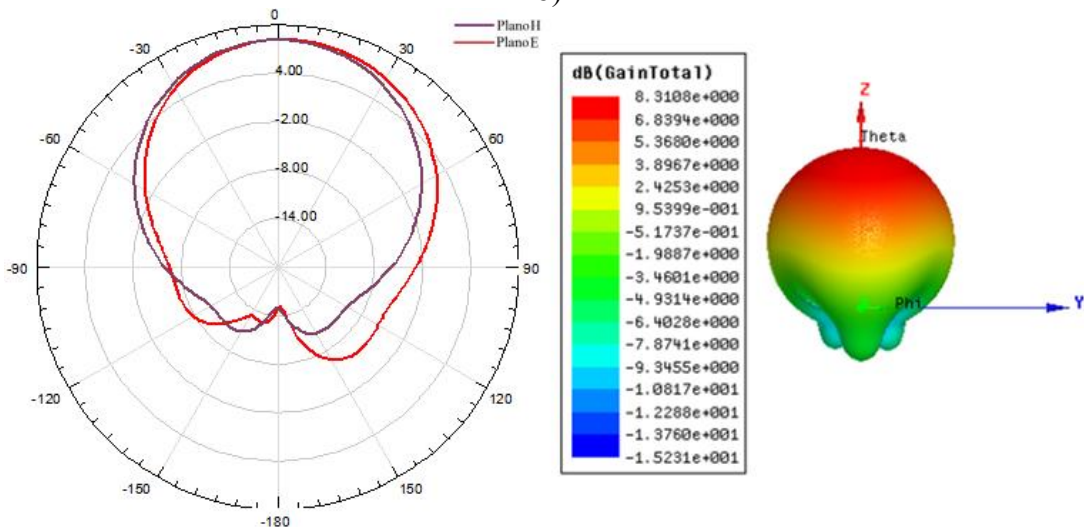
Avaliando a Figura 74 referente as configurações com variações no raio para o RT/Duroid 5880 observamos que houve um aumento no ganho com relação a padrão, destacando-se a Configuração para raio 0,9 mm com 8.31 dB de ganho total.



a)



b)



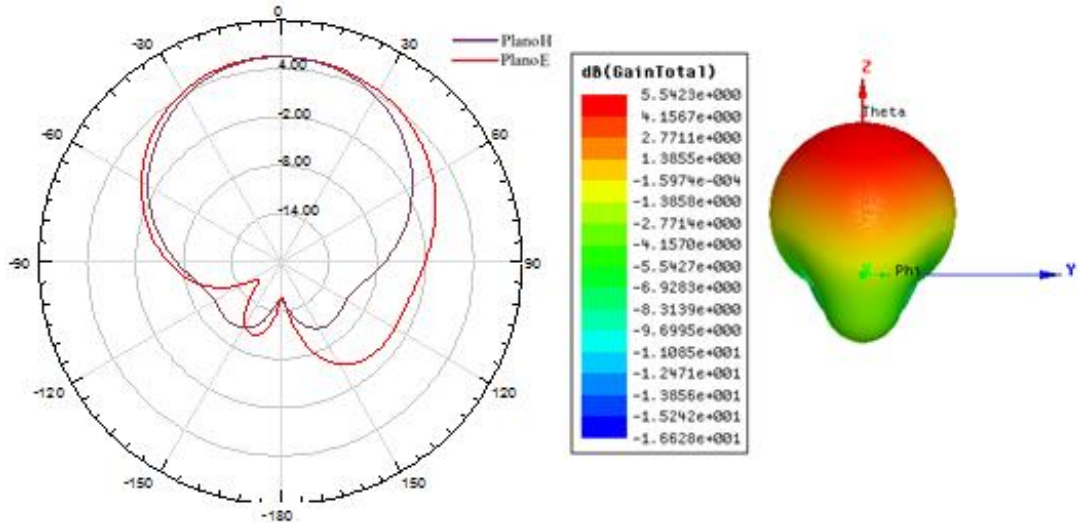
c)

Figura 74: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para oRT/Duroid 5880 com variação no raio em a)  $r=0,3$  mm b)  $r=0,6$  mm c)  $r=0,9$  mm.

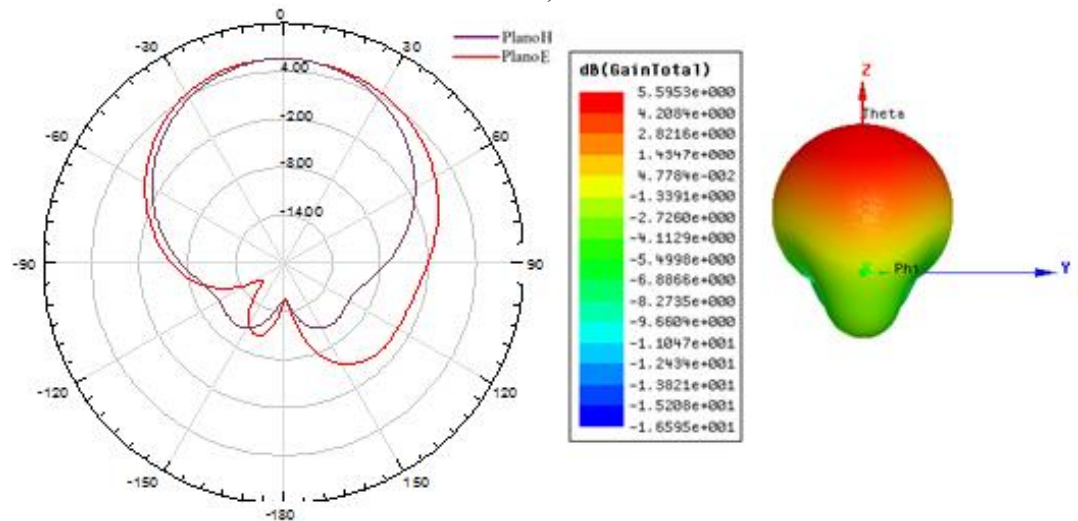
Fonte: Autoria Própria, 2015.



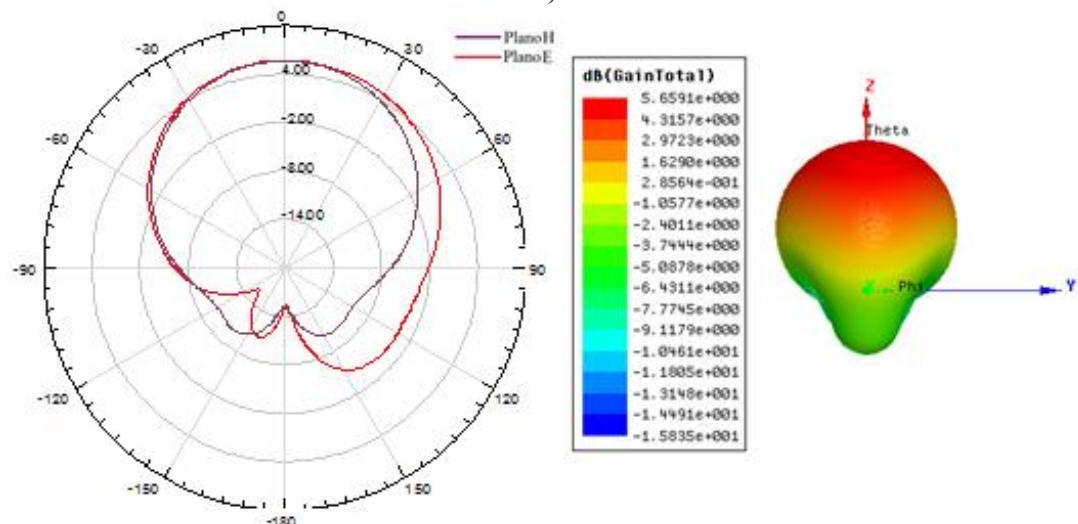
Na Figura 75 referente as configurações com variações no raio para o substrato de FR4 tem-se variações equivalentes as configurações anteriores e novamente destacando o raio de 0,9 mm com maior valor de ganho total de 5.65 dB.



a)



b)

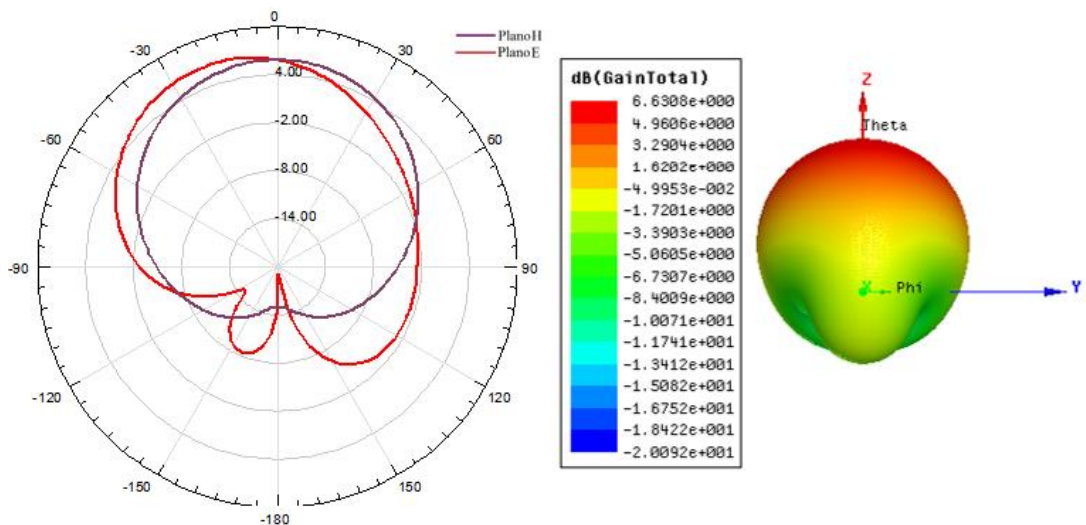


c)

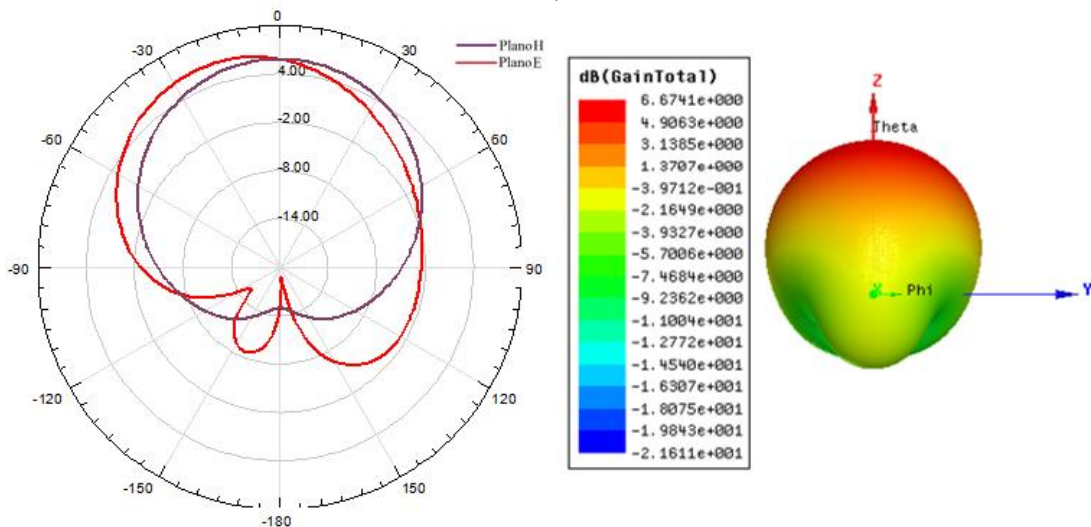
Figura 75: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para o FR4 com variação no raio em a)  $r=0,3$  mm b)  $r=0,6$  mm c)  $r=0,9$  mm.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

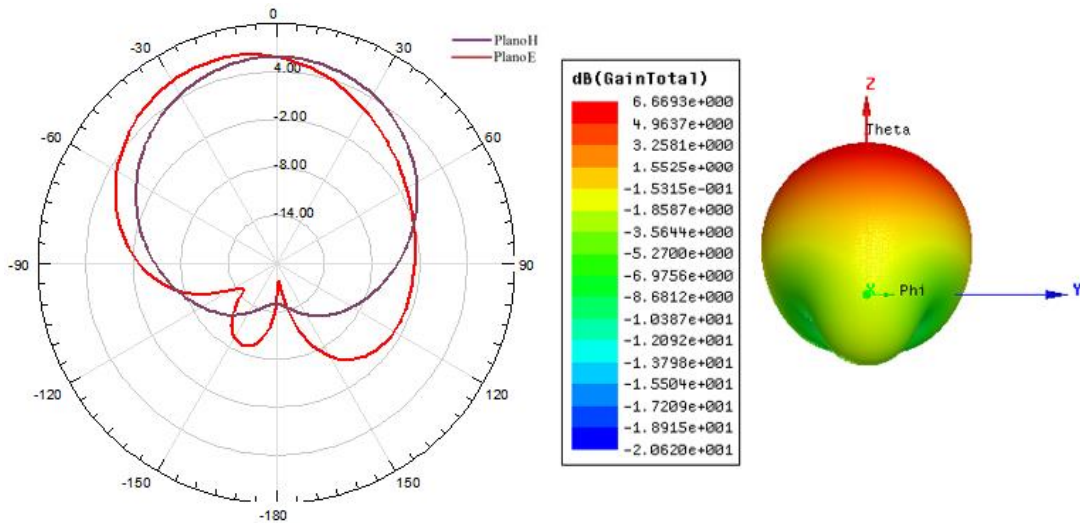
Observando a Figura 76 onde são expostas as configurações com variações no raio para o RT/Duroid6006  $h=0,64$  mm tem-se com mais evidência o aumento do lóbulo posterior. O ganho total aumentou com relação a padrão, destacando a Configuração 2 com 6.67 dB.



a)



b)

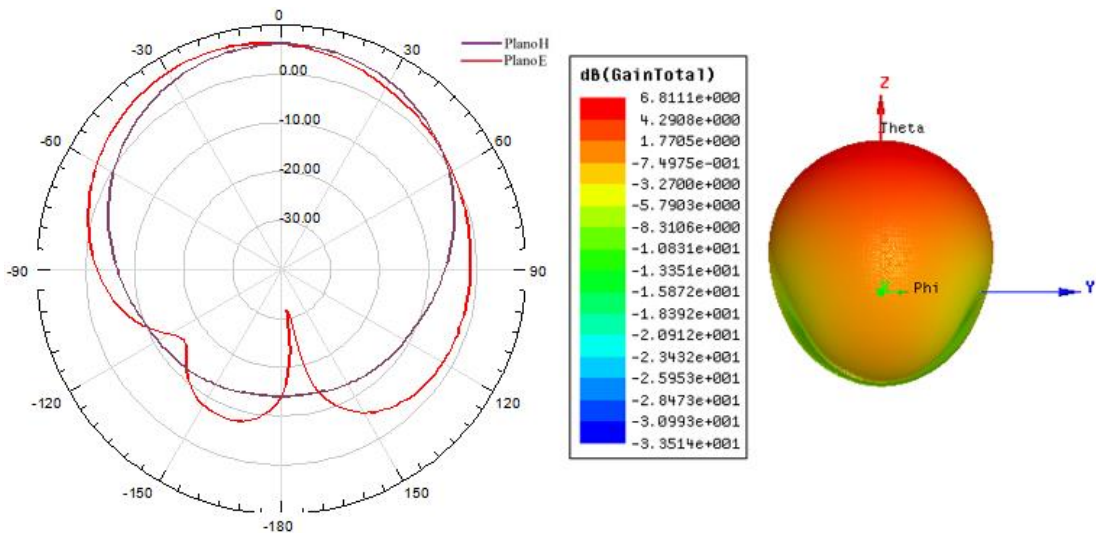


c)

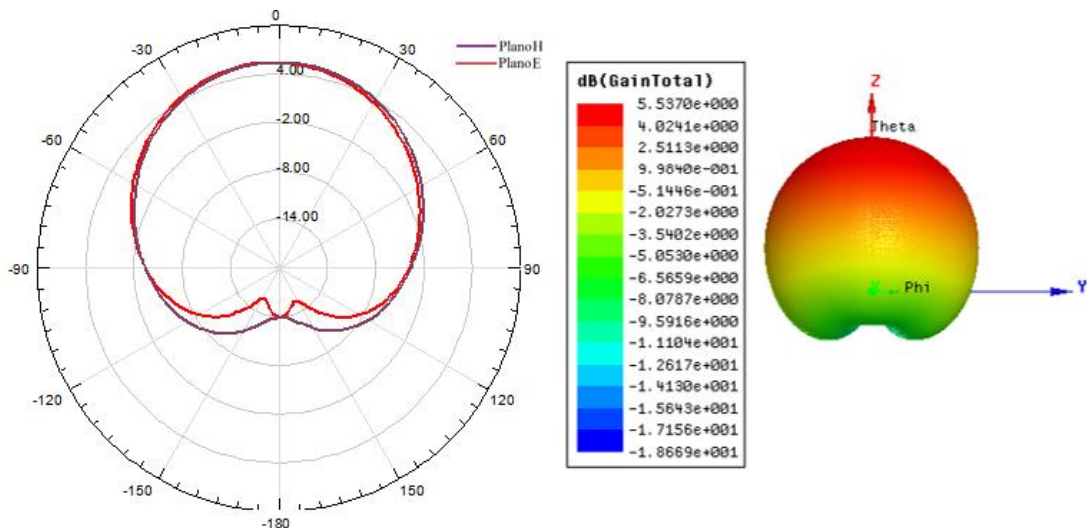
Figura 76: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para oRT/Duroid 6006 com  $h=0,64$  mm com variação no raio em a)  $r=0,3$  mm b)  $r=0,6$  mm c)  $r=0,9$  mm.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

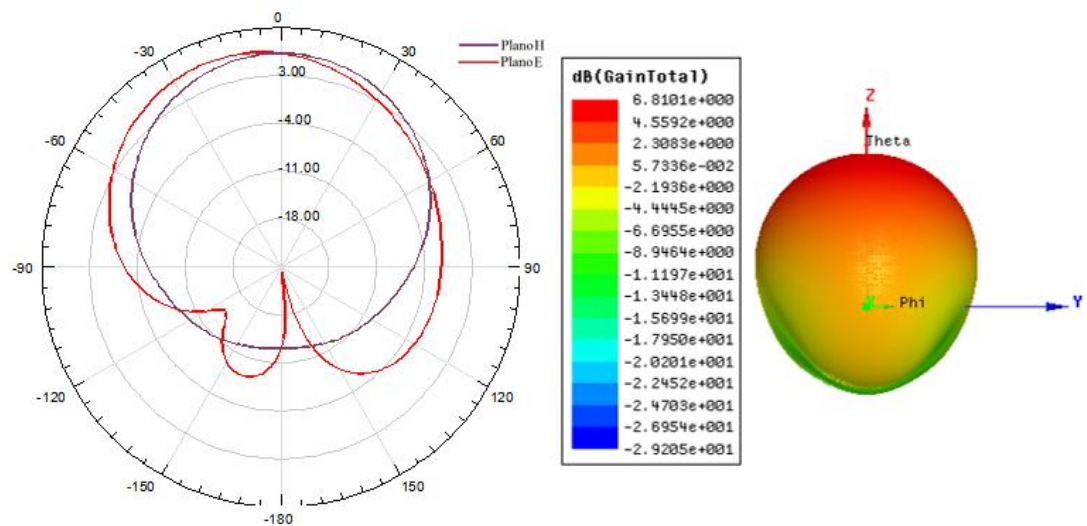
Nota-se na Figura 77 que as configurações para variações no raio em RT/Duroid6 006  $h=1,27$  mm demonstram uma redução do lóbulo posterior no 2D e uma elevação nos valores dos ganhos total, com exceção da Configuração para  $r=0,6$  mm onde ocorreu uma redução neste valor comparado aos valores da antena padrão.



a)



b)

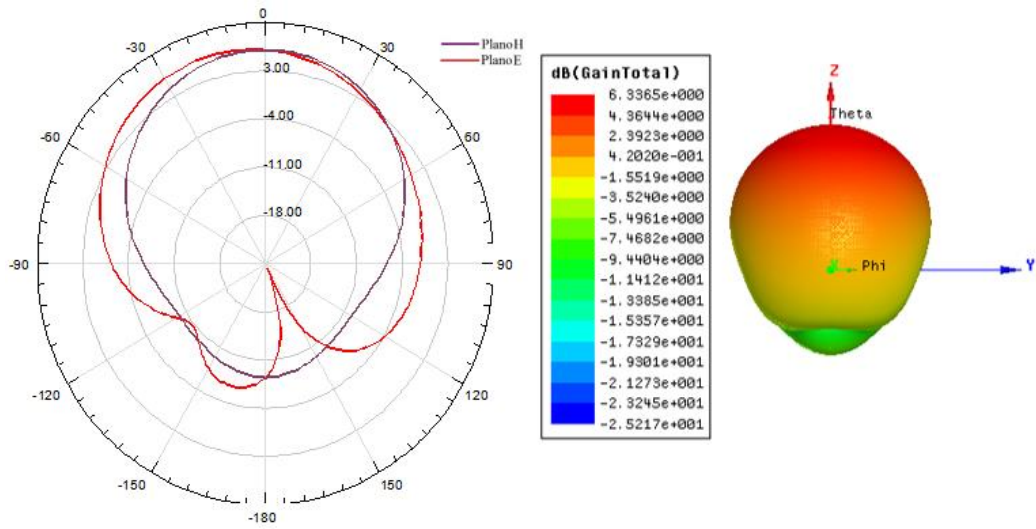


c)

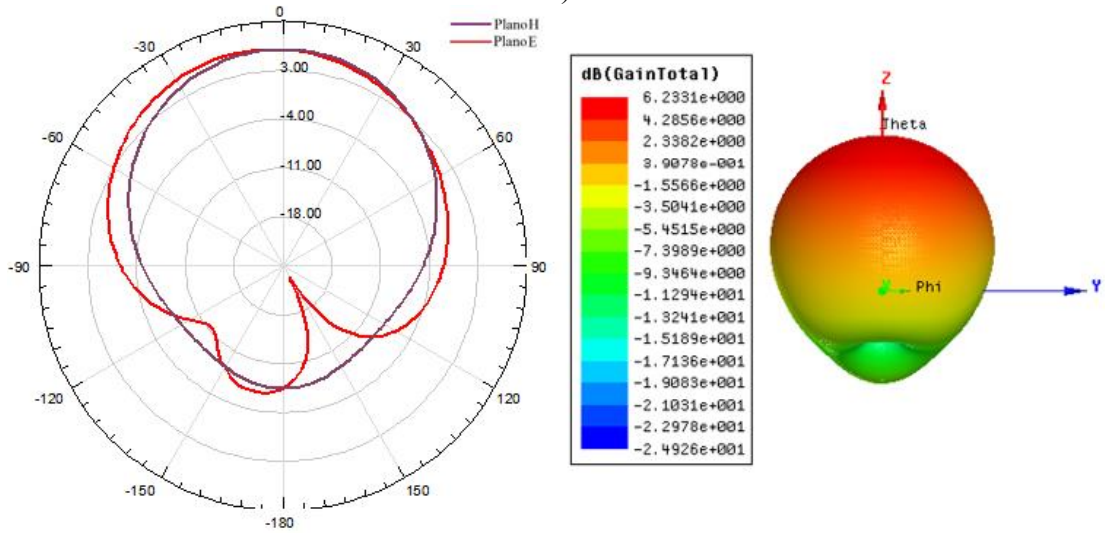
Figura 77: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para oRT/Duroid 6006 com  $h=1,27$  mm com variação no raio em a)  $r=0,3$  mm b)  $r=0,6$  mm c)  $r=0,9$  mm.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

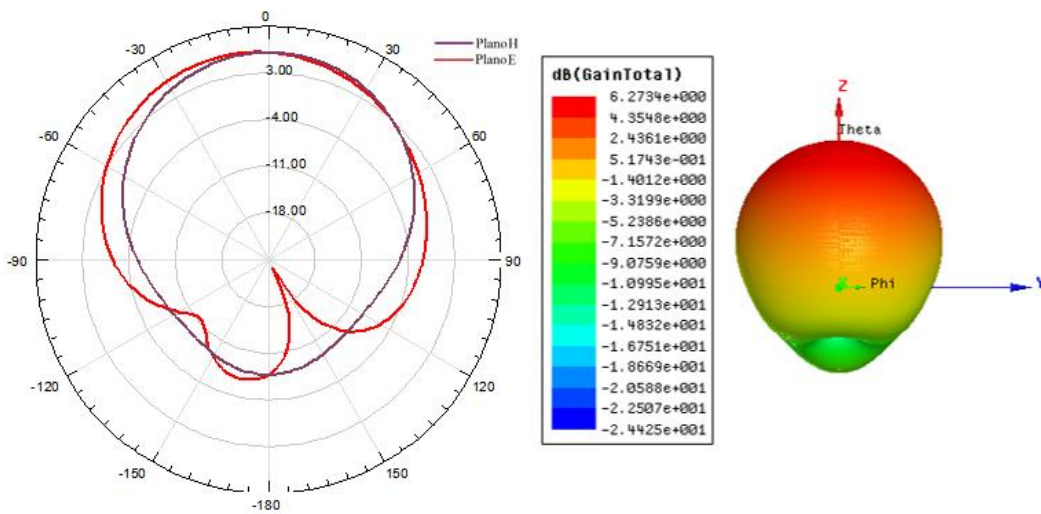
Tem-se na Figura 78 os gráficos referentes as configurações com variações no raio para o RT/Duroid 6010  $h=1,9$  mm, onde a estrutura de Configuração 1 se destaca com ganho total de 6.33 dB.



a)



b)

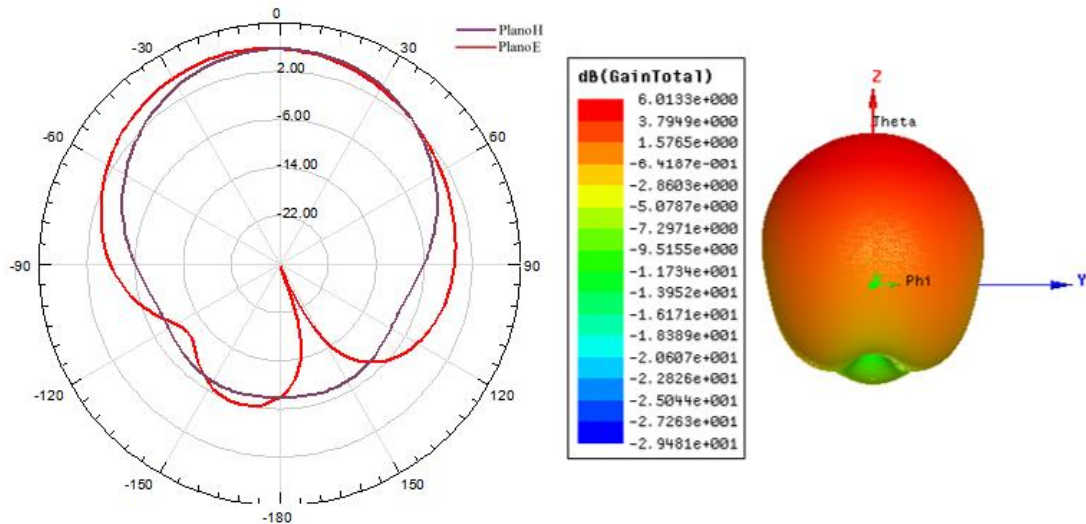


c)

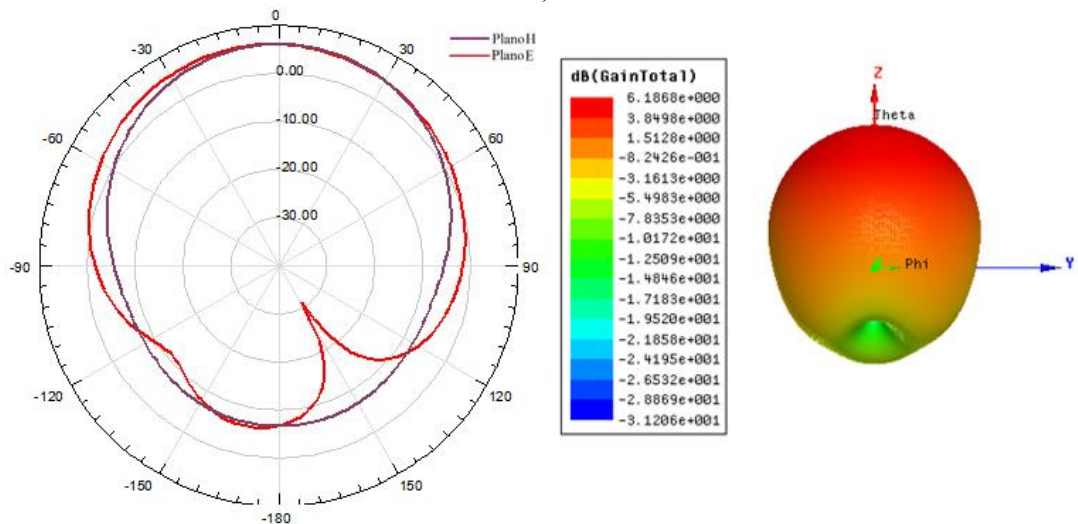
Figura 78: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para o RT/Duroid 6010 com  $h=1,9$  mm com variação no raio em a)  $r=0,3$  mm b)  $r=0,6$  mm c)  $r=0,9$  mm.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

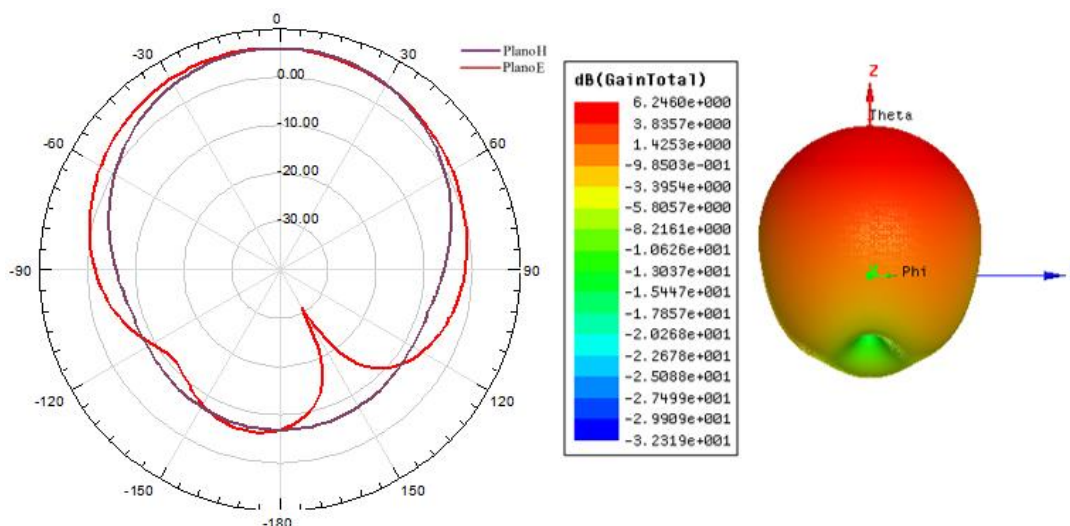
Por fim, a Figura 79 ilustra os gráficos para as configurações com variações no raio para o RT/Duroid 6010  $h=2,5$  mm onde para tais configurações temos um aumento direto entre o raio e o ganho, sobressaindo com maior valor a Configuração de raio 0,9 mm com 6.24 dB, e a Configuração 1 diminuiu com relação ao padrão.



a)



b)



c)

Figura 79: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para oRT/Duroid 6010 com  $h=2,5$  mm com variação no raio em a)  $r=0,3$  mm b)  $r=0,6$  mm c)  $r=0,9$  mm.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

#### 5.1.4. Variação na Altura

Após as simulações com variação no raio foram realizadas as simulações com modificação nas alturas dos cilindros de EBG/PBG seguindo os dados das Tabelas 7 e 8. Onde em todos os casos os valores de raio e *pitch* são fixados em 0,9 mm e 2,7 mm respectivamente.

De modo que, as Figuras de 80 a 86 a seguir esboçamos resultados para perda de retorno em função da frequência nas Configurações 3, 4, 5 e 6 da Tabela 7, se referindo respectivamente a 100%, 75%, 50% e 25%, da variação dos furos no substrato com os materiais em RT/Duroid 5870, RT/Duroid 5880, FR4, RT/Duroid 6006 com  $h=0,64$  mm, RT/Duroid 6006 com  $h=1,27$  mm, RT/Duroid 6010 com  $h=1,9$  mm e RT/Duroid 6010 com  $h=2,5$  mm.

Observando as Figuras de 80 a 86 tem-se que todos os materiais sofreram deslocamento nas bandas de frequência com a mudança da profundidade, isso ocorre devido à modificação na constante dielétrica efetiva do material do substrato. Observando uma linearidade nos resultados para todas as bandas de operação (o que não ocorre com as estruturas na variação do raio), onde quanto menor a profundidade do cilindro menor o valor da frequência de operação estimada para cada banda, também demonstrado na Tabela 12.

Onde na Figura 80 são apresentados os resultados para o dielétrico de RT/Duroid 5870, e é observado que as Configurações 3 e 4 apresentam apenas um único modo de frequência na

faixa de 11GHz, enquanto as Configurações 5 e 6 possuem 2 modos. Para tais configurações tem-se um acréscimo nos valores de largura de banda com o aumento na altura dos cilindros.

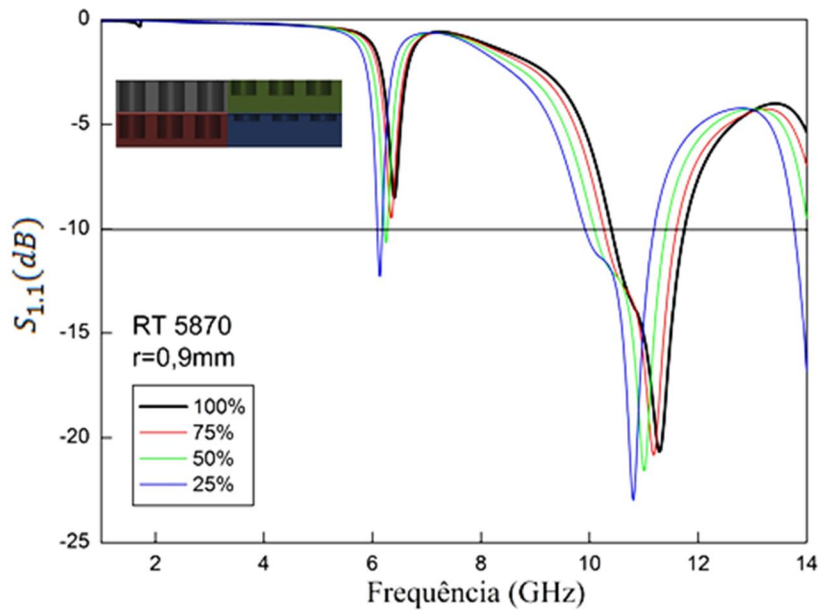


Figura 80: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura no substrato de RT/Duroid 5870.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

Na Figura 81 com o dielétrico de RT/Duroid 5880 é notado que a quantidade de modos é equivalente as estruturas vistas na Figura 80, assim como os respectivos resultados, para todas as configurações.

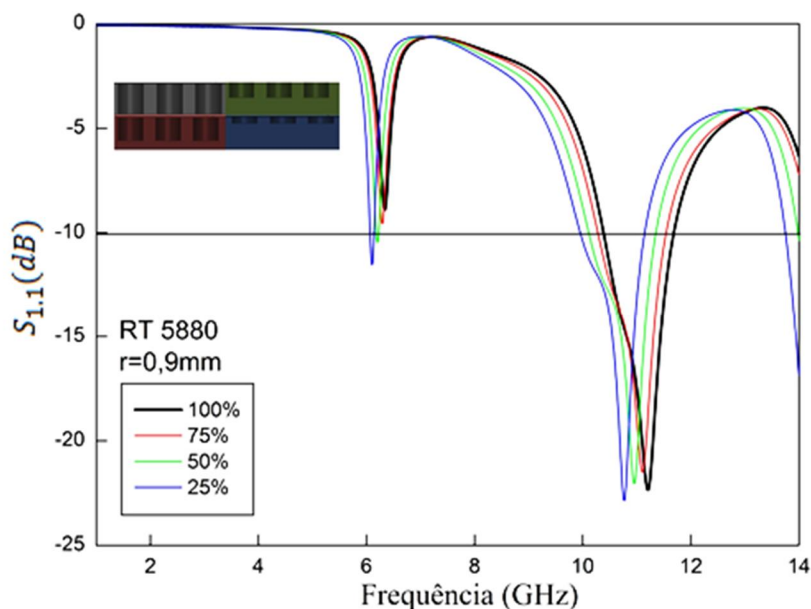


Figura 81: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura no substrato de RT/Duroid 5880.

Fonte: Autoria Própria, 2015.



A Figura 82, com estrutura no dielétrico de FR4, mostra que todas as configurações possuem 2 bandas de frequência, onde na primeira encontra-se na faixa entre 10 e 11 GHz, apresentando os melhores valores para perda de retorno.

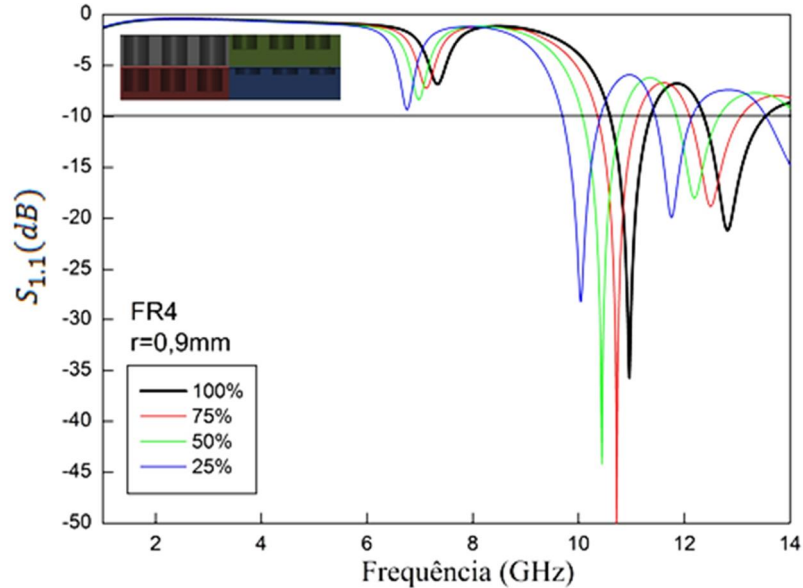


Figura 82: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura no substrato de FR4.  
Fonte: Autoria Própria, 2015.

É observado na Figura 83, referente as antenas com dielétrico de RT/Duroid 6006 com altura de  $h=0,64$  mm, que todas as configurações apresentam 3 modos de operação, onde no primeiro apresentam-se os melhores valores de largura de banda perda, de modo que diminuem com a redução da altura do cilindro.

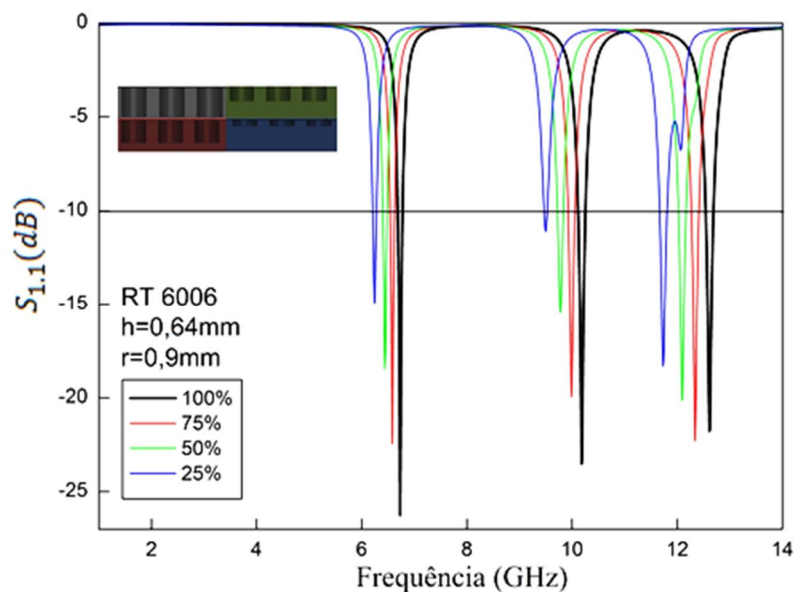


Figura 83: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura em substrato de RT/Duroid 6006 com  $h=0,64$  mm.  
Fonte: Autoria Própria, 2015.

A Figura 84 para o dielétrico de RT/Duroid 6006  $h=1,27$  mm, destaca as configurações 3 e 4 com 3 modos de operação, onde no ultimo temos os melhores valores para perda de retorno e largura de banda. E nas Configurações 4 e 6 apresentam 4 modos, onde o terceiro, entre 10 e 12 GHz apresentam os melhores resultados para de BW

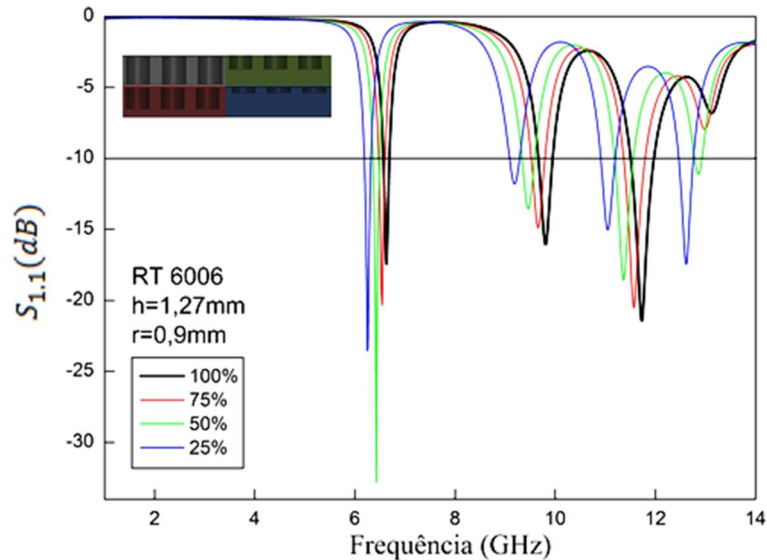


Figura 84: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura em substrato de RT/Duroid 6006 com  $h=1,27$  mm.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

Na Figura 85, correspondente as configurações com substratos de RT/Duroid 6010 com  $h=1,9$  mm, as Configurações 4 e 6 apresentaram 4 modos de operação e a Configuração 5 com 5 modos, onde no primeiro modo a Configuração 5 se destaca com os melhores valores de largura de banda.

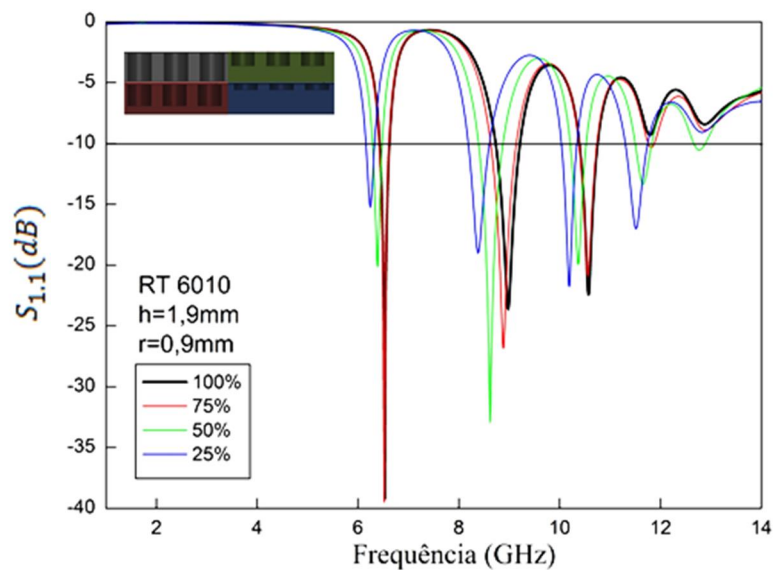


Figura 85: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura em substrato de RT/Duroid 6010  $h=1,9$  mm.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

Por fim na Figura 86 referente as estruturas de RT/Duroid 6010 com altura do substrato de  $h=2,5$  mm, é observado que as Configurações 4, 5 e 6, possuem respectivamente 5, 4 e 5 modos de frequência. Onde no primeiro modo, foi observado um aumento da largura de banda com a redução das alturas dos furos.

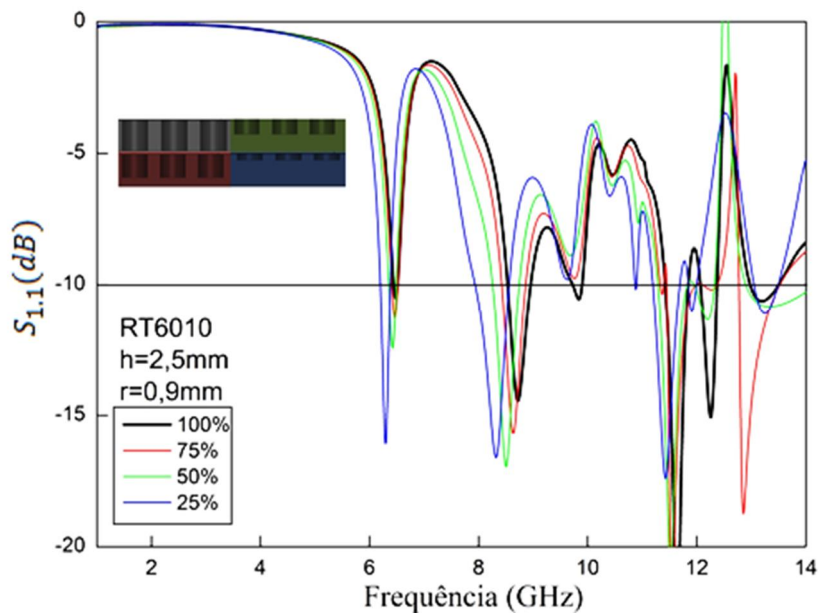


Figura 86: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura em RT/Duroid 6010 com  $h=2,5$  mm.  
Fonte: Autoria Própria, 2015.

Na Tabela 12 estão expostos os principais resultados retirados das Figuras 80 a 86, dos parâmetros das antenas com a variação nas alturas dos cilindros em 75%, 50% e 25%.

Tabela 12: Parâmetros das antenas com variação nas alturas dos cilindros.

Material	h(mm)	Conf.	$\epsilon_r(\%)$	Fr(GHz)	S <sub>1,1</sub> (dB)	BW(%)
<b>RT5870</b>	1,575	4	75	11,18	-20,82	11,89
		5	50	6,25; 11,01	-10,65; -21,56	0,64; 11,81
		6	25	6,14; 10,81	-12,25; -22,98	1,14; 11,66
<b>RT5880</b>	1,57	4	75	11,11	-21,49	11,25
		5	50	6,20; 10,95	-10,46; -22,04	0,64; 11,23
		6	25	6,10; 10,77	-11,54; -22,86	0,98; 10,96
<b>FR4</b>	1,57	4	75	10,72; 12,5	-50,57; -18,83	6,99; 7,68
		5	50	10,44; 12,19	-44,19; -18,03	7,18; 6,48
		6	25	10,04; 11,76	-28,27; -19,93	7,07; 5,87
<b>RT6006</b>	0,64	4	75	6,58; 9,99 12,34	-22,44; -19,95 -22,30	1,22; 1,20 1,13
		5	50	6,44; 9,77 12,09	-18,49; -15,47 -20,14	1,09; 1,02 1,07
		6	25	6,24; 9,5 11,73	-14,91; -11,10 -18,32	1,12; 0,52 1,10
<b>RT6006</b>	1,27	4	75	6,54; 9,66 11,57	-20,34; -14,89 -20,53	1,83; 2,69 3,63
		5	50	6,43; 9,46 11,36; 12,86	-32,82; -13,58 -18,57; -11,13	2,02; 2,54 3,17; 1,09
		6	25	6,25; 9,19 11,05; 12,62	-23,57; -11,81 -15,06; -17,47	2,08; 2,07 2,53; 2,22
<b>RT6010</b>	1,9	4	75	6,52; 8,88 10,56; 11,82	-39,49; -26,85 -9,89; -10,35	2,76; 5,63 3,22; 0,93
		5	50	6,39; 8,62 10,37; 11,65 12,77	-20,15; -32,94 -19,95; -13,35 -10,54	2,97; 5,45 2,99; 0,944 1,8
		6	25	6,24; 8,38 10,19; 11,51	-15,22; -19,02 -21,78; -17,02	2,56; 4,89 2,95; 3,74
<b>RT6010</b>	2,5	4	75	6,47; 8,63 11,55; 12,27 12,86	-11,29; -15,69 -22,96; -10,19 -18,74	1,55; 4,98 5,54; 2,2 5,75
		5	50	6,43; 8,5 11,52; 12,2	-12,42; - 16,96, -20,88; -11,35	2,02; 5,65 4,68; 2,95
		6	25	6,29; 8,32 10,88; 11,43 11,93	-16,09; 16,61, -10,19; -17,4 -10,94	2,86; 7,45 0,18; 4,19 0,55

Fonte: Autoria Própria, 2015.

As Figuras da 87 a 90 ilustram os gráficos de perda de retorno em função da frequência para as Configurações 1, 2 e 3 da Tabela 8, correspondendo respectivamente a variações nas alturas dos cilindros em 100%, 50% na camada superior e 50% na camada inferior, para os dielétricos de RT/Duroid 6006 com  $h=1,28$  mm, RT/Duroid 6006 com  $h=2,54$  mm, RT/Duroid 6010 com  $h=3,8$  mm e RT/Duroid 6010 com  $h=5,0$  mm.

Da Figura 87 referente ao dielétrico de RT/Duroid 6006 com  $h=1,28$  mm é possível observar que apenas as configurações com perfuração em 50% superior ocorrem em duas bandas de operação onde a primeira apresenta os melhores valores para perda de retorno e largura de banda. As demais configurações ocorrem em somente uma banda. Destacando a Configuração 3 com os melhores resultados para estas estruturas.

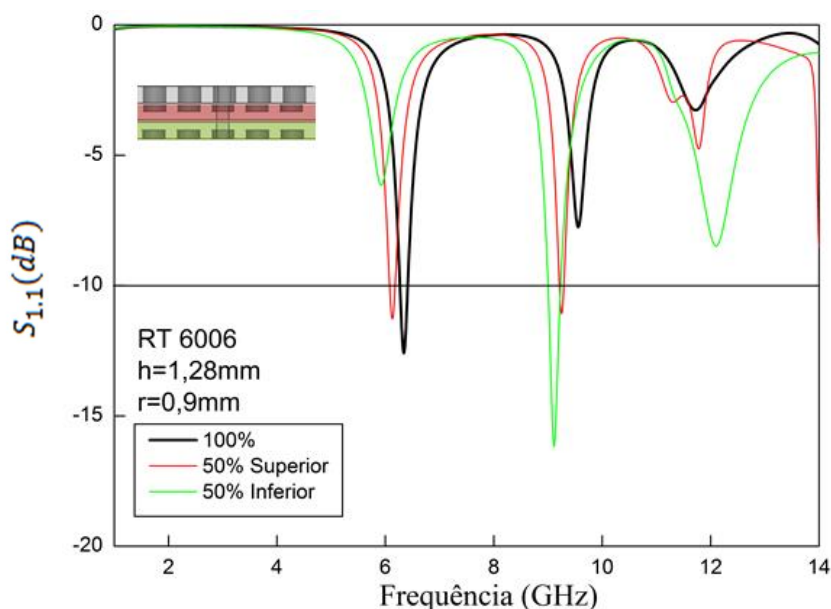


Figura 87: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura para o substrato de RT/Duroid 6006 com  $2h=1,28$  mm.

Fonte: Autoria Própria, 2015

Na Figura 88 com dielétrico de RT/Duroid 6006  $h=2,54$  mm, todas as configurações apresentam duas bandas de operação, onde na primeira observa-se que com a redução da perfuração (de 100% para 50%) ocorre um aumento nos valores de perda de retorno e uma redução nos de largura de banda. Se comparadas as Configurações 2 e 3, referentes a perfuração de 50%, tem-se na Configuração 2 com a perfuração na camada superior os melhores valores de largura de banda.

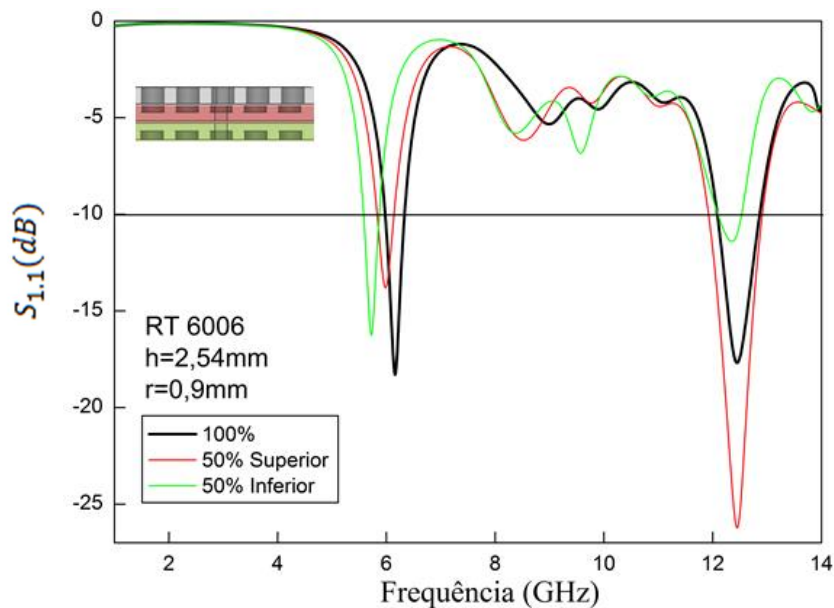


Figura 88: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura para substrato de RT/Duroid 6006 com  $2h=2,54$  mm.  
Fonte: Autoria Própria, 2015.

A Figura 89, correspondente ao dielétrico de RT/Duroid 6010 com  $h=3,8$  mm, onde este apresenta nas Configurações 1 e 2 cinco bandas de frequência e a Configuração 3 quatro bandas. Onde na primeira as estruturas apresentam valores de frequência próximo de 5,85 GHz (frequência de projeto), mostrando que, com a redução da altura tem-se redução da largura de banda.

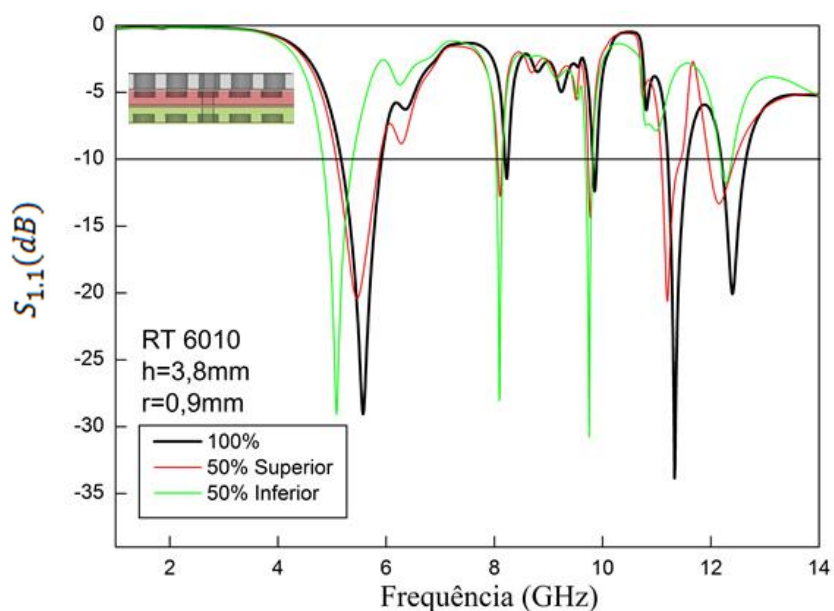


Figura 89: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura para o substrato de RT/Duroid 6010 com  $2h=3,8$  mm.  
Fonte: Autoria Própria, 2015

Por fim na Figura 90 com substrato dielétrico de RT/Duroid 6010 com  $h=5,0$  mm, é observado que todas as configurações possuem 6 bandas de frequência, novamente em destaque a primeira com maiores valores de BW, e a relação de que com a redução na altura dos cilindros (de 100% para 50%) ocorreu um aumento no BW para suas respectivas bandas.

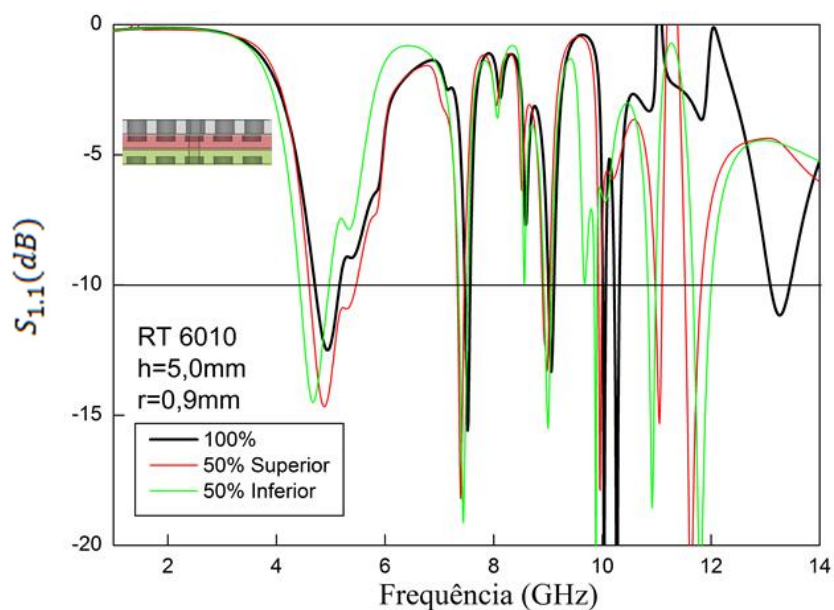


Figura 90: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação na altura para o substrato de RT/Duroid 6010 com  $2h=5,0$  mm.

Fonte: Autoria Própria, 2015

A Tabela 13 resume os resultados ilustrados nas Figuras 87 a 90, com os principais parâmetros das antenas para variação nas alturas dos cilindros, onde as alturas dos substratos correspondem a 2h.

Tabela 13: Parâmetros das antenas com 2h e variação nas alturas dos cilindros.

Material	2h(mm)	Conf.	$\epsilon_r$ (%)	Fr(GHz)	$S_{1,1}$ (dB)	BW(%)
RT6006	1,28	1	100	6,34	-12,59	2,21
		2	50	6,13; 9,25	-11,28; -11,08	1,63; 0,76
		3	50	9,11	-16,18	2,41
RT6006	2,54	1	100	6,16; 12,45	-18,29; -17,69	5,68; 6,18
		2	50	6,0; 12,45	-13,75; -26,24	5,15; 7,87
		3	50	5,72; 12,35	-16,26; -11,41	4,72; 3,48
RT6010	3,8	1	100	5,57; 8,23 9,85; 11,33 12,4	-29,05; -11,45 -12,39; -33,85 -20,07	13,28; 0,61 0,71; 3,1 3,63
		2	50	5,47; 8,1 9,77; 11,2 12,15	-20,41; -12,78 -14,36; -20,61 -13,31,	14,44; 0,99 0,61; 3,13 3,95
		3	50	5,08; 8,09 9,75; 12,28	-29,07; -28,05 -30,77; -11,79	10,63; 1,36 1,23; 1,63
RT6010	5,0	1	100	4,96; 7,52 9,06; 10,03 10,27; 13,26	-12,48; -15,59 -13,33; -22,08 -26,16; -11,17	9,07; 1,19 0,99; 0,49 0,88; 2,64
		2	50	4,9; 7,39 8,98; 9,96 11,05; 11,63	-14,65; -18,2 -13,3; -17,89 -15,32; -22,52	17,34; 1,49 1,45; 0,5 1,09; 2,49
		3	50	4,69; 7,44 9,0; 9,88 10,92; 11,8	-14,48; -19,12 -15,50; -23,3 -18,56; -22,62	11,51; 2,01 1,44; 0,31 1,28; 2,79

Fonte: Autoria Própria, 2015.

As Figuras 91 a 97 esboçam os diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E para as Configurações 4, 5 e 6 da Tabela 7, com variação na altura dos cilindros, que apresentam dielétricos de respectivamente RT/Duroid 5870, RT/Duroid 5880, FR4, RT/Duroid 6006 com  $h=0,64$  mm, RT/Duroid 6006 com  $h=1,27$  mm, RT/Duroid 6010 com  $h=1,9$  mm e RT/Duroid 6010 com  $h=2,5$  mm.



De modo que na Figura 91, com dielétrico de RT/Duroid 5870 com  $h=1,575$  mm, comparando os valores de ganho total para as três configurações, observa-se que esse valor reduz com o decrescimento da altura do cilindro.

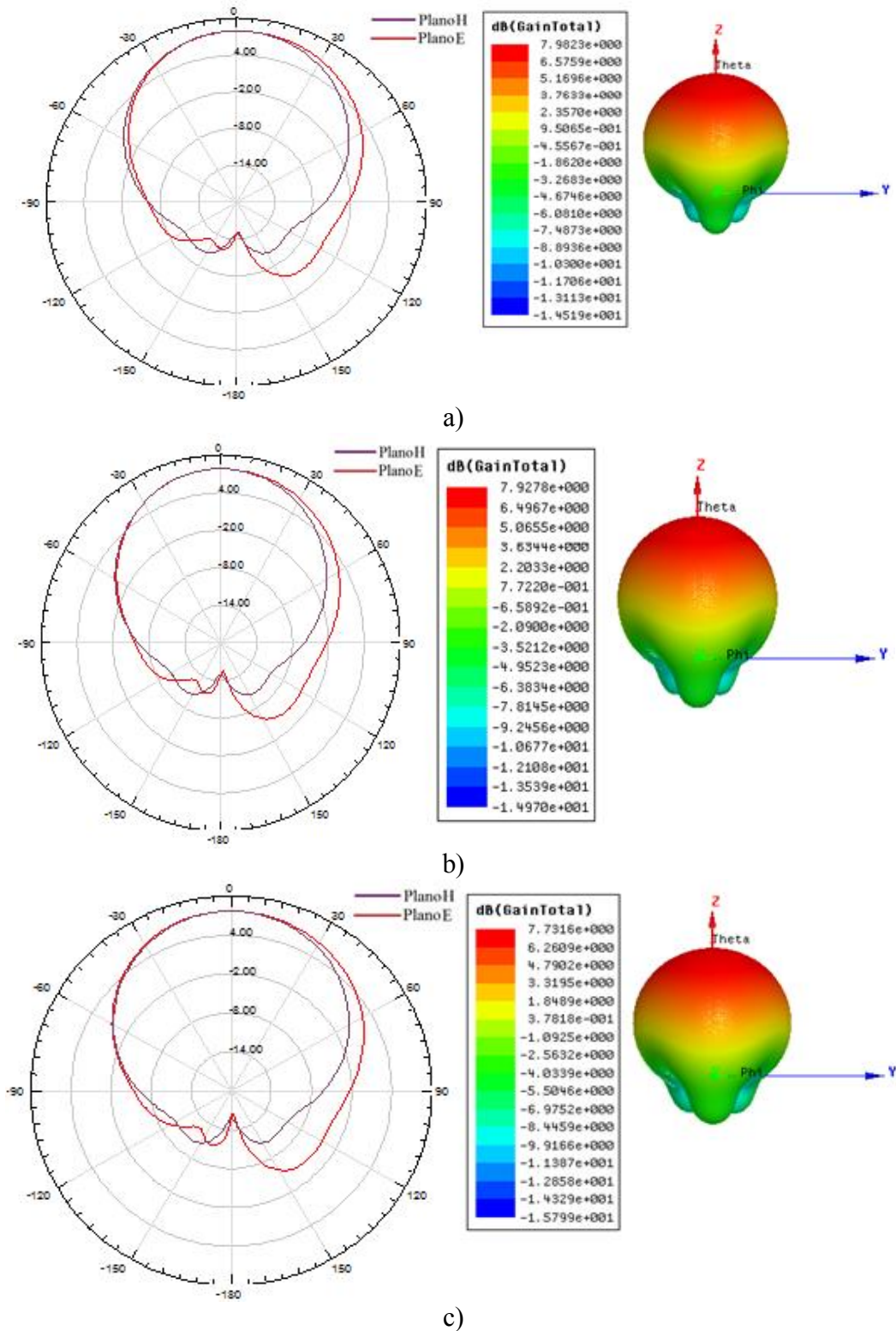


Figura 91: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para substrato de RT/Duroid 5870 para variação na altura em a) 75% b) 50% c) 25%.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

Analisando a Figura 92 referente ao substrato com RT/Duroid 5880 com  $h=1,57$  mm, tem-se novamente a redução do ganho com a redução das alturas dos cilindros.

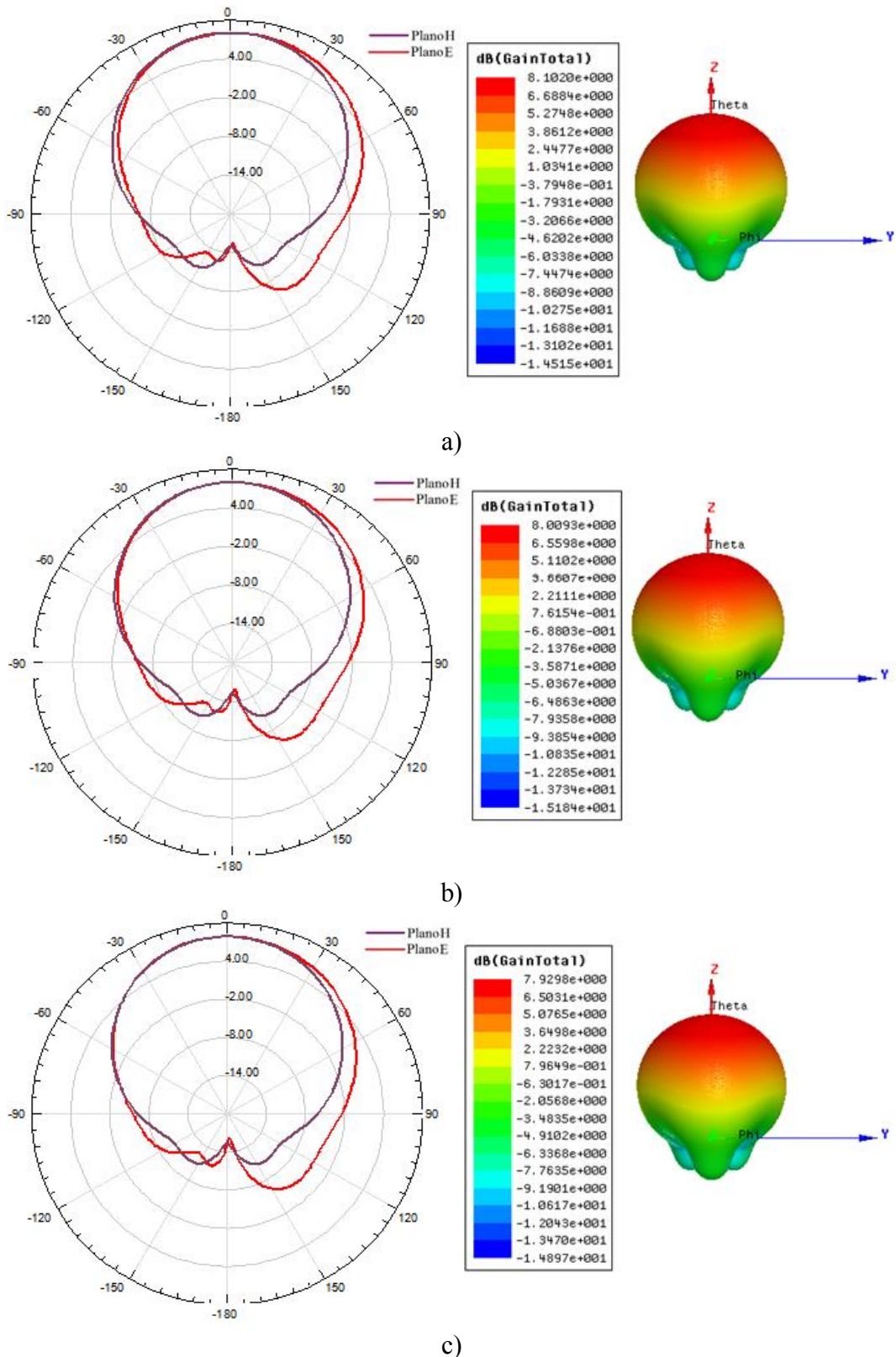
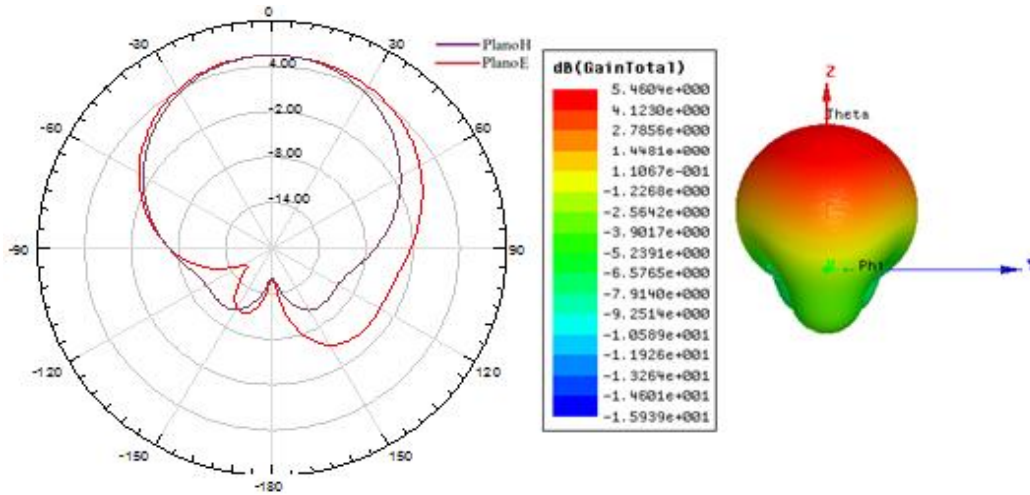


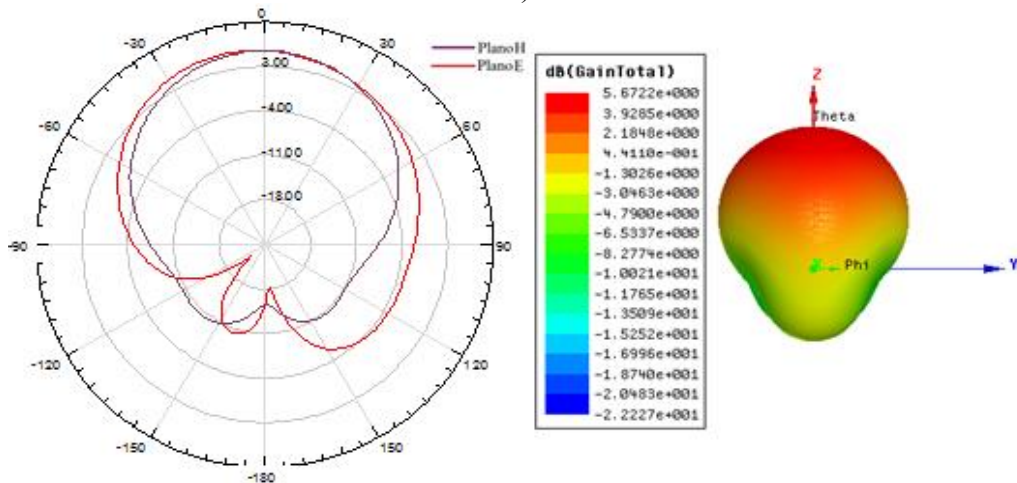
Figura 92: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para substrato de RT/Duroid 5880 para variação na altura em a) 75% b) 50% c) 25%.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

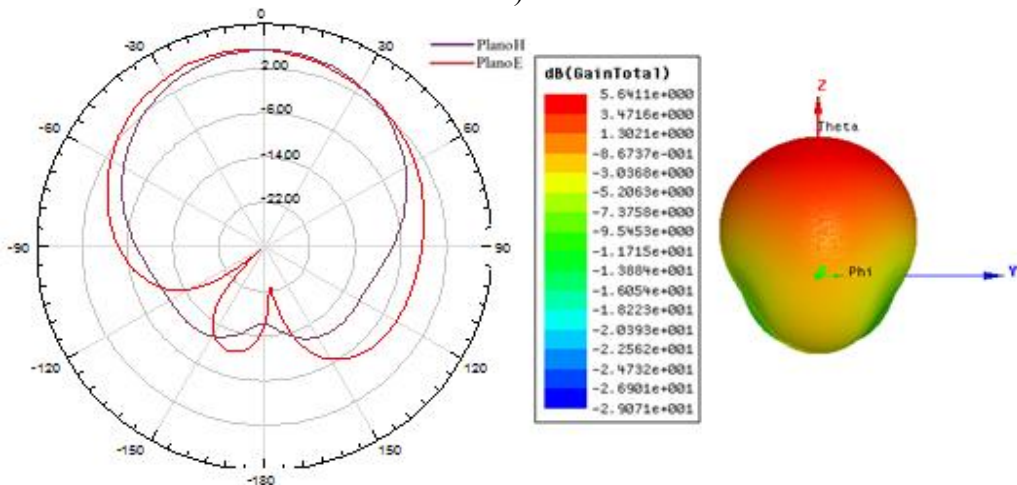
Na Figura 93 para o substrato de FR4, observamos nos gráficos 2D, uma pequena redução dos ganhos nos lóbulos maiores e um aumento nos lóbulos posteriores, assim como tem-se a partir dos gráficos 3D um aumento do ganho com a redução da perfuração.



a)



b)

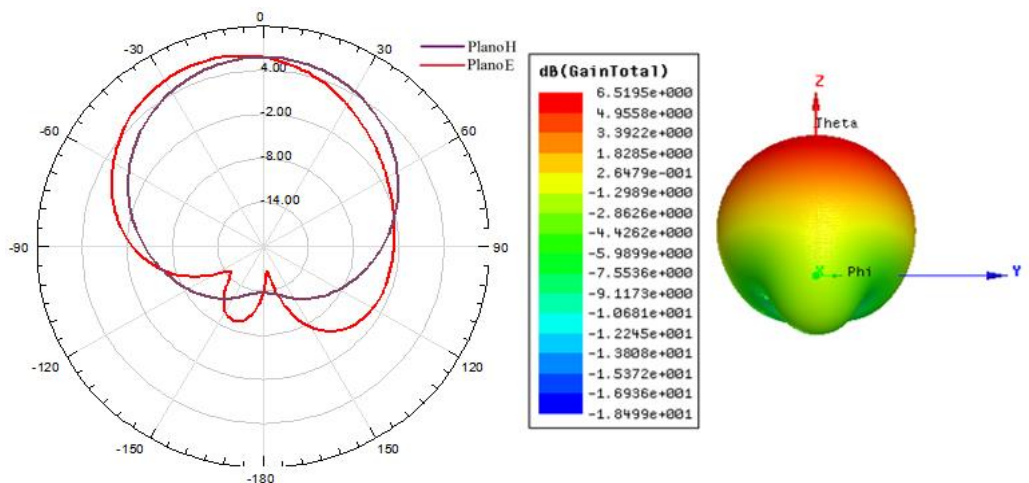


c)

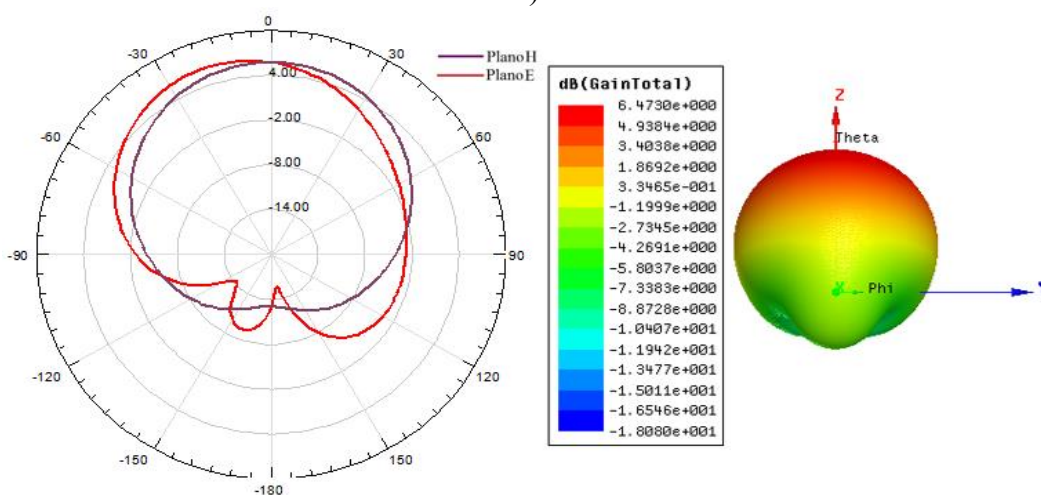
Figura 93: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para o substrato de FR4 para variação na altura em a) 75% b) 50% c) 25%.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

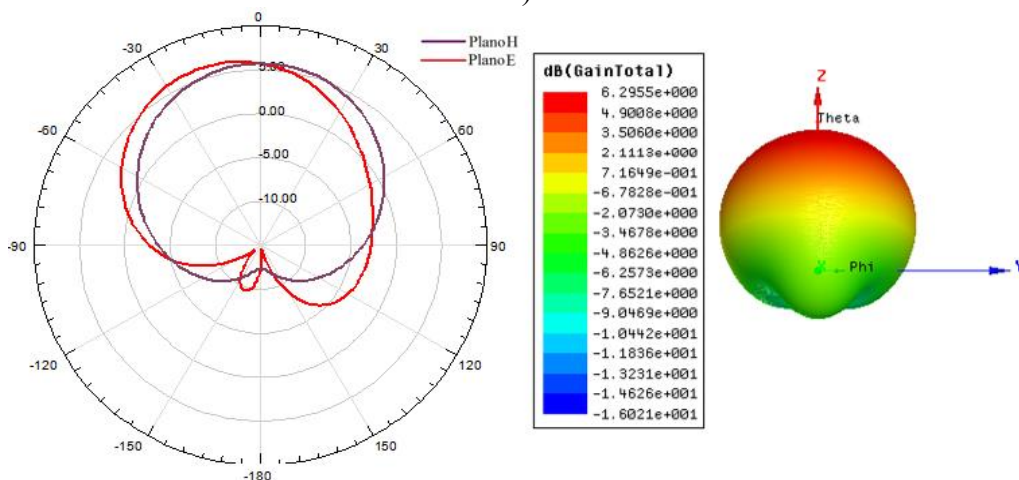
Avaliando a Figura 94, com as configurações em RT/Duroid 6006 com  $h=0,64$  mm, tem-se que a medida que reduz a altura dos cilindros reduz também o ganho total da estrutura na faixa de frequência requerida.



a)



b)



c)

Figura 94: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para o substrato de RT/Duroid 6006 com  $h=0,64$  mm para variação na altura em a) 75% b) 50% c) 25%.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

Observando a Figura 95, com configurações de substrato em RT/Duroid 6006 com  $h=1,27$  mm, tem-se novamente a relação direta na redução da altura e ganho total das estruturas.

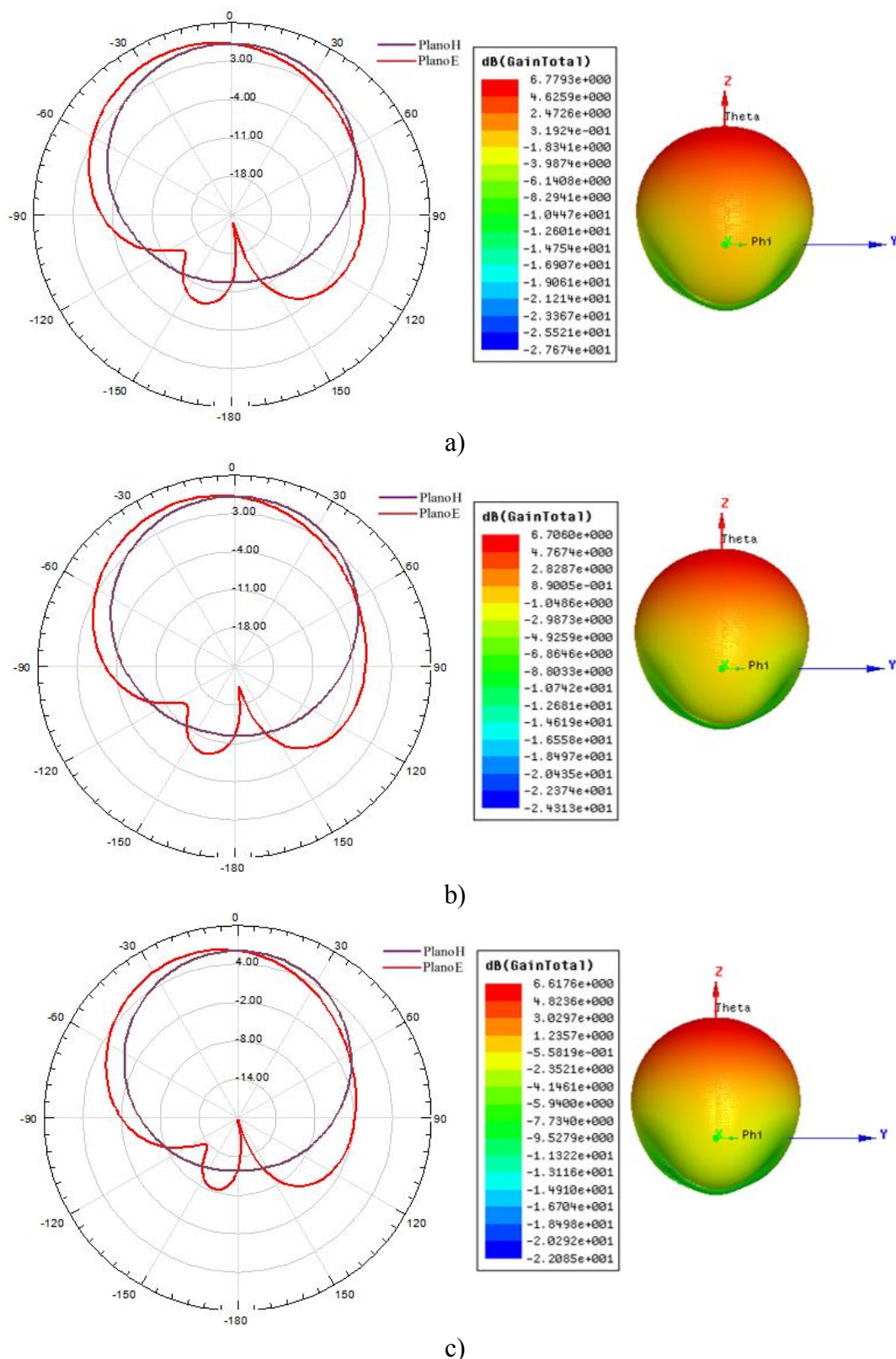


Figura 95: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para substrato de RT/Duroid 6006 com  $h=1,27$  mm para variação na altura em a) 75% b) 50% c) 25%.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

Observando a Figura 96 para substrato de RT/Duroid 6010 com  $h=1,9$  mm, tem-se novamente que a perfuração com 75% se destaca com melhor ganho total (6.24 dB). Ocorrendo a redução nos valores de ganho total com a redução da altura dos cilindros.

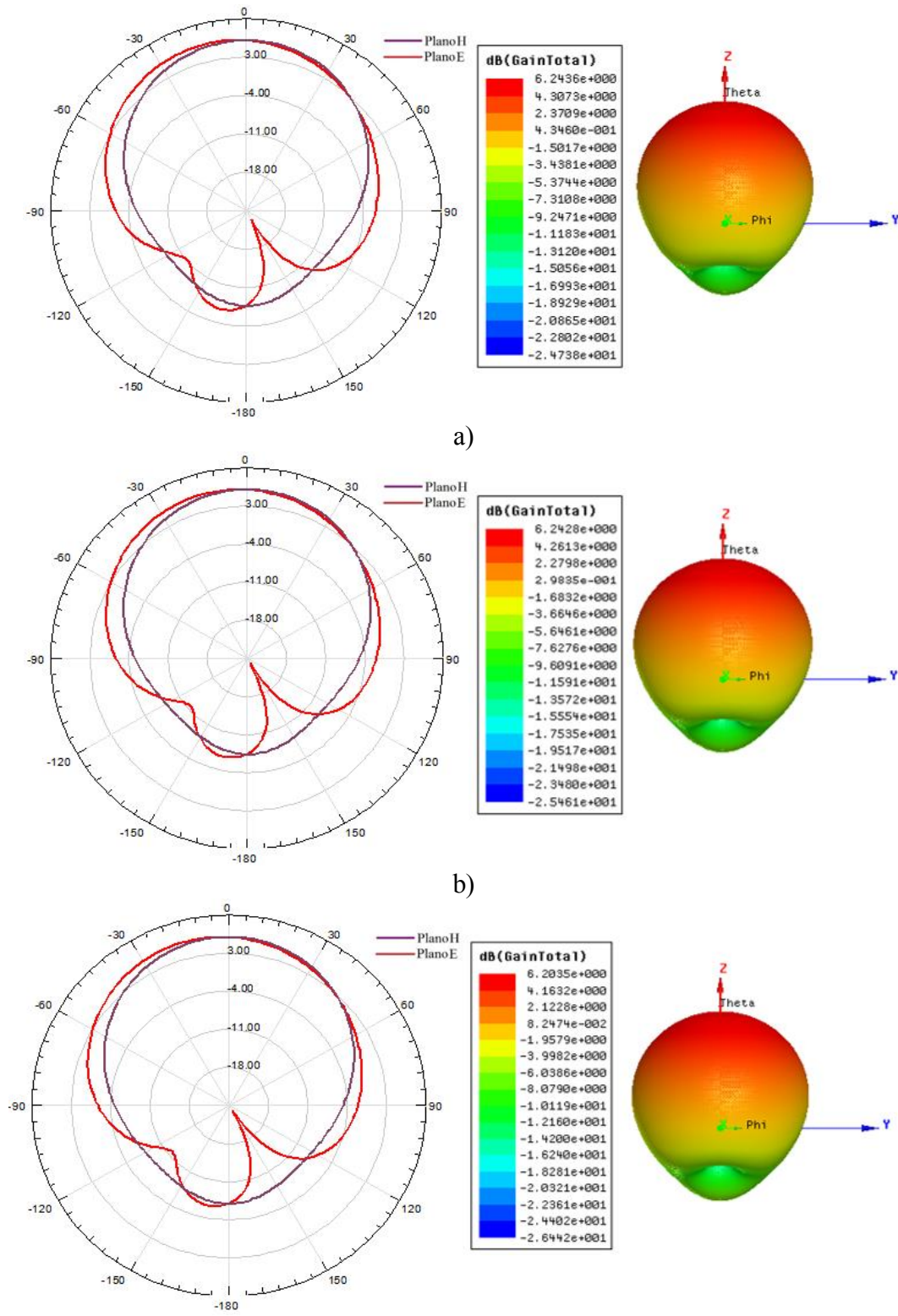
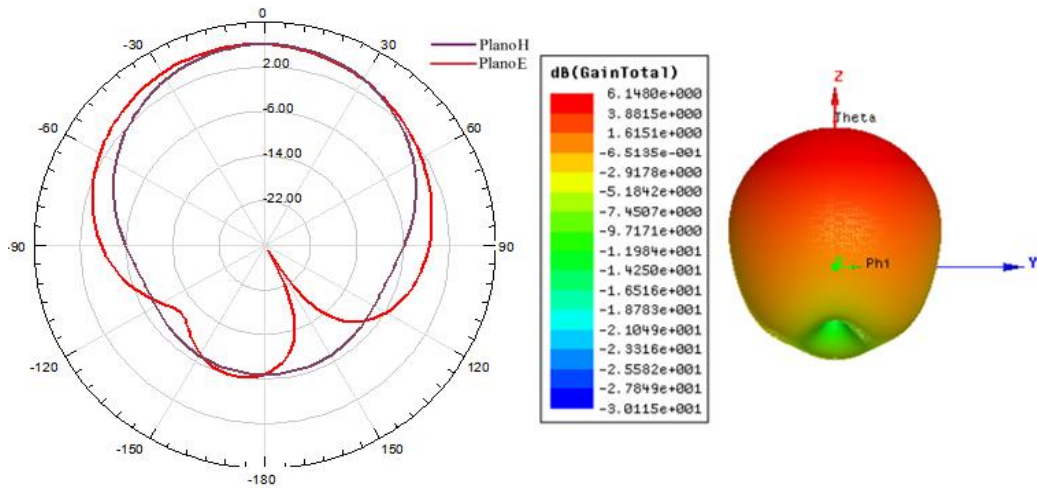


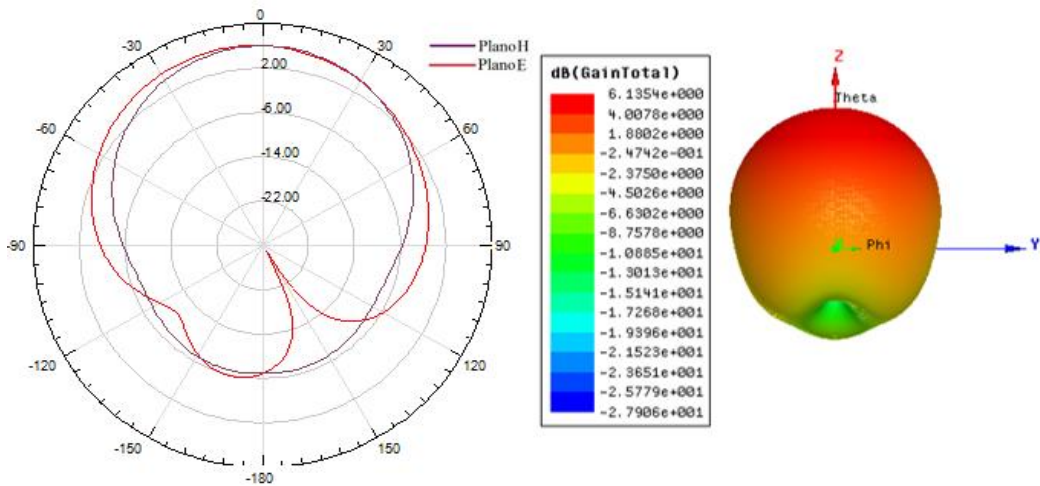
Figura 96: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para substrato de RT/Duroid 6010 com  $h=1,9$  mm para variação na altura em a) 75% b) 50% c) 25%.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

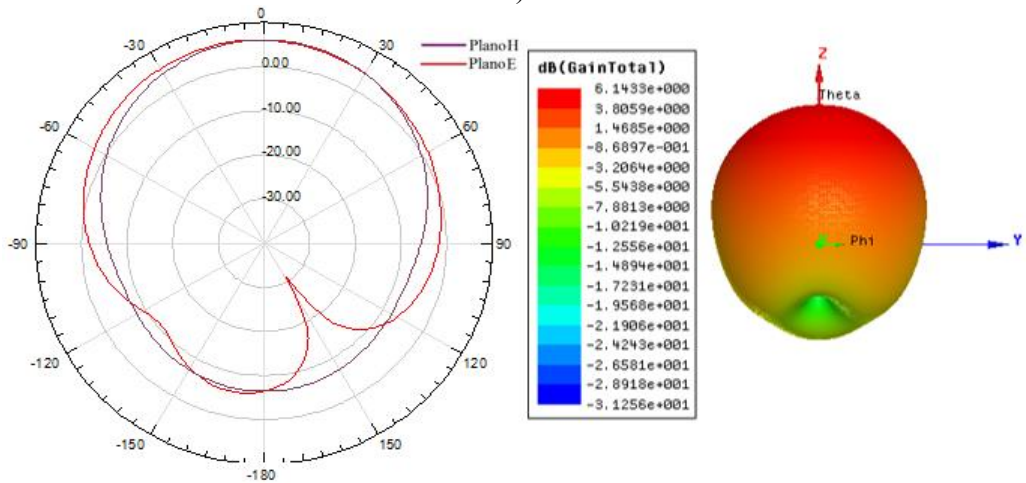
Finalmente a Figura 97, para configuração em RT/Duroid 6010 com  $h=2,5$  mm, mostra que o ganho novamente reduziu, porém diferentemente das estruturas já comparadas, a redução nesse caso é maior na Configuração 5.



a)



b)



c)

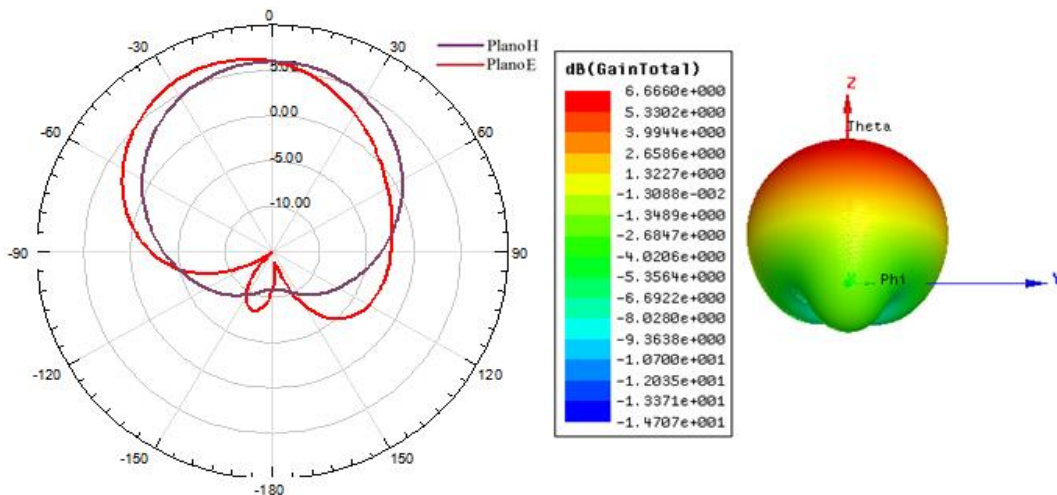
Figura 97: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para substrato de RT/Duroid 6010 com  $h=2,5$  mm por variação na altura em a) 75% b) 50% c) 25%.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

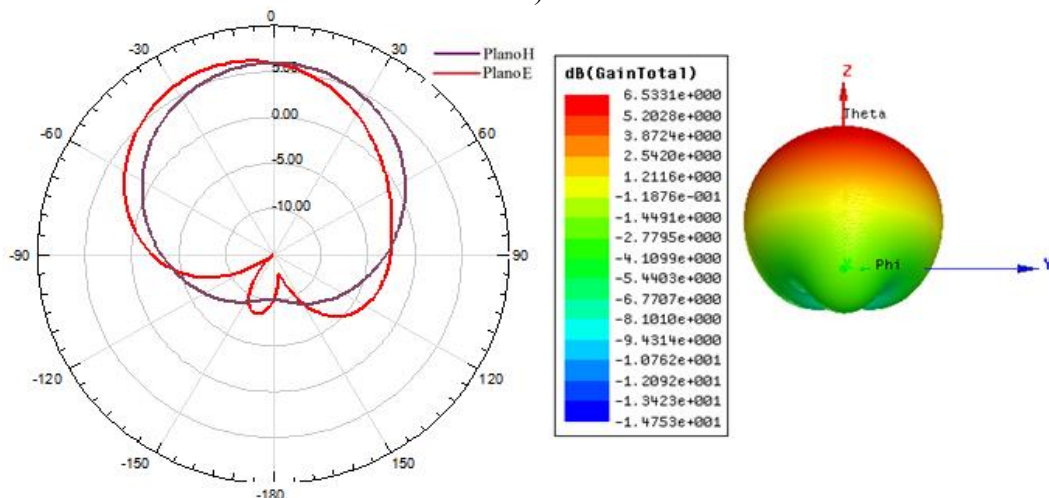
As Figuras 98 a 101 esboçam os diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E para as Configurações 1, 2 e 3 com substrato de altura  $2h$  e variação na altura do cilindro em 100%, 50% na camada superior e 50% na inferior, para os dielétricos de RT/Duroid 6006 com  $2h=1,28$  mm, RT/Duroid 6006 com  $2h=2,54$  mm, RT/Duroid 6010 com  $2h=3,8$  mm e RT/Duroid 6010 com  $2h=5,0$  mm.

Analisando estes resultados, temos que para todos os materiais nos gráficos 2D de H e E, uma pequena redução do ganho no lóbulo maior e um aumento no lóbulo posterior, isso ocorre pelo fato de ser retirado material do substrato com a aplicação do EBG/PBG, resultando assim em um aumento na diretividade com a redução da altura dos furos.

Na Figura 98 referente as estruturas de dielétrico RT/Duroid 6006  $2h=1,28$  mm, observa-se que o maior ganho corresponde a Configuração 1, e que com a redução da altura do cilindro tem-se uma redução no ganho total da antena.

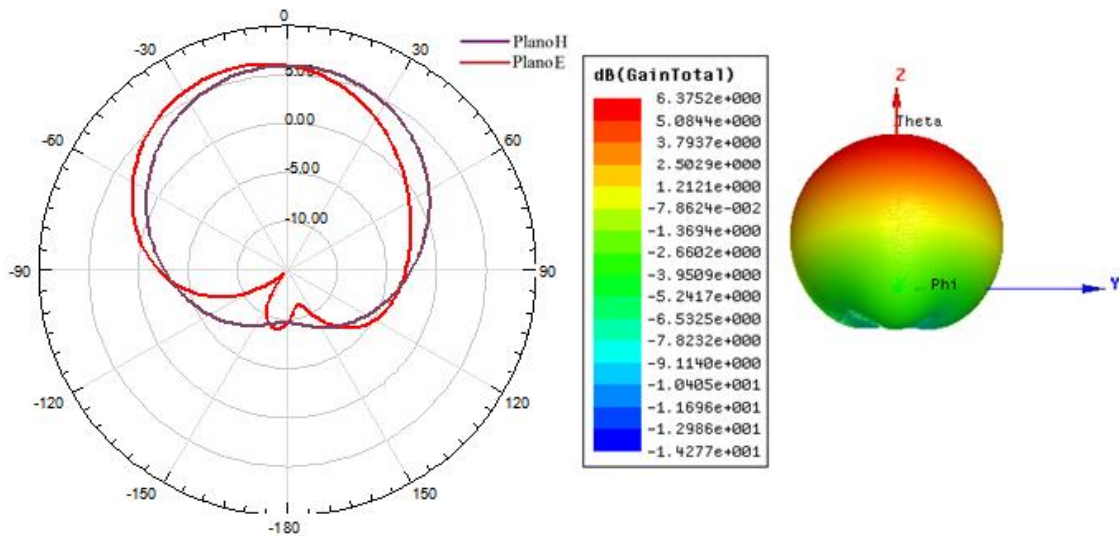


a)



b)



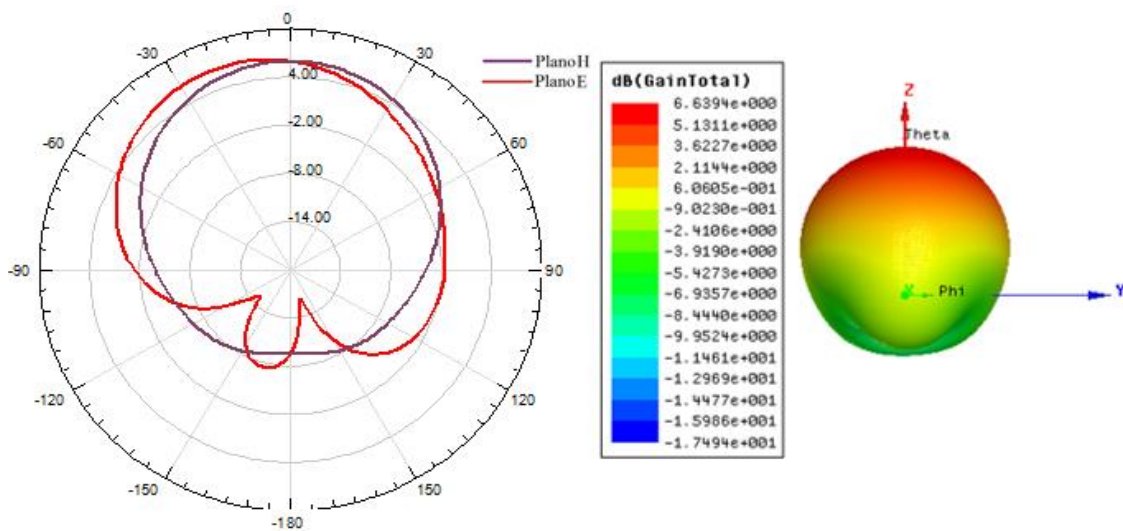


c)

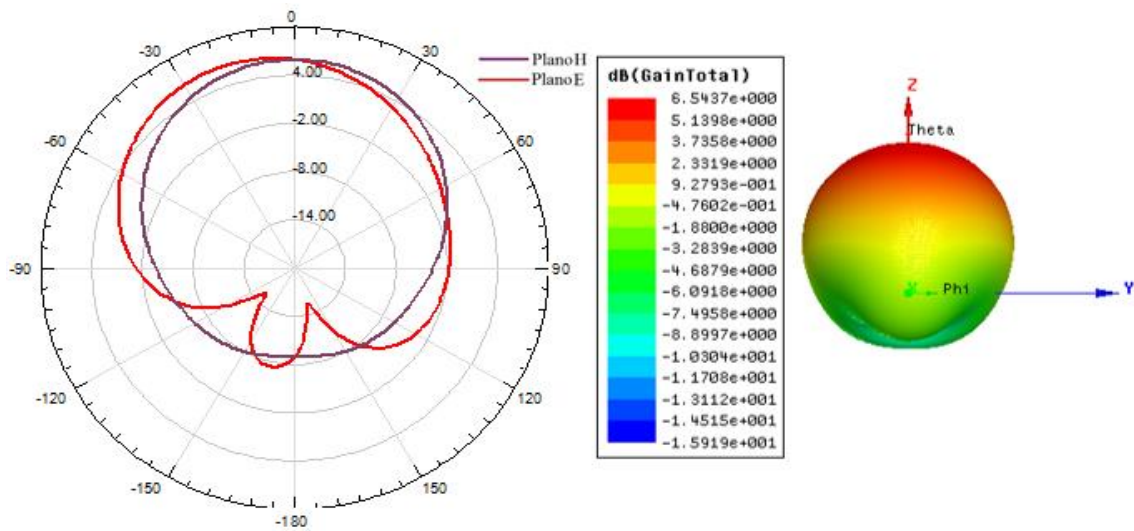
Figura 98: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para as configurações de substrato de RT/Duroid 6006 com  $2h=1,28$  mm para variação na altura do cilindro em a) 100% b) 50% Superior c) 50% Inferior.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

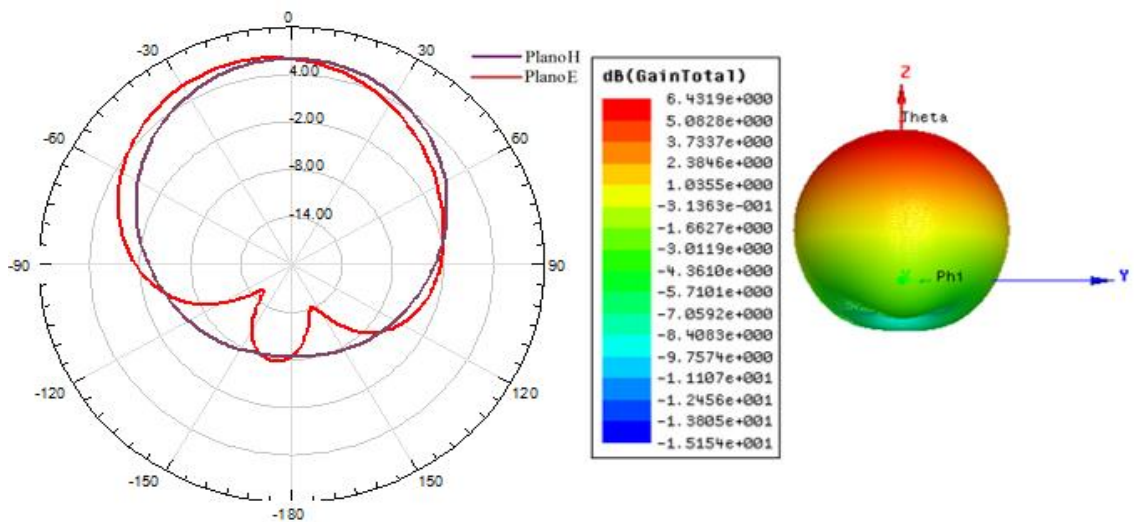
Na Figura 99 com dielétrico de RT/Duroid 6006 com altura do substrato de  $2h=2,54$  mm, as configurações apresentaram novamente uma redução nos valores de ganho com a redução das alturas dos cilindros. Onde a redução do ganho é maior com relação a camada inferior.



a)



b)

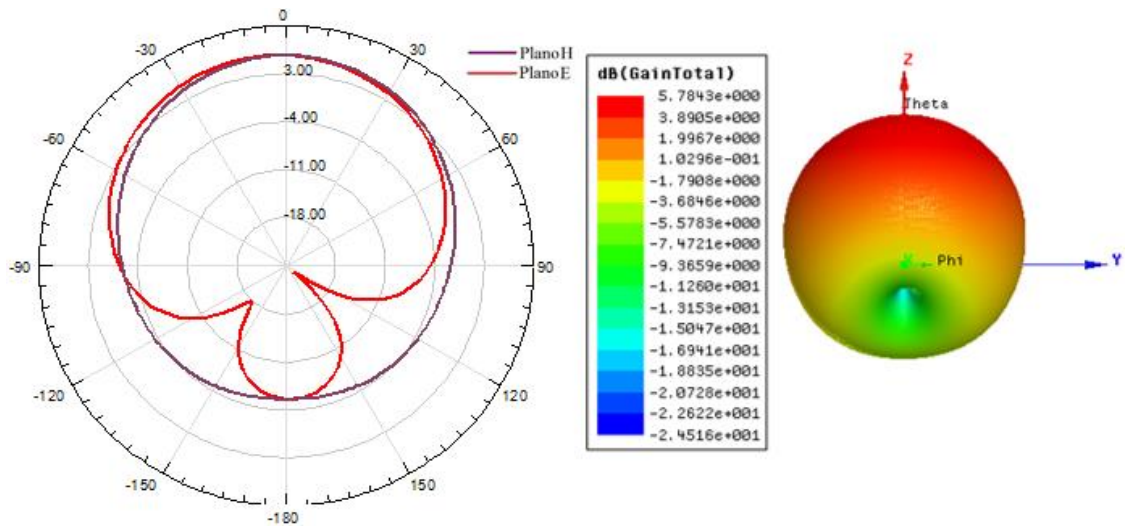


c)

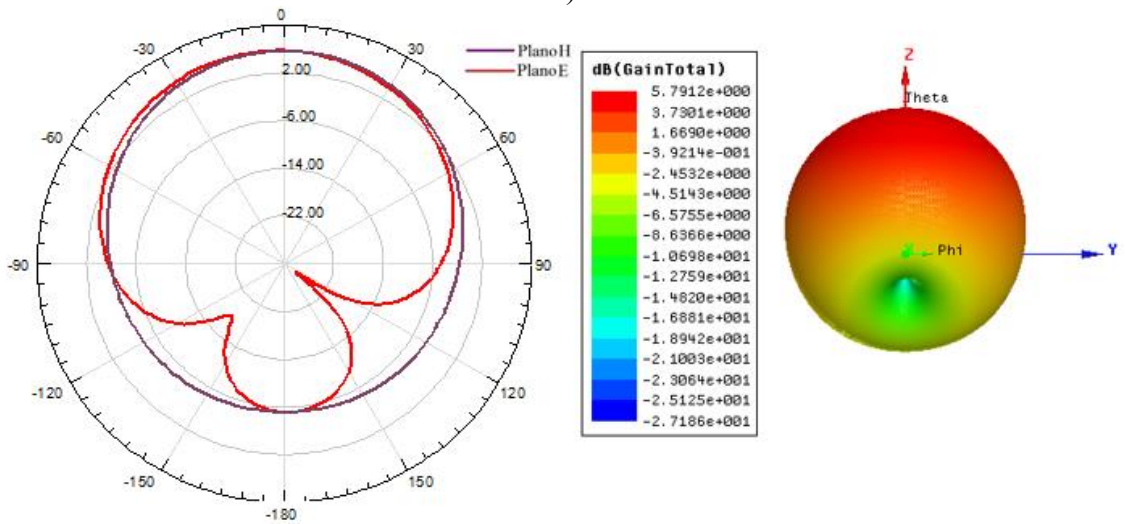
Figura 99: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para as configurações com substrato de RT/Duroid 6006 com  $2h=2,54$  mm para variação na altura do cilindro em a) 100% b) 50% Superior c) 50% Inferior.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

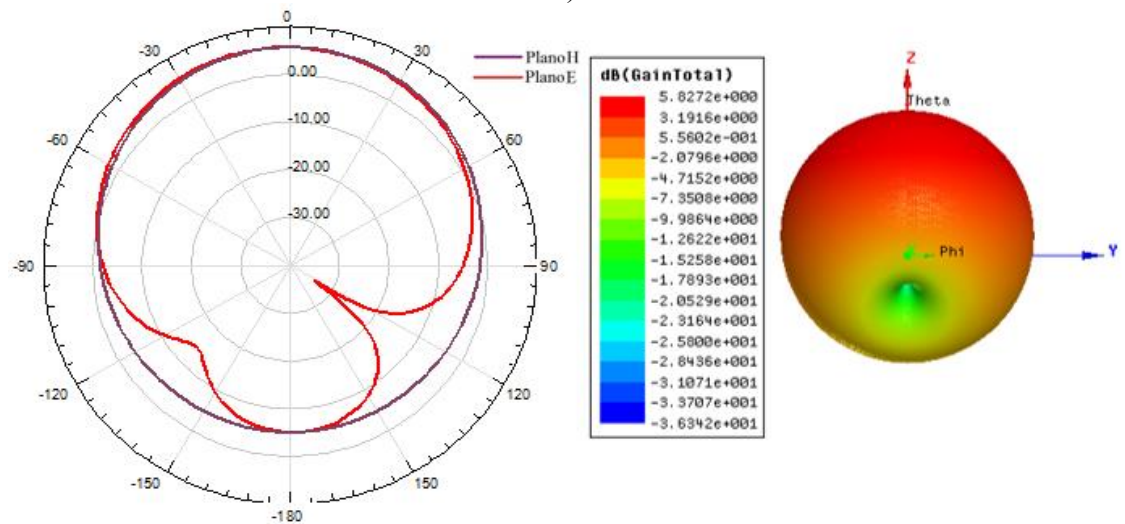
Na Figura 100, que apresenta dielétrico de RT/Duroid 6010 com altura do substrato de  $2h=3,8$  mm, observa-se um aumento do ganho com a redução das alturas dos furos (de 100% para 50% perfurado). Onde, a Configuração 3 para perfuração em 50% inferior se destaca com valor de ganho total de 5,82 dB.



a)



b)

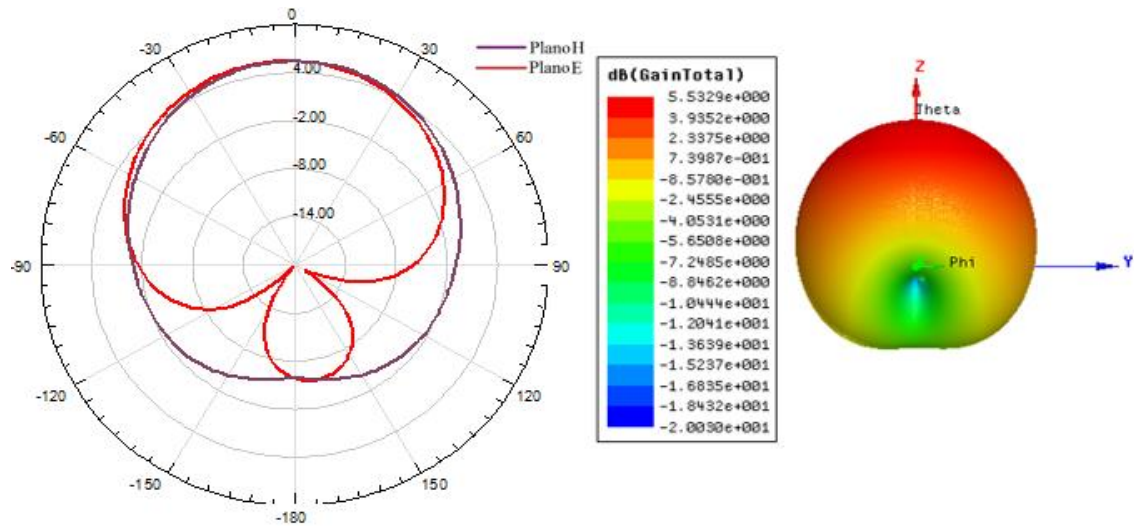


c)

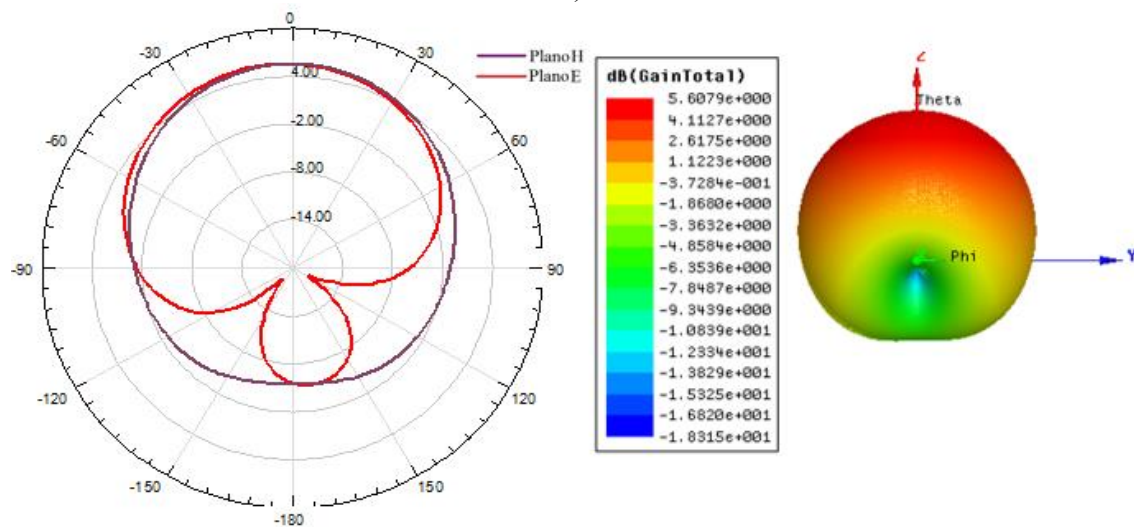
Figura 100: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para as configurações com substrato de RT/Duroid 6010 com  $2h=3,8$  mm para variação na altura do cilindro em a) 100% b) 50% Superior c) 50% Inferior.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

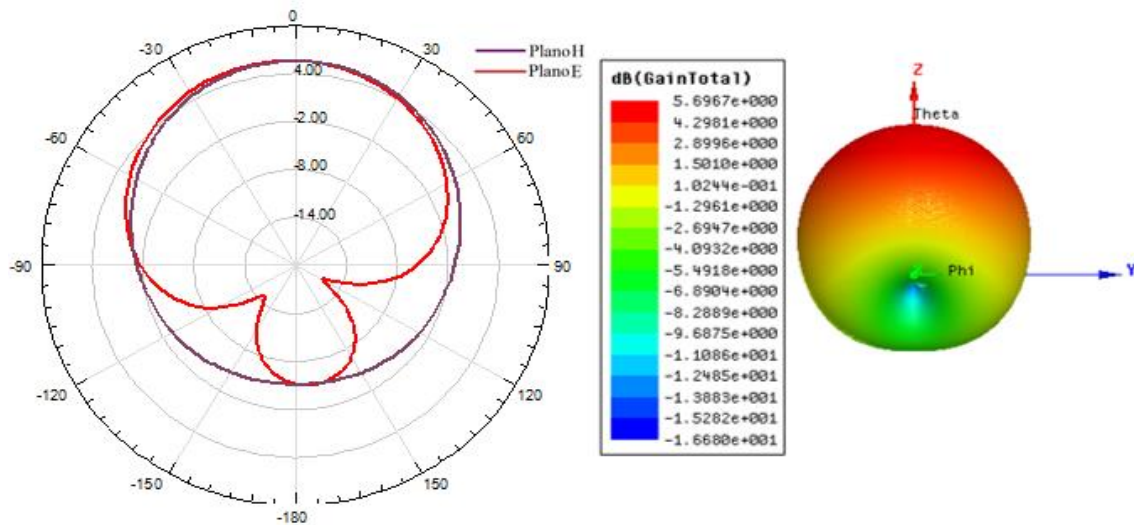
Por fim na Figura 101, correspondente ao dielétrico de RT/Duroid 6010 de altura do substrato de  $2h=5,0$  mm, observa-se assim como, nas configurações da Figura 100 um aumento do ganho total com a redução na perfuração das estruturas (de 100% para 50% perfurado). Em destaque a Configuração 3 com valor de ganho de 5,69 dB.



a)



b)



c)

Figura 101: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E, para as configurações de RT/Duroid 6010 2h=5,0 mm e variação na altura do cilindro em a) 100% b) 50% Superior c) 50% Inferior.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

#### 5.1.5. Estruturas EBG/PBG no Plano de Terra

Desenvolvendo a análise no plano de terra das antenas foram realizadas as simulações e comparados os resultados para as configurações com perfuração no substrato e plano de terra (Sub+PT), Configuração 4 da Tabela 9, ou somente no plano de terra (PT) Configuração 5 da Tabela 9. Onde são mostradas respectivamente nas Figuras 102 a 108 para os dielétricos de RT/Duroid 5870, RT/Duroid 5880, FR4, RT/Duroid 6006 com  $h=0,64$  mm, RT/Duroid 6006 com  $h=1,27$  mm, RT/Duroid 6010 com  $h=1,9$  mm, RT/Duroid 6010 com  $h=2,5$  mm. De modo que a análise das estruturas perfuradas somente no substrato já foi feita e demonstrada nos tópicos anteriores para estruturas denominadas com perfuração 100%.

A Figura 102, demonstra o gráfico da perda de retorno e frequência para os dielétricos de RT/ Duroid 5870, onde observa-se que as configurações que perfuram o substrato possuem apenas uma banda de frequência, enquanto a PT apresenta três bandas, exibindo na segunda maiores valores de largura de banda em torno de 126,73 MHz (12,67%) e perda de retorno em -22,23 dB. Comparando os valores para a primeira banda de frequência nas três configurações, tem-se que a estrutura de configuração Sub+PT apresenta melhores valores de largura de banda.

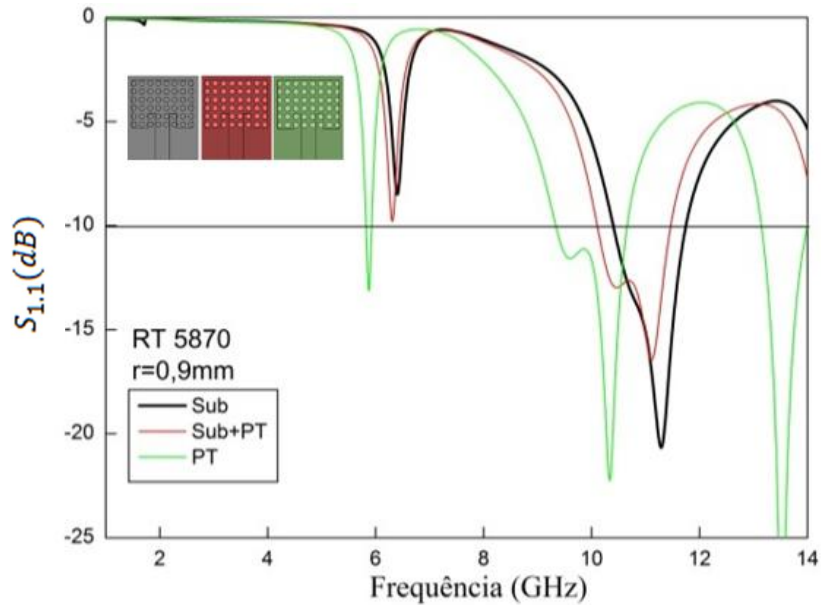


Figura 102: Perda de retorno em função da frequência para as configurações com variação no plano de terra no dielétrico de RT/Duroid 5870.  
Fonte: Autoria Própria, 2015.

Na Figura 103 para o dielétrico de RT/Duroid 5880 apresenta resultados semelhantes aos das estruturas do RT/Duroid 5870. Onde novamente relacionando os modos de frequência tem-se no primeiro um destaque para a Configuração 3 com perfuração apenas no substrato, com maior valor de largura de banda em 115,1 MHz (11,51%).

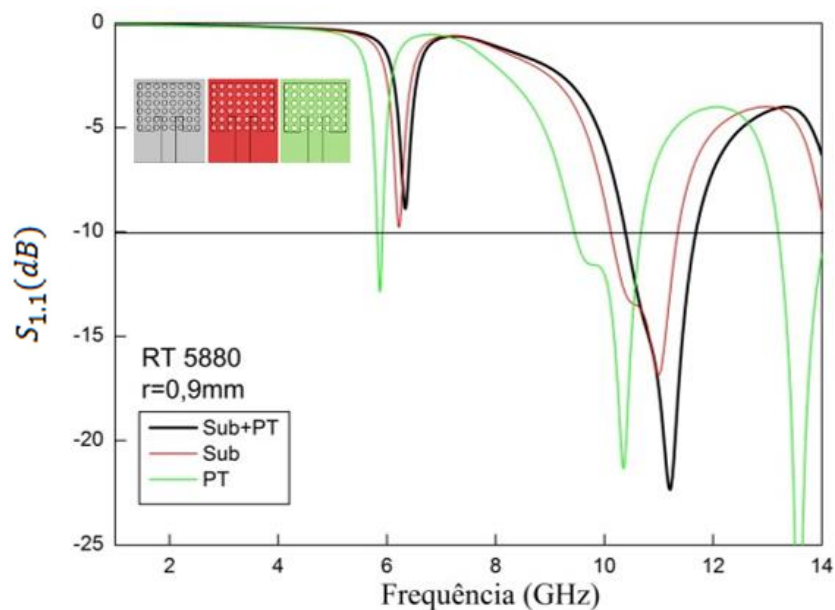


Figura 103: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação no plano de terra no dielétrico de RT/Duroid 5880.  
Fonte: Autoria Própria, 2015.

Na Figura 104, correspondente as estruturas de FR4, apresentaram para a

Configuração Sub+PT dois modos de frequência na faixa entre 10 e 12 GHz, e na Configuração PT foram notados quatro modos. Onde os maiores valores de largura de banda são encontrados no primeiro modo para a Configuração 4, com 67,85 MHz.

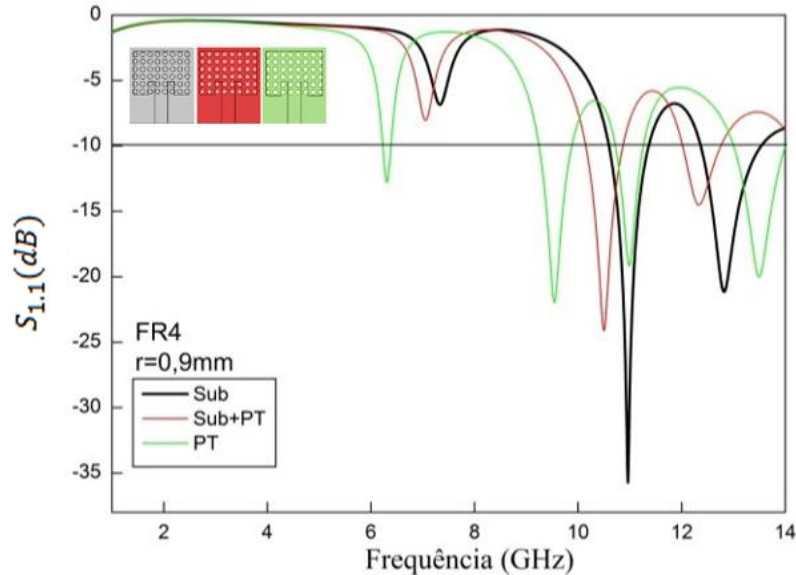


Figura 104: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação no plano de terra no dielétrico de FR4.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

Na Figura 105 estão demonstradas as configurações em RT/ Duroid 6006 com  $h=0,64$  mm, onde são observadas, três faixas de frequência para todas as configurações. De modo que a perfuração no plano de terra ocasionou um aumento na perda de retorno e conseqüentemente uma redução nas larguras de banda.

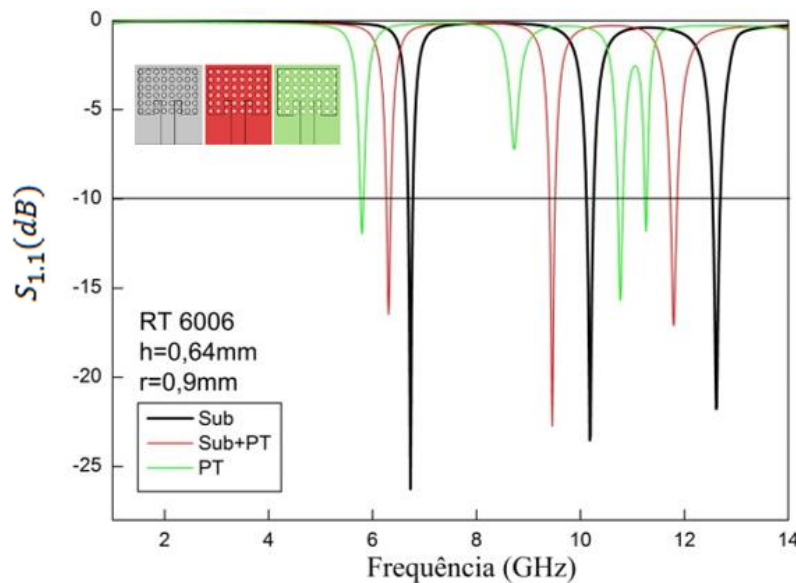


Figura 105: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação no plano de terra no dielétrico de RT/Duroid 6006 com  $h=0,64$  mm.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

Na Figura 106, para o dielétrico de RT/ Duroid 6006 com  $h=1,27$  observa-se

novamente três modos de frequência para todas as configurações. Onde, no primeiro modo a Configuração 4 de Sub+PT se destaca com melhores resultados de perda de retorno e largura de banda.

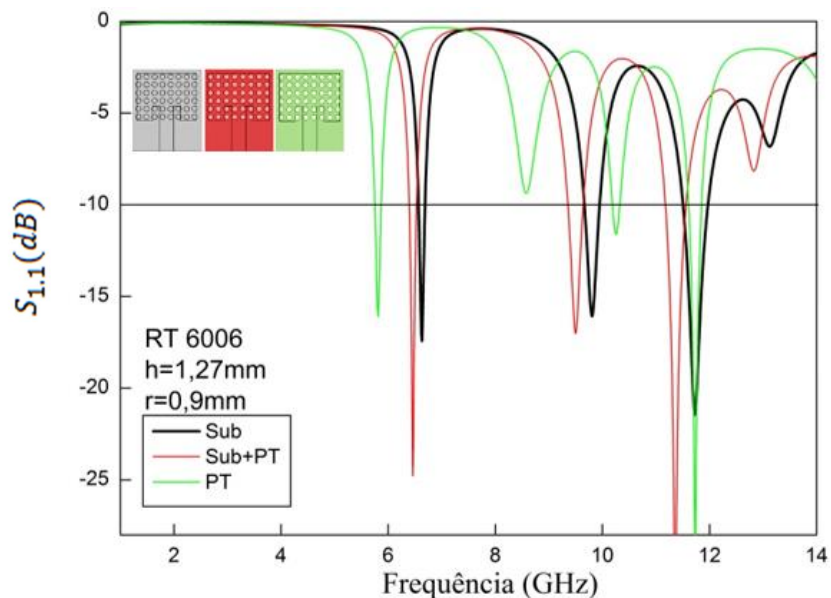


Figura 106: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação no plano de terra no dielétrico de RT/Duroid 6006 com  $h=1,27\text{ mm}$ .  
 Fonte: Autoria Própria, 2015.

Na Figura 107 são observadas as estruturas de RT/ Duroid 6010 com  $h=1,9\text{ mm}$ , onde na Configuração SUB+PT tem-se 3 bandas de frequência e na PT 6 bandas. Destacando mais uma vez no primeiro modo Configuração 5.

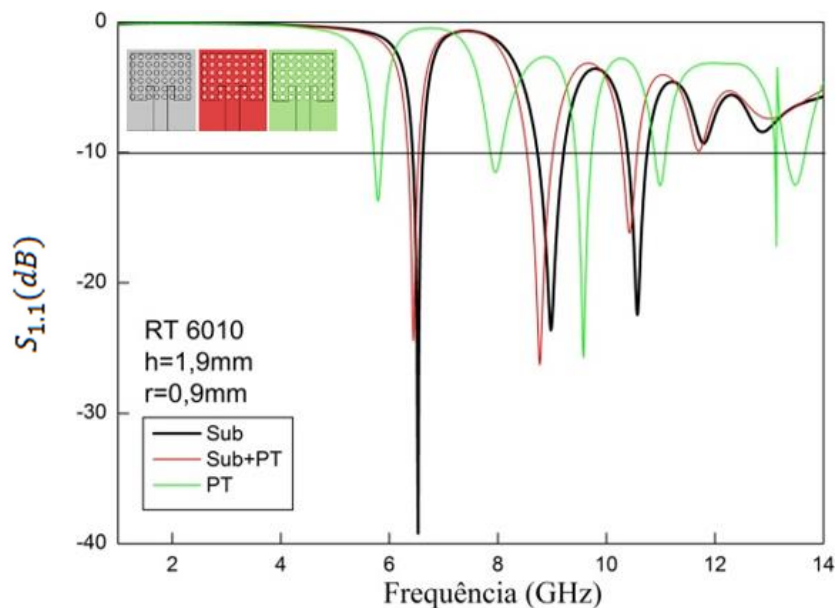


Figura 107: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação no plano de terra no dielétrico de RT/Duroid 6010 com  $h=1,9\text{ mm}$ .  
 Fonte: Autoria Própria, 2015.

Por fim na Figura 108 estão as respostas para as configurações em RT/Duroid



6010 com  $h=2,5$  mm, observando que a Configuração Sub+PT apresentou 6 bandas de frequência, enquanto a Configuração PT apresentou 5. Onde, na primeira banda de frequência com a aplicação das estruturas no plano de terra, tem-se um aumento nos valores de largura de banda, destacando a Configuração 5 (PT) com 3,29% e perda de retorno chegando a  $-34,68$  dB.

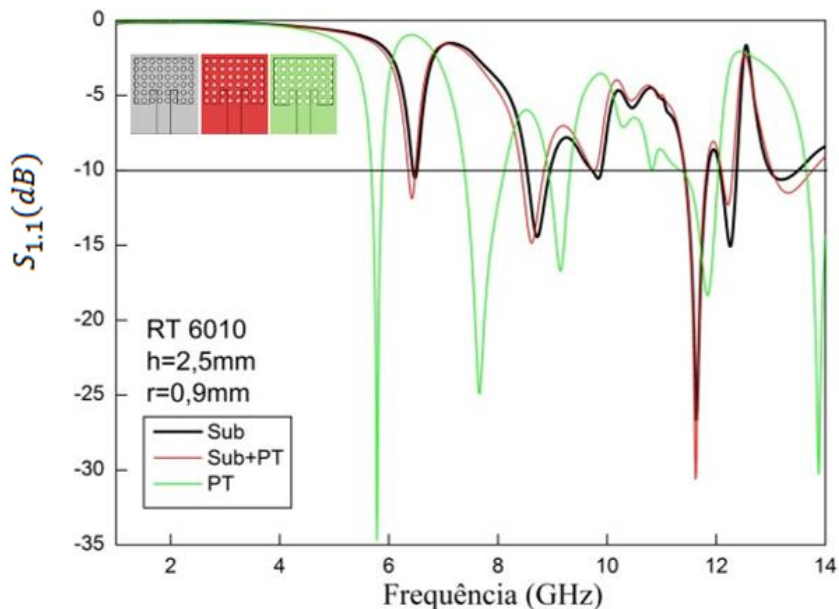


Figura 108: Perdas de retorno em função da frequência para as configurações com variação no plano de terra no dielétrico de RT/Duroid 6010 com  $h=2,5$  mm.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

Na Tabela 14 estão os principais parâmetros das antenas com a variação das estruturas EBG/PBG no plano de terra.

Tabela 14: Resultado das simulações das configurações para variação no plano de terra.

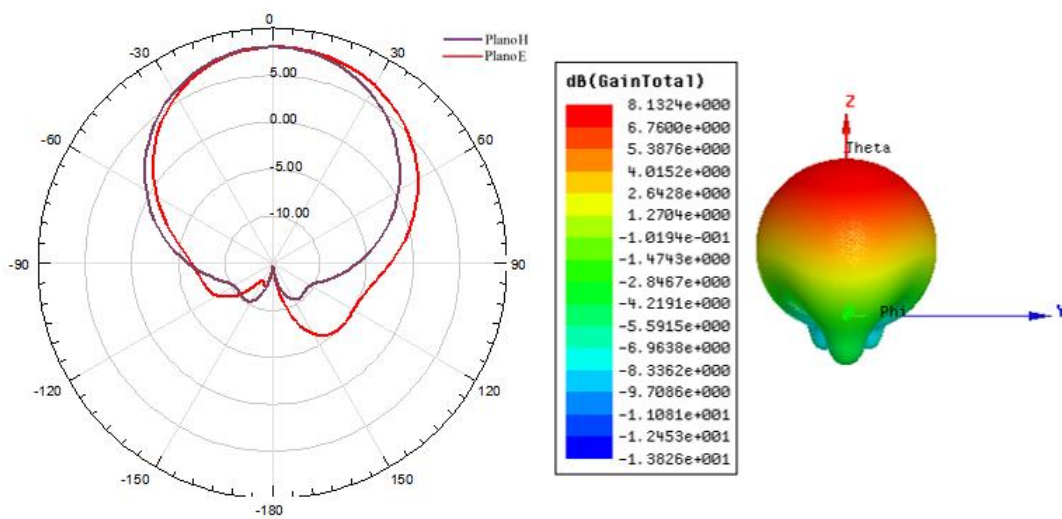
Material	h(mm)	Conf.	Fr(GHz)	S <sub>1,1</sub> (dB)	BW(%)
<b>RT5870</b>	1,575	4	11,11	-16,45	12,27
		5	5,88; 10,34 13,53	-13,12; -22,23 - 37,27	1,53; 12,67 6,21
<b>RT5880</b>	1,57	4	11	-16,85	11,18
		5	5,87; 10,35 13,57	-12,87; -21,34 - 46,48	1,36; 11,69 5,89
<b>FR4</b>	1,57	4	10,5; 12,33	-24,13; -14,52	6,76; 5,92
		5	6,31; 9,54 10,99; 13,49	-12,78; -21,98 -19,17; -20,01	2,38; 6,49 4,82; 7,34
<b>RT6006</b>	0,64	4	6,31; 9,46 11,79	-16,47; -22,73 -17,1	1,27; 1,06 1,10
		5	5,8; 10,77 11,26	-11,95; -15,68 -11,82	0,86; 0,84 0,27
<b>RT6006</b>	1,27	4	6,46; 9,5 11,36	-24,78; -17,02 -35,58	2,01; 2,96 3,34
		5	5,81; 10,26 11,73	-16,09; -11,59 29,14	1,72; 1,27 2,05
<b>RT6010</b>	1,9	4	6,44; 8,77 10,43	-24,44; -26,27 -16,19	3,11; 5,36 2,68
		5	5,79; 7,96 9,58; 10,99 13,13; 13,48	-13,72; -11,53 - 25,7; -12,54 -17,19; -12,49	2,42; 2,26 2,92; 1,82 0,15; 2,59
<b>RT6010</b>	2,5	4	6,42; 8,62 9,76; 11,62 12,21; 13,31	-11,91; -14,86 -10,02; -30,60 -12,32; -11,51	1,87; 4,76 0,2; 3,27 1,64; 5,48
		5	5,78; 7,66 9,14; 11,84 13,88	-34,68; -24,93 -16,73; -18,36 -30,27	3,29; 9,39 4,27; 5,74 2,42

Fonte: Autoria Própria, 2015.

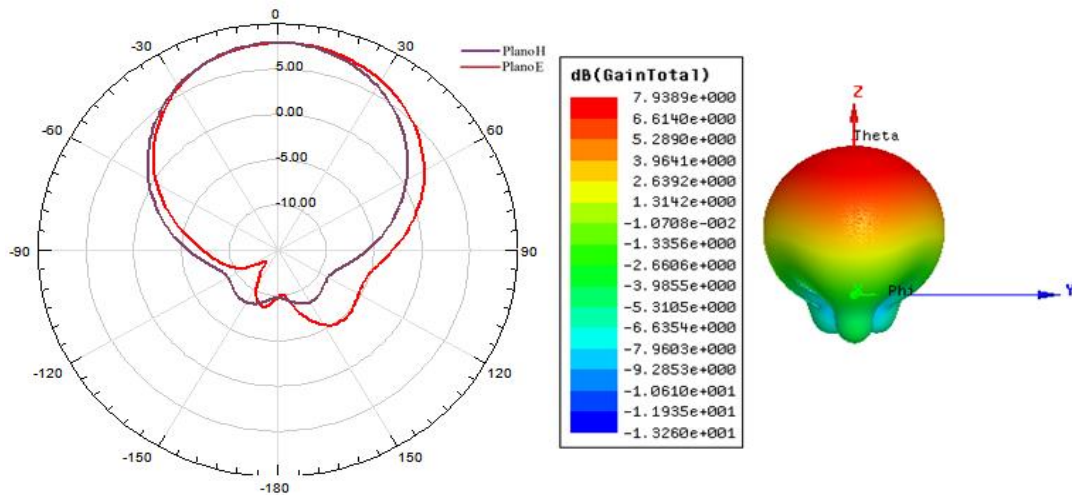
Nas Figuras 109 a 115 estão demonstrados os diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E para as configurações com EBG/PBG no plano de terra, com os substratos

dielétrico de respectivamente RT/Duroid 5870, RT/Duroid 5880, FR4, RT/Duroid 6006 com  $h=0,64$  mm, RT/Duroid 6006 com  $h=1,27$  mm, RT/Duroid 6010 com  $h=1,9$  mm e RT/Duroid 6010 com  $h=2,5$  mm. Onde em (a) tem-se as estruturas com perfuração apenas no substrato (Sub), em b) tem-se configurações com estruturas no substrato e plano de terra (SUB+PT) e em (c) perfuração apenas nos planos de terra (PT).

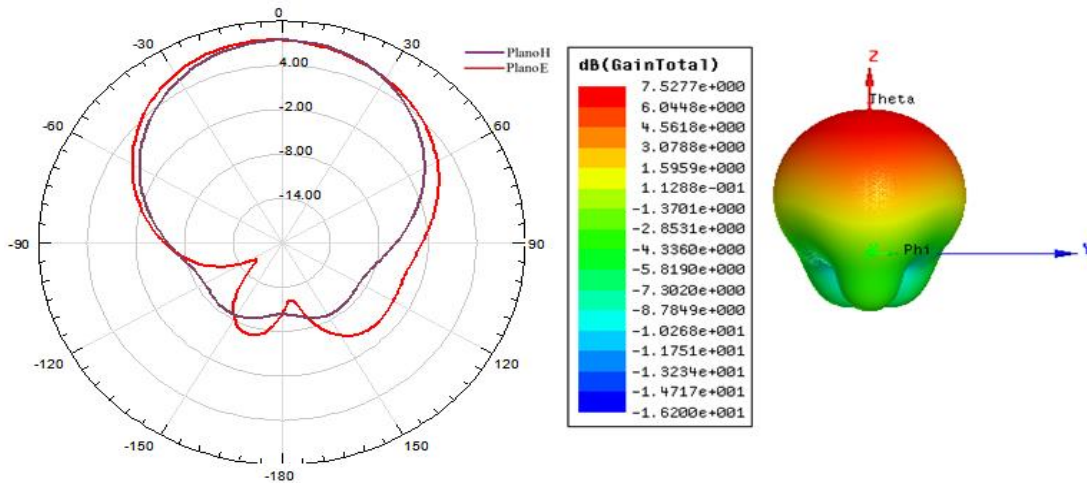
Assim, na figura 109 para substrato de RT/Duroid 5870, tem-se que se comparada as três configurações para variação no plano de terra, a Configuração 3 com perfuração apenas no substrato, apresenta maior valor de ganho total de 8,13 dB.



a)



b)

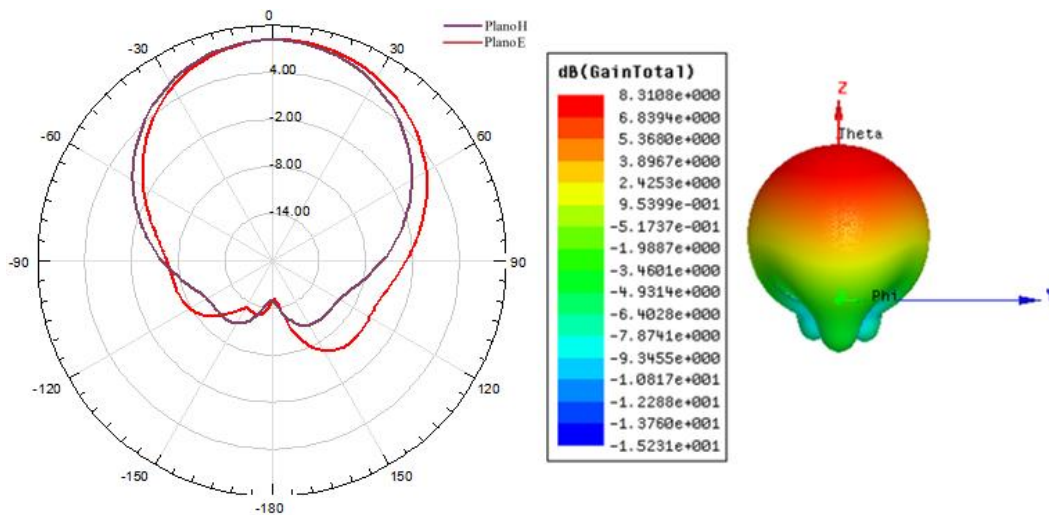


c)

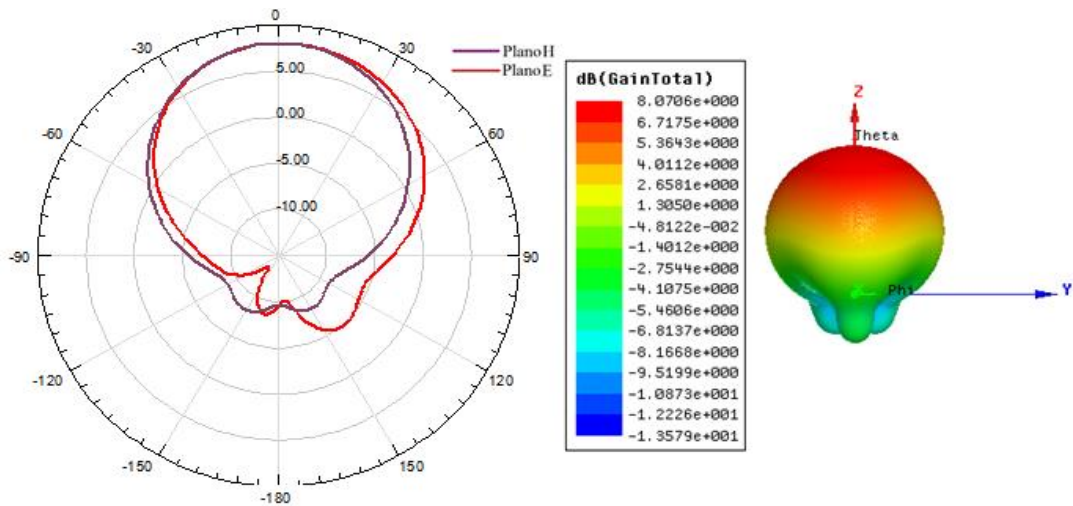
Figura 109: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E para as configurações de RT/Duroid 5870 com variação no plano de terra em a) Sub, b) Sub+PT e c) PT.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

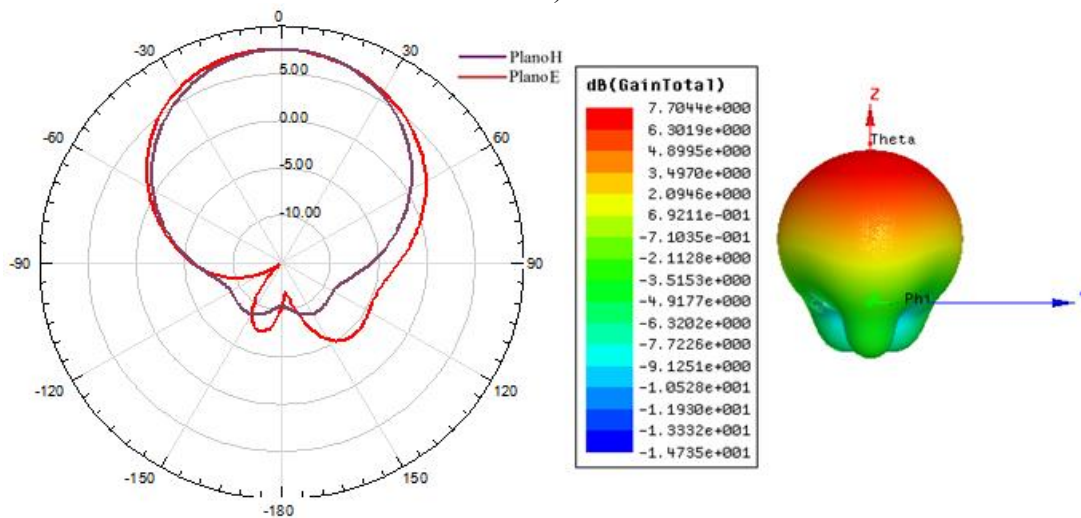
Para a Figura 110 que apresenta os resultados para as configurações com dielétrico de RT/Duroid 5880 tem-se que novamente se comparada as três configurações, o maior valor de ganho total é registrado na estrutura com perfuração apenas no substrato, com 8,31 dB.



a)



b)



c)

Figura 110: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E para as configurações de RT/Duroid 5880 com variação no plano de terra em a) Sub, b) Sub+PT e c) PT.

Fonte: Autoria Própria, 2015.

Na Figura 111 com dielétrico de FR4, observa-se nos diagramas 2D um aumento no lóbulo traseiro na configuração com perfuração apenas no plano de terra, isso ocorre pela retirada de parte da camada metálica ao ser inserido os EBG/PBG. Com relação ao ganho, novamente a configuração em (a) apresenta maior ganho.

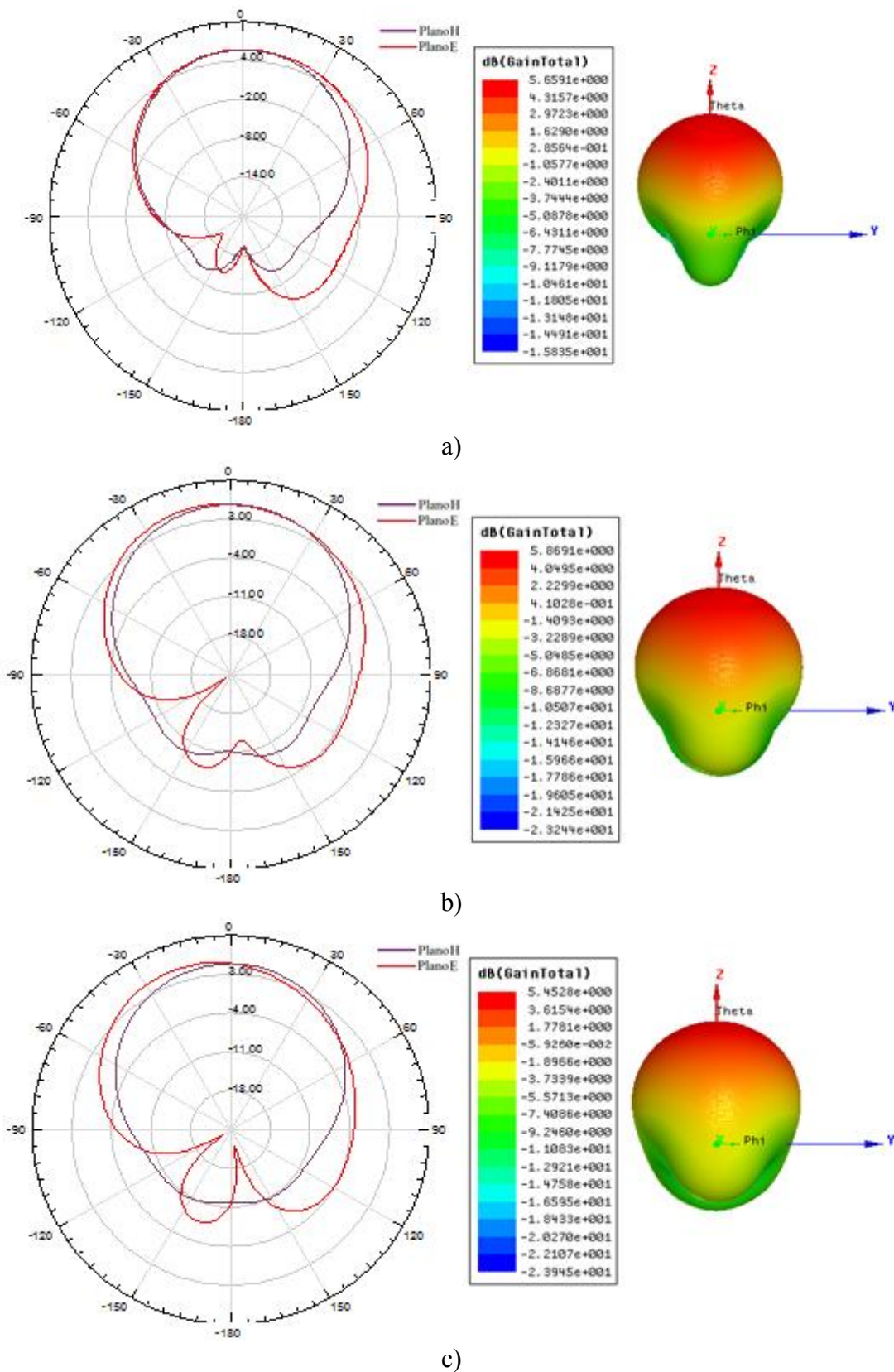
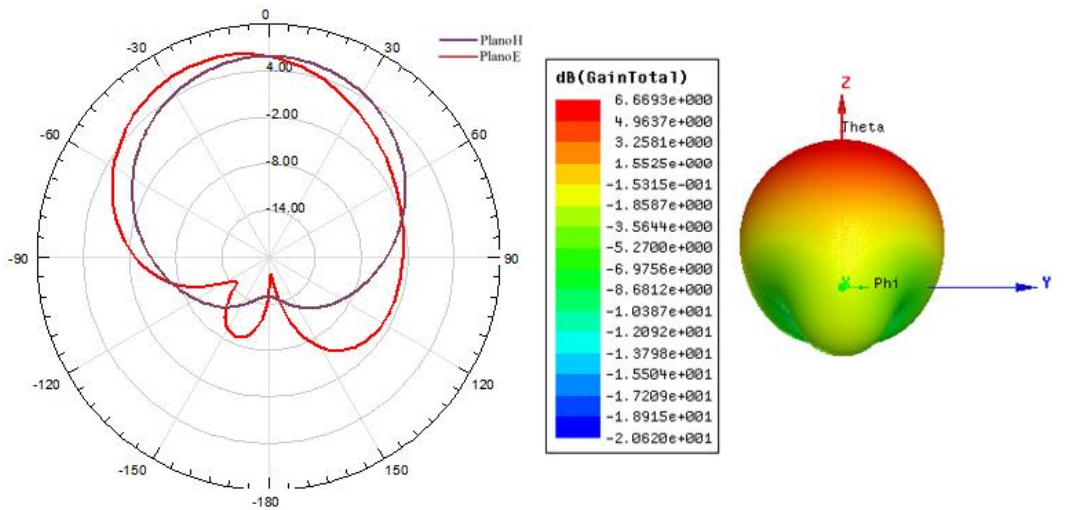
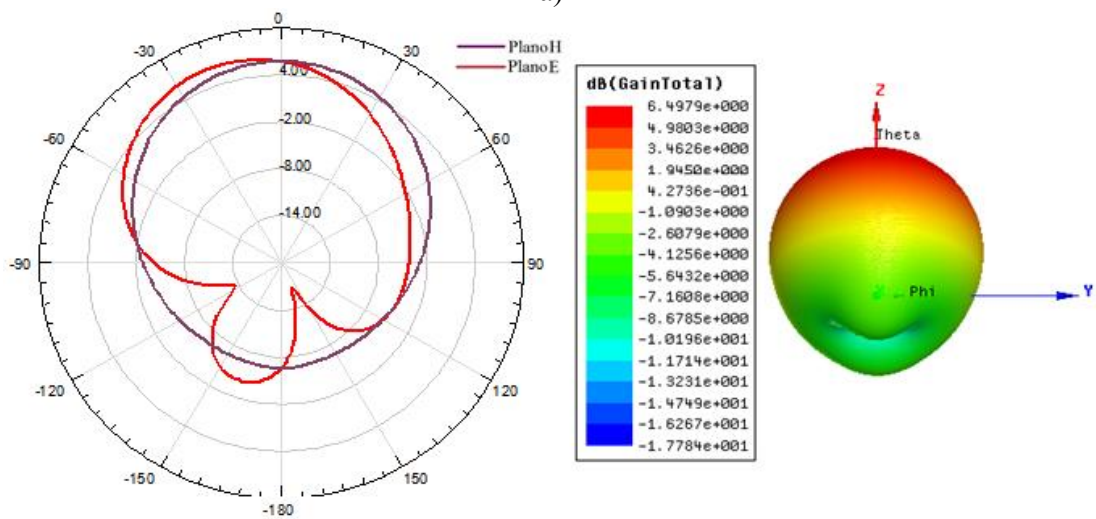


Figura 111: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E para as configurações de FR4 com variação no plano de terra em a) Sub, b) Sub+PT e c) PT.  
 Fonte: Autoria Própria, 2015.

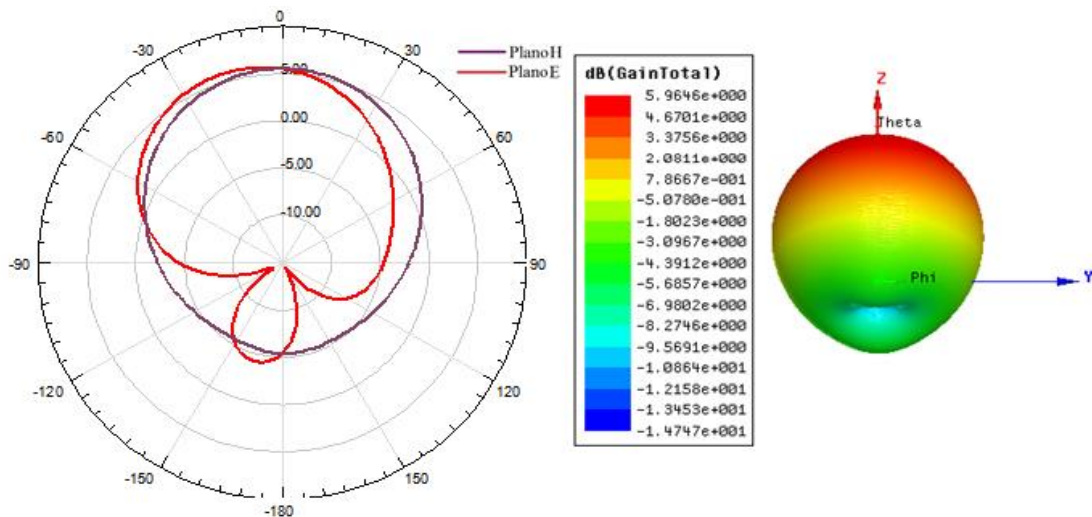
A Figura 112 que corresponde ao dielétrico de RT/ Duroid 6006 com altura de  $h=0,64\text{mm}$ , apresenta no gráfico 2D, um dispositivo com diretividade maior para a estrutura com perfuração apenas no plano de terra. Para o ganho total se tem resultados semelhantes as configurações mostradas anteriormente, onde a perfuração apenas no substrato apresenta 6,67 dB.



a)



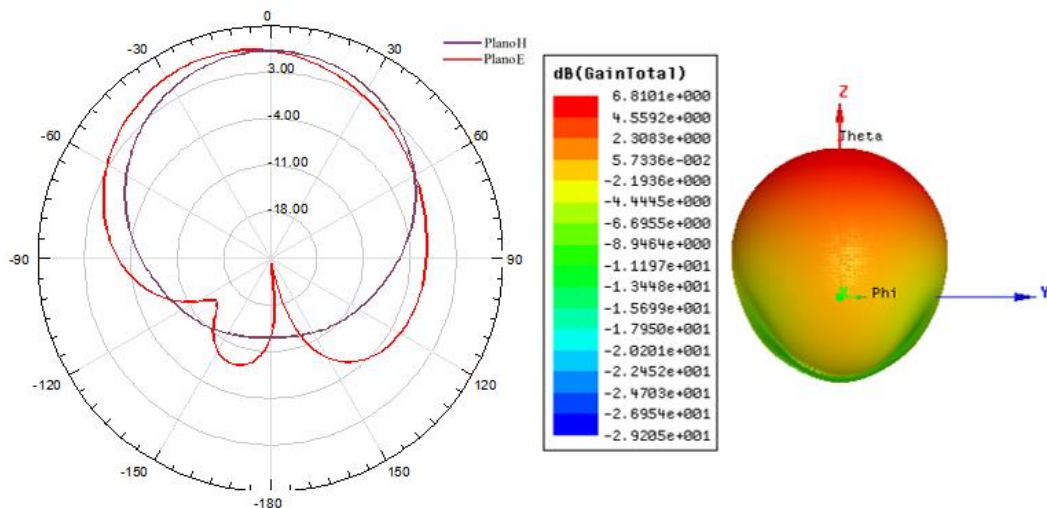
b)



c)

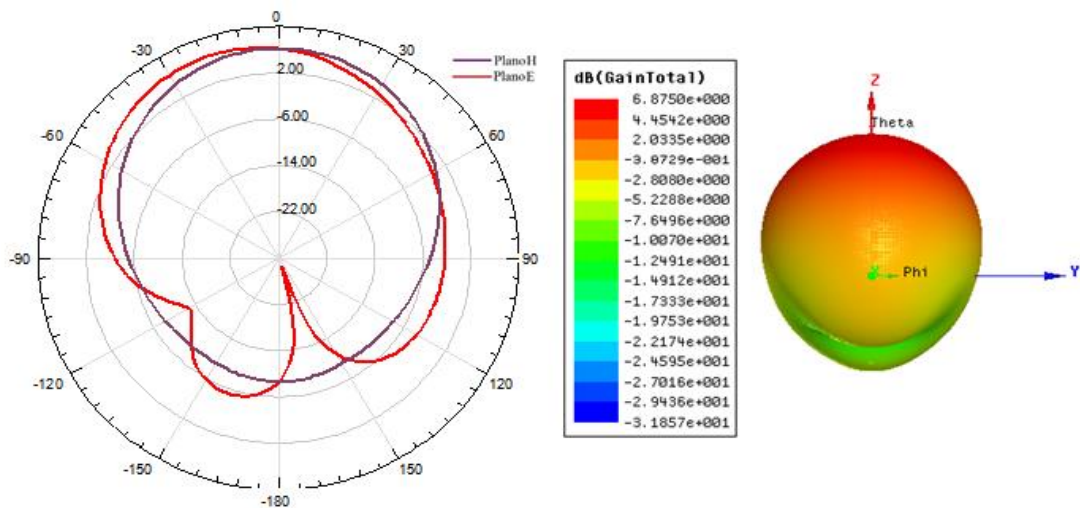
Figura 112: Diagramas de radiação 2De 3Dnos planos H e E para as configurações de RT/Duroid 6006  $h=0,64$  mm com variação no plano de terra em a) Sub, b) Sub+PT e c) PT.  
Fonte: Autoria Própria, 2015.

Na Figura 113, para as estruturas de dielétrico de RT/Duroid 6006 com altura do substrato de  $h=1,27$  mm, é destacado o valor do ganho total na configuração com perfuração no substrato e plano de terra com 6,87 dB. Ou seja, para essa configuração o ganho aumenta com a inserção das estruturas no plano de terra.

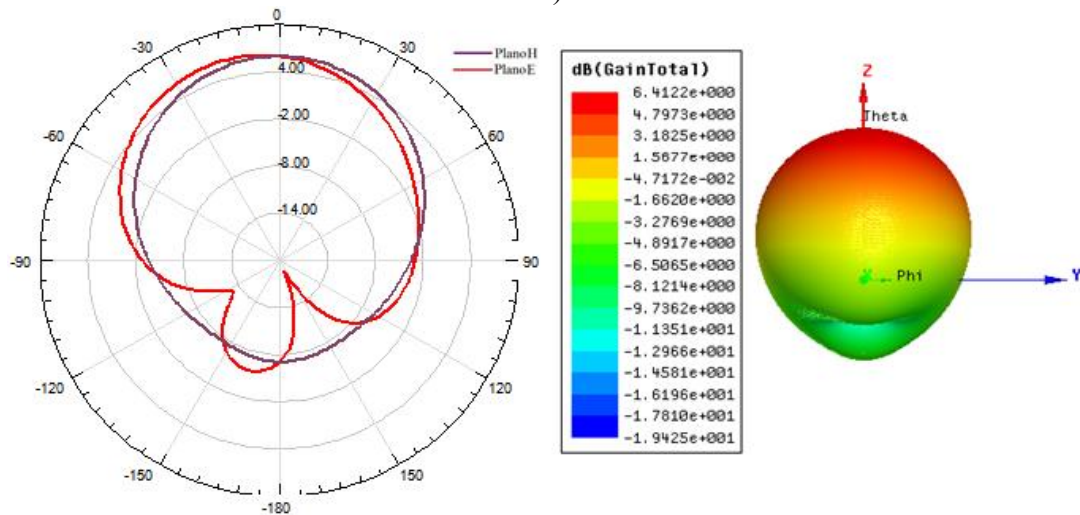


a)





b)



c)

Figura 113: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E para as configurações de RT/Duroid 6006  $h=1,27$  mm com variação no plano de terra em a) Sub, b) Sub+PT e c) PT.  
 Fonte: Autoria Própria, 2015.

As configurações com dielétrico de RT/Duroid 6010 com  $h=1,9$  mm, apresentadas na Figura 114, mais uma vez o ganho total é maior para a configuração no substrato e plano de terra, nesse caso o valor foi de 6,31 dB.

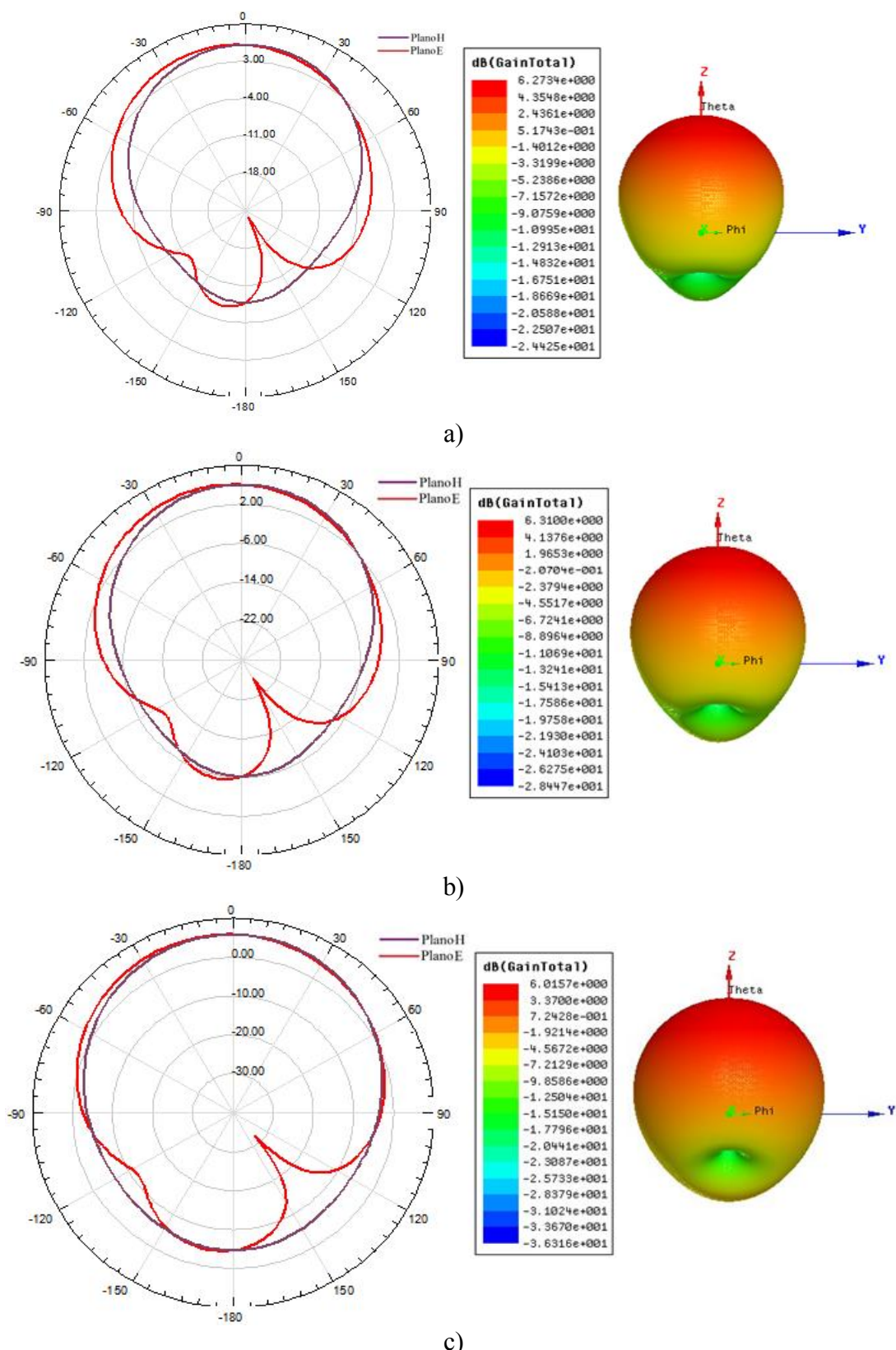
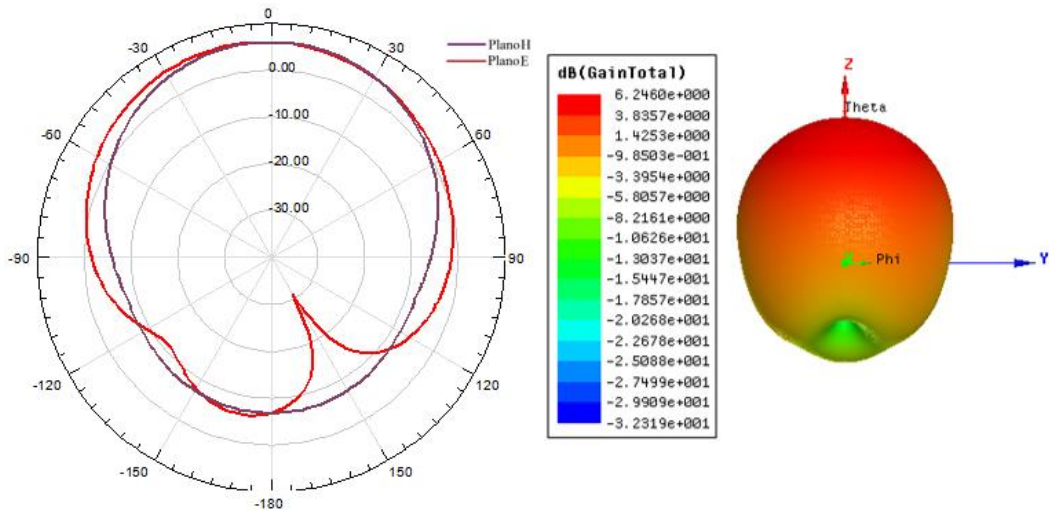
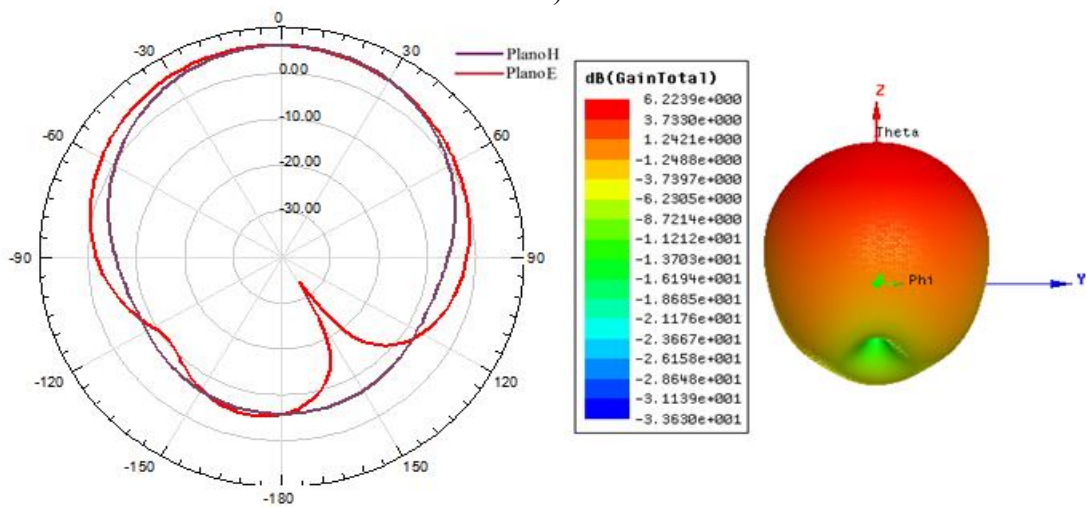


Figura 114: Diagramas de radiação 2D e 3D, nos planos H e E para as configurações de RT/Duroid 6010  $h=1,9$  mm com variação no plano de terra em a) Sub, b) Sub+PT e c) PT.  
 Fonte: Autoria Própria, 2015.

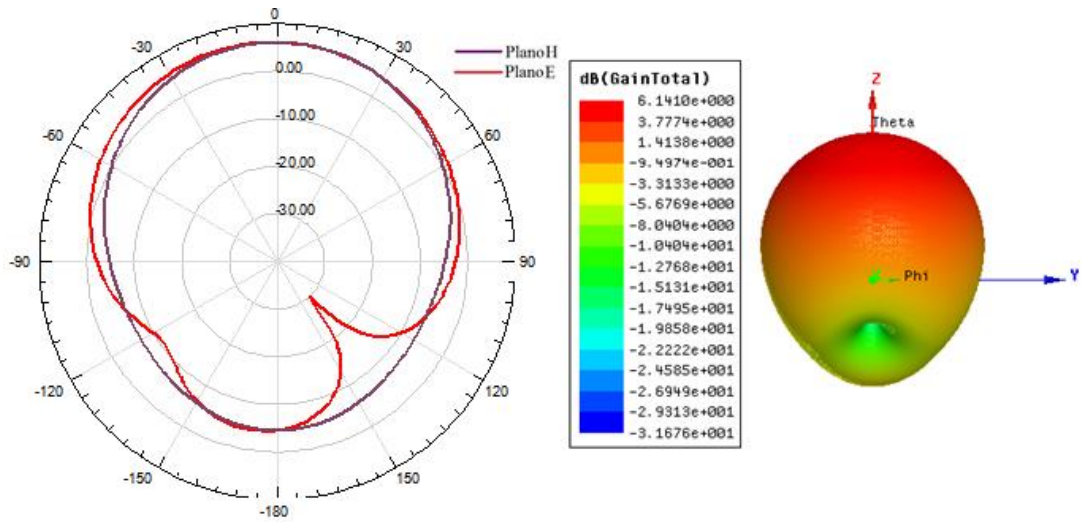
A Figura 115, apresenta as configurações de substrato dielétrico de RT/Dudoid 6010 com altura de  $h=2,5$  mm. Os resultados para essa configuração mostram que com a inserção das estruturas no plano de terra os valores de ganho total diminuem, e em destaque a configuração com as estruturas apenas no substrato com 6,24 dB..



a)



b)



c)

Figura 115: Diagramas de radiação 2D e 3D nos planos H e E para as configurações de RT/Duroid 6010  $h=2,5$  mm com variação no plano de terra em a) Sub, b) Sub+PT e c) PT.  
 Fonte: Autoria Própria, 2015.

## 5.2. Resultados experimentais

Este capítulo trata dos resultados obtidos a partir dos dispositivos projetados e construídos. Demonstrando análises comparativas dos resultados simulados versus medidos. Onde as medições dos parâmetros das antenas foram feitas utilizando o analisador de redes vetoriais (Microwave Network Analyzer -VNA) da *Agilent Technologies*, modelo N5230A PNA-L (análise entre 500 MHz a 20 GHz), que é ilustrado na Figura 85.

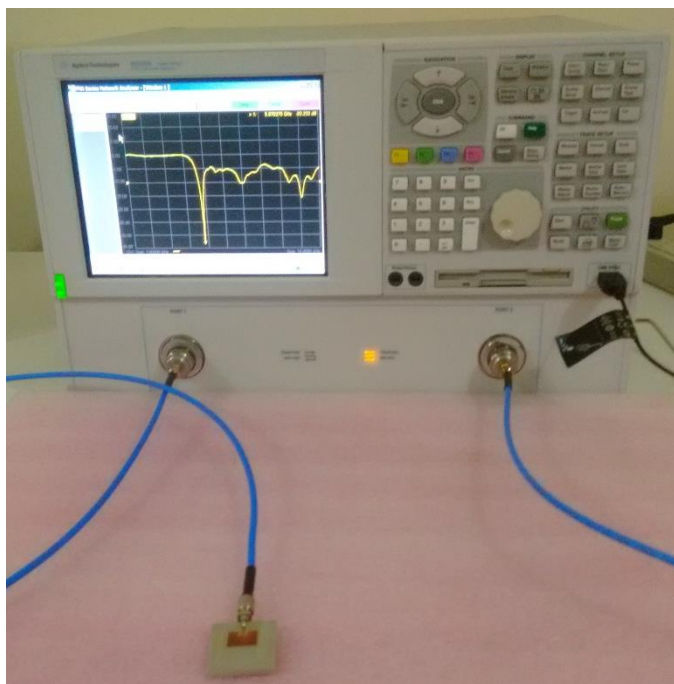


Figura 116: Analisador de redes vetorial usado nas medições dos dispositivos.  
Fonte: Autoria Própria, 2016.

As Figuras de 117 a 123 mostram as respostas de perda de retorno em função da frequência de ressonância (na faixa entre 1 GHz e 14 GHz), para os valores simulados e medidos das estruturas construídas com o substrato RT/Duroid 6006, para as configurações com variações nos raios, na altura dos cilindros e no posicionamento no plano de terra.

Observado uma aproximação dos resultados medidos e simulados, com registro de pequenos deslocamentos em alguns resultados medidos, que podem ser associados às técnicas de construção dos dispositivos, as tolerâncias de fábrica e conseqüentemente o desempenho dos conectores SMA e aos ajustes nos dados de set-up do equipamento de medição.

Na Figura 117 tem-se as estruturas de Configurações 1, da Tabela 6, que apresenta altura do substrato de  $h=0,64$  mm e correspondem a variação no raio com  $r=0,3$  mm. Nesse caso é notado um deslocamento nas curvas dos gráficos simulados e medidos, onde são observadas duas bandas de frequência para o resultado medido, onde a primeira ocorre em 8,07 GHz com perda de retorno de -11,83 dB e a segunda em 12,36 GHz com -10,08 dB.

Se comparados com os valores simulados é observado um deslocamento das bandas de frequência e um aumento da perda de retorno, que pode ser explicado pela fragilidade dos dispositivos, por possuírem uma estreita linha de alimentação é necessária maior atenção na construção e manuseio no momento das medições.

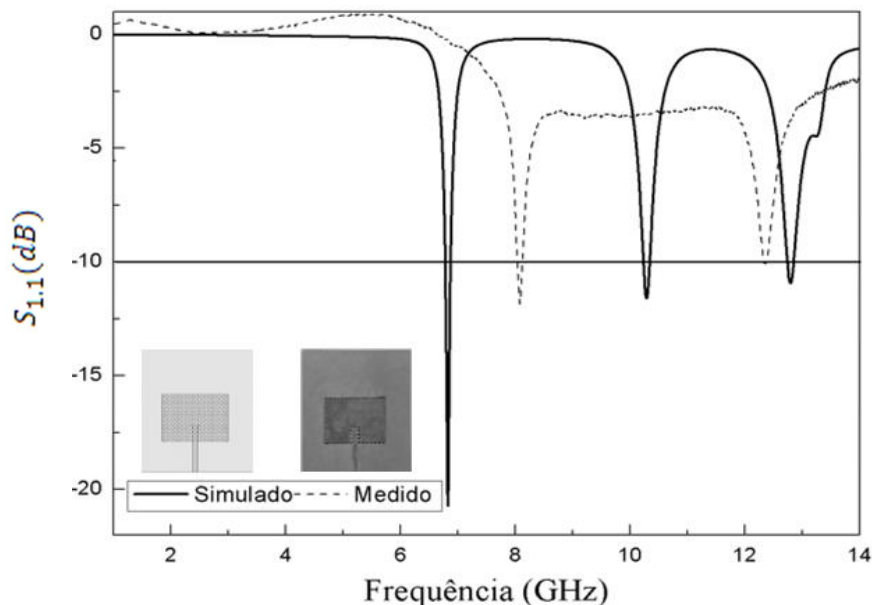


Figura 117: Comparação dos valores simulados e medidos para perda de retorno em função da frequência para a Configuração 1 de variação no raio em 0,3 mm.

Fonte: Autoria Própria, 2016.

A Figura 118 apresenta os resultados de perda de retorno em função da frequência para a Configurações 2, da Tabela 6, que apresentam altura do substrato de  $h=0,64$  mm e correspondem a variação no raio com  $r=0,6$  mm.

De modo que, também são observados nos resultados uma variação entre os valores simulados e medidos, onde nos valores medidos são exibidos dois modos de frequência, o primeiro ocorre em 8,42 GHz com perda de retorno de -11,01 dB, e o segundo em 12,47 GHz se destacando em relação aos demais modos por sua perda de retorno de na faixa de -36,88 dB, conseqüentemente, o maior valor de largura de banda com 3,13% (31,27 MHz).

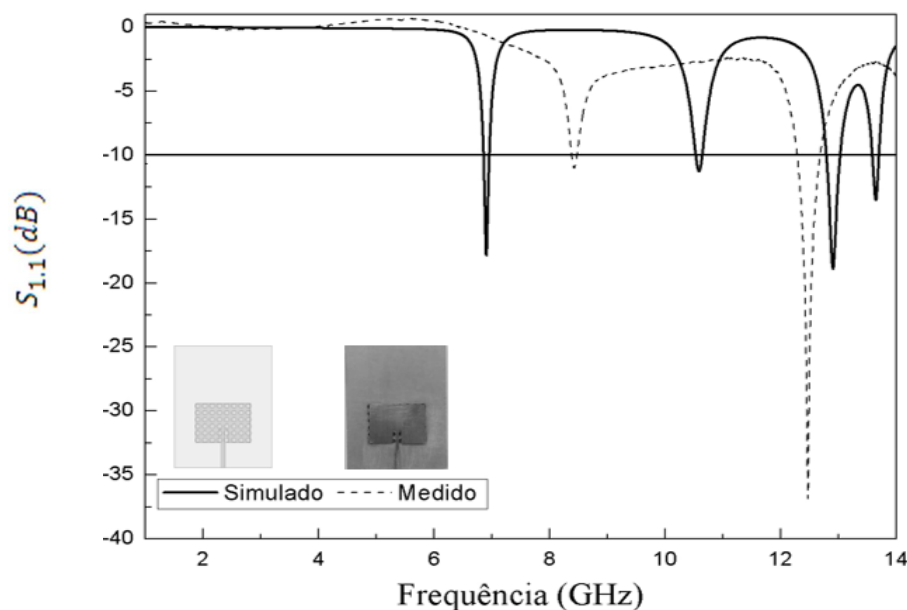


Figura 118: Comparação dos valores simulados e medidos para perda de retorno em função da frequência para a Configuração 2 de variação no raio em 0,6 mm.  
 Fonte: Autoria Própria, 2016.

É observado na Figura 119, a Configuração 1, da Tabela 8, para variação na altura que corresponde a estrutura com dielétrico de altura  $h=2,54$  mm, e raio de  $r=0,9$  mm, onde a perfuração é total correspondendo a 100% do substrato.

Comparando os valores simulados e medidos tem-se uma coerência entre estes, de modo que a curva dos valores medidos apresenta respostas satisfatória para suas respectivas bandas. Exibindo três faixas de frequência em 6,55 GHz, 8,95 GHz e 13,17 GHz, de modo que os seus respectivos valores de perda de retorno são -23,98 dB, -11,24 dB e -18,11 dB.

Em destaque a primeira faixa com o maior valor de largura de banda com aproximadamente 10,53% (105,34 MHz). O que pode ser explicado pelo fato desse dispositivo apresentar a maior altura e perfuração do substrato se comparada as demais configurações desenvolvidas.

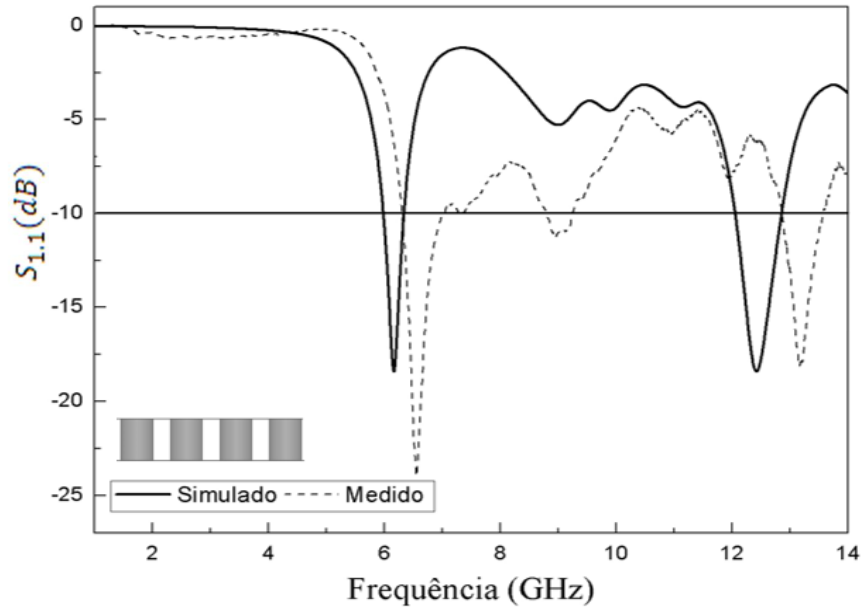


Figura 119: Comparação dos valores simulados e medidos para perda de retorno em função da frequência para a Configuração 1 de variação na altura em 100%.  
 Fonte: Autoria Própria, 2016.

A Figura 120 demonstra a comparação dos resultados de perda de retorno em função da frequência de ressonância para a Configuração 2, da Tabela 8, com variação na altura, que corresponde a estrutura com dielétrico de altura  $h=2,54$  mm, e raio de  $r=0,9$  mm, onde a perfuração ocorre parcialmente em 50% do substrato na sua camada superior.

Apresentando novamente uma coerência e proximidade entre os valores simulados e medidos da antena. De modo que os medidos apresentam três bandas de frequência, a primeira em 6,26 GHz com perda de retorno de -17,45 dB, a segunda em 8,71 GHz com -12,28 dB e a terceira em 12,87 GHz com -25,67 dB.

Comparando esses resultados aos da Configuração 1 da Figura 119, para a mesma variação, ou seja, relacionando a redução da altura dos cilindros EBG/PBG em 50% tem-se, uma redução dos valores de largura de banda e aumento das perdas de retorno para a primeira banda de frequência, isso porque os furos estão posicionados na camada superior, ou seja, não estão em contato com o plano de terra da antena.



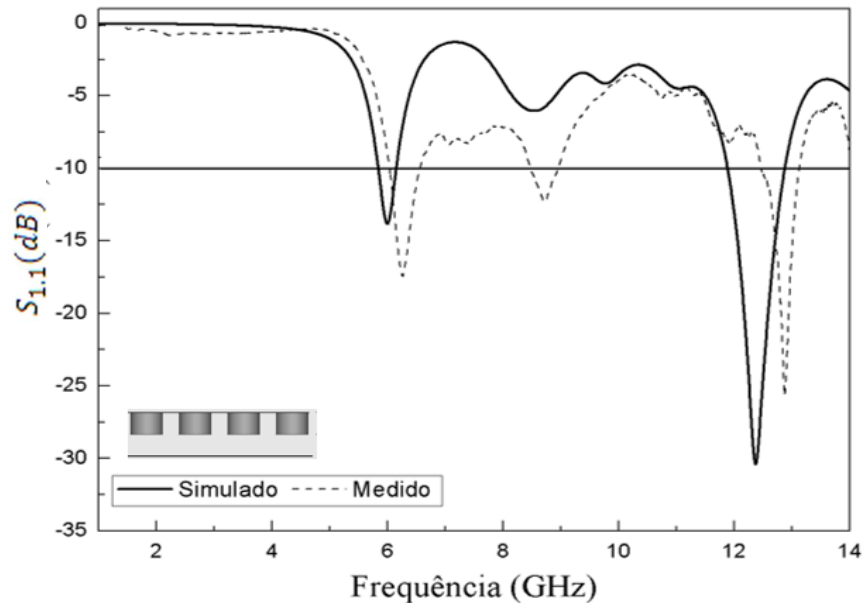


Figura 120: Comparação dos valores simulados e medidos para perda de retorno em função da frequência para a Configuração 2 de variação na altura em 50% Superior.  
 Fonte: Autoria Própria, 2016.

Na Figura 121 tem-se os resultados de perda de retorno em função da frequência para a Configuração 3, da Tabela 8, com variação na altura, que corresponde a estrutura com dielétrico de altura  $h=2,54$  mm, e raio de  $r=0,9$  mm, onde a perfuração ocorre parcialmente em 50% do substrato na sua camada inferior.

Comparando os resultados simulados e medidos nas curvas, tem-se três modos de frequência para os valores medidos, onde o primeiro ocorre em 5,97 GHz com perda de retorno de -33,73 dB e largura de banda de 5,69% (59,95 MHz), o segundo em 8,83 GHz com  $S_{1,1}$  de -10,30 dB e BW de 3,06% (30,58 MHz) e o terceiro em 12,81 GHz com -15,8 dB e 3,20% (32,00 MHz).

Relacionando com as Configurações 1 e 2 anteriormente demonstradas nas Figuras 119 e 120, tem-se no primeiro modo de frequência da Configuração 3, os resultados com menor frequência de operação, perda de retorno e largura de banda. Isso pode ser explicado pelo fato de que os furos de EBG/PBG estão posicionados na camada inferior da estrutura, ou seja, em contato com o plano de terra.

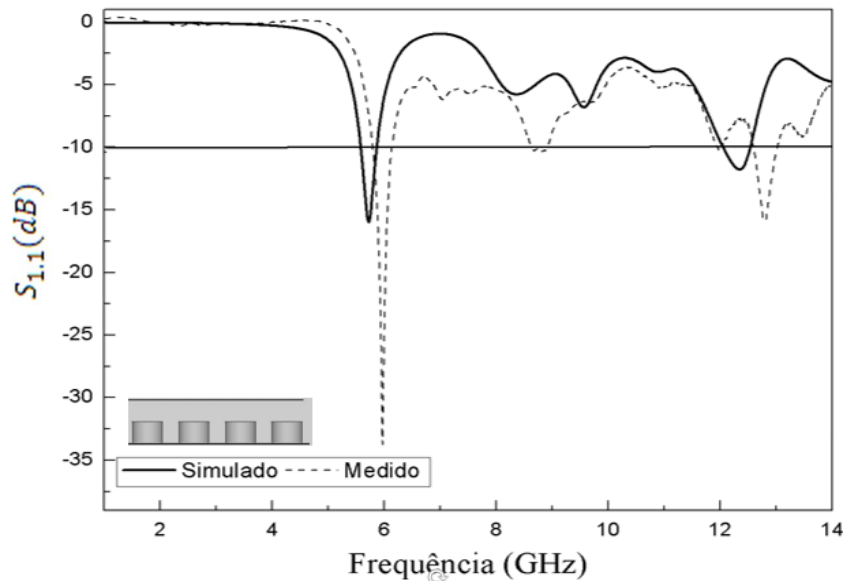


Figura 121: Comparação dos valores simulados e medidos para perda de retorno em função da frequência para a Configuração 3 de variação na altura em 50% Inferior.

Fonte: Autoria Própria, 2016.

A Figura 122 ilustra, as curvas resultantes da comparação entre os valores medidos e simulados das estruturas de Configuração 3, da Tabela 9, com variação no plano de terra, que corresponde ao substrato de altura  $h=1,27$  mm e raio de  $r=0,9$  mm, de modo que as estruturas EBG/PBG encontram-se apenas no substrato (Sub).

Observando que ambas as curvas operam em três modos de frequência, onde o primeiro ocorre em 7,78 GHz, o segundo em 10,91 GHz e o terceiro em 13,07 GHz. Destacando o segundo modo, dentre os demais, com a maior largura de banda de 4,86% (48,58 MHz).

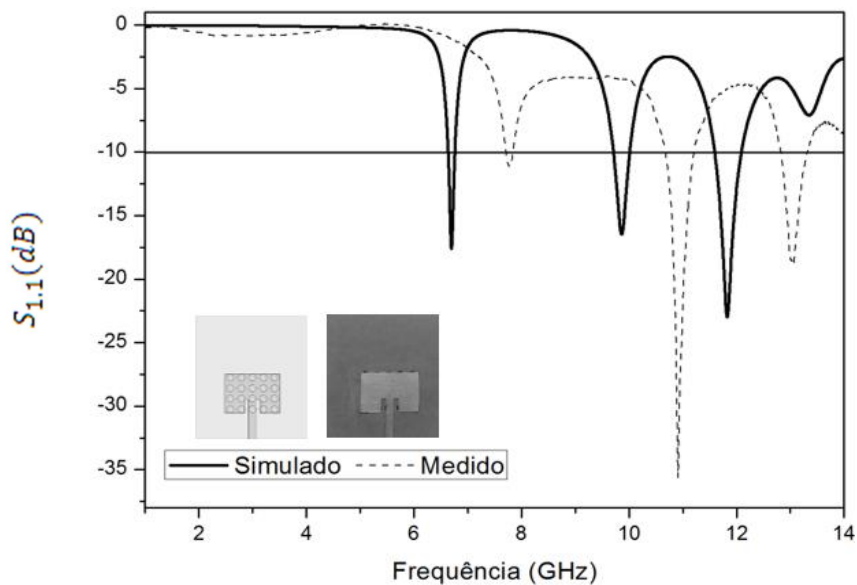


Figura 122: Comparação dos valores simulados e medidos para perda de retorno em função da frequência para a Configuração 3 de variação no plano de terra, com perfuração apenas no substrato (Sub).

Fonte: Autoria Própria, 2016.

Na Figura 123 tem-se os resultados de perda de retorno em função da frequência para os valores medidos e simulados dos dispositivos de Configuração 4, da Tabela 9, com variação no plano de terra, que corresponde ao substrato de altura  $h=1,27$  mm e raio de  $r=0,9$  mm, de modo que a perfuração ocorre no substrato e plano de terra das estruturas (Sub+PT).

De modo que se comparado os valores simulados com os medidos para essa configuração, ocorre uma variação nos resultados, que pode ser causada pela influência do meio no momento das medições dos dispositivos. Isso porque, com a perfuração no elemento irradiador, plano de terra, é necessário o que no momento das medições a estrutura permaneça a uma distância do solo para que não ocorra variação destes valores.

Analisando os resultados medidos para esta configuração, tem-se dois modos de frequência, de forma que o primeiro ocorre em 11,53 GHz com uma perda de retorno de -20,60 dB e o segundo em 13,34 GHz com -17,06 dB se destacando com uma largura de banda de 6,52% (65,22 MHz). Observando assim que com a inserção no plano de terras os resultados para perda de retorno e largura de banda são aperfeiçoados.

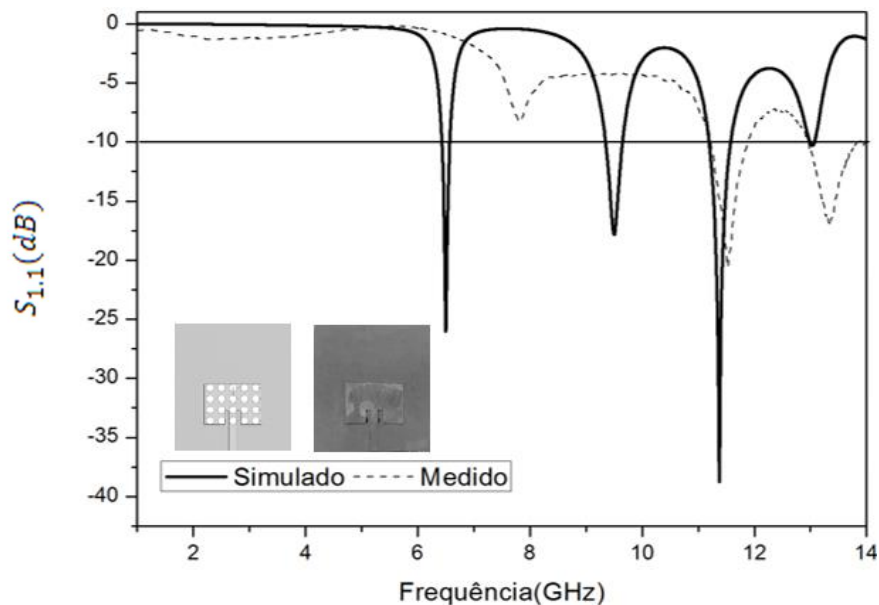


Figura 123: Comparação dos valores simulados e medidos para perda de retorno em função da frequência para a Configuração 4 de variação no plano de terra, com perfuração no substrato e plano de terra (Sub+PT).

Fonte: Autoria Própria, 2015.

A Tabela 15 resume os valores simulados e medidos nas configurações com variação no raio, altura e plano de terra mostrados das Figuras de 117 a 123, para suas respectivas bandas de frequência com valores de frequências de ressonância, perda de retorno dos parâmetros  $S_{1,1}$  e largura de banda fracionária.

Tabela 15: Valores simulados e medidos para as configurações proposta.

Variação	Conf.	Fr(GHz) Simulado	Fr(GHz) Medido	$S_{1,1}$ (dB) Simulado	$S_{1,1}$ (dB) Medido	BW(%) Simulado	BW(%) Medido
Raio	1	6,83	8,07	-20,72	-11,83	1,32	1,11
		10,29	12,36	-11,60	-10,08	1,02	0,323
		12,79		-10,93		0,81	
	2	6,91		-17,83		1,36	
10,58		8,42	-11,26	-11,01	1,02	0,95	
12,90		12,47	-18,85	-36,88	1,82	3,13	
13,65			-13,51		0,82		
Altura	1	6,16	6,55	-18,41	-23,98	5,68	10,53
		12,42	8,95	-18,39	-11,24	6,39	5,03
			13,17		-18,11		5,31
	2	5,99	6,26	-13,82	-17,45	5,12	8,31
		12,37	8,71	-30,41	-12,28	7,96	5,62
			12,87		-25,67		5,21
3	5,72	5,97	-15,26	-33,73	4,92	5,69	
	12,35	8,83	-11,77	-10,30	3,89	3,06	
		12,81		-15,8		3,20	
Plano de Terra	3	6,69	7,78	-17,63	-11,15	19,43	1,54
		9,86	10,91	-16,48	-35,61	30,40	4,85
		11,83	13,07	-22,94	-18,73	41,45	3,67
	4	6,49	11,53	-26,03	-20,60	21,15	2,72
		9,49	13,34	-17,83	-17,06	34,75	6,52
		11,37		-38,73		33,36	

Fonte: Autoria Própria, 2016.

Após análise das principais propriedades das antenas, é necessário validar os cálculos de projeto, modos de construção e medição das antenas. De forma que se o casamento de impedância for eficaz, indica uma maior probabilidade de o dispositivo funcionar de forma eficiente com a máxima transferência de energia do gerador para a antena. O método encontrado para indicar esses valores é a carta de Smith.

Dessa forma foram desenvolvidos os gráficos das cartas de Smith, com os dados obtidos no mesmo VNA usado anteriormente para medições dos parâmetros das antenas. Nestes gráficos são fornecidas as impedâncias de entrada dos dispositivos, nas suas formas reais e imaginárias, para a primeira banda de frequência ressoante, onde foram indicadas anteriormente nos gráficos de perda de retorno em função da frequência.

Tem-se nas Figuras 124 a 130 os gráficos de impedância de entrada para as configurações desenvolvidas. Onde os seus respectivos valores apontados, estão indicados na Tabela 16, de modo que, esses valores estão defasados com relação a impedância fundamental que é de  $50 \Omega$ , por motivos como as tolerâncias de fábrica e consequentemente o desempenho dos conectores SMA, as soldas dos conectores realizados nas linhas de estreita espessura, entre outros. Assim, o melhor resultado para impedância de entrada foi para a Configuração 3 com variação na altura para a perfuração em 50% na camada inferior com  $Z_0=50,40-j2,08 \Omega$ .

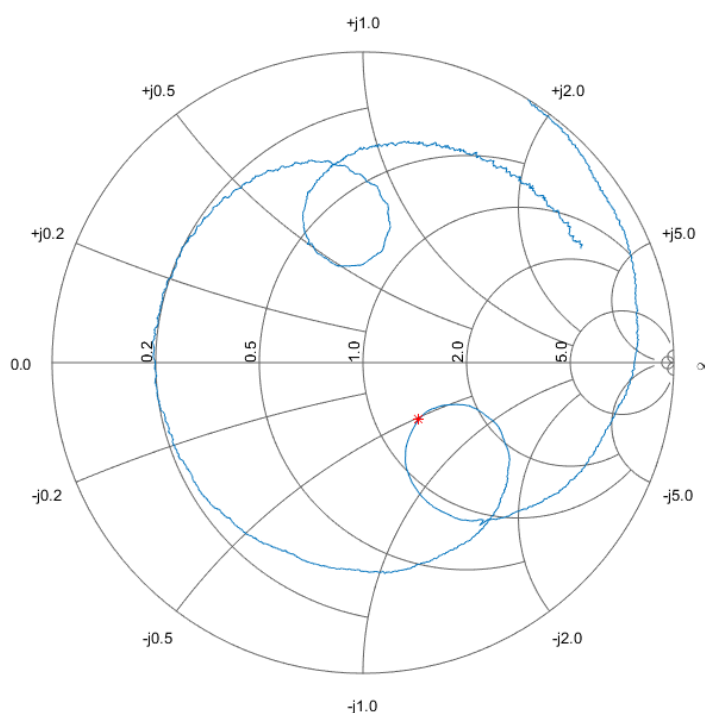


Figura 124: Curva de impedância de entrada para o dispositivo de Configuração 1, de RT/duroid 6006  $h=0,64$  mm, com variação no raio, em  $r=0,3$  mm.

Fonte: Autoria Própria, 2016.

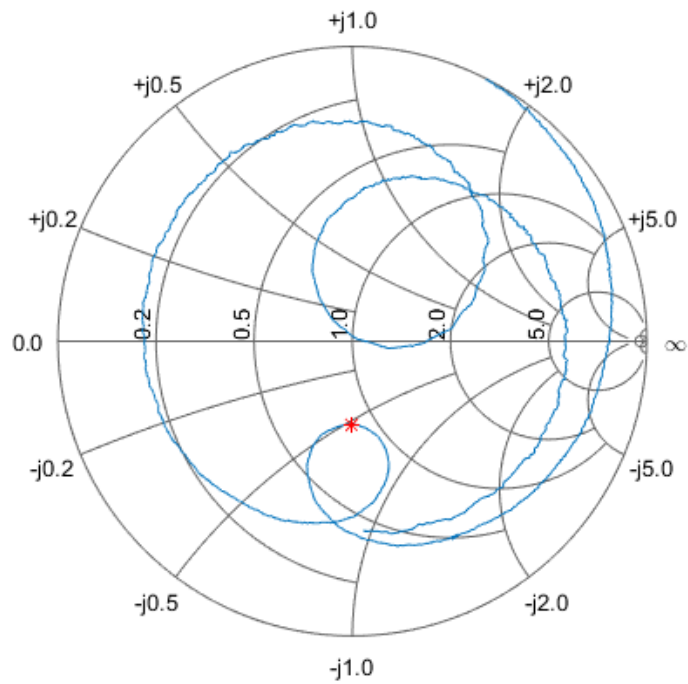


Figura 125: Curva de impedância de entrada para o dispositivo de Configuração 2, de RT/duroid 6006  $h=0,64$  mm, com variação no raio, em  $r=0,6$  mm.  
 Fonte: Autoria Própria, 2016.

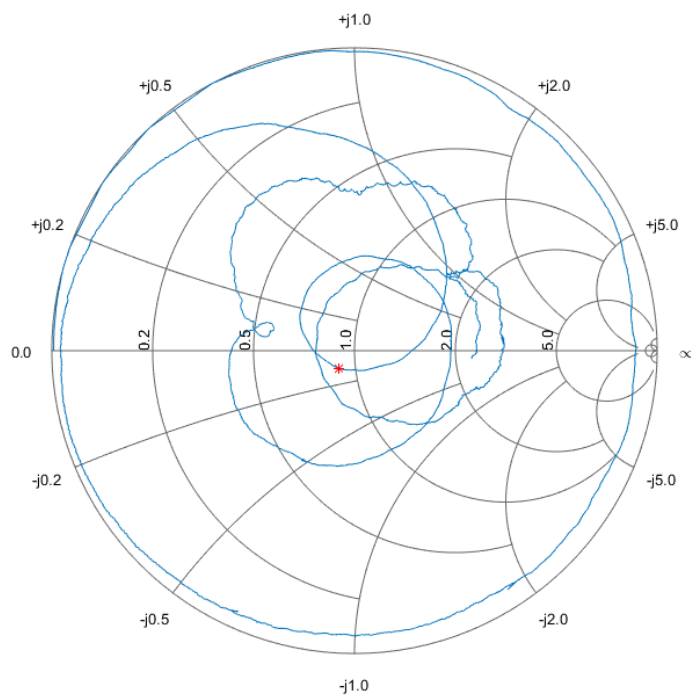


Figura 126: Curva de impedância de entrada para o dielétrico de RT/duroid 6006 com  $2h=2,54$  mm, raio de  $r=0,9$  mm, para variação na altura do cilindro na Configuração 1, com perfuração em 100% do substrato.  
 Fonte: Autoria Própria, 2016.

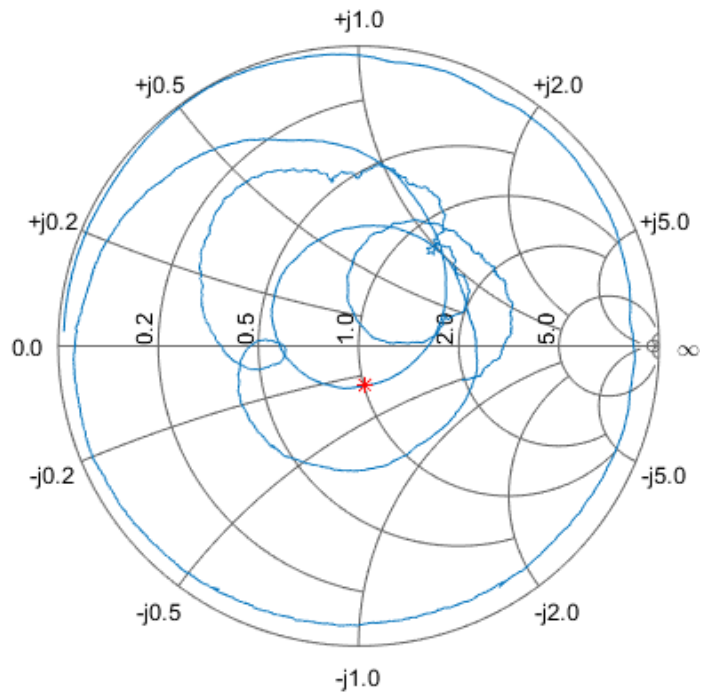


Figura 127: Curva de impedância de entrada para o dielétrico de RT/duroid 6006 com  $2h=2,54$  mm, raio de  $r=0,9$  mm, para variação na altura do cilindro na Configuração 2, com perfuração em 50% da camada superior do substrato.  
 Fonte: Autoria Própria, 2016.

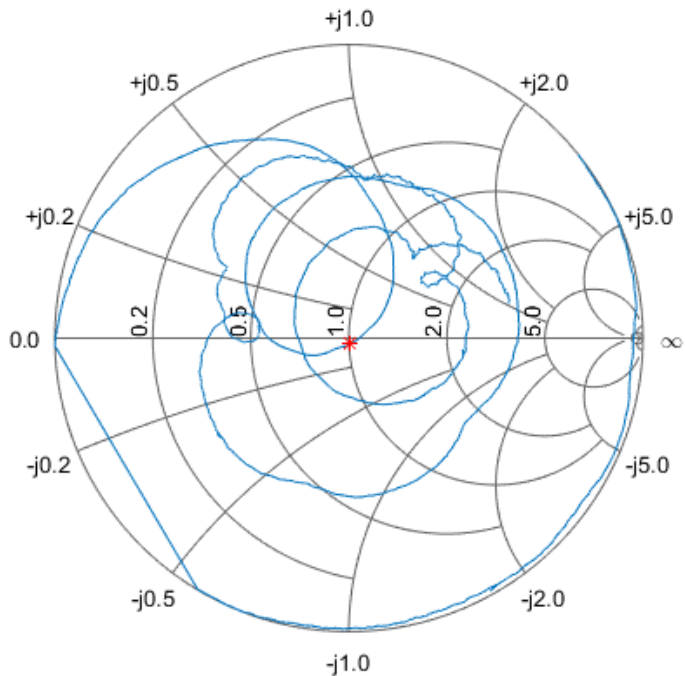


Figura 128: Curva de impedância de entrada para o dielétrico de RT/duroid 6006 com  $2h=2,54$  mm, raio de  $r=0,9$  mm, para variação na altura do cilindro na Configuração 3, com perfuração em 50% da camada inferior do substrato.  
 Fonte: Autoria Própria, 2016.

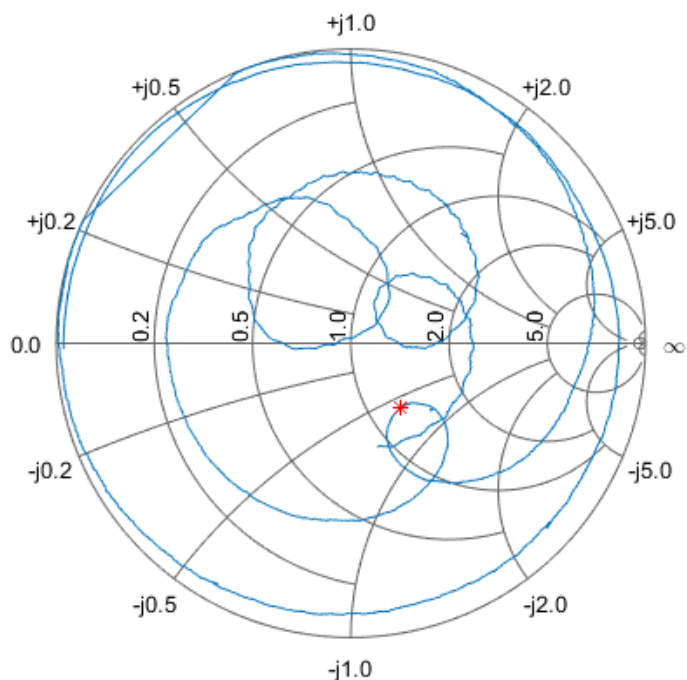


Figura 129: Curva de impedância de entrada para o dielétrico de RT/duroid 6006 com  $h=1,27$  mm, raio de  $r=0,9$  mm, para variação no plano de terra na Configuração 3, com perfuração apenas no substrato (Sub).  
 Fonte: Autoria Própria, 2016.

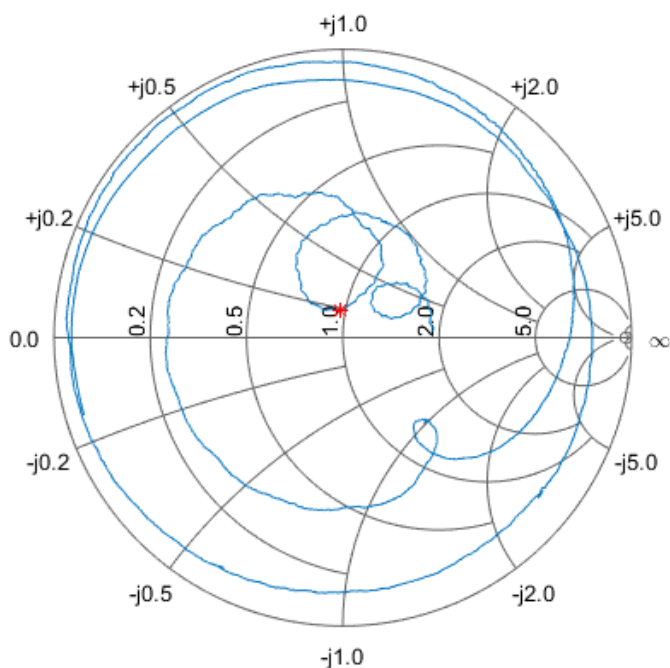


Figura 130: Curva de impedância de entrada para o dielétrico de RT/duroid 6006 com  $h=1,27$  mm, raio de  $r=0,9$  mm, para variação no plano de terra na Configuração 4, com perfuração no substrato e plano de terra (Sub+PT).  
 Fonte: Autoria Própria, 2016.



A Tabela 16 especifica os valores das impedâncias de entrada na sua parte real e imaginária, no qual estão indicados nas Figuras de 124 a 130, de acordo com as suas respectivas frequências de operação para cada configuração desenvolvida.

Tabela 16: Resultado das impedâncias obtidos nas Cartas de *Smith* para as antenas construídas.

Variação	Conf.	Fr (GHz)	Z real(á )	Z imaginaria(á )
<b>Raio</b>	1	8,08	66,14	-j25,84
	2	8,42	42,31	-j25,93
<b>Altura</b>	1	6,59	44,74	-j5,19
	2	6,26	50,29	-j13,56
	3	5,97	50,40	-j2,08
<b>Plano de Terra</b>	3	7,78	62,81	-j2,94
	4	11,43	48,12	-j9,18

Fonte: Autoria Própria, 2016.

## 6. CONCLUSÕES

### 6.1. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou um estudo sobre antenas planares de microfita de *patch* retangular, analisando o comportamento destas através de alguns parâmetros (como frequência de ressonância, perda de retorno, largura de banda e ganho total), de modo que em seus substratos (para diferentes materiais RT/Duroid 5870, 5880, 6006, 6010 e FR4) foram inseridas estruturas de banda proibida (EBG/PBG) na forma cilíndrica, com configurações que variam o raio, altura do cilindro e o posicionamento no plano de terra.

Para a frequência de operação de 5,85 GHz foram inicialmente projetadas e modeladas as antenas padrão (sem EBG/PBG) e em seguida as antenas com configuração de acordo com os furos. Com variação no raio em 0,3 mm, 0,6 mm e 0,9 mm, na altura em 100%, 75%, 50% (camada superior e inferior) e 25%, e no plano de terra em Sub (somente substrato), Sub+PT (substrato e plano de terra) e PT (somente plano de terra).

A partir dos resultados simulados as estruturas de RT/Duroid 6006 e RT/Duroid 6010 se destacaram, de modo que pela disponibilidade, foram construídos sete dispositivos do RT/Duroid 6006 para suas específicas alturas. Após as medições dos parâmetros utilizando o analisador de redes vetoriais, os resultados foram comparados aos simulados, a fim de verificar a concordância destes valores e validar os métodos usados no desenvolvimento dos parâmetros das antenas assim como a forma de construção.

Observando que, quando são inseridas as estruturas nos substratos, ocorre um deslocamento da frequência de operação, comparado aos valores das antenas sem estruturas EBG/PBG, isso porque acontece uma variação no valor da permissividade efetiva do material dielétrico usado no substrato, o que fisicamente ocasiona uma redução de dimensões das antenas.

Também foi observado, que as antenas para todos os materiais estudados, apresentaram comportamento de multibandas, possibilitando a aplicação em faixas de frequências específicas. De modo que, a aplicação das malhas de EBG/PBG no centro dos substratos (sob o patch), apresentou resultados satisfatórios, principalmente com relação ao aumento do ganho total, e a redução das correntes de superfície que causam o efeito de borda.

Os resultados das antenas simuladas e construídas (valores medidos) apresentaram na maioria das configurações uma concordância no padrão de seus gráficos, apesar dos

deslocamentos de frequência em alguns casos. Nos resultados medidos com a variação do raio foi possível observar o deslocamento da frequência, e a redução da perda de retorno com a redução do raio, assim como uma redução dos valores de largura de banda com o aumento do raio. Para a variação na altura foi observado que com a redução da perfuração ocorreu uma redução nos valores de largura de banda e aumento da perda de retorno. E, para a variação no plano de terra, foi notado que com a inserção das estruturas no plano de terra ocorreu um aumento nos valores de largura de banda e a redução nas perdas de retorno dos parâmetros  $S_{1,1}$ .

De modo que para todas as configurações analisadas os resultados que mais concordaram com os simulados foram da estrutura de Configuração 2, para variação na altura com perfuração em 50% na camada superior do substrato. E, o melhor resultado para impedância de entrada foi para a Configuração 3, com variação na altura para a perfuração em 50% na camada inferior com aproximadamente  $Z_0=50,40-j2,08 \Omega$ .

## 6.2. RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Diante das observações feitas no presente trabalho, ficam como recomendações para trabalhos futuros:

- Construção dos dispositivos para variação nas profundidades de 75% e 25%;
- Desenvolver estudo para a variação na altura do cilindro em 75% e 25% de modo que essa perfuração ocorra do plano de terra para o *patch*.
- Construção do dispositivo para variação apenas no plano de terra das antenas;
- Realizar estudo e simulações utilizando diferentes métodos de análise;
- Estudar o comportamento da aplicação de estruturas fractais nos dispositivos com EBG desenvolvidos;
- Desenvolver estudos para variação na geometria das estruturas EBG nas formas quadradas, triangular, hexagonal, entre outras;
- Projetar antenas com diferentes arranjos com EBG de forma periódico (triangular, circular, hexagonal, entre outras) e não periódico.

## REFERÊNCIAS

ALMEIDA, J.F. e SOBRINHO, C.L.S.S., **Influência do Posicionamento de uma Estrutura PBG sobre a Largura de Banda de uma Antena de Microfita**, IEEE Latin America Transactions, Vol. 2, No. 1, March, 2004.

ALMEIDA, J.F., et al. **Analysis by FDTD Method of a Microstrip Antenna with PBG Considering the Substrate Thickness Variation**. Journal Of Microwaves, Optoelectronics And Electromagnetic Applications. 1, p. 41-49. dez. 2003. Disponível em: <www.jmoe.org>. Acesso em: 4 maio 2016.

ANDRADE, H.D. de, **Desenvolvimento de um Ressonador Retangular de Fenda com Múltiplas Camadas de Substrato e com Utilização de Material PBG para Sistema de Comunicação Sem Fio**. 100 f. Tese(Doutorado) - Curso de Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Computação, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2013.

ANDRADE, H.D. de, **Ressonador Retangular de Fenda com Quatro Camadas Fotônicas**.2010. 73 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Computação, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2010.

ANDRADE, H.D. de; JÚNIOR, R.L.G.; FERNANDES, H.C.C., and ARAÚJO, M.M.,**Estudo das Propriedades de Radiação de uma Antena de Microfita para Diferentes Configurações de Estruturas EBG/PBG**, MOMAG 2014: 16 SBMO- Simpósio de Microondas e Optoeletrônica e 11 CBMag- Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, Agosto, 2014.

Ansoft Corporation (HFSS), <http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>, Ansoft Corporation, Pittsburgh, PA.

ARAÚJO, G.L.R. e SILVA, S.G.,**Efeito da Variação da Largura de Banda com a Inclinação do Plano de Terra em uma Antena de Microfita com Elementos Parasitas Fractais**.XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações – SBrT. vol. 11. out. 2011.

ASHUTOSH and JAIN, P.K.,**Design and Analysis of Metallic Photonic Band Gap Cavity for a Gyrotron**. Journal Of Microwaves, Optoelectronics And Electromagnetic Applications. 1, p. 242-251. dez. 2012. Disponível em: <www.jmoe.org>. Acesso em: 4 mar. 2016.

AVINASH, K.R. and RUKMINI T.S., **Design and Performance Analysis of EBG Antenna for Wireless Applications**, IEEE Applied Electromagnetic Conference and IEEE Antenna Week, Volume 978-1- 4577-1099-5, novembro, 2011.

BACCARELLI P., BURGHIGNOLI P., REZZA F., GALLI A., LAMPARIELLO P., PAARULOTTO, S. and VALERIO, G., **Dispersive Analysis of Wide-Bandstop Compact EBG Microstrip Lines for Filter Applications**, ISMOT 2007.

BAHL, I.J. and BHARTIA, P., **Microstrip Antennas**. Dedham MA: Artech House, 2001.

BALANIS, C.A., **Advanced Engineering Electromagnetic**. John Wiley & Sons, Inc. New York, NY. EUA. 1989.

BALANIS, C.A., **Antenna Theory Analysis and Design**. John Wiley & Sons, EUA. 1997.

BALANIS, C.A., **Antenna Theory ó Analysis and Design**. 3rd ed. John Wiley & Sons, Inc. NY, EUA. 2005.

BALBI, R.B.M., **Fundamentos físicos e matemáticos dos materiais elétricos**, 1ª Edição, Editora Universitária UFPA, pp. 130-133, 1998.

BARROS, V.E., **Estudo do Efeito de Substrato Metamaterias em Parâmetros de Antenas de Microfita**. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, UFRN. Natal, 2012.

BLAKE L.V., **Antenas**. ARTECH HOUSE, INC, 1984.

BRADY, J. E. e HUMINSTON, G.E., **Química geral**, vol. 1, 2ª Edição, LTC, pp. 284-290, 1986.

BROWN, E.R.; PARKER, C.D. and YABLONOVITCH, E., **Radiation properties of a planar antenna on a photonic-crystal substrate**. Journal of the Optical Society of America B-Optical Physics, v. 10, p. 404–407, 1993.

CARDOSO, M.V., **Síntese de filtros rejeita-faixa de micro-ondas de banda- larga e dupla-banda empregando estruturas periódicas EBG**. 170 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2012. Cap. 3.

CARNEIRO, R.F., **Desenvolvimento de substrato cerâmico BiNbO4 para antenas de microfita de sistemas de comunicação sem fio**, Tese, 82f, Natal, 2010.

CHALOUPKA, H.; KLEIN, N.; PEINIGER, M.; PIEL, H.; PISCHKE, A. and SPLIT, G., **Miniaturized high temperature superconductor microstrip patch antenna**. IEEE transactions microwave theory and techniques, vol39, No9, pp 1513-1521, Sep, 1991

CHAURAYA, A.D.; LOCKYER, S. and VARDAXOGLU, J.C., **A study of Optically Tuned Metallodielectric Photonic Band Gap And Patch Antenna**, 11th International Conference on Antennas And Propagation, Conference Publication, No. 460, 17-20 Abril, 2001.

Cisco Systems, Inc, **Antenna Patterns and Their Meaning**. Disponível em: <[http://www.cisco.com/c/en/us/products/collateral/wireless/aironet-antennas-accessorie/s/prod\\_white\\_paper0900aecd806a1a3e.pdf](http://www.cisco.com/c/en/us/products/collateral/wireless/aironet-antennas-accessorie/s/prod_white_paper0900aecd806a1a3e.pdf)> Acessado em: 15 de janeiro de 2016.

CLAUDIO, E.L., **Antenas: Teoria básica e aplicações**, São Paulo: McGraw-Hill do Brasil, 1980.

COLLIN, R.E., **Antennas and radiowave propagation**. New York: Copyright, 1985. p. 25.  
DIAS, M.B. da S., **Estudo da Propagação de Ondas Eletromagnéticas em Estruturas Periódicas**. 97 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Centro Tecnológico, Universidade Federal do Pará, Belém, 2003. Cap. 3.

DIAS, M.B.S., et al. **Influence of the 2-D PBG crystal parameters on its bandgaps**. Sbmo/ieeemtt-s International Conference On Microwave And Optoelectronics, 2005., [s.l.], v. 1, n. 8995847, p.448-451, 25 jul. 2005. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE) <http://dx.doi.org/10.1109/imoc.2005.1580041>. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org>>. Acesso em: 10 maio 2015.

DIBLANC, M., RODES, E., ARNAUD, E., THEVENOT, M., MONEDIERE, T., and JECKO, B., **Circularly polarized metallic EBG antenna**, IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., pp. 1-3, 2005.

DIOGO, M.J.G.M., **Antena Wifi 2.45 GHz Com Estruturas EBG (Electromagnetic Bandgap)**, dissertação, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, junho, 2011.

ERRIFI, H. et al. **Improving Microstrip Patch Antenna Directivity using EBG Superstrate**. American Journal Of Engineering Research (ajer). Casablanca, p. 125-130. out. 2014. Disponível em: <[www.ajer.org](http://www.ajer.org)>. Acesso em: 10 maio 2015.

FLEMING, W.J. e GALVÃO, B.S.M.C. **Projeto de alta frequência e antenas auxiliados por microcomputadores**, São Paulo: McGraw-Hill, 1987.

GARG, R., BHARTIA, P., BAHL, I. and ITTIPIBOON, A., **Microstrip Antenna Design Handbook**, Artech House, chapter1, pp 47-55, 2001.

GONZALO, R., MAAGT, P.D. and SOROLLA, M., **Enhanced Patch-Antenna Performance by Suppressing Surface Waves Using Photonic-Bandgap Substrate**, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 47, No. 11, November, 1999.

GUPTA, R. and KUMAR, M., **Bandwidth enhancement of microstrip patch antennas using electromagnetic bandgap (EBG) structures with square and circular unit cells**, International Conference on Communication and Electronics System Design, Vol. 8760, pp. 1-7, 2013.

HANG, C.Y. et al. **High efficiency transmitter front-ends integrated with planar antennas and PBG**. 2000 Asia-pacific Microwave Conference. Proceedings (cat. No.00th8522), [s.l.], p.888-894, 3 dez. 2000. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/apmc.2000.925972>. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org>>. Acesso em: 24 maio 2015.

HORII, Y. and TSUTSUMI, M., **Harmonic Control by Photonic Bandgap on Microstrip Patch Antenna**, IEEE MICROWAVE AND GUIDED WAVE LETTERS, VOL. 9, NO. 1, JANUARY 1999.

HUANG, S. Y. and LEE, Y. H., **A small-size dual-plane EBG microstrip lowpass filter with a U-shaped microstrip line geometry**. 2005 Ieee International Wkshp On Radio-frequency Integration Technology: Integrated Circuits for Wideband Comm& Wireless Sensor Networks, [s.l.], v. 1, n. 8857072, p.195-197, 3 nov. 2005. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/rfit.2005.1598909>. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org>>. Acesso em: 20 maio 2015.

HUI, P. S. and ALPHONES, A., **Microstrip patch antenna with annular ring PBG**. 2000 Asia-pacific Microwave Conference. Proceedings (cat. No.00th8522), [s.l.], v. 1, n. 6949726, p.1347-1351, dez. 2000. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/apmc.2000.926084>. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org>>. Acesso em: 10 maio 2015.

JOANNOPOULOS, J. D., MEADE, R. D and WINN, J. N., **Photonic Crystals**, Princeton University Press, 1995.

JOHN, S., **Strong Localization of Photons in Certain Disordered Dielectric Super Lattices**, Phys.Rev. Lett. 58, 2486, 1987.

JOHNSON, S.G. and JOANNOPOULOS, J.D., **Introduction to photonic crystals: Bloch's theorem, band diagrams, and gaps (but no defects)**, MIT, 2003.

KITTEL, C., **Introduction to solid state physics**. 7 ed. New York: JohnWiley& Sons, 673 p. 1996.

KRAUS, J.D., **Antennas**, 2ª edição, New York, McGraw-Hill, 1988.

KRISHNANANDA, M.S. and RAO, H.S.R.T., **Design and analysis of patch antenna with EBG for gain enhancement**. 2013 Ieee Applied Electromagnetics Conference (aemc), [s.l.], p.1-2, dez. 2013. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/aemc.2013.7045033>.

KUMAR, R. and DESHMUKH, V.A., **On the Design of Compact Broadband Gapó Coupled Microstrip Patch Antenna with PBG**. 2005 Asia-pacific Microwave Conference Proceedings, [s.l.], v. 2, n. 8874455, p.1-4, 4 dez. 2005. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/apmc.2005.1606390>. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org>>. Acesso em: 20 maio 2015.

KUSHWAHA, N. and KUMAR, R., **Study of Different Shape Electromagnetic Band Gap (EBG) Structures for Single and Dual band Applications**. Journal Of Microwaves, Optoelectronics And Electromagnetic Applications. 1, p. 16-30. 1 jun. 2014. Disponível em: <<http://www.jmoe.org/>>. Acesso em: 4 mar. 2016.

LACERDA, D.C. and SANTOS, A.C.J., **Projeto e construção de antena de microfita para sistemas moveis de celular**, Monografia, Universidade de Brasília, Dezembro, 2008.

LUNA, D.R., **Microstrip Patch Antennas with Metamaterial Inspired Substrates and Superstrates**. International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC). p. 1-4. ago. 2013.

MATIN, M A and SAYEED, A.I., **A Design Rule for Inset-fed Rectangular Microstrip Patch Antenna**, North South University, Vol 9 Bashundhara, January 2010.

MAYSTRE, D., **Selected Papers on Diffraction Gratings** (SPIE Milestones Series MS 83) ed BJ Tomson, New York:SPIE, 1993.



MEADE, R.D., BROMMER, K.D., RAPPE, A.M. and JOANNOPOULOS, J.D., **Existence of photonic band gap in two dimensions**. Applid physic Letters, vol. 61, No 4, pp. 495-497, 1992.

MEDEIROS, T.E.L., **Antenas de Microfita sobre substrato dielétrico organizado de forma quase periódica**. Dissertação de Mestrado, UFERSA. Mossoró, 2013.

MOHAMMEDI, N.; ZAITER, S. and OUSSAID, R., **Theoretical study of PBG materials as substrates to enhance antenna performance**. 2014 International Conference On Multimedia Computing And Systems (icmcs), [s.l.], v. 1, n. 14617761, p.1285-1290, abr. 2014. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/icmcs.2014.6911144>. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/>>. Acesso em: 10 maio 2015.

MOHD. I. and AINOR K., **Electromagnetic band gap (EBG) for microstrip antenna design**, Masters thesis, Universiti Teknologi Malaysia., 2007.

MUKHERJEE, B., **A novel sierpinski carpet fractal based photonic band gap structure for THz and optical communication applications**. 2015 2nd International Conference On Signal Processing And Integrated Networks (spin), [s.l.], v. 1, n. 15077234, p.228-231, fev. 2015. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/spin.2015.7095274>. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/>>. Acesso em: 10 maio 2015.

MUNK, B.A., **Frequency Selective Surfaces: Theory and Design**, John Wiley & Sons, Inc., 2000.

MUNSON, R.E., **Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, v. 22, n. 1, p. 74-78, janeiro. 1974.

OLIVEIRA, L.C.M., **Aplicação de estruturas PBG em dispositivos planares de micro-ondas linhas e antenas em substratos dielétricos e semicondutores: desenvolvimento de tecnologia e caracterização**, Tese, Campinas, Setembro de 2001.

PAVLICKOVSKI, D. and WATERHOUSE, R.B., **Shorted Microstrip Antenna on a Photonic Bandgap Substrate**, IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. 51, No. 9, September, 2003.

PEREIRA, J.P.P.; da SILVA, J.P. and de ANDRADE, H.D., **A new design and analysis of a hexagonal PBG microstrip antenna**. Microwave And Optical Technology Letters, [s.l.], v. 57, n. 9, p.2147-2151, 26 jun. 2015. Wiley-Blackwell. <http://dx.doi.org/10.1002/mop.29279>.

Disponível em: <<http://api.wiley.com/onlinelibrary/tdm/v1/articles/10.1002/mop.29279>>  
Acesso em: 5 Mar. 2016.

POZAR, D.M., **Microstrip Antennas**, Proceedings of the IEEE, vol. 80, no. 1, January 1992.

POZAR, D.M., **Microwave Engineering**, John Wiley & Sons, 1998.

POZAR, D.M., **Microwave Engineering**. 4 ed. United States of America: John Wiley & Sons. p. 756. 2012.

RADISIC, V. et al. **Novel 2-D photonic bandgap structure for microstrip lines**. **Ieee Microw. Guid. Wave Lett.**, [s.l.], v. 8, n. 2, p.69-71, 1998. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/75.658644>. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org>>. Acesso em: 20 maio 2015.

RADISIC, V.; QIAN, Y. and ITOH, T., **Broad-band power amplifier using dielectric photonic bandgap structure**. **IEEE Microwave and Guided Wave Letters**, v. 8, n. 1, p. 13–14, Jan. 1998.

RAHIM, T. and XU, J., **Design of high gain and wide band EBG resonator antenna with dual layers of same dielectric superstrate at X-bands**. **Journal Of Microwaves, Optoelectronics And Electromagnetic Applications**. 1, p. 29-40. mar. 2015. Disponível em: <[www.jmoe.org](http://www.jmoe.org)>. Acesso em: 4 mar. 2016.

RAHMAT, Y.S. and MOSALLAEI, H., **Electromagnetic band-gap structures: lassification, characterization and applications**, Proceedings of IEE-ICAP symposium, pp. 560–4, Abril, 2001.

RAMESH, M.; YIP, K.B., **Design Inset-Feed Microstrip Patch Antennas**. 2003. Disponível em: <<http://mwrf.com/components/design-inset-fed-microstrip-patch-antennas>>. Acesso em 6 de jun. 2014.

SEKO, M.H., **Antenas Planares de micro-ondas multibandas para terminais móveis de sistemas de comunicação sem fio**. 2013. 161 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos, Universidade de São Paulo Escola Politécnica, São Paulo, 2013. Cap. 2. 2013.

SILVA, J.L.; FERNANDES H.C.; de ANDRADE, H.D.; COSTA, K.C.T.; MAIA, A.S. and PEREIRA, J. P. P., **Effect of Radiation Properties microstrip antenna from of the Array**

**Slabs of Structural PBG/EBG.**, International Conference on Communications, Computer Science and Information Technology (ICCCSIT 2016), Dubai. FINAL PROGRAM, 2016.

SUNG, Y.J.; KIM, Y.S., **An Improved Design of Microstrip Patch Antennas Using Photonic Bandgap Structure**, IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. 53, No. 5, May, 2005.

VESELAGO, V.G., **The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$** . Soviet Physics Uspekhi, v. 10(no. 4), p. 509-514, 1968.

VOLAKIS, J.L., **Antenna Engineering Handbook**. 4<sup>a</sup> ad. (S. I.): McGraw-Hill Companies, 2007.

WENTWORTH, S.M., **Fundamentos de Eletromagnetismo com Aplicações em Engenharia**, LTC, 2006.

WONG, K.L., **Planar antennas for wireless communications**. New Jersey: Jon Wiley & Sons, 2003

XIAO, J.K.; LIU, W.N. and CHU, Q.X., **A New PBG Suspended Patch Antenna**, IEEE, 2008.

YABLONOVITCH, E., **Inhibited Spontaneous Emission in Solid-State Physics and Electronics** Phys. Rev. Lett., 58, 2059, 1987.

YABLONOVITCH, E.; GMITTER, T.J. and LEUNG, K.M., **Photonic band structure: The face-centered-cubic case employing nonspherical atoms**. Physical Review Letters, v. 67, p. 2295–2298, 1991.

YANG H, Y.; ALEXOPOULOS, N.G., **Gain enhancement methods for printed circuit antennas through multiple superstrates**, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP 35, pp. 860-863, 1987.

YANG H, Y.D.; ALEXOPOULOS, N.G.; YABLONOVITCH, E., **Photonic Band-Gap Materials for High-Gain Printed Circuit Antennas**, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-45, no. 1, 1997.

YANG, F.R.; QIAN, Y.; COCCIOLI, R. and ITOH, T., **A novel low loss slow-wave microstrip structure**, IEEE Microwave and Guided Wave Lett., vol. 11, pp. 372-374, Nov. 1998.

YANG, L.; FAN, M. and FENG, Z., **A Spiral Electromagnetic Bandgap (EBG) structure and its Application in Microstrip Antenna Arrays**, IEEE Asia-Pacific Conf. Proc., Microwave Conf., Proc., Vol. 3, pp. 4, Dec. 2005.

ZHAOWEI, Y., et al. **Study of Ground Defect PBG Structure in Cylindrical Microstrip Patch Antennas**. 2006 7th International Symposium On Antennas, Propagation & Theory, [s.l.], v. 1, n. 10285537, p.1-3, out. 2006. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/isape.2006.353461>. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org>>. Acesso em: 10 maio 2015.