Dissertação de Mestrado

Inatel
Instituto Nacional de Telecomunicações

Filtena: Integração de Antenas e Filtros de RF Reconfiguráveis

Luís Gustavo da Silva

Abril/2014

Filtena: Integração de Antenas e Filtros de RF Reconfiguráveis.

LUÍS GUSTAVO DA SILVA

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações, como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Telecomunicações.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Júnior

Santa Rita do Sapucaí
2014

Silva, Luís Gustavo da
S586f
Filtena: Integração de Antenas e Filtros de RF Reconfiguráveis. / Luís Gustavo da Silva. – Santa Rita do Sapucaí, 2014.
128p.

Orientador: Arismar Cerqueira Sodré Júnior.
Dissertação de Mestrado – Engenharia de Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.
Inclui bibliografia.

1. Antena 2. Filtena 3. Filtro multibanda 4. Filtro de RF 5. Ressonador dois postes 6. Engenharia de Telecomunicações I. Sodré Júnior, Arismar Cerqueira II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

Biblioteca "Ministro Sérgio Bilac Pinto"

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em _____ /_____ /_____ , pela comissão julgadora:

_____

Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Júnior

INATEL

_____

Prof. Dr. Carlos Nazareth Motta Marins

INATEL

_____

Prof. Dr. Murilo Araújo Romero

USP

_____

Coordenador do Curso de Mestrado
Prof. Dr. José Marcos Câmara Brito

A pessoa que me ensinou os melhores valores da vida, minha mãe (*in memorian*).

Agradecimentos

Agradeço em primeiro lugar meu pai José Antônio pelo apoio incondicional em todas as minhas escolhas pessoais e profissionais, sempre suprindo a ausência de minha mãe, amo você. À minha irmã, Anna Clara, pelo carinho reconfortante em horas difíceis, proporcionando momentos de paz e amor com sua presença.

Aos meus tios, tias, primos e primas pela constante presença em todos os momentos de minha vida. Ter uma família unida para se apoiar é algo inestimável. Muito obrigado a todos vocês.

Ao meu orientador Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Jr. pela orientação, confiança depositada e conhecimento compartilhado. Muito obrigado pelas oportunidades concebidas, conselhos e valores que contribuíram para minha evolução imensurável como pesquisador.

Aos meus amigos e colegas do mestrado, em especial ao Egídio, Igor e Suzanne pelos ótimos momentos compartilhados e conselhos ao longo desses dois anos. A todos os membros do laboratório WOCA pelo apoio e amizade, proporcionando um ambiente de trabalho acolhedor.

Aos professores Arismar, Justino, Luciano, Dayan e Carlinhos pelos ensinamentos ministrados nas disciplinas cursadas, possibilitando o conhecimento necessário para o desenvolvimento desse trabalho.

Aos companheiros do laboratório de Hardware do Inatel, em especial aos amigos Ricardo e Tiago Reis pelos conselhos práticos de RF e por

suprirem minha ausência nos projetos em momentos crucias ao longo dessa pesquisa.

Ao suporte técnico da empresa ESSS nas simulações com as ferramentas ANSYS HFSS e ANSYS Designer, em especial ao Juliano Fujioka Mologni.

Ao Prof. Dr. Carlos Henrique da Silva Santos pela excelente parceria formada nas pesquisas envolvendo o uso de algoritmos de estratégia evolutiva. Muito obrigado pela paciência e dedicação, fundamentais para que atingíssemos os resultados apresentados.

Ao professor e amigo Antônio Alves Ferreira Jr. pelos conselhos, oportunidades concebidas ao longo desses anos, como a participação do Programa de Estágio Docente, e ensinamentos compartilhados desde o período de graduação, estando sempre disposto a sanar minhas dúvidas.

A todos os funcionários do Inatel pelo profissionalismo e dedicação, responsáveis por tornar essa instituição um centro de excelência.

Índice

Lista de Figuras x
Lista de Símbolos xv
Lista de Publicações xix
Resumo xxii
Abstract xxiii
Capítulo 1 1
1. Introdução 1
1.1 Contextualização 1
1.2 Revisão Bibliográfica 4
1.3 Estrutura da dissertação 9
Capítulo 2 11
2. Filtro banda tripla otimizado utilizando algoritmos evolutivos 11
2.1. Ressonador em formato T 11
2.2. Projeto do filtro banda tripla com ressonador T 18
2.3. Simulações numéricas e otimização 26
2.4. Construção e medição do protótipo 34
Capítulo 3 37
3. Filtena Impressa 37
3.1. Projeto antena *patch* faixa larga 37
3.2. Projeto filtro passa faixas com DMS 48
3.3. Projeto da filtena impressa 60
3.4. Construção e medição do protótipo 66
3.4.1. Caracterização da chave fotocondutiva 66
3.4.2. Caracterização da filtena com fita metálica 75
3.4.3. Caracterização da filtena controlada opticamente 78

Capítulo 4 82
4. Filtena em guia de ondas 82
4.1. Projeto da antena corneta 82
4.2. Projeto filtro passa faixas com guia de ondas 91
4.3. Projeto filtena em guia de ondas 105
4.4. Construção e medição do protótipo 108
5. Conclusões 115
Referências Bibliográficas 118

Lista de Figuras

Figura 1 – *Modelo de ocupação atual do espectro de frequência.* 1
Figura 2 – *Modelo em linhas de transmissão do ressonador T.* 12
Figura 3 – *Resposta em frequência da impedância de entrada do ressonador T.* 13
Figura 4 – *Variação da impedância de entrada do ressonador T em função da frequência.* 14
Figura 5 – *Modelo circuital do ressonador T construído no Genesys.* 17
Figura 6 – *Resposta em frequência do ressonador T construído no Genesys.* 17
Figura 7 – *Modelos de filtro passa baixas básicos.* 20
Figura 8 – *Transformação do filtro passa baixas para passa faixas.* 21
Figura 9 – *GUIDE em Matlab para análise inicial dos dados do ressonador T.* 23
Figura 10 – *Fluxograma do projeto do filtro banda tripla com ressonador T.* 24
Figura 11 – *Fluxograma da estratégia evolutiva.* 25
Figura 12 – *Exemplo de código fonte para utilização do algoritmo ES.* 25
Figura 13 – *Filtro banda tripla de terceira ordem com ressonador T.* 29
Figura 14 – *Modelo Genesys do filtro banda tripla.* 29
Figura 15 – *Resposta em frequência do modelo Genesys do filtro banda tripla.* 30
Figura 16 – *Layout do filtro banda tripla.* 32
Figura 17 – *Modelo ANSYS HFSS do filtro banda tripla.* 32
Figura 18 – *Resposta em frequência do modelo ANSYS HFSS do filtro banda tripla.* 33
Figura 19 – *Comparação da resposta em frequência entre Genesys e ANSYS HFSS.* 33
Figura 20 – *Protótipo do filtro banda tripla com ressonador T de terceira ordem.* 34
Figura 21 – *Setup de teste utilizado para medição do filtro banda tripla.* 35
Figura 22 – *Resposta em frequência medida do filtro banda tripla.* 35
Figura 23 – *Comparação da resposta em frequência medida e ANSYS HFSS.* 36
Figura 24 – *Modelo de uma antena patch retangular convencional.* 38
Figura 25 – *Modelo inicial da antena patch retangular.* 40
Figura 26 – *Perda por retorno da antena patch modelo inicial.* 40
Figura 27 – *Impedância de entrada da antena patch modelo inicial.* 41
Figura 28 – *Modelo da antena patch retangular com plano de terra truncado.* 41

Figura 29 – *Impedância de entrada da antena patch com plano de terra truncado. Curva preta W_g=60mm, Curva azul W_g=40mm, Curva vermelha W_g=30mm e Curva verde W_g=25mm.* 42
Figura 30 – *Perda por retorno da antena patch com plano de terra truncado.* 42
Figura 31 – *Modelo da antena patch retangular com plano de terra truncado otimizado.* 43
Figura 32 – *Modelo antena patch retangular faixa larga.* 44
Figura 33 – *Perda por retorno da antena patch retangular faixa larga.* 44
Figura 34 – *Impedância de entrada da antena patch retangular faixa larga.* 45
Figura 35 – *Diagramas de irradiação da patch faixa larga.* 45
Figura 36 – *Diagrama de irradiação 2D para as frequências de 2,4GHz (curva azul) e 5,2GHz (curva preta).* 46
Figura 37 – *Diagrama de irradiação 2D para as frequências de 2GHz (curva azul) e 7GHz (curva preta).* 46
Figura 38 – *Vetor da distribuição de corrente na superfície da antena patch.* 47
Figura 39 – *Dimensões da linha de alimentação disponível para construção do filtro.* 48
Figura 40 – *Estrutura DMS em formato T.* 49
Figura 41 – *Estrutura DMS em T construída na linha de alimentação da antena.* .. 49
Figura 42 – *Resposta em frequência da estrutura DMS em T inicial.* 50
Figura 43 – *Influência do parâmetro L_1 na resposta da linha DMS em T.* 50
Figura 44 – *Influência do parâmetro W_1 na resposta da linha DMS em T.* 51
Figura 45 – *Influência do parâmetro L_2 na resposta da linha DMS em T.* 51
Figura 46 – *Influência do parâmetro W_2 na resposta da linha DMS em T.* 52
Figura 47 – *Circuito equivalente da estrutura DMS em formato T.* 52
Figura 48 – *Circuito equivalente para cálculo da estrutura DMS em formato T.* 53
Figura 49 – *Circuito equivalente para o cálculo de R_{DMS}.* 54
Figura 50 – *Circuito equivalente calculado da estrutura DMS em T.* 55
Figura 51 – *Comparação da resposta em frequência da estrutura DMS em T e seu circuito equivalente.* 55
Figura 52 – *Variação da reatância circuito ressonante LC paralelo ao longo da frequência.* 56
Figura 53 – *Circuito equivalente da estrutura DMS em T para comportamento passa faixas.* 56
Figura 54 – *Resposta em frequência da estrutura DMS em T como filtro passa faixas reconfigurável.* 57
Figura 55 – *Modelo capacitor por descontinuidade em microfita.* 57
Figura 56 – *Filtro passa faixas DMS em T.* 58
Figura 57 – *Filtro passa faixas DMS em T operando na banda de 5,1 e 2,4GHz.* ... 60
Figura 58 – *Modelo ANSYS HFSS da filtena impressa.* 61
Figura 59 – *Configuração para operação faixa larga da filtena.* 61
Figura 60 – *Perda por retorno da filtena operando na banda de 5,1GHz.* 62
Figura 61 – *Diagrama de irradiação 3D da filtena operando na banda de 5,1GHz.* 63

Figura 62 – *Diagrama de irradiação 2D da antena original (curva azul) e da antena com o filtro DMS (curva preta) para a frequência de 5,21GHz.* 64
Figura 63 – *Perda por retorno da filtena operando na banda de 2,4GHz.* 64
Figura 64 – *Diagrama de irradiação 3D da filtena operando na banda de 2,4GHz.* 65
Figura 65 – *Diagrama de irradiação 2D da antena original (curva azul) e da antena com o filtro DMS (curva preta) para a frequência de 2,437GHz.* 66
Figura 66 – *Perda por retorno da filtena operando na condição de faixa larga.* 66
Figura 67 – *Circuito equivalente da chave fotocondutiva de silício.* 68
Figura 68 – *Chaves fotocondutivas de silício.* 69
Figura 69 – *Protótipo para caracterização da chave fotocondutiva e o laser EM340.* 69
Figura 70 – *Cenário de teste da chave fotocondutiva.* 70
Figura 71 – *Resposta em frequência da linha de transmissão na presença da chave fotocondutiva.* 71
Figura 72 – *Modelo equivalente da chave de silício do software ANSYS Designer com blocos do ANSYS HFSS.* 72
Figura 73 – *Modelo circuital da chave de silício na condição desligada.* 72
Figura 74 – *Modelo circuital da chave de silício na condição ligada.* 73
Figura 75 – *Modelo ANSYS HFSS da chave de silício.* 74
Figura 76 – *Modelo ANSYS HFSS da chave de silício na condição desligada.* 74
Figura 77 – *Modelo ANSYS HFSS da chave de silício na condição ligada.* 75
Figura 78 – *Protótipo da filtena reconfigurável.* 76
Figura 79 – *Cenário de testes iniciais da filtena utilizando fita metálica como chave.* 76
Figura 80 – *Resposta em frequência da filtena com fita metálica.* 78
Figura 81 – *Filtena controlada opticamente operando na banda de 2,4GHz.* 79
Figura 82 – *Perda por retorno da filtena com chave de silício na posição 2 na banda de 2,4GHz em função da potência óptica aplicada.* 79
Figura 83 – *Filtena controlada opticamente operando na banda de 5,1GHz.* 80
Figura 84 – *Perda por retorno da filtena com chave de silício na posição 2 na banda de 5,1GHz em função da potência óptica aplicada.* 81
Figura 85 – *Alguns tipos de antenas cornetas* 83
Figura 86 – *Detalhes dimensionais da corneta piramidal.* 84
Figura 87 – *Modelo inicial da corneta piramidal.* 87
Figura 88 – *Perda por retorno do modelo inicial da corneta piramidal.* 87
Figura 89 – *Diagrama de irradiação em 23GHz da antena corneta piramidal modelo inicial.* 88
Figura 90 – *Perda por retorno do modelo final da corneta piramidal.* 89
Figura 91 – *Diagrama de irradiação em 23GHz da antena corneta piramidal modelo final.* 90
Figura 92 – *Diagrama de irradiação da antena corneta piramidal modelo final.* ... 90
Figura 93 – *Ganho da corneta piramidal em função da frequência.* 91
Figura 94 – *Dimensões do guia de ondas de alimentação para construção do filtro.* 91

Figura 95 – *Ressonador do tipo dois postes.* 92
Figura 96 – *Topologia circuital do DPR.* 93
Figura 97 – *Distribuição do vetor campo elétrico no DPR.* 94
Figura 98 – *Resposta em frequência do DPR.* 95
Figura 99 – *Variáveis de projeto do DPR. As variáveis são: d - distância entre os ressonadores; h - altura dos postes; Δh - diferença de altura e r - raio do poste.* 95
Figura 100 – *Influência do parâmetro Δh no DPR.* 97
Figura 101 – *Influência do parâmetro h no DPR.* 98
Figura 102 – *Influência do parâmetro d no DPR.* 99
Figura 103 – *Filtro passa faixas com ressonador do tipo dois postes.* 100
Figura 104 – *Resposta em frequência do filtro passa faixas com DPR.* 101
Figura 105 – *Distribuição da magnitude do campo E no filtro passa faixas com DPR.* 102
Figura 106 – *Filtro passa faixas com DPR sintonizável.* 103
Figura 107 – *Resposta em frequência do filtro passa faixas com DPR sintonizável.* 104
Figura 108 – *Filtena em guia de ondas.* 105
Figura 109 – *Filtena em guia de ondas operando com h_p=0mm. Curva preta filtena em guia de ondas e curva azul antena corneta piramidal.* 106
Figura 110 – *Filtena em guia de ondas operando com h_p=0,6mm. Curva preta filtena em guia de ondas e curva azul antena corneta piramidal* 107
Figura 111 – *Filtena em guia de ondas operando com h_p=1mm. Curva preta filtena em guia de ondas e curva azul antena corneta piramidal.* 108
Figura 112 – *Protótipo da filtena em guia de ondas.* 109
Figura 113 – *Protótipo filtena em guia de ondas operando com h_p=0mm. Curva preta protótipo filtena e curva azul filtena original.* 110
Figura 114 – *Protótipo filtena em guia de ondas operando com h_p=1mm. Curva preta protótipo filtena e curva azul filtena original* 111
Figura 115 – *Protótipo filtena em guia de ondas confeccionado.* 112
Figura 116 – *Transição guia coaxial 42WCAK.* 112
Figura 117 – *Cenário de testes da filtena em guia de ondas.* 113
Figura 118 – *Perda por retorno medida da filtena em guia de ondas.* 113

Lista de Tabelas

Tabela 1 – *Comparação entre filtenas impressa*..... 8
Tabela 2 – *Valores dos elementos normalizados de um filtro Butterworth de ordem N=1 a 9 com* g_0*=1 e atenuação de 3dB na frequência angular normalizada de 1rad/s [69]*..... 20
Tabela 3 – Resumo dos dados de projeto do filtro banda tripla. 26
Tabela 4 – *Resumo dos dados de entrada do algoritmo ES.* 28
Tabela 5 – *Dados de saída do algoritmo ES.* 29
Tabela 6 – *Resumo do desempenho da análise circuital do filtro banda tripla.*..... 31
Tabela 7 – *Comparação entre os dados teóricos e os obtidos pelo algoritmo ES.*... 31
Tabela 8 – *Resumo do desempenho da análise eletromagnética do filtro banda tripla.* 33
Tabela 9 – *Resumo do desempenho medido do filtro banda tripla.* 36
Tabela 10 – *Técnicas para aumento da largura de banda de antenas patch [78].* .. 39
Tabela 11 – *Variação do modelo circuital da chave de silício em função da potência óptica.* 73
Tabela 12 – *Variação do modelo ANSYS HFSS da chave de silício em função da potência óptica.* 75
Tabela 13 – *Perda por retorno da filtena operando na banda de 2,4GHz em função da potência óptica aplicada.* 80
Tabela 14 – *Perda por retorno da filtena operando na banda de 5,1GHz em função da potência óptica aplicada.* 81
Tabela 15 – *Dimensões iniciais da corneta piramidal.* 86
Tabela 16 – *Perda por retorno da filtena em guia de ondas em alguns pontos.* 114

Lista de Símbolos

a	Lado maior de um guia retangular, m
b	Lado menor de um guia retangular, m
b	Inclinação da susceptância de um ressonador, S/Hz
C	Capacitância de um componente, F
c	Velocidade da luz no vácuo ($3x10^8$ m/s)
C_a	Capacitância do filtro passa baixas básico distribuído, F
$C(x)$	Cosseno integral de Fresnel de argumento x
D	Diretividade de uma antena
d	Distância entre os postes do ressonador dois postes, m
E_v	Função custo do algoritmo de estratégia evolutiva
f	Frequência cíclica expressa em hertz
f_c	Frequência de corte, Hz
f_0	Frequência de ressonância, Hz
G	Ganho de uma antena
g	Componentes normalizados de um filtro passa baixas básico
h	Espessura do dielétrico de um laminado de microfita, m
h	Altura do ressonador dois postes, m
h_p	Profundidade de penetração de um parafuso no guia retangular, m
J	Inversor de admitância, S

L	Comprimento físico de uma linha de transmissão, m
L	Indutância de um componente, H
L	Dimensão longitudinal de um guia de ondas retangular, m
L_1	Comprimento da fenda superior que compõe a fenda em T em uma microfita, m
L_2	Comprimento da fenda inferior que compõe a fenda em T em uma microfita, m
N	Ordem de um filtro
N	Número de ressonadores de um filtro passa faixas
Q	Fator de qualidade de um ressonador
R	Resistência de um componente ou circuito, Ω
r	Raio do ressonador dois postes, m
$S(x)$	Seno integral de Fresnel de argumento x
W	Largura de um *patch* retangular, m
W_1	Largura da fenda superior que compõe a fenda em T em uma microfita, m
W_2	Largura da fenda inferior que compõe a fenda em T em uma microfita, m
W_g	Comprimento do plano de terra de uma antena *patch*, m
X	Reatância, Ω
X_L	Reatância indutiva, Ω
X_{LC}	Reatância equivalente da associação capacitor e indutor, Ω
Y	Admitância, S
Y_{eq}	Admitância equivalente, S
Y_0	Admitância característica, S
$Y_{toco\ aberto}$	Admitância de um toco aberto, S

$Y_{toco\ curto}$	Admitância de um toco em curto, S
Z	Impedância, Ω
Z_1	Impedância característica da linha de transmissão de conexão do ressonador T, Ω
Z_2	Impedância característica do toco aberto do ressonador T, Ω
Z_3	Impedância característica do toco em curto do ressonador T, Ω
Z_{en}	Impedância de entrada do ressonador T, Ω
Z_{en}	Impedância de entrada de uma antena *patch*, Ω
Z_{eq}	Impedância equivalente da associação paralela de um toco aberto e em curto, Ω
Z_0	Impedância característica, Ω
Z_{tc}	Impedância característica de um toco em curto, Ω
β	Fator de fase, rad/m
Δf	Largura de faixa do filtro passa faixas
Δf	Diferença entre duas frequências
Δh	Diferença de altura entre os postes do ressonador dois postes, m
ε	Permissividade do meio, F/m
ε_{eff}	Constante dielétrica efetiva de uma microfita
ε_r	Permissividade relativa ou constante dielétrica
θ	Comprimento elétrico de uma linha de transmissão
θ	Rotação entre os postes do ressonador dois postes, graus
λ	Comprimento de onda, m
λ_{guiado}	Comprimento de onda guiado, m
ω	Frequência angular, rad/s
ω_c	Frequência angular de corte, rad/s

ω_0	Frequência angular de ressonância, rad/s

Lista de Publicações

1. L. G. da Silva, Arismar Cerqueira S. Jr. and C. H. da Silva-Santos, *Development of Tri-band RF Filters for Cellular Applications Using Evolutionary Strategy, International Journal of Electronics and Communications,* In Press, Available online from 18 June 2014, 2014.

2. L. G. Silva, I. F. da Costa and Arismar Cerqueira S. Jr., *Multiphysics Design Methodology for Photonic-based Phased Array Antennas*, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 56, no. 4, pp. 838-843, Apr., 2013.

3. I. F. da Costa, L. G. da Silva, J. F. Mologni and Arismar Cerqueira S. Jr., *Numerical Investigation of Airborne Radars for Remote Sensing Applications*, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 56, no. 6, pp. 1473-1478, Jun., 2013.

4. L. G. da Silva and Arismar Cerqueira S. Jr., *Optically Controlled and Reconfigurable Filtena for Cognitive Radio over Fiber Applications*, In preparation to be submitted to IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 2014.

5. I. F. da Costa, Arismar Cerqueira S. Jr., L. G. da Silva, D. H. Spadoti and A. Bogoni, *Tri-band Slotted Waveguide Antenna Array for Millimetric-waves Applications*, European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), April, 2014.

6. Arismar Cerqueira S. Jr., J. F. Mologni, I. F. da Costa and L. G. da Silva, *Propagation Analysis of Remote Sensing in a Rainforest Environment*, European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), April, 2014.

7. L. G. da Silva, C. H. da Silva-Santos and Arismar Cerqueira S. Jr., *Tri-band RF Filters Optimization Using Evolutionary Strategy*, IEEE International Microwave and Optoelectronics (IMOC), August, 2013.

8. L. G. Silva, I. F. da Costa and Arismar Cerqueira S. Jr., *Efficient Design Methodology for Optically Controlled Adaptive Antenna Arrays*, International Workshop on Telecommunications (IWT), May, 2013.

9. Arismar Cerqueira S. Jr., I. F. da Costa, L. G. da Silva and R. A. Santos, *Research Activities on RF filters, Reconfigurable Antenna Arrays and Millimetric Wave Antennas from the Laboratory WOCA*, WorkInnova-Denmark-South America Workshop on Photonics Technologies, November, 2013.

10. J. F. Mologni, I. F. da Costa, L. G. da Silva and Arismar Cerqueira S. Jr., *Transient Analysis of a Dual Polarization Log-periodic Antenna for Remote Sensing Applications*, ESSS Conference & ANSYS Users Meeting, April, 2013.

11. I. F. da Costa, L. G. da Silva, J. F. Mologni and Arismar Cerqueira S. Jr., *Optically Controlled Adaptive Antenna for ISM bands and Tri-band Slotted Waveguide Antenna Array for Millimetric-waves Applications*, ESSS Conference & ANSYS Users Meeting, May, 2014.

12. J. F. Mologni, R. B. Barros, C. L. R. Siqueira, J. C. Ribas, Arismar Cerqueira S. Jr., I. F. da Costa and L. G. da Silva, *Design of a High-gain Frequency Selective Surface Antenna System*, Aceito pelo MOMAG, Agosto, 2014.

13. L. G. da Silva and Arismar Cerqueira S. Jr., *Filtena Impressa Reconfigurável Opticamente*, Aceito pelo MOMAG, Agosto, 2014.

Resumo

O trabalho tem por objetivo o desenvolvimento de tecnologias inovadoras em filtros de radiofrequência. Inicialmente, apresenta-se o projeto e a otimização, utilizando algoritmos de estratégia evolutiva, de um filtro com banda tripla para sistemas celulares. Posteriormente, reporta-se o desenvolvimento de estruturas denominadas *filtena*, as quais contemplam a integração de filtros reconfiguráveis, eletricamente e opticamente, com antenas para frequências até 23GHz.

A metodologia de projeto baseia-se em quatro etapas: cálculos analíticos; otimização e simulações numéricas; fabricação de protótipos; caracterização experimental. As simulações numéricas foram conduzidas utilizando os *softwares* Agilent Genesys, ANSYS Designer e ANSYS HFSS. A fabricação e as medições foram realizadas nos laboratórios WOCA e ICC-Hardware do Inatel. Obteve-se excelente concordância entre os resultados teóricos e práticos para os três filtros propostos.

Palavras-chave: Antena, Filtena, Filtro multibanda, Filtro de RF, Ressonador dois postes, Ressonador T.

Abstract

This work is focused on the development of innovative technologies for radio frequency filters. Initially, the design and optimization, using evolutionary strategy algorithm, of a tri-band filter for cellular systems is presented. Next, we describe the development of novel structures called *filtenna*, which integrate reconfigurable filters, electrically and optically, and antennas for frequencies up to 23GHz.

The project methodology is based on four steps: Analytical calculations; optimization and numerical simulations; prototype fabrication; experimental characterization. Numerical simulations were carried out using the pieces of software Agilent Genesys, ANSYS Designer e ANSYS HFSS. Prototype fabrication and characterization were realized in the laboratories WOCA and ICC-Hardware from Inatel. Excellent agreement between theoretical and measured results has been observed for the three proposed filters.

Keywords: Antenna, Filtena, Multiband filter, RF filter, Dual-post resonator, T-shape resonator.

Capítulo 1

1. Introdução

1.1 Contextualização

O atual regime de alocação fixa do espectro de frequência adotado pelos órgãos regulamentadores tem-se demonstrado ineficiente devido à escassez espectral, Figura 1. Tipicamente observam-se intervalos de tempo ociosos ao longo de diversas faixas de frequência dedicadas a sistemas de telecomunicações. Essas regiões são denominadas lacunas espectrais e podem ser utilizadas de maneira oportunista para comunicação de usuários secundários sem prejudicar os usuários primários. Estudos presentes em [1][2] comprovam que o espectro licenciado muitas vezes não é utilizado ou é parcialmente utilizado durante uma janela de tempo de observação ou região de observação. Portanto, torna-se necessário a aplicação de uma tecnologia capaz de explorar o espectro de frequências de maneira inteligente, eficiente e dinâmica [3].

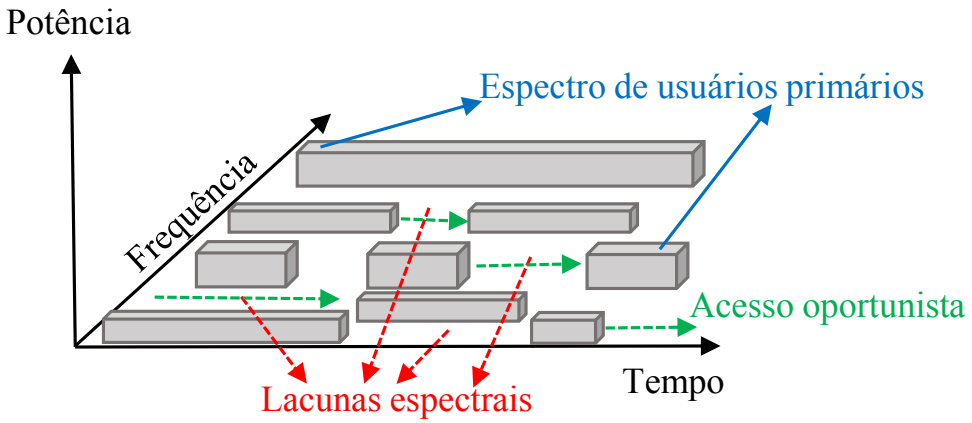


Figura 1 – *Modelo de ocupação atual do espectro de frequência.*

O termo Rádio Cognitivo (RC) foi introduzido inicialmente por Joseph Mitola III como uma tecnologia capaz de prover acesso ao espectro de frequência de usuários não licenciados de maneira dinâmica e oportunista [4][5]. Construído sobre uma plataforma de rádio definido por *software* (SDR – *Software-Defined Radio*), o RC é capaz de criar um sistema de comunicação sem fio inteligente onde o sistema aprende com o meio de transmissão e se adapta de acordo com as variações desse. Os dois objetivos principais do RC são: garantir uma comunicação confiável quando e onde necessário; e utilizar eficientemente o espectro de frequência [6]. O RC permite o uso temporário de regiões do espectro não utilizadas denominadas como lacuna espectral (*spectrum hole*) ou espaço em branco (*white space*). Com isso, é possível obter uma eficácia na utilização do espectro de frequência por meio de um acesso oportunista de bandas licenciadas, sem provocar interferência com usuários existentes. Para implementação do RC o usuário deve ser capaz de realizar um sensoriamento no espectro de frequência, identificar as regiões disponíveis para transmissão em determinado espaço de tempo e ajustar dinamicamente seus parâmetros de comunicação: frequência de operação, esquema de modulação, potência de transmissão, etc [7].

O sensoriamento do espectro de frequência é um dos componentes mais importantes da técnica de RC [3],[8]. Por meio do uso desta técnica, o usuário pode medir, avaliar, aprender e estar ciente dos parâmetros relacionados ao ambiente de transmissão. Do ponto de vista da antena, é necessária a presença de uma antena do tipo faixa larga para realizar o sensoriamento espectral e uma antena com resposta em frequência reconfigurável para operação no canal de comunicação selecionado. Pode-se ter duas antenas, uma para cada modo de operação descrito, ou uma única antena capaz de alterar seu funcionamento entre uma operação do tipo faixa larga e operação faixa estreita reconfigurável. Dentro destas premissas, diversos trabalhos voltados para o desenvolvimento de antenas faixa larga e antenas com frequência de ressonância reconfiguráveis foram publicados nos últimos anos [9]-[16]. O presente trabalho propõe o conceito filtena capaz de configurar seu modo de operação entre faixa larga ou faixa estreita, sendo o último modo passível de reconfiguração da frequência de operação. O desenvolvimento deste dispositivo tem a finalidade prover a implementação da tecnologia rádio cognitivo e adaptativo sobre fibra (ACRoF –

Adaptive and Cognitive Radio over Fiber) realizada no laboratório WOCA (WOCA – *Wireless and Optical Convergent Access*) do Inatel.

A faixa de UHF destinada a difusão de TV é uma região do espectro de frequências que tem despertado interesse em aplicações utilizando RC [17]-[19] e como faixa alternativa de implementação da tecnologia LTE (*Long Term Evolution*) [20][21]. As regiões livres no espectro de frequência de TV, conhecidas como TV *white-space* (TVWS) são também potenciais para outras tecnologias sem fio. O seu principal atrativo é a combinação da largura de faixa e da área de cobertura, com alcances típicos de 17 a 30km para transmissões sem fio de até 23Mbps [19]. Recentemente, têm-se realizados estudos e testes de campo no Brasil para implementação da tecnologia LTE na faixa de 700MHz [20],[21]. Outros estudos envolvendo a aplicação do LTE nas faixas de TVWS são apresentados em [22]-[24]. Nesses estudos é avaliado o sistema LTE quanto a eliminação de interferência em femtocélulas, coexistência com outros tecnologias presentes na faixa de UHF e testes de vazão do sistema operando nas faixas de TVWS.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um filtro passa faixas com três bandas de passagens para aplicações celulares. Duas destas bandas são para aplicações LTE, 700MHz e 2,6GHz, e a outra banda de passagem do filtro pode ser utilizada em aplicações como GPS (*Global Positioning System*) e algumas faixas de comunicação de celulares 3G. Por outro lado, a segunda filtena apresentada nesta dissertação tem por objetivo aplicações em ondas milimétricas. Apesar de o seu desenvolvimento ter sido realizado na faixa de SHF em função de restrições de fabricação e caracterização, é visionada sua aplicação em sistemas de comunicação em ondas milimétricas [25]-[29]. O uso da faixa de ondas milimétricas para comunicações sem fio tem por objetivo ocupar uma região do espectro de frequências menos congestionada que as faixas tradicionais abaixo de 10GHz e, em função da largura de faixa disponível, prover comunicações em taxas de algumas dezenas de Gbps. Dentro da região de ondas milimétricas, destacam-se os trabalhos de sistemas de comunicações sem fio operando na banda W (75-110GHz) [26][27], sistemas na banda Ka (27-40GHz) [28][29] e o uso da banda não licenciada de 60GHz [30][31]. Trabalhos analíticos e testes em campo apontam para o uso das ondas milimétricas como forma de proporcionar uma evolução nas comunicações

móveis celulares para uma quinta geração (5G) [28]. Com uma abordagem similar a utilizada na filtena desenvolvida para a aplicação de RC, a antena desenvolvida na banda SHF possui frequência de operação sintonizável, possibilitando a sua aplicação em sistemas reconfiguráveis.

Resumidamente, os três filtros passa faixas a serem descritos nesta dissertação foram concebidos e desenvolvidos para aplicações em sistemas de telecomunicações multibandas, rádio cognitivo e redes reconfiguráveis. Todos eles visam o uso eficiente do espectro de frequência, seja por meio de um acesso dinâmico ou pela utilização de regiões do espectro de frequência pouco exploradas até o momento. O filtro passa faixas com banda tripla foi desenvolvido para aplicações em sistemas celulares, na qual a comunicação na faixa de TVWS em conjunto com a utilização da banda licenciada destes serviços é possível. A filtena com frequência de operação reconfigurável foi concebida para sistemas com sensoriamento espectral que precisam alterar sua frequência de comunicação de acordo com as oportunidades espectrais disponíveis. Utilizando uma abordagem semelhante, será apresentada uma filtena na faixa de SHF com frequência de operação reconfigurável, porém visionando aplicações em ondas milimétricas.

1.2 Revisão Bibliográfica

Um método comum para o desenvolvimento de filtros passa faixas com bandas dupla ou tripla é por meio de ressonadores do tipo impedância degrau (SIR – *Stepped Impedance Resonator*) [32]. Os ressonadores SIR possuem comportamento multi banda em frequência, com estrutura simples e teoria consolidada [33]. Ressonadores carregados com toco (SLR – *Stub loaded resonator*) podem gerar três frequências de ressonância distintas para aplicações em filtros passa faixas banda tripla, sendo as frequências de ressonância do SLR controladas pela impedância e comprimento elétrico do toco inserido [34][35]. Outros métodos encontrados na literatura para o desenvolvimento de filtros banda tripla são: ressonadores de diferentes frequências de ressonância associados em uma excitação comum [36], combinação de ressonadores de $\lambda/4$ e $\lambda/2$ [37], combinação de ressonadores SIR com ressonadores de impedância uniforme [38], ressonador carregado com toco e plano de terra do tipo DGS (DGS – *Defected Ground Structure*) [39], ressonador carregado

com toco combinado com ressonador λ/2 [40], e o uso de zeros de transmissão para dividir uma única banda de passagem em três [41]. O filtro banda tripla proposto neste trabalho é baseado em um ressonador em formato T [42][43], sendo suas dimensões determinadas por um algoritmo de estratégia evolutiva (ES – *Evolutionary Strategy*) para resolução de problemas multi-objeto. Métodos de otimização com algoritmos ES são aplicados normalmente ao desenvolvimento de antenas [44] e redes de antennas [45], contudo têm-se poucos trabalhos envolvendo a otimização de filtros [42],[46]. Em [47] uma rede neural artificial (ANN – *Artificial Neural Network*) é utilizada para determinar três parâmetros de um ressonador assimétrico de λ/2 de um filtro passa faixas. Os resultados obtidos com a ANN foram comparados com simulações baseadas no MoM (MoM – *Method of Moments*). Outro trabalho com redes neurais associadas com PSO (PSO – *Particle Swarm Optimization*) para desenvolvimento de filtros rejeita faixas é reportado em [48]. Utilizado em conjunto com simuladores eletromagnéticos, o método apresentado em [48] provê uma redução no tempo de desenvolvimento comparado com o utilizando apenas simulador eletromagnético. Em [49] um filtro passa faixas é otimizado utilizando *manifold mapping* e *adjoint sensitivity*, sendo o seu funcionamento avaliado por simuladores eletromagnéticos. A otimização de um filtro passa faixas de banda dupla utilizando ISM (ISM – *Implicit Space Mapping*) é abordada em [50] para atingir requisitos de banda de passagem e banda de rejeição. Um método de otimização para localização de zeros de transmissão e reflexão é usado em [51] para desenvolver um filtro de banda de passagem tripla em HTS (HTS – *High-Temperature Superconductor*). Em [43] um filtro passa faixas de banda tripla tem as dimensões do ressonador utilizado determinadas por um algoritmo genético (GA – *Genetic Algorithm*), sendo os resultados validados por medidas práticas. O uso de algoritmos ES para otimização de filtros pode ser encontrado nos trabalhos [42] e [52]. Em [42], um filtro passa faixas de banda tripla tem as dimensões de seu ressonador otimizadas por um algoritmo ES com validação dos resultados por meio de simulações eletromagnéticas. Já em [52], um filtro passa faixas faixa larga é otimizado por funções multi-objetivo e os resultados são validados experimentalmente. O presente trabalho apresenta uma versão aprimorada do algoritmo presente em [42] para otimização das dimensões de um ressonador em

formato T para filtros passa faixas banda tripla. Este algoritmo é disponibilizado gratuitamente no *website* NLOpt library e também no capítulo 2 desta dissertação.

A união de um filtro com uma antena em um único dispositivo é conhecido como filtro irradiante (*radiating filter*), antena filtrante (*filtering antenna*) ou simplesmente filtena. Estudos sobre a integração desses dois dispositivos são realizados desde 2001 com a concepção de um filtro com ressonadores dielétricos capaz de irradiar a onda eletromagnética [53]. Em 2002 foi proposta a integração de filtros com antenas impressas do tipo *patch* para criação de dispositivos compactos em *front-ends* de RF (RF – Radiofrequência) [54]. Após o trabalho exposto em [54], tem-se em [55] a integração de um filtro passa faixas com uma rede de antenas *patch*. No entanto, esse processo é realizado por meio do desenvolvimento dos dois dispositivos separadamente com posterior união, sem a utilização de uma forma eficiente de integração. A inserção de um mecanismo de filtragem na própria linha de alimentação da antena mostra-se como uma forma de produzir uma filtena sem impactar nas dimensões da antena original, ou seja, realmente proporcionar uma integração eficiente dos componentes. Com base nessa premissa têm-se diversas filtenas impressas encontradas na literatura [11]-[14],[56]-[59]. Tem-se, também, filtenas formadas por meio da inserção do processo de filtragem no próprio elemento irradiante [60]. A filtena proposta no presente trabalho é baseada na inserção de um filtro do tipo passa faixas com frequência de ressonância configurável na linha de alimentação da antena impressa, assim como encontrado em [12]-[14],[56],[58]. Em [12] uma antena *patch* tem em sua linha de alimentação um filtro passa faixas implementado com a tecnologia DMS (DMS – *Defected Microstrip Structure*) responsável por controlar a frequência de ressonância da antena que apresenta comportamento faixa larga na ausência do filtro. Sete chaves seletivas modeladas com fitas de cobre são dispostas na estrutura do filtro possibilitando seis diferentes modos de operação. Dos modos de operação, tem-se um modo faixa larga, obtido com a eliminação do processo de filtragem da linha de alimentação, e cinco modos de operação faixa estreita. Com uma abordagem semelhante, em [13] dois diferentes filtros passa faixas em guia de ondas coplanar (CPW – *Coplanar Waveguide*) são inseridos na linha de alimentação de uma antena *patch*. Ambos os filtros possuem frequência de ressonância reconfigurável, porém um deles usa um diodo PIN como

elemento de reconfiguração e no outro um diodo *varactor*. O dispositivo apresentando possui operação faixa larga e modos de operação faixa estreita de acordo com a configuração do filtro. No entanto, é necessário o uso de circuito de polarização com o acréscimo de componentes e disposição de estruturas que podem interferir no desempenho da filtena. A integração de um filtro passa faixas DMS com uma antena Vivaldi é reportada em [14]. Esta filtena possui quatro modos de operação, um do tipo faixa larga e três faixa estreita. Contudo, não é especificado o dispositivo utilizado para a sintonia. O trabalho [56] é semelhante ao apresentado em [14]. A filtena em questão possui operação apenas faixa estreita com reconfiguração de sua frequência de ressonância por meio de um *varactor* presente no filtro. Em [58] um filtro passa faixas utilizando ressonador do tipo malha aberta (OLR – *Open Loop Resonator*) é incorporado na linha de alimentação de uma antena *patch* para formação de uma filtena. Empregando um *varactor* no ressonador OLR é possível controlar a sua frequência de ressonância e reconfigurar a antena. Esta filtena possui apenas operação reconfigurável faixa estreita.

A filtena desenvolvida neste trabalho é composta de uma antena do tipo *patch* faixa larga com um filtro passa faixas DMS reconfigurável inserido na sua linha de alimentação. Dentre as suas configurações de operações, tem-se um modo faixa larga e dois modos faixa estreita. Em relação aos trabalhos presentes na literatura, o seu principal atributo é o uso de chaves fotocondutivas para realizar o controle da frequência de ressonância da filtena. Ao longo do trabalho serão apresentadas as vantagens e possibilidades de aplicação que este tipo de controle proporciona. Na Tabela 1 são resumidas as principais características entre os trabalhos de referência encontrados na literatura e o trabalho desenvolvido nesta dissertação. São destacadas as principais características envolvidas no funcionamento de um filtena reconfigurável. O parâmetro variação de sintonia é um fator de qualidade definido como a divisão da maior frequência de ressonância pela menor frequência de ressonância sintonizáveis. A presença do modo de operação do tipo faixa larga é interessante para a aplicação da filtena em RC com sensoriamento espectral. De acordo com a Tabela 1, o trabalho apresentado em [14] apresenta uma sintonia do tipo contínua e de maior variação se comparada com o presente trabalho. Contudo, o uso da chave óptica como elemento de reconfiguração traz vantagens em relação aos

modelos tradicionais com diodos PIN e *varactor*, como será abordado ao decorrer do trabalho.

Tabela 1 – *Comparação entre filtenas impressa.*

Características / Referência	[13]	[14]	[14]	[15]	[57]	[59]	Este Trabalho
Elemento de sintonia	Ideal	PIN	*Varactor*	-	*Varactor*	*Varactor*	Chave óptica
Tipo de sintonia	Discreta	Discreta	Contínua	Discreta	Contínua	Contínua	Discreta
Circuito de polarização	-	Sim	Sim	-	Sim	Sim	Não
Variação de sintonia	1,34	1,7	2,16	1,46	1,05	1,08	2,13
Nº de configurações	6	5	-	4	-	-	3
Operação faixa larga	Sim	Sim	Sim	Sim	Não	Não	Sim

A outra filtena desenvolvida nesta dissertação possui aplicação para faixa de ondas milimétricas e é composta por uma antena corneta e um filtro passa faixas disposto no seu guia de alimentação. Em [61] foi proposto inicialmente a integração de um estrutura de filtragem em guia de ondas em uma antena corneta. Outros estudos de integração de filtros com antenas do tipo corneta são encontrados em [62]-[64], sendo apenas em [62] a presença da aplicação em ondas milimétricas. Tem-se filtenas em ondas milimétricas utilizando outras topologias de antenas como em [55],[65][66], porém nesse trabalho o foco será o uso da antena corneta. Embora em [62] seja apresentado a integração de um filtro passa faixas com uma antena corneta para aplicações em ondas milimétricas, é utilizado a técnica de guia de ondas integrado em substrato (SIW – *Substrate Integrated Waveguide*) para o desenvolvimento do dispositivo. Outro detalhe de destaque é a não possibilidade de sintonia da frequência de ressonância da filtena, sendo este fato também observado em [55],[61]-[66]. Portanto, a filtena em guia de ondas desenvolvida nessa dissertação é a única que possui um filtro passa faixas com frequência de ressonância

reconfigurável. Para o desenvolvimento do filtro passa faixas em guia de ondas é utilizado um ressonador compacto de dois modos de operação conhecido como *dual-post*, ou dois postes [67][68]. Esse ressonador, composto por dois postes de altura parcial, foi proposto inicialmente em [67]. Porém, nesse modelo havia a necessidade de elementos adicionais para possibilidade da realização do processo de filtragem e excitação dos dois modos de operação do ressonador. Sua versão aprimorada é apresentada em [68], onde tem-se a presença apenas de dois postes excitando os modos de operação realizando uma filtragem do tipo passa faixas. Para a realização da configuração da frequência de ressonância da filtena foram utilizados parafusos de sintonia dispostos acima de cada poste ressonante, abordagem comumente utilizada em filtros do tipo *combline* e *interdigital*.

1.3 Estrutura da dissertação

Este trabalho é estruturado em cinco capítulos. O capítulo 2 apresenta o desenvolvimento do filtro banda tripla baseado em ressonador T. É demonstrado analiticamente e por simulações numéricas o comportamento do ressonador T na geração de suas frequências de ressonância e a necessidade da utilização de um algoritmo de cálculo do tipo multi-objeto para determinação das dimensões do filtro. Posteriormente, é apresentado a construção e os resultados do filtro proposto para aplicações celulares. O capítulo 3 é iniciado com o projeto de uma antena *patch* faixa larga, onde posteriormente será inserido um filtro passa faixas opticamente reconfigurável na sua linha de alimentação. Utilizando uma estrutura em microfita imperfeita (DMS) é desenvolvido um filtro passa faixas reconfigurável e compacto para ser embutido na linha de alimentação da antena *patch*, sem provocar nenhum aumento nas dimensões da estrutura irradiante original. Um protótipo de uma filtena para Wi-Fi nos padrões IEEE 802.11a/b/g/n foi construído e validado para aplicações de rádio cognitivo e adaptativo sobre fibra (ACRoF) do laboratório WOCA. Para aplicações em ondas milimétricas é apresentado no capítulo 4 o desenvolvimento de uma filtena em guia de ondas baseada na integração de uma antena corneta com um filtro passa faixas do tipo dois postes. Com esta estrutura é possível obter uma antena corneta com frequência de ressonância sintonizável. Apresenta-se um protótipo em

23GHz com sua devida caracterização, validando o funcionamento do dispositivo proposto. As conclusões e trabalhos futuros são abordados no capítulo 5.

Capítulo 2

2. Filtro banda tripla otimizado utilizando algoritmos evolutivos

2.1. Ressonador em formato T

O processo de síntese de um filtro passa faixas com três bandas de passagens, ou banda tripla, pode proceder-se em diferentes modos: a utilização de um único ressonador capaz de produzir as três bandas de passagens; uma associação de ressonadores de duas bandas com ressonadores convencionais compartilhando a mesma estrutura de alimentação; criação de zeros de transmissão em um filtro do tipo banda larga; associação de ressonadores de diferentes tipos, dentre outros. Neste trabalho optou-se pela utilização de um único ressonador para construção de um filtro do tipo banda tripla. O ressonador abordado possui um formato em T composto pela união de três linhas de transmissão. Por meio da escolha apropriada do comprimento elétrico e da impedância característica destas linhas de transmissão é possível controlar as três frequências de ressonância responsáveis por gerarem as bandas de passagem do filtro.

O ressonador em T e as suas variáveis de cálculo são ilustradas na Figura 2. Uma linha de transmissão conecta dois tocos, um em aberto e outro em curto com o plano de terra, totalizando três linhas de transmissão. O toco em aberto possui uma impedância característica Z_2 com comprimento elétrico θ. O toco em curto diferencia do anterior apenas na impedância característica, Z_3. A linha de interconexão dos tocos também possui comprimento elétrico θ, porém com impedância característica

de Z_1. A variável Z_{en} representa a impedância equivalente de entrada do ressonador T. Portanto, para controle das ressonâncias têm-se a necessidade da determinação de quatro variáveis, Z_1, Z_2, Z_3 e θ.

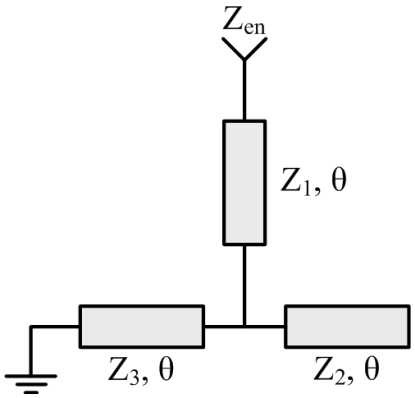


Figura 2 – *Modelo em linhas de transmissão do ressonador T.*

Primeiramente, para compreensão do comportamento em frequência do ressonador T determina-se a sua impedância de entrada Z_{en}. As admitâncias de um toco em aberto ou em curto são dadas por:

$$Y_{\text{toco aberto}} = \frac{i\tan\theta}{Z_2} \tag{2.1}$$

$$Y_{\text{toco curto}} = \frac{-i\cot\theta}{Z_3} \tag{2.2}$$

Realizando o cálculo da admitância equivalente entre (2.1) e (2.2) tem-se:

$$Y_{eq} = \frac{i\tan\theta}{Z_2} - \frac{i\cot\theta}{Z_3} \tag{2.3}$$

Esta admitância está em série com a linha de transmissão de impedância característica Z_1 e comprimento elétrico θ. Logo, a impedância de entrada Z_{en} do ressonador T pode ser calculada por:

$$Z_{en} = Z_1 \frac{Z_{eq} + iZ_1\tan\theta}{Z_1 + iZ_{eq}\tan\theta} = Z_1 \frac{1 + \frac{Z_1}{Z_3} - \frac{Z_1}{Z_2}\tan^2(\theta)}{i\left[\left(\frac{Z_1}{Z_2}+1\right)\tan(\theta) - \frac{Z_1}{Z_3}\cot(\theta)\right]} \tag{2.4}$$

onde $Z_{eq}=1/Y_{eq}$.

De posse de (2.4) é possível obter o comportamento do ressonador T em função da frequência. Como exemplo, são arbitrados os valores de impedância característica Z_1=65Ω, Z_2=80Ω e Z_3=45Ω e θ=90° para todas linhas de transmissão em 1,5GHz. Com base nesses valores, a resposta em frequência da impedância de entrada do ressonador T é dada pela Figura 3. Destaca-se a presença das três frequências de ressonância designadas como f_{res}, além de dois zeros de transmissão representados por f_{zero} que irão ajudar na isolação entre as bandas de passagem do filtro.

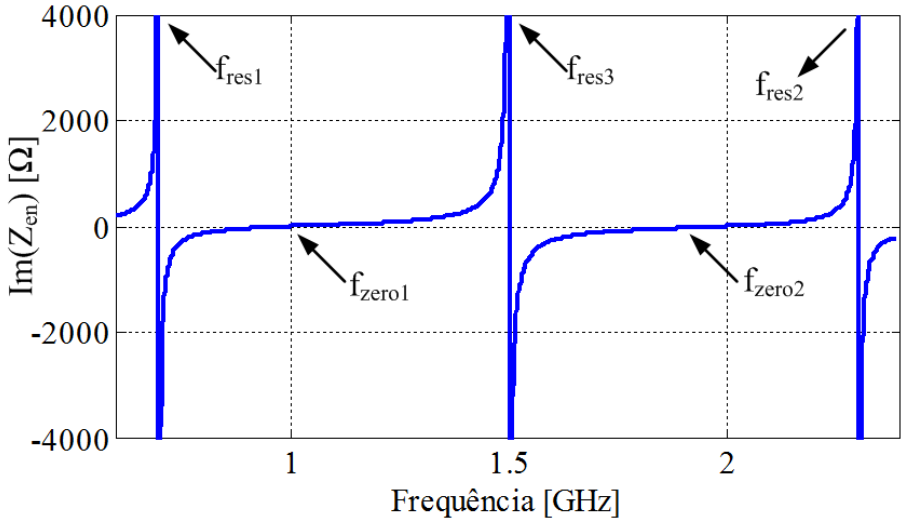


Figura 3 – *Resposta em frequência da impedância de entrada do ressonador T.*

Alterando as impedâncias características do ressonador T para Z_1=50Ω, Z_2=90Ω e Z_3=35Ω e mantendo o valor de θ=90° em 1,5GHz nota-se um deslocamento das duas frequências de ressonância laterais, sendo a frequência de ressonância central fixa, Figura 4. Como será apresentado a seguir, as frequências de ressonância das extremidades são controladas pelas impedâncias características do ressonador T, já a frequência de ressonância central é dada pelo comprimento elétrico θ.

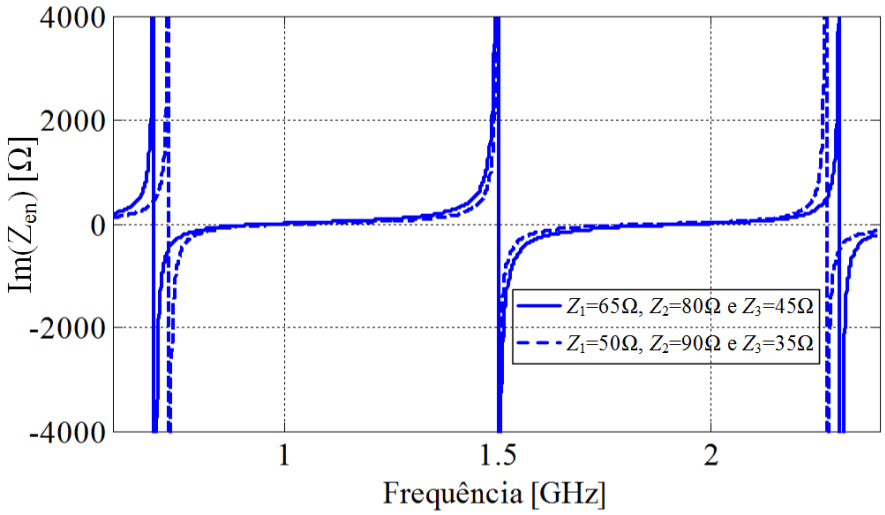


Figura 4 – *Variação da impedância de entrada do ressonador T em função da frequência.*

As frequências de ressonância e de zero de transmissão apresentadas na Figura 3 podem ser determinadas analiticamente por meio da manipulação de (2.4). As frequências de ressonância ocorrem quando (2.4) tender ao infinito, isto é, seu denominador for igual a zero. Logo, zerando o denominador de (2.4) tem-se o comprimento elétrico de ressonância.

$$\left(\frac{Z_1}{Z_2}+1\right)\tan(\theta_{res})-\frac{Z_1}{Z_3}\cot(\theta_{res})=0$$

$$\tan(\theta_{res})=\sqrt{\frac{Z_1Z_2}{Z_3(Z_1+Z_2)}} \tag{2.5}$$

De acordo com (2.5) é possível determinar dois comprimentos elétricos de ressonância. Como estes variam de acordo com uma função tangente, o espaçamento entre eles é de π radianos e são dados por:

$$\theta_{res1}=\tan^{-1}\left(\sqrt{\frac{Z_1Z_2}{Z_3(Z_1+Z_2)}}\right) \tag{2.6}$$

$$\theta_{res2}=\pi-\theta_{res1}=\pi-\tan^{-1}\left(\sqrt{\frac{Z_1Z_2}{Z_3(Z_1+Z_2)}}\right) \tag{2.7}$$

Em $\theta=\pi/2$, (2.4) também tende ao infinito, portanto o terceiro comprimento elétrico de ressonância é dado por $\theta_{res3}=\pi/2$. Como apresentado na Figura 4, a frequência de ressonância central é dada pela frequência onde θ=90°, ou seja, não depende das relações de impedância Z_1, Z_2 e Z_3. Analisando a Figura 3 e os comprimentos elétricos de ressonância determinados tem-se que, a menor frequência ressonância está associada com θ_{res1}, a frequência central de ressonância com θ_{res3} e a maior frequência de ressonância com θ_{res2}. A relação direta entre comprimento elétrico de ressonância e frequência de ressonância é dado abaixo [69]:

$$\beta L=\theta_{resn}=\frac{2\pi}{\lambda_{guiado}}L$$

$$f_{resn}=\frac{c\,\theta_{resn}}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{eff}}L},\ \text{n=1,2} \tag{2.8}$$

$$f_{res3}=\frac{c}{4L\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tag{2.9}$$

onde β é o número de onda, L o comprimento físico das linhas que compõe o ressonador T, λ_{guiado} o comprimento de onda guiado na estrutura utilizada para implementar as linhas de transmissão, c a velocidade da luz e ε_{eff} a constante dielétrica efetiva do meio utilizado pelas linhas de transmissão.

Os zeros de transmissão presentes na resposta em frequência da impedância de entrada do ressonador T podem ser determinados zerando o numerador em (2.4).

$$1+\frac{Z_1}{Z_3}-\frac{Z_1}{Z_2}\tan^2(\theta)=0$$

$$\tan(\theta_{zero})=\sqrt{\frac{Z_2(Z_1+Z_3)}{Z_1Z_3}} \tag{2.10}$$

Assim como apresentado na resolução de (2.5), em (2.10) tem-se que os comprimentos elétricos de zero de transmissão variam com uma função tangente e as duas soluções distam entre si de π radianos.

$$\theta_{zero1} = \tan^{-1}\left(\sqrt{\frac{Z_2(Z_1+Z_3)}{Z_1 Z_3}}\right) \tag{2.11}$$

$$\theta_{zero2} = \pi - \theta_{zero1} = \pi - \tan^{-1}\left(\sqrt{\frac{Z_2(Z_1+Z_3)}{Z_1 Z_3}}\right) \tag{2.12}$$

O zero de transmissão de menor frequência está relacionado com θ_{zero1} e o zero de transmissão de maior frequência com θ_{zero2}. Para a determinação da relação entre o comprimento elétrico e a frequência de zero de transmissão utiliza-se a mesma relação aplicada em (2.8) e (2.9).

$$\beta L = \theta_{zeron} = \frac{2\pi}{\lambda_{guiado}} L$$

$$f_{zeron} = \frac{c\,\theta_{zeron}}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{eff}}L}, \text{ n=1,2} \tag{2.13}$$

Com base na resposta em frequência do ressonador T e em (2.8), (2.9) e (2.13) é estabelecido a seguinte relação:

$$f_{res1} < f_{zero1} < f_{res3} < f_{zero2} < f_{res2} \tag{2.14}$$

Por meio de (2.14) é comprovado analiticamente a distribuição das frequências de ressonância e de zero de transmissão do ressonador T, bem como as expressões seus cálculos. É importante destacar que, como θ_{res3} é fixo em $\pi/2$ e o espaçamento entre θ_{res1} e θ_{res2} é sempre de π, a distância entre as frequências de ressonâncias f_{res1} e f_{res3} e igual a distância de f_{res3} a f_{res2}.

Outra forma simples de validar o comportamento de múltiplas ressonâncias do ressonador T é utilizando uma simulação circuital. Para tal, será utilizado o *software* Agilent Genesys com os seguintes dados: Z_1=65Ω, Z_2=80Ω e Z_3=45Ω e θ=90° em 1,5GHz. O modelo implementado no Genesys é ilustrado na Figura 5. Para obter as frequências de ressonância e zero de transmissão do ressonador T é analisado o parâmetro de transmissão (S_{21}) do circuito. Para não haver influência das portas de entrada e saída do circuito foi usado um sistema de acoplamento fraco com

dois capacitores de 10fF cada. A resposta em frequência do ressonador T calculada no Agilent Genesys é apresentada na Figura 6.

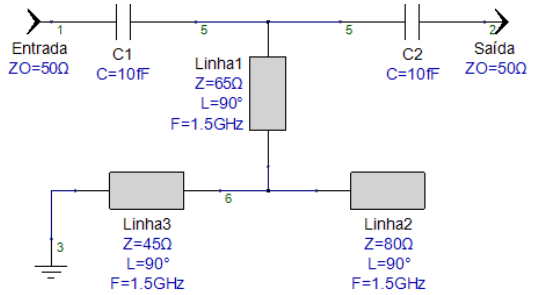


Figura 5 – *Modelo circuital do ressonador T construído no Genesys.*

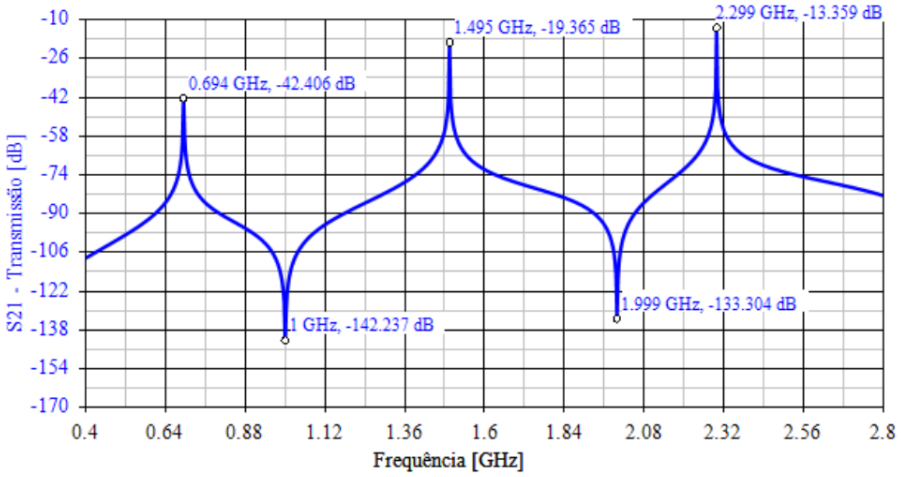


Figura 6 – *Resposta em frequência do ressonador T construído no Genesys.*

De acordo com os dados de impedância característica utilizados nas linhas de transmissão da Figura 5 e com (2.8) a primeira e segunda frequências de ressonância são 0,696GHz e 2,3GHz. A terceira frequência de ressonância é dada pelo comprimento elétrico de 90°, que para esta análise foi configurado para 1,5GHz. Os zeros de transmissão são calculados por (2.13) e valem 1GHz e 2GHz. Os resultados analíticos e os obtidos na Figura 6 apresentam excelente concordância. Conclui-se que o modelo circuital para análise do ressonador T representa uma forma alternativa confiável e simples de se analisar sua resposta em frequência.

2.2. Projeto do filtro banda tripla com ressonador T

Determinadas as equações que definem o comportamento do ressonador T em função da frequência, são estabelecidas as relações entre essas e a teoria de filtros passa faixas para o desenvolvimento do filtro banda tripla. Demonstrou-se na Seção 2.1 que em θ=90° a impedância de entrada do ressonador T tende para o infinito, representando uma frequência de ressonância nesse ponto. Para análise da impedância de entrada do ressonador T em θ=90° foi realizada uma simplificação em (2.4) multiplicando o numerador e denominador por 1/tan(θ). Logo, após manipulações algébricas tem-se:

$$Z_{en} = Z_1 \frac{\frac{1}{\tan(\theta)} + \frac{Z_1}{Z_3 \tan(\theta)} - \frac{Z_1}{Z_2}\tan(\theta)}{i\left[\left(\frac{Z_1}{Z_2}+1\right) - \frac{Z_1}{Z_3}\cot^2(\theta)\right]} = Z_1 \frac{-\frac{Z_1}{Z_2}\tan(\theta)}{i\left[\left(\frac{Z_1}{Z_2}+1\right)\right]} = \frac{iZ_1^{\,2}\tan(\theta)}{Z_1+Z_2} \qquad (2.15)$$

Analisando a expressão resultante em (2.15) observa-se que ela representa a impedância de entrada de um toco em curto com impedância característica dada por:

$$Z_{tc} = \frac{Z_1^{\,2}}{Z_1+Z_2} \qquad (2.16)$$

Portanto, em θ_{res3} o ressonador T pode ser considerado como um toco em curto com impedância característica dada por Z_{tc}.

Em θ_{res1} e θ_{res2} o ressonador T pode ser analisado como um ressonador em paralelo formado por um circuito LC paralelo. Como tem-se uma ressonância do tipo paralelo é possível caracterizar o ressonador por meio da sua inclinação da susceptância (*susceptance slope*). Neste caso tem-se [69][70]:

$$b = \frac{\omega_0}{2}\frac{dB(\omega)}{d\omega}\Big|_{\omega=\omega_0} \qquad (2.17)$$

onde ω_0 é a frequência angular de ressonância e $B(\omega)$ a susceptância do ressonador. É importante a definição desse parâmetro pois ele será relacionado com a banda de passagem do filtro e irá compor as equações necessárias para o desenvolvimento do filtro banda tripla com ressonador T. Para o ressonador T, o valor de (2.17) para f_{res1} e f_{res2} é:

$$b=\frac{L\sqrt{\varepsilon_{eff}}(1+h_5)}{2\pi c Z_1}\frac{(h_1h_3-3h_2h_4)+h_1h_4h_5+h_2h_3/h_5}{(h_3-h_4h_5)^2} \tag{2.18}$$

Para simplificar (2.18) algumas variáveis h foram definidas como:

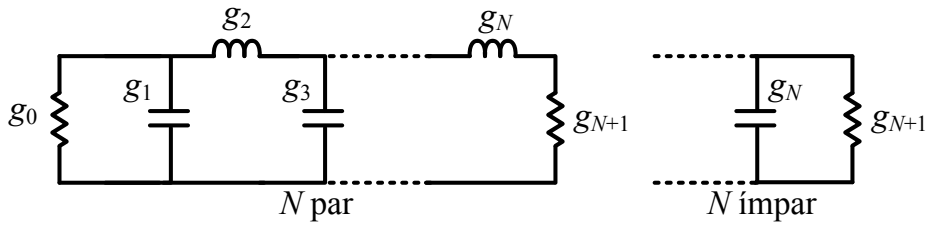
$$\begin{aligned} h_1&=1+Z_1/Z_2 \\ h_2&=Z_1/Z_3 \\ h_3&=1+Z_1/Z_3 \\ h_4&=Z_1/Z_2 \\ h_5&=\frac{Z_1Z_2}{Z_3(Z_1+Z_2)} \end{aligned} \tag{2.19}$$

O início do projeto de um filtro se dá pela concepção do filtro passa baixas básico, (*lowpass prototype filter*). Esse é definido para apresentar uma impedância de entrada e saída unitária e com frequência angular de corte igual a 1rad/s. Na Figura 7 são representados os dois modelos de filtro passa baixas básico de ordem N, na qual os termos designados por g representam os valores normalizados de indutores, capacitores e impedâncias de entrada e saída do filtro. Com o modelo da Figura 7 é possível projetar um filtro passa baixas com resposta do tipo Butterworth, Chebyshev, Gausiano, dentre outros tipos de aproximação. Assim, definido o tipo de aproximação a ser utilizado, ordem do filtro e outros dados relevantes como *ripple* quando presente, torna-se possível determinar os valores normalizados g dos componentes que compõe o filtro. É comum encontrar na literatura especializada em filtros como em [69] e [70] tabelas contendo os valores g para diversos tipos de aproximação e ordem do filtro para condições preestabelecidas. Como exemplo, a Tabela 2 traz os valores normalizados g de um filtro passa baixas do tipo Butterworth para N=1 a 9. Esses valores são determinados para uma impedância de entrada normalizada g_0=1 e para uma perda por inserção de 3dB na frequência angular normalizada de 1rad/s. Com os valores de g do filtro passa baixas básico determinados, para a finalização do projeto do filtro passa baixas deve-se desnormalizar esses valores de acordo com a frequência de corte e impedâncias de entrada e saída desejadas. A partir do filtro passa baixas básico é possível projetar os

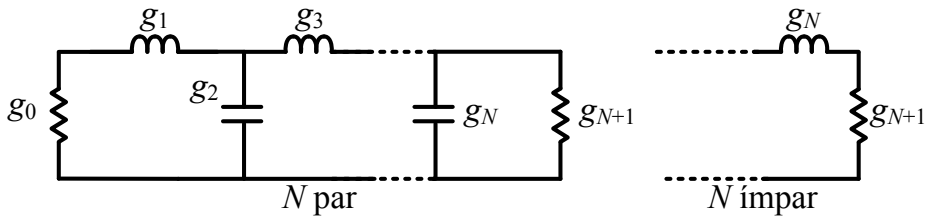
filtros do tipo passa altas, passa faixas e rejeita faixas por meio de processos de desnormalização dos valores *g*.

Tabela 2 – *Valores dos elementos normalizados de um filtro Butterworth de ordem N=1 a 9 com g_0=1 e atenuação de 3dB na frequência angular normalizada de 1rad/s [69].*

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	2	1								
2	1,4142	1,4142	1							
3	1	2	1	1						
4	0,7654	1,8478	1,8478	0,7654	1					
5	0,6180	1,6180	2	1,6189	0,6180	1				
6	0,5176	1,4142	1,9318	1,9318	1,4142	0,5176	1			
7	0,4450	1,2470	1,8019	2	1,8019	1,2470	0,4450	1		
8	0,3902	1,1111	1,6629	1,9616	1,9616	1,6629	1,1111	0,3902	1	
9	0,3473	1	1,5321	1,8794	2	1,8794	1,5321	1	0,3473	1



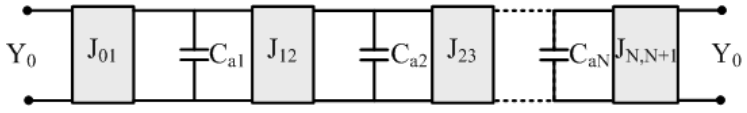
(a) Modelo 1



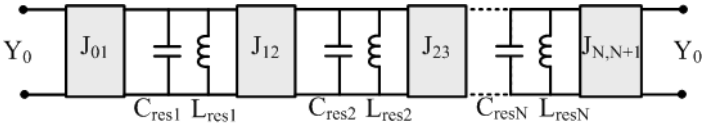
(b) Modelo 2

Figura 7 – *Modelos de filtro passa baixas básicos.*

O projeto de um filtro passa faixas de RF é tradicionalmente iniciado por um modelo distribuído de filtro passa baixas básico, Figura 8 (a), onde é posteriormente transformado em um filtro passa faixas com largura de faixa determinada pela inclinação da susceptância de cada ressonador, Figura 8 (b).



(a) Filtro passa baixas básico



(b) Filtro passa faixas obtido a partir da transformação passa baixas para passa faixas

Figura 8 – *Transformação do filtro passa baixas para passa faixas.*

Para o projeto do filtro distribuído passa baixas base deve-se determinar os valores dos inversores de admitância *J* e dos capacitores com base na admitância de saída e entrada desejada, e nos valores dos elementos do modelo passa baixas básico com componentes discretos (*lumped lowpass prototype filter*) [69][70].

$$J_{01} = J_{N,N+1} = Y_0 \tag{2.20}$$

$$J_{12} = J_{23} = \ldots = J_{N-1,N} = \begin{cases} Y_0 & N \text{ par} \\ Y_0\sqrt{g_0 g_{N+1}} & N \text{ ímpar} \end{cases} \tag{2.21}$$

$$C_{a1} = C_{aN} = Y_0 g_0 g_1 \tag{2.22}$$

$$C_{a(i+1)} = \frac{J_{i,i+1}^2 (g_i g_{i+1})}{C_{ai}}, \quad i = 1,2, \ldots, N\text{-}1 \tag{2.23}$$

onde N é a ordem do filtro, Y_0 é a admitância de entrada e saída desejada ($1/Z_0$), e g os valores dos componentes discretos do filtro passa baixas básico.

A inclinação da susceptância do N-ésimo ressonador do filtro passa faixas obtida em função do modelo da Figura 8 (a) é dado por:

$$b_N = \frac{C_{aN}}{\pi \Delta f} \tag{2.24}$$

e os elementos do ressonador

$$C_{resN} = \frac{C_{aN}}{2\pi \Delta f} \quad \text{e} \quad L_{resN} = \frac{1}{C_{resN}(2\pi f_0)^2} \tag{2.25}$$

sendo Δf a largura de faixa do filtro e f_0 sua frequência de ressonância.

Resumidamente, o ressonador T comporta-se com um toco de λ/4 em curto em f_{res3}, cuja impedância característica é dada por (2.16). Em f_{res1} e f_{res2} o ressonador T é considerado equivalente a um ressonador paralelo com inclinação de susceptância dada por (2.24). Portanto, o filtro banda tripla com ressonador T é originado de apenas um modelo básico passa baixas e possui suas três bandas de passagens projetadas simultaneamente. Para tal, o seguinte conjunto de equações devem ser resolvidas simultaneamente para a determinação das dimensões do ressonador T, ou seja, os valores de Z_1, Z_2, Z_3 e L.

$$b_N = \frac{L\sqrt{\varepsilon_{eff}}(1+h_5)}{2\pi c Z_1}\frac{(h_1h_3\text{-}3h_2h_4)+h_1h_4h_5+h_2h_3/h_5}{(h_3\text{-}h_4h_5)^2} = \frac{C_{aN}}{\pi\Delta f}$$

$$Z_{tcN} = \frac{Z_1{}^2}{Z_1+Z_2} = \sqrt{\frac{L_{resN}}{C_{resN}}} \tag{2.26}$$

$$\theta_{res1} = \tan^{-1}\left(\sqrt{\frac{Z_1Z_2}{Z_3(Z_1+Z_2)}}\right) = \frac{\pi f_{res1}}{2f_{res3}}$$

Em (2.26) o valor de θ_{res1} dado pela relação entre f_{res1} e f_{res3} é obtido por meio da combinação de (2.8) e (2.9). Analisando (2.26), nota-se a presença de três equações dependentes das variáveis que definem o ressonador T. Essas equações devem ser resolvidas simultaneamente para obtenção das dimensões do ressonador, visto que a resolução de uma apenas não irá atender às demais. Assim, torna-se necessário a utilização de um algoritmo de cálculo do tipo multi-objetivo para resolução do problema. O algoritmo empregado nesta dissertação foi do tipo estratégia evolutiva (ES – *Evolutionary Strategy*) em parceria com o Professor Dr. Carlos Henrique da Silva Santos do Instituto Federal em Itapetininga no estado de São Paulo.

Com as igualdades do extremo direito em (2.26) determinadas, dados de entrada do algoritmo ES, o próximo passo é a aplicação do algoritmo de cálculo. Outro dado importante que deve ser passado ao algoritmo são os limites das variáveis de saída Z_1, Z_2, Z_3 e L. Como forma inicial de analisar os limites a serem atribuídos as variáveis Z_1, Z_2 e Z_3 foi desenvolvida uma GUIDE em Matlab para essa função,

Figura 9. Com esta GUIDE é possível entrar com as frequências de ressonância desejada para o ressonador T e a impedância característica Z_{tc}. Assim, com as impedâncias do ressonador T arbitradas é possível obter os pontos onde ocorrem as ressonâncias e compara-los com o valor esperado em função das frequências de ressonâncias estabelecidas. É apresentado, também, a divergência entre os valores Z_{tc} e o gráfico da impedância de entrada do ressonador T em função do comprimento elétrico. Muitas vezes os limites das variáveis de saída são estabelecidos por restrições de fabricação da linha de transmissão utilizada para modelar o ressonador T.

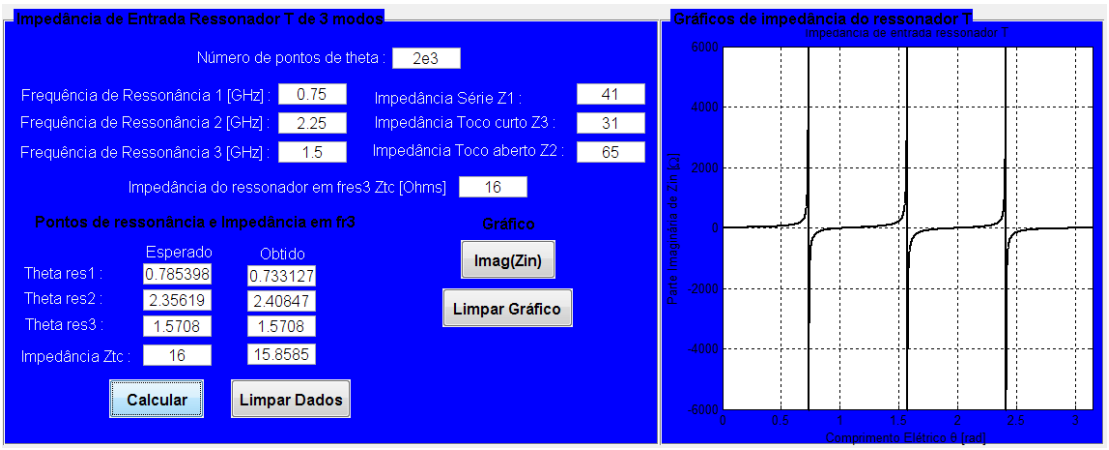


Figura 9 – *GUIDE em Matlab para análise inicial dos dados do ressonador T.*

Estabelecido os limites das variáveis de saída do algoritmo ES, o próximo passo é a elaboração de um modelo circuital do filtro banda tripla no Agilent Genesys para avaliação dos resultados fornecidos pelo algoritmo. De acordo com a resposta obtida, o algoritmo ES é realimentado com atualização dos limites das variáveis e peso dessas no cálculo da função do custo final. A Figura 10 ilustra as etapas do projeto do filtro banda tripla com ressonador T, destacando o sentido do fluxo de dados do projeto.

O algoritmo ES desenvolvido pelo Prof. Carlos Henrique é uma versão adaptada para aplicações eletromagnéticas em telecomunicações. Este algoritmo de otimização é baseado em influências biológicas entre pais e descendentes. Comparações desse algoritmo com algoritmos genéticos (GA) e sistemas imunológicos artificias (AIS – *Artificial Immune System*) podem ser encontradas em

[71]. Uma versão *online* da biblioteca NLOpt utilizada no algoritmo ES pode ser acessada em [72]. Um fluxograma do algoritmo ES é apresentado na Figura 11, seguindo a mesma abordagem dos algoritmos evolutivos como GA, programação genética e outros [73][74]. A principal diferença dos algoritmos ES em relação aos anteriores está no processo de números aleatórios das gerações. Nos algoritmos ES é utilizada uma distribuição do tipo Cauchy, onde o gerador da semente é originário de uma função aleatória uniforme (*nlopt_urand*) disponível na biblioteca NLOPT [75].

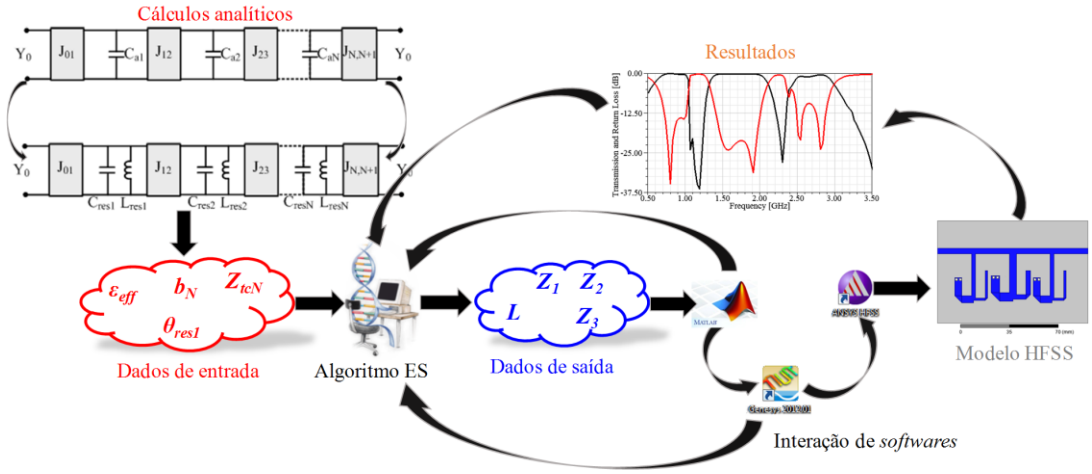


Figura 10 – *Fluxograma do projeto do filtro banda tripla com ressonador T.*

Um exemplo de código fonte para utilização do algoritmo ES fornecido pelo Prof. Carlos Henrique é apresentado na Figura 12. O arquivo *myvfunc* deve ser alterado de acordo com a otimização de interesse, que nesse caso foi construída com as informações presentes em (2.26).

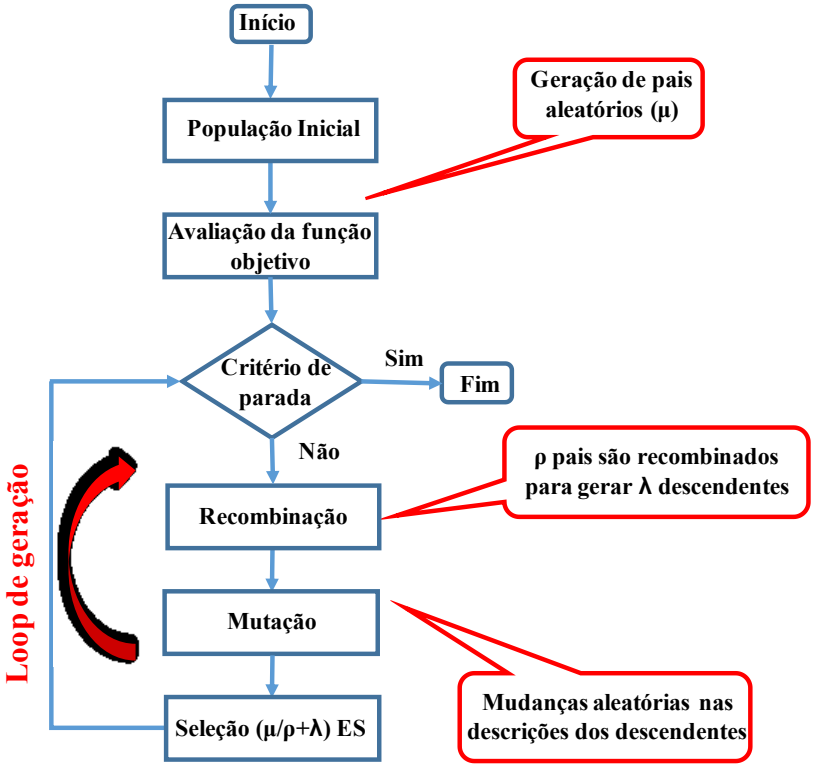


Figura 11 – *Fluxograma da estratégia evolutiva.*

```cpp
#include <nlopt.hpp>
#include <iostream>
#include <iomanip>
#include <fstream>
#include <string>
#include <stdlib.h>
#include <time.h>
using namespace std;
int contxyz=0;       // Controling the number of generations
int totalevaluations;// Total of generations
int psize;           // Total of input parameters
double result;       // Optimization results
vector<double> minlimite; // Min acceptable value for each parameter
vector<double> maxlimite; // Max acceptable value for each parameter
ofstream outfile;         // Output optimization values
ofstream outfilefull;     // Output optimization and input values
// ------------------------------------------------------------
// Objective function
// ------------------------------------------------------------
double myvfunc(const std::vector<double> &x,
    std::vector<double> &grad, void *my_func_data)
{
    ++contxyz;
    result=0;
    for (int i=0; i < x.size(); i++)
        result+=x[i];
    if (contxyz <= totalevaluations) {
        outfile << result<< "\n";
        outfilefull << result;
        for (int contp=0; contp <= psize; contp++)
            outfilefull << " " << x[contp];
        outfilefull << "\n";
    }
    return result;
}
```

```cpp
// ------------------------------------------------------------
// Function to perform the optimization
// ------------------------------------------------------------
int main(int argc, char ** argv) {
    double      precision = 1e-9;
    double      minf;
    double      randvalue;
    int         psize = 2;      // Number of input optimization parameters
    string      minmax("MIN");
    vector<double> x;
    outfile.open("output.dat");
    outfilefull.open("output_full.dat");
    totalevaluations=500;
    nlopt::opt optx(nlopt::GN_ESCH, psize);
    x.resize(psize);
    srand (time(NULL));
    for (int i=0; i < psize; i++) {
        minlimite.push_back(100);
        maxlimite.push_back(200);
        randvalue = (double)rand()/RAND_MAX;
        x[i] = minlimite[i]+randvalue*(maxlimite[i]-minlimite[i]);
    }
    optx.set_lower_bounds(minlimite);
    optx.set_upper_bounds(maxlimite);
    if(minmax.compare("MIN")==0)
        optx.set_min_objective(myvfunc, NULL);
    else if (minmax.compare("MAX")==0)
        optx.set_max_objective(myvfunc, NULL);
    else{
        cerr << "Wrong or undefined optimization type (min,max).\n";
        exit(0);
    }
    optx.set_ftol_rel(precision);
    optx.set_maxeval(totalevaluations);
    nlopt::result result = optx.optimize(x, minf);
    outfile.close();
    outfilefull.close();
    return 0;
}
```

Figura 12 – *Exemplo de código fonte para utilização do algoritmo ES.*

2.3. Simulações numéricas e otimização

O filtro banda tripla proposto possui aplicação em comunicações móveis, mais especificamente em comunicações celulares. A primeira banda de passagem do filtro é centrada em 0,75GHz visando a aplicação do LTE (*Long Term Evolution*) na faixa de UHF de TV. A implementação do LTE no Brasil na faixa de TV está projetado para os canais 52 a 69 (698 a 806MHz), juntamente com a faixa licenciada de 2,5 a 2,7GHz, segunda banda de passagem do filtro. Testes de campo da operação do LTE na faixa de UHF foram descritos em [22], destacando as questões relacionadas a propagação do sinal LTE nessa faixa de frequência. Uma comparação da área de cobertura e capacidade de vazão para o LTE operando em 700MHz e 2,6GHz é apresentada em [76], mostrando as vantagens do uso da banda de 700MHz. Tem-se, também, estudos a respeito do uso da tecnologia de rádio cognitivo para prover acesso à banda de UHF de TV para mitigação de interferências em femtocélulas [22]. Os espaçamentos entre as bandas do filtro são simétricos, sendo que a terceira banda é consequência do projeto das duas primeiras. Portanto, a partir das frequências centrais de 0,75 e 2,6GHz, obtem-se a terceira banda centrada em 1,675GHz. O desenvolvimento de um filtro com bandas compostas por espaçamentos assimétricos demandaria o uso de ressonadores T com comprimentos elétricos distintos entre as linhas de transmissão que o compõe.

O filtro banda tripla possui resposta do tipo Chebyshev de terceira ordem com *ripple* na banda de passagem de 0,01dB. As frequências centrais são 0,75, 1,67 e 2,6GHz com uma largura de faixa para a banda de *ripple* de 300MHz cada. As impedâncias de entrada e saída do filtro são estabelecidas em 50Ω. A Tabela 3 traz um resumo das especificações do filtro.

Tabela 3 – *Resumo dos dados de projeto do filtro banda tripla.*

	Frequência central [GHz]	Largura de faixa [GHz]	f_{resN}
1° Banda de passagem	0,75	0,3	1
2° Banda de passagem	2,6	0,3	2
3° Banda de passagem	1,675	0,3	3

O primeiro passo no projeto do filtro banda tripla é a definição dos elementos que compõe o seu modelo distribuído do filtro passa baixas básico. No entanto, para este cálculo é necessário o conhecimento dos valores normalizados dos componentes do modelo discreto do filtro passa baixas básico, g. Estes valores são tabelados e podem ser encontrados em livros e artigos da área. Para as especificações do projeto os valores de g são [70]:

$$g_0 = 1,\ g_1 = g_3 = 0{,}6292,\ g_2 = 0{,}9703,\ g_4 = 1$$

De posse dos valores de g e utilizando as expressões de (2.20) a (2.23) os elementos do filtro distribuído passa baixas básico são determinados.

$$J_{01} = J_{34} = J_{12} = J_{23} = 0{,}02[\text{s}]$$

$$C_{a1} = C_{a3} = 0{,}0126[\text{F}] \text{ and } C_{a2} = 0{,}0194[\text{F}]$$

De acordo com (2.24) a inclinação da susceptância dos três ressonadores que compõe o filtro banda tripla são:

$$b_1 = b_3 = 0{,}01337[\text{s/GHz}] \text{ e } b_2 = 0{,}02058[\text{s/GHz}]$$

Os valores de b_1, b_2, e b_3 são utilizados nos cálculos referentes as frequências de ressonância f_{res1} e f_{res2}. Para a f_{res3} o ressonador T é equivalente a um toco em curto com impedância característica dada por:

$$Z_{tcN} = \sqrt{\frac{L_{resN}}{C_{resN}}} = \sqrt{\left(\frac{2\pi\Delta f}{2\pi f_0 C_{aN}}\right)^2} = \frac{\Delta f}{f_0 C_{aN}}$$

$$Z_{tc1} = Z_{tc2} = 14{,}21\Omega \text{ e } Z_{tc3} = 9{,}23\Omega$$

Para a construção do filtro, as linhas de transmissão foram implementadas como microfita (*microstrip*), tanto para o ressonador T quanto para os inversores de admitância J. Os inversores J foram implementados com microfitas de $\lambda/4$, sendo o comprimento de onda escolhido como o da frequência central do filtro banda tripla, ou seja, f_{res3}. A impedância característica da microfita utilizada nos inversores J é $1/J$ [70]. O substrato utilizado na fabricação do filtro banda tripla é o Arlon AD320A com as seguintes características: constante dielétrica de $\varepsilon_r = 3{,}2$; espessura de 1,575mm; tangente de perdas de $3{,}2 \times 10^{-3}$. Para finalizar os dados de entrada

requeridos pelo algoritmo ES basta calcular θ_{res1} que vale 0,7033. A Tabela 4 resume os dados de entrada necessários para o algoritmo ES.

Tabela 4 – *Resumo dos dados de entrada do algoritmo ES.*

Ressonador N	1	2	3
b_N [s/GHz]	0,01337	0,02058	0,01337
Z_{tcN} [Ω]	14,21	9,23	14,21
θ_{res1} [rad]	0,7033	0,7033	0,7033
ε_{eff}	3,2	3,2	3,2

Os limites das variáveis de saída Z_1, Z_2, Z_3 e L e os dados da Tabela 4 são fornecidos para o algoritmo ES baseados em análises utilizando a GUIDE do Matlab (Figura 9) e na experiência adquirida com o projeto do filtro. Outro importante parâmetro informado ao algoritmo é o peso de cada função para a obtenção da função objetivo que deve ser minimizada. Dentre os diferentes esquemas de peso testados, o utilizado neste projeto é dado por:

$$E_v = \frac{|b_1 + Z_{tc1} + \theta_{res1}| + |b_2 + Z_{tc2} + \theta_{res2}|}{2} \tag{2.27}$$

A variável E_v representa a função custo que deve ser minimizada para convergência do algoritmo ES. Para a formação de (2.27), tem-se a contribuição das três equações que compõem (2.26), ressaltando a importância da solução simultânea dessas. Diferente do modelo de cálculo apresentando em [42], onde cada ressonador era calculado separadamente, a presente abordagem visa obter os dados dos dois ressonadores simultaneamente, visto que os dados do ressonador 3 são iguais aos do ressonador 1. Com esta mudança no cálculo da função objetivo, tem-se uma maior diversidade na população ao longo das gerações, o que melhora a convergência final dos resultados. Ao final do processo de otimização, as dimensões dos 3 ressonadores T que compõe o filtro banda tripla de terceira ordem são determinadas pelo algoritmo ES e resumidas na Tabela 5.

Tabela 5 – *Dados de saída do algoritmo ES.*

Ressonador N	1	2	3
Z_1 [Ω]	59,77	40,77	59,77
Z_2 [Ω]	80	53,23	80
Z_3 [Ω]	40	35,30	40
L [mm]	30,1	28	30,1

O próximo passo no projeto do filtro é a construção de um modelo circuital no Agilent Genesys. A Figura 13 ilustra o modelo do filtro banda tripla de terceira ordem com ressonadores T. As linhas de transmissão presentes na Figura 13 são substituídas por microfita em substrato Arlon AD320A com comprimento e largura especificados pelo comprimento elétrico e impedância característica desejados, Figura 14. É importante destacar que neste modelo todas as descontinuidades presentes nas ligações das microfitas de diferentes larguras e junções foram comtempladas. O único parâmetro ajustado neste modelo foi o comprimento e largura dos inversores de admitância que interligam os ressonadores T, além de ajustes no comprimento dos tocos em aberto e em curto para correção do comprimento elétrico.

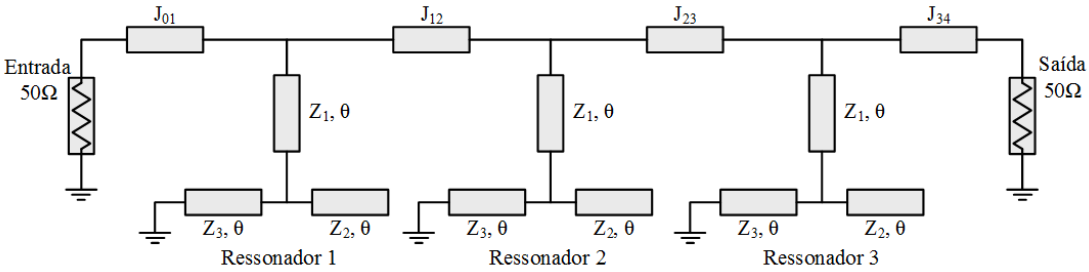


Figura 13 – *Filtro banda tripla de terceira ordem com ressonador T.*

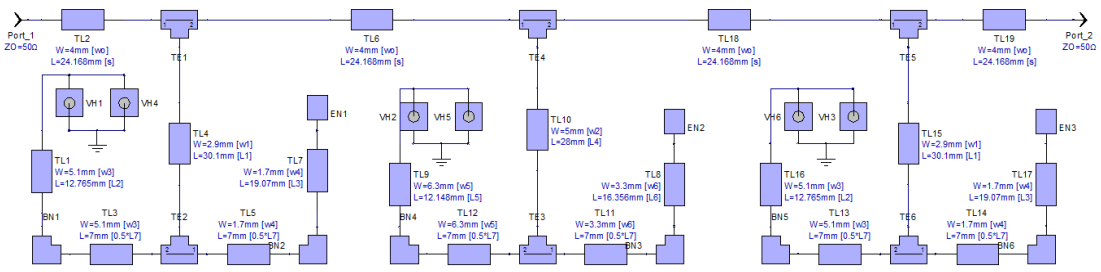


Figura 14 – *Modelo Genesys do filtro banda tripla.*

A resposta em frequência do modelo da Figura 14 é apresentada na Figura 15. A Tabela 6 resume o desempenho da resposta em frequência do filtro da Figura 15 para as bandas de frequência estipuladas no início do projeto. Observa-se o deslocamento da primeira banda de passagem e um aumento na largura de faixa da terceira banda de passagem (f_{res3}=1,675GHz), com isso o início da primeira banda de passagem teve seu desempenho prejudicado. Outra fonte de degradação de desempenho do filtro é originada do comportamento faixa estreita do inversor *J* utilizado. Como ele é construído utilizando uma microfita de λ/4 da frequência central do filtro, quanto mais distante dessa maior é a degradação na resposta devido ao desvio das características desejadas do inversor de admitância. A Tabela 7 mostra uma comparação entre os resultados teóricos obtidos pelas expressões definidas na Seção 2.2 envolvidas no cálculo do filtro e os valores obtidos com o algoritmo ES.

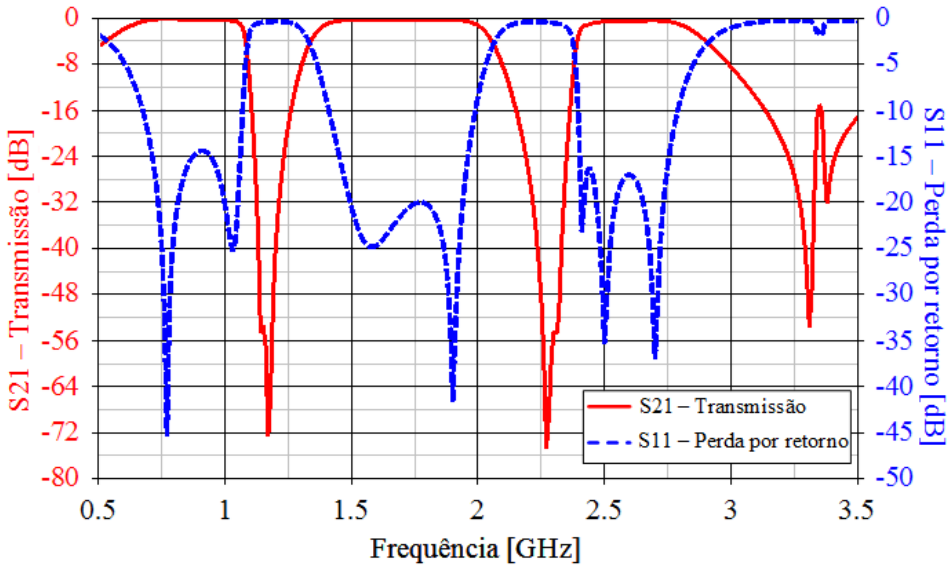


Figura 15 – *Resposta em frequência do modelo Genesys do filtro banda tripla.*

Tabela 6 – *Resumo do desempenho da análise circuital do filtro banda tripla.*

Nº Banda	Frequência	S_{21} [dB]	S_{11} [dB]
1ª Banda	0,600GHz	-1,918	-4,783
	0,750GHz	-0,147	-25,231
	0,900GHz	-0,335	-14,407
3ª Banda	1,525GHz	-0,267	-22,798
	1,675GHz	-0,254	-22,101
	1,825GHz	-0,297	-21,077
2ª Banda	2,450GHz	-0,939	-16,744
	2,600GHz	-0,505	-17,009
	2,750GHz	-0,558	-15,928

Tabela 7 – *Comparação entre os dados teóricos e os obtidos pelo algoritmo ES.*

	Teórico	Algoritmo ES
b_1 e b_3	0,01337 [s/GHz]	0,0167 [s/GHz]
b_2	0,02058 [s/GHz]	0,023 [s/GHz]
Z_{tc1} e Z_{tc3}	13,37 [Ω]	25,56 [Ω]
Z_{tc2}	8,70 [Ω]	17,68 [Ω]
Ressonador 1 e 3 θ_{res1}	0,7033 [rad]	0,7464 [rad]
Ressonador 2 θ_{res1}	0,7033 [rad]	0,680 [rad]
Ressonador 1 e 3 f_{zero1}	–	1,07 [rad]
Ressonador 2 f_{zero2}	–	1,032 [rad]

O *software* ANSYS HFSS também foi utilizado para a validação da otimização com algoritmos evolutivos antes da fabricação do protótipo. Esse *software* resolve as equações de Maxwell em toda estrutura por meio de um processo de discretização dessa em tetraedros e resolução pelo método dos elementos finitos (FEM – *Finite Element Method*) [77]. Com o modelo da Figura 14 é gerado no Agilent Genesys o *layout* do filtro banda tripla, Figura 16.

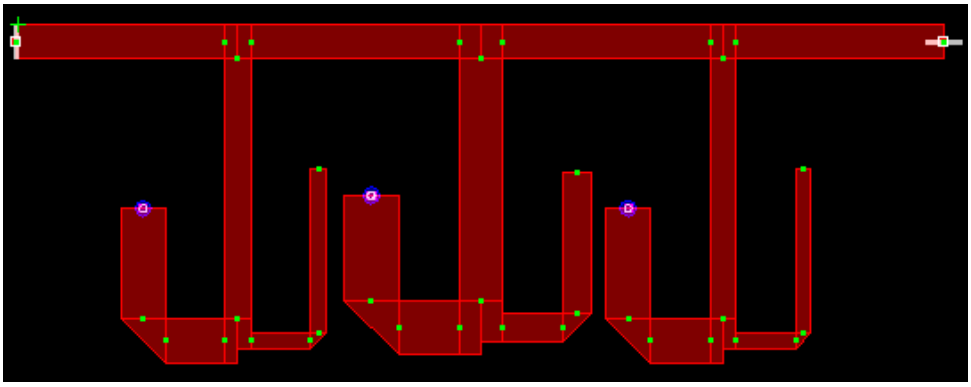


Figura 16 – *Layout do filtro banda tripla.*

O modelo ANSYS HFSS do filtro banda tripla é ilustrado na Figura 17. Nesse modelo tem-se a consideração da espessura do condutor do plano de terra e do filtro, visando obter um projeto o mais próximo possível da realidade. Na Figura 18 tem-se a resposta em frequência do modelo ANSYS HFSS do filtro banda tripla e na Tabela 8 o seu desempenho é resumido para as frequências de interesse do projeto. Nota-se uma degradação na resposta em frequência do filtro comparada com a obtida no Agilent Genesys, pois a análise eletromagnética é mais realista e considera diversos aspectos não abordados em uma análise circuital. Na Figura 19 tem-se uma comparação da resposta em frequência obtida no Agilent Genesys com a obtida no ANSYS HFSS. Observa-se que as maiores discrepâncias ocorrem nas frequências mais altas, pois é onde a análise circuital torna-se imprecisa devido a não consideração de possíveis acoplamentos e efeitos parasitas na estrutura que venham degradar o desempenho do dispositivo.

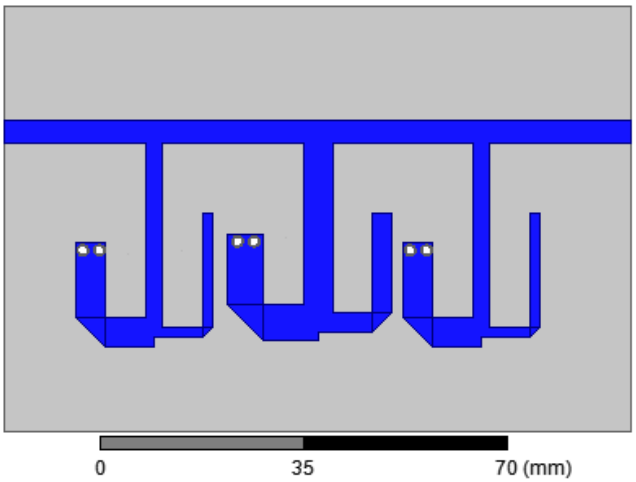


Figura 17 – *Modelo ANSYS HFSS do filtro banda tripla.*

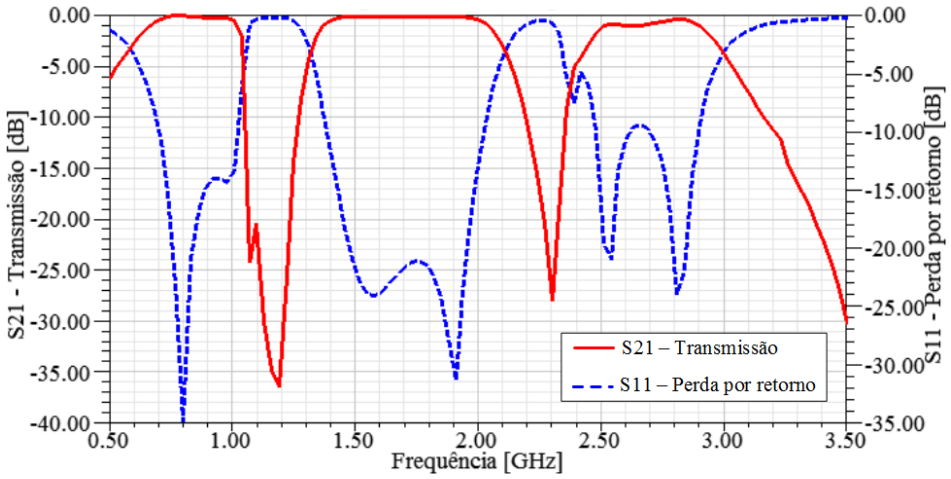


Figura 18 – *Resposta em frequência do modelo ANSYS HFSS do filtro banda tripla.*

Tabela 8 – *Resumo do desempenho da análise eletromagnética do filtro banda tripla.*

Nº Banda	Frequência	S_{21} [dB]	S_{11} [dB]
1ª Banda	0,600GHz	-2,752	-3,463
	0,750GHz	-0,186	-17,85
	0,900GHz	-0,270	-14,638
3ª Banda	1,525GHz	-0,178	-23,080
	1,675GHz	-0,170	-22,160
	1,825GHz	-0,183	-22,565
2ª Banda	2,450GHz	-2,974	-6,037
	2,600GHz	-1,034	-10,731
	2,750GHz	-0,667	-12,680

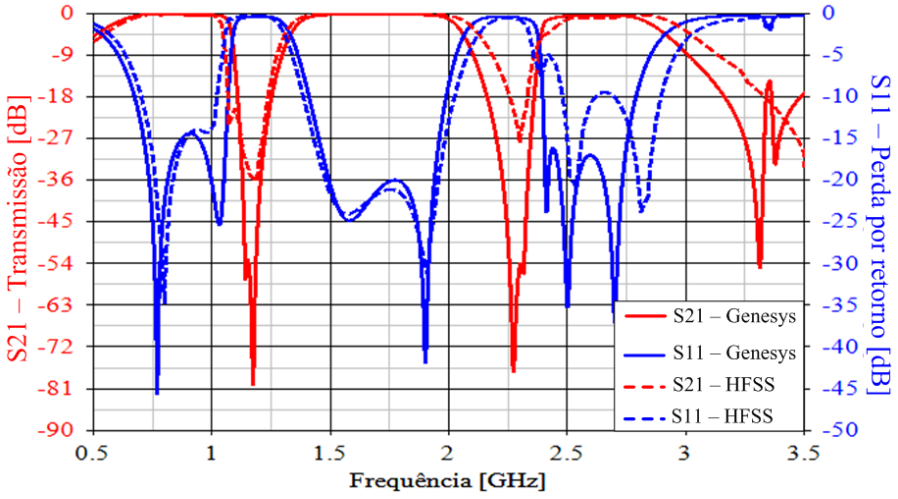


Figura 19 – *Comparação da resposta em frequência entre Genesys e ANSYS HFSS.*

Apesar de algumas divergências entre a resposta em frequência obtida em relação aos dados atribuídos para o filtro, a intenção desse procedimento de projeto é validar o desenvolvimento de filtros banda tripla com ressonadores T utilizando um algoritmo ES para determinação das dimensões do ressonador, sem uso de nenhum outro tipo de otimização. Para finalizar a validação do funcionamento do filtro e do procedimento de projeto adotado fabricou-se um protótipo com os resultados apresentados na Seção 2.4.

2.4. Construção e medição do protótipo

O substrato utilizado para a fabricação foi o mesmo usado nas simulações numéricas da Seção 2.3, ou seja, o material Arlon AD320A. O modelo final do filtro fabricado é apresentado na Figura 20. Os testes no protótipo da Figura 20 foram realizados no laboratório WOCA do Inatel utilizando o analisador vetorial de redes (VNA – *Vetorial Network Analyzer*) MT8222B BTS Master Test da Anritsu. O cenário de testes utilizado para determinar a matriz de espalhamento do filtro e validar seu funcionamento em função da frequência é apresentado na Figura 21.

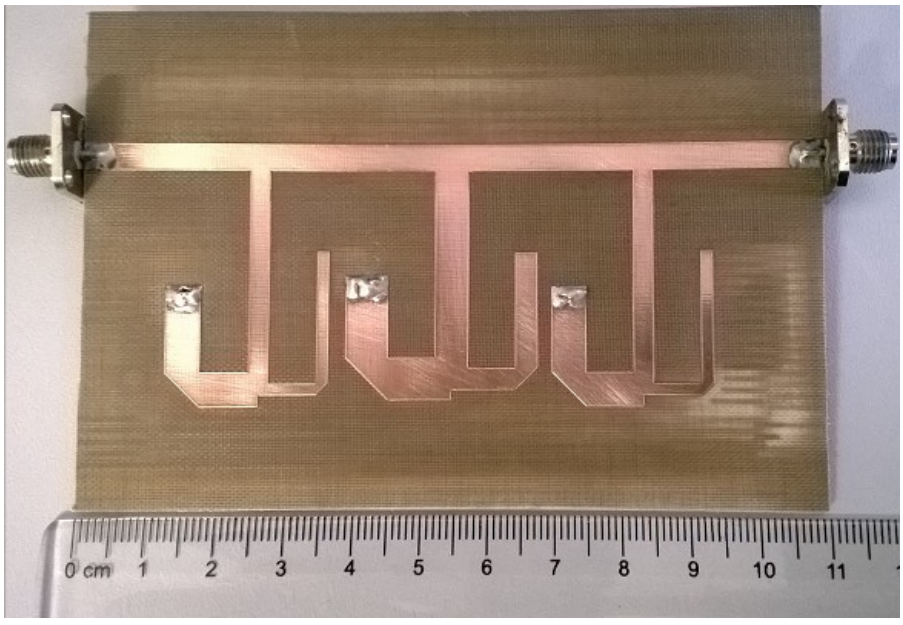


Figura 20 – *Protótipo do filtro banda tripla com ressonador T de terceira ordem.*

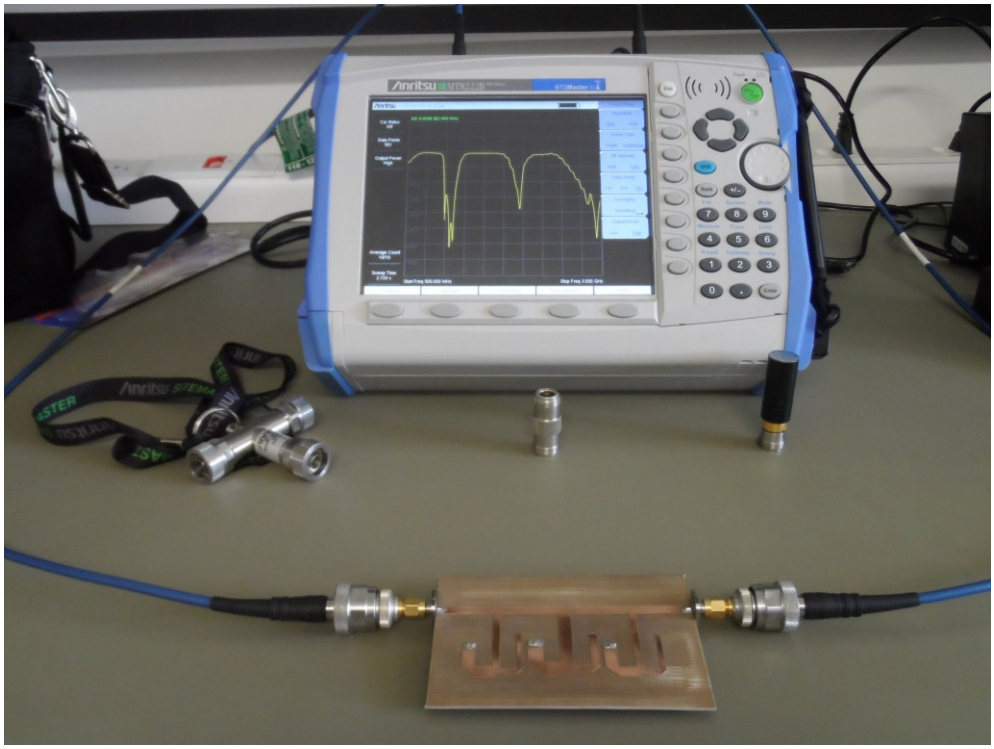


Figura 21 – *Setup de teste utilizado para medição do filtro banda tripla.*

Na Figura 22 tem-se a resposta em frequência do filtro medida, é válido destacar a semelhança entre as curvas medida e simulada eletromagneticamente. O desempenho do filtro nas frequências de interesse é resumido na Tabela 9. A Figura 23 mostra a superposição dos resultados medidos e os obtidos com o ANSYS HFSS para comparação.

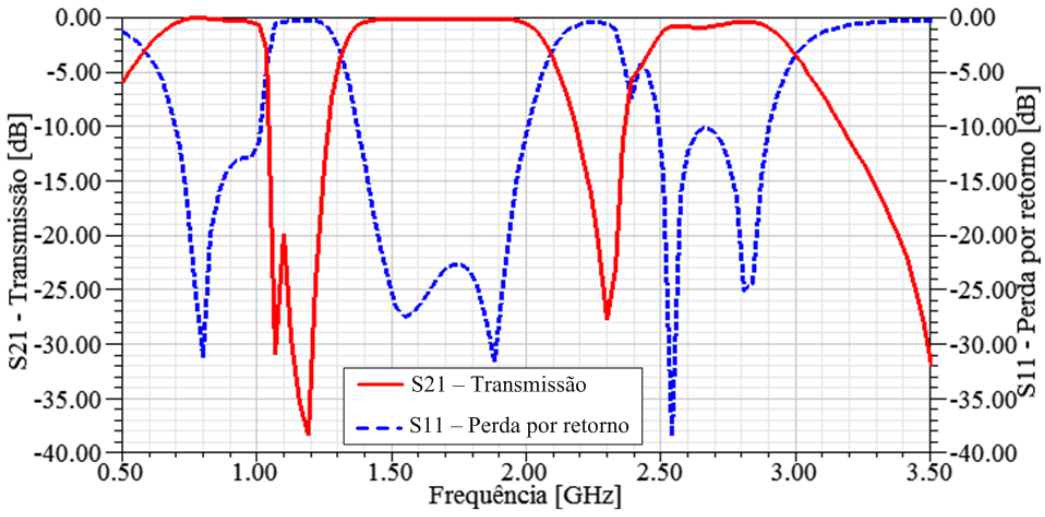


Figura 22 – *Resposta em frequência medida do filtro banda tripla.*

Tabela 9 – *Resumo do desempenho medido do filtro banda tripla.*

Nº Banda	Frequência	S_{21} [dB]	S_{11} [dB]
1ª Banda	0,600GHz	-2,662	-3,568
	0,750GHz	-0,173	-18,517
	0,900GHz	-0,300	-13,904
3ª Banda	1,525GHz	-0,163	-26,770
	1,675GHz	-0,161	-23,855
	1,825GHz	-0,174	-25,168
2ª Banda	2,450GHz	-3,508	-4,956
	2,600GHz	-0,912	-12,260
	2,750GHz	-0,636	-13,187

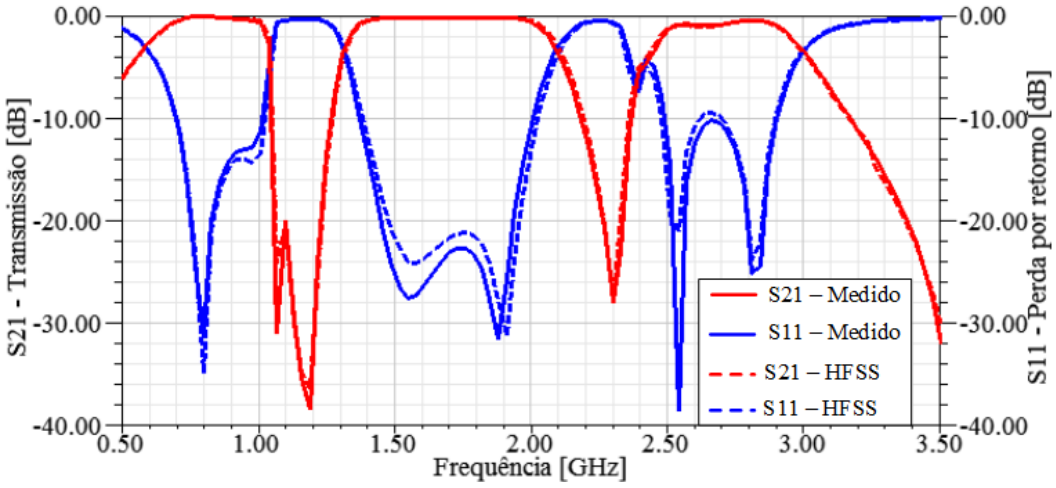


Figura 23 – *Comparação da resposta em frequência medida e ANSYS HFSS.*

Conclui-se que as dimensões obtidas com o algoritmo ES resultaram em um filtro banda tripla com as seguintes características: 1ª banda de passagem de 0,7 a 1GHz centrada em 0,85GHz com inserção máxima de 0,6dB; 2ª banda de passagem de 2,5 a 2,8GHz centrada em 2,65GHz com inserção máxima de 0,99dB; 3ª banda de passagem de 1,42 a 1,97GHz centrada em 1,695GHz com inserção máxima de 0,75dB.

Capítulo 3

3. Filtena Impressa

3.1. Projeto antena *patch* faixa larga

O projeto da filtena impressa tem por objetivo suprir a demanda de uma antena com frequência de ressonância reconfigurável para aplicações de rádio adaptativo e cognitivo sobre fibra do laboratório WOCA. Portanto, a escolha do projeto da filtena em microfita visa a maior facilidade de integração dessa com o filtro passa faixas e com outros possíveis estágios de RF presentes no sistema.

A antena escolhida para a criação da filtena impressa é a do tipo *patch* retangular. Essa antena é muito utilizada na prática devido ao seu simples formato e características atrativas como: pequeno peso; facilidade de construção; pequenas dimensões; facilidade de construção de redes; dentre outras [78]. Existem diversos modelos matemáticos para este tipo de antena, sendo os mais populares o modelo de linha de transmissão e o modelo de cavidade [78]. A antena é formada por uma plaqueta (*patch*) metálica de formato retangular disposta na parte superior de um substrato com um plano de terra na parte inferior, Figura 24. O comprimento da antena é dado por L e sua largura por W. O substrato utilizado possui constante dielétrica ε_r e altura h.

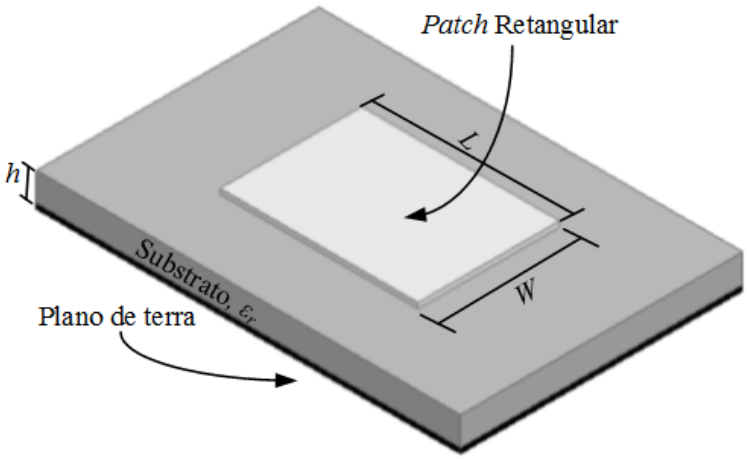


Figura 24 – *Modelo de uma antena patch retangular convencional.*

De maneira simplificada, o seu comprimento L de aproximadamente $\lambda_g/2$, onde λ_g é comprimento de onda guiado no substrato. A largura W possui relação com a largura de banda obtida pela antena, sendo demonstrado em [79] que um aumento nas dimensões de W proporcionou uma variação de 0,38% para 1,2% de largura de banda fracionária (FBW – *Fractional Bandwidth*) para um perda por retorno, definida pelo parâmetro de espalhamento S_{11}, de -10dB. Portanto, fica claro que uma das desvantagens da antena *patch* convencional é a sua pequena largura de faixa, tipicamente tem-se uma FBW menor que a unidade ou de algumas unidades [79].

Os fatores que afetam e limitam a largura de banda de uma antena *patch* são principalmente o formato da antena, o substrato utilizado e o esquema de alimentação. Basicamente, têm-se três maneiras de aumentar a largura de banda da antena *patch*, como apresentado na Tabela 10 [79]. Como o objetivo do projeto da antena *patch* faixa larga é a sua integração com um filtro passa faixas reconfigurável, a abordagem escolhida para aumento da largura de faixa visou alterar o mínimo possível da estrutura original para não prejudicar a integração com o filtro passa faixas do tipo DMS.

Tabela 10 – *Técnicas para aumento da largura de banda de antenas patch [79].*

Abordagem	Técnica
Diminuição do fator de mérito *Q*	Mudança no formato do *patch*
	Aumentar espessura do substrato
	Diminuir constante dielétrica
Uso de casamento de impedância	Inserção de circuito casador de impedância
	Adição de elementos de sintonia
	Uso de fendas e *notches* na *patch*
Introdução de múltiplas ressonâncias	Uso de elementos parasitas (*stacked* ou coplanar)
	Uso de *patches* com fendas
	Excitação do tipo acoplamento por abertura ou proximidade

Para aumentar a largura de faixa da antena *patch* apresentada na Figura 24 diminui-se o fator de mérito da antena por meio da diminuição da constante dielétrica e acrescentou-se um circuito de casamento de impedância do tipo cone (*taper*) entre a linha de excitação e a antena *patch* [80]-[82]. Esta abordagem é muito utilizada na construção de antenas para aplicações UWB (*Ultrawideband*) em conjunto com WLAN (*Wireless Local Area Network*) [81] e antenas com elevada largura de banda como de 2,8GHz a 28GHz [82]; sempre considerando a largura de banda definida pelos pontos de $S_{11} \leq$-10dB.

A primeira exigência do projeto é a operação nas bandas de 2,412 a 2,462GHz e 5,18 a 5,24GHz. Outra importante característica que a antena deve assumir é um diagrama de irradiação do tipo omnidirecional em azimute (plano perpendicular a antena). Para o desenvolvimento da antena foi utilizado o substrato Arlon DiClad 880 com constante dielétrica ε_r=2,2, espessura de 1,524mm e tangente de perdas de $9x10^{-4}$. Todo o processo de desenvolvimento da antena *patch* faixa larga foi realizado com o *software* ANSYS HFSS.

Primeiro, partiu-se de um modelo convencional de antena *patch* retangular, sendo o modelo construído no ANSYS HFSS ilustrado na Figura 25. Este modelo possui S_{11} dado pela Figura 26. Para os dados de *L* e *W* utilizados a antena apresentou ressonância em 6,5GHz com *FBW* de 2,5%, valor típico para este modelo de antena.

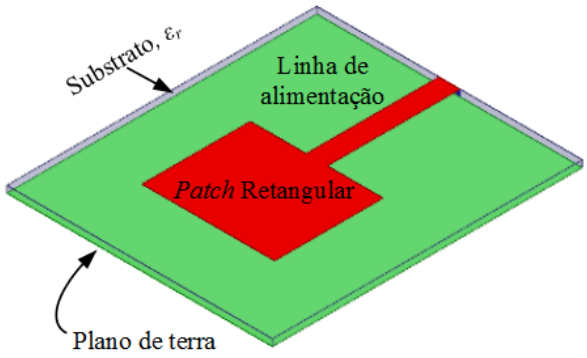


Figura 25 – *Modelo inicial da antena patch retangular.*

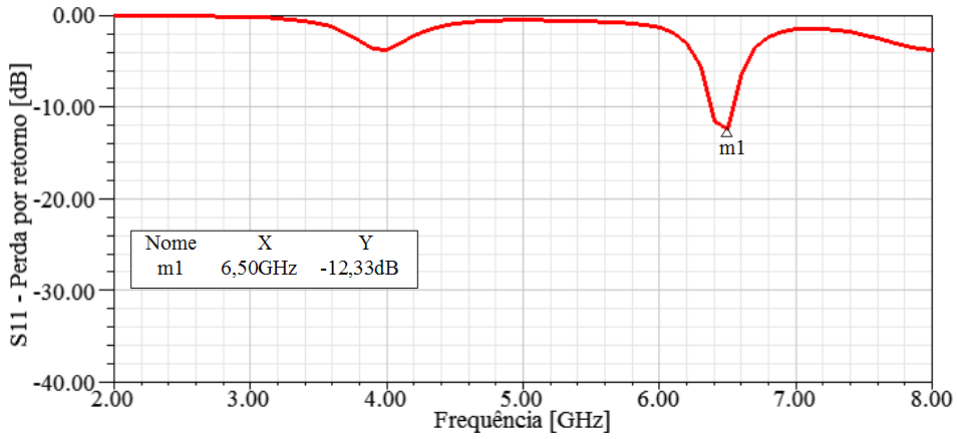


Figura 26 – *Perda por retorno da antena patch modelo inicial.*

O próximo passo foi realizar mudanças na estrutura da antena para aumentar a largura de faixa visando à operação simultânea nas faixas de frequências de 2,4GHz e 5,1GHz. A métrica utilizada para visualização do aumento da largura de faixa da antena será a análise de sua impedância de entrada, Z_{en}. Dentro da faixa de frequência de interesse do projeto, a parte real impedância de entrada (Re(Z_{en})) da antena deve assumir valor médio de 50Ω e a parte imaginária da impedância (Im(Z_{en})) valor médio zero. A Figura 27 apresenta Z_{en} do modelo inicial da antena *patch*. Observa-se uma significativa variação da impedância de entrada da antena tanto na parte real quanto na imaginária, tendo picos de até 800Ω.

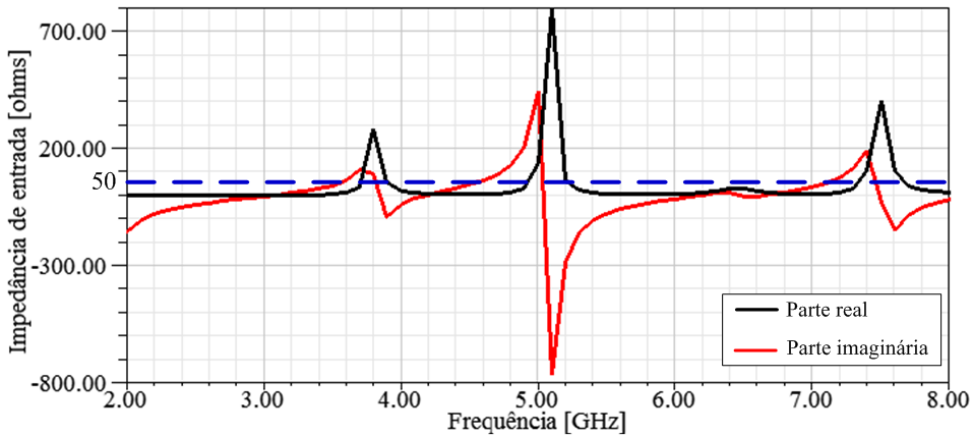
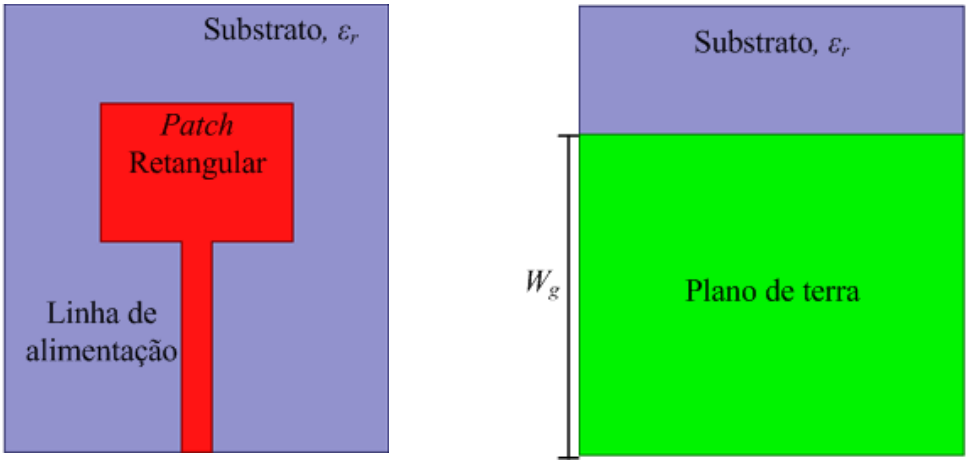


Figura 27 – *Impedância de entrada da antena patch modelo inicial.*

A primeira abordagem utilizada para o aumento da largura de faixa da antena foi o uso do plano de terra truncado. Essa técnica consiste na redução das dimensões do plano de terra alterando seu comprimento representado pela variável W_g, resultando em regiões com presença apenas do material dielétrico do substrato na parte traseira da antena *patch*, Figura 28. Com o plano de terra truncado tem-se uma diminuição do fator Q da antena devido a diminuição da constante dielétrica [83]. Outra característica importante do plano de terra truncado é o seu efeito de casador de impedância, aumentando a largura de faixa de impedância entre a antena *patch* e a linha de alimentação em uma grande faixa de frequência [81]. Este plano é responsável por criar uma carga capacitiva que neutralizar a indutância natural da *patch*, tornando Z_{en} aproximadamente real [82]. Esse comportamento é determinante na obtenção do casamento de impedância faixa larga da antena.



(a) Vista frontal *(b) Vista traseira*

Figura 28 – *Modelo da antena patch retangular com plano de terra truncado.*

A Figura 29 apresenta uma simulação do comportamento de Z_{en} em função do comprimento do plano de terra (W_g), o qual o comprimento de 30mm provê uma menor variação de Re(Z_{en}) em torno de 50Ω e Im(Z_{en}) mantem-se próximo de zero.

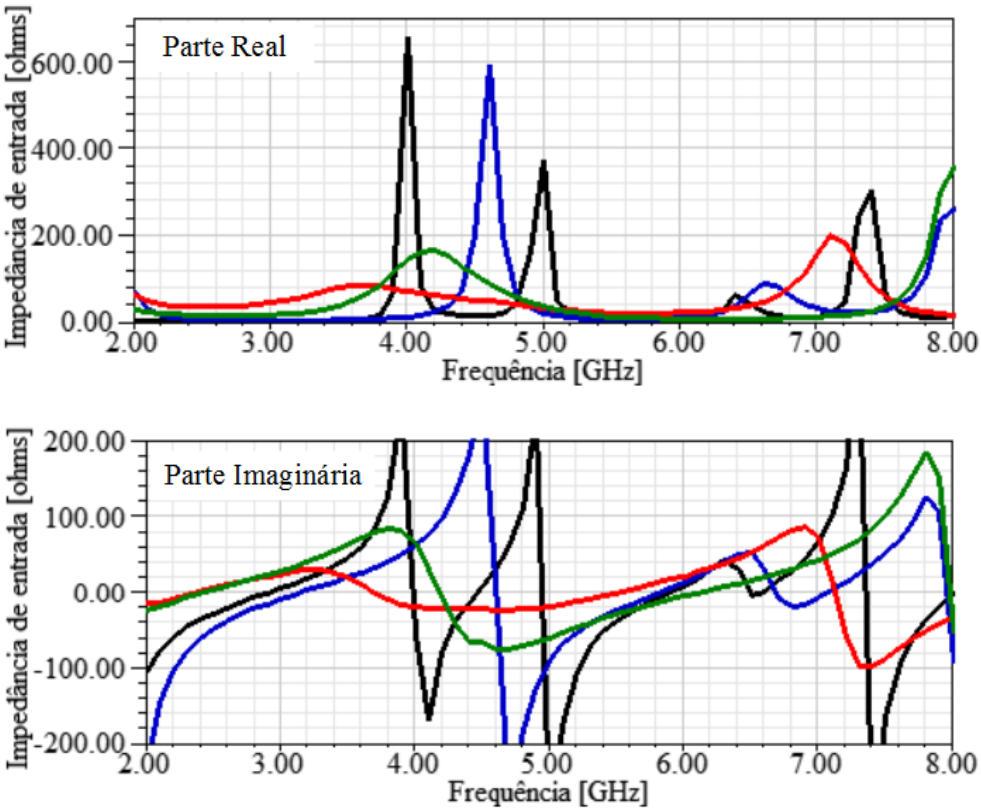


Figura 29 – *Impedância de entrada da antena patch com plano de terra truncado. Curva preta W_g=60mm, Curva azul W_g=40mm, Curva vermelha W_g=30mm e Curva verde W_g=25mm.*

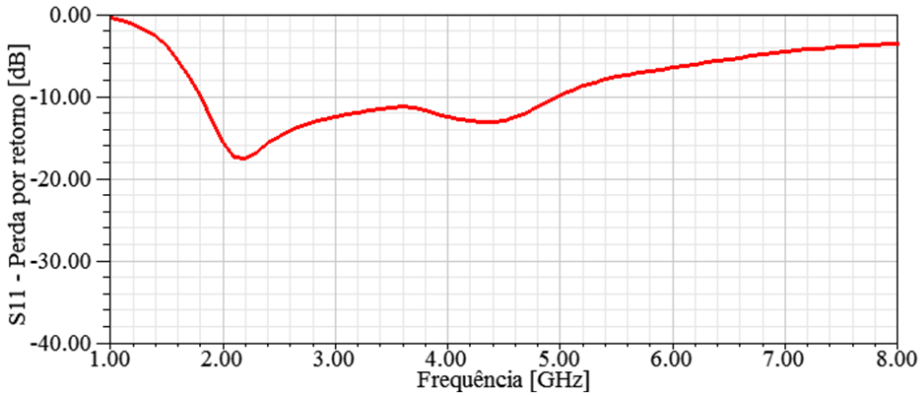


Figura 30 – *Perda por retorno da antena patch com plano de terra truncado.*

A Figura 30 apresenta o S_{11} para W_g=30mm, o qual é menor que -10dB de 1,8 a 5GHz, representando uma melhora na largura de banda fracionária da antena de

aproximadamente 37,6 vezes se comparada com a antena *patch* padrão. Contudo, o parâmetro S_{11} ainda está alto na banda de 5,1GHz. Examinando o modelo aprimorado da antena *patch* com o plano de terra truncado, observa-se a descontinuidade presente na transição abrupta entre a linha de alimentação e o elemento irradiador, Figura 31. Adicionou-se uma transição cone para melhorar o casamento de impedância da antena. Concentrando na região delimitada pela distância *d* na Figura 31, foi otimizada a transição cone utilizando o ANSYS HFSS.

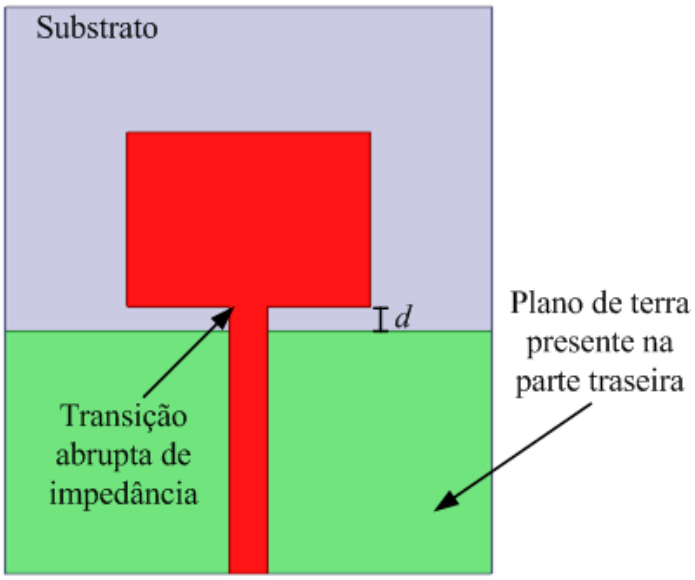


Figura 31 – *Modelo da antena patch retangular com plano de terra truncado otimizado.*

O uso da transição produz uma suave mudança de impedância entre a linha de transmissão e o *patch*, logo é reduzido o S_{11} da estrutura e tem-se, também, um aumento da largura de faixa. O modelo final da antena *patch* retangular faixa larga é apresentado na Figura 32 e a sua resposta em frequência é dada pela Figura 33, com destaque para as frequências de interesse do projeto. A antena projetada está operando de 1,917 a 7,387GHz, resultando em FBW=117,58%.

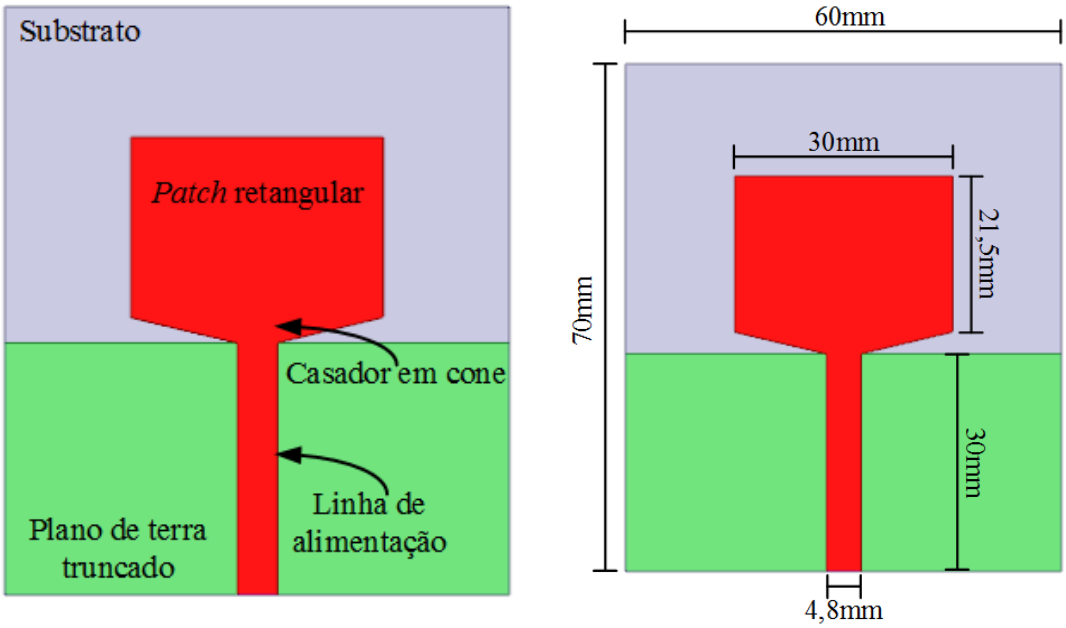


Figura 32 – *Modelo antena patch retangular faixa larga.*

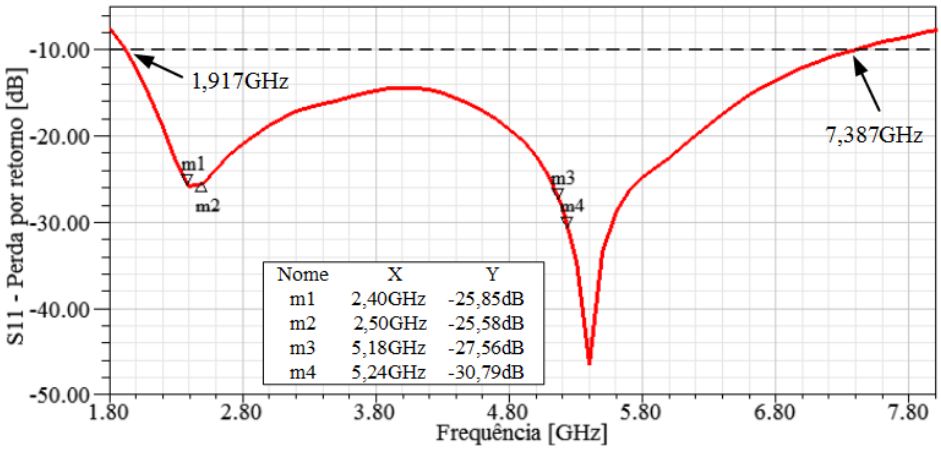


Figura 33 – *Perda por retorno da antena patch retangular faixa larga.*

Tem-se na Figura 34 a impedância de entrada do modelo final da antena *patch* faixa larga. Observa-se que Re(Z_{en}) possui variações menos abruptas em torno de 50Ω do que os modelos anteriores e Im(Z_{en}) possui pequenas oscilações em torno de zero. Para a faixa de frequência de 1,917 a 7,387GHz, Re(Z_{en}) da antena assume valor médio de 54,24Ω e Im(Z_{en}) valor médio de 2,17Ω. Desse modo, confirma-se a validade das técnicas utilizadas para aumento da largura de faixa de uma antena *patch* retangular convencional de acordo com os resultados da Figura 33 e Figura 34.

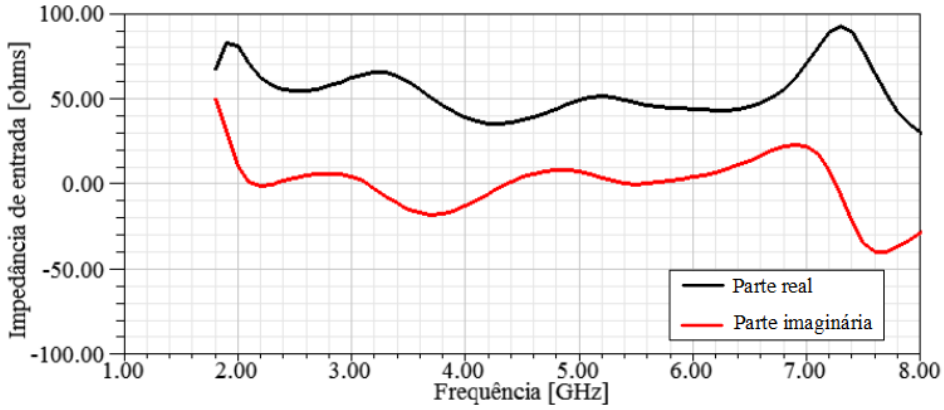
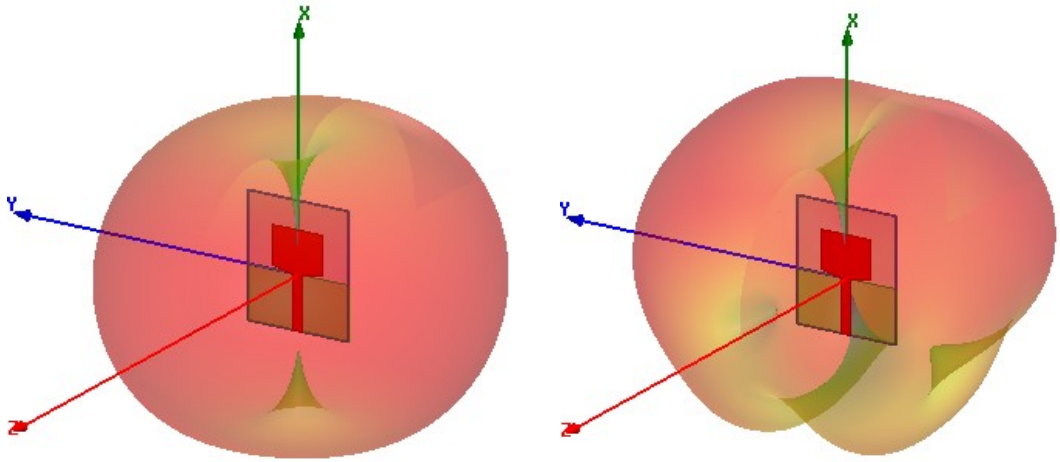


Figura 34 – *Impedância de entrada da antena patch retangular faixa larga.*

Com o casamento de impedância faixa larga atingido, o próximo passo na validação do dispositivo é a análise do digrama de irradiação nas frequências de projeto. A Figura 35 apresenta o diagrama de irradiação 3D em 2,4 e 5,2GHz sobrepostos a antena para melhor compreensão dos planos de azimute e elevação.

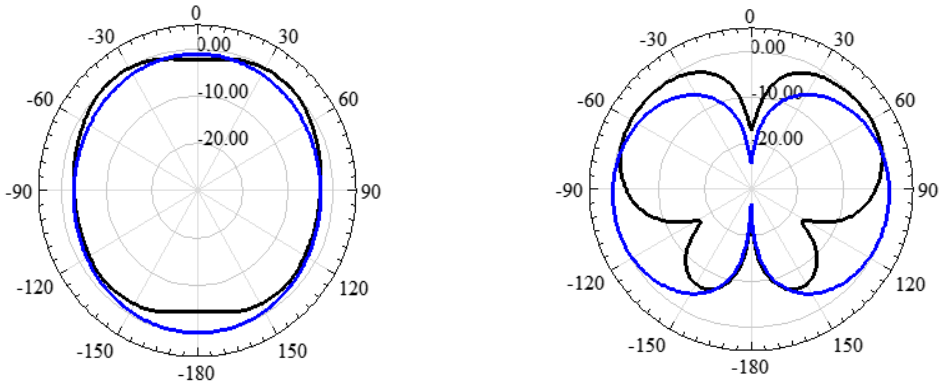


(a) 2,4GHz *(b) 5,2GHz*

Figura 35 – *Diagramas de irradiação da patch faixa larga.*

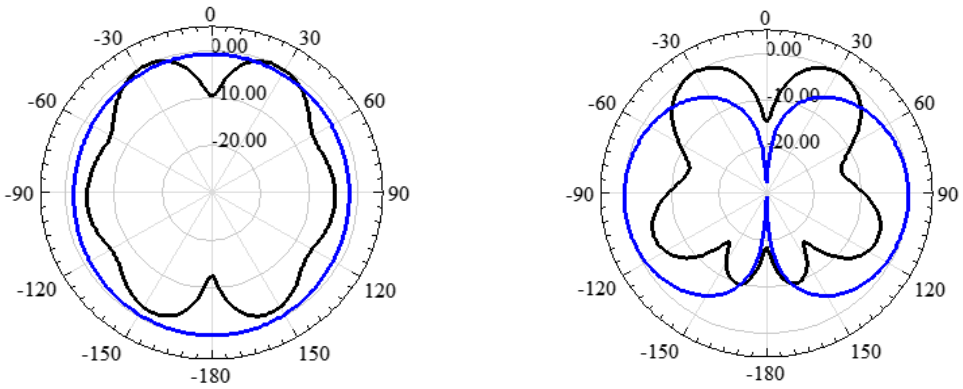
Na Figura 36 tem-se o diagrama de irradiação normalizado em decibel em azimute (plano *y-z*) e elevação (plano *x-z*) para as frequências de 2,4 e 5,2GHz. Como esperado, em 2,4GHz tem-se ainda um diagrama de irradiação similar ao de um dipolo de meia-onda e com ganho máximo de 3,38dBi, no entanto em 5,2GHz o diagrama de irradiação tem suas características alteradas e apresenta um ganho máximo de 3,76dBi. Para exemplificar a dependência do diagrama de irradiação com a frequência é ilustrado na Figura 37 o diagrama de irradiação em azimute e elevação

para dois extremos de operação da antena, 2 e 7GHz. Nestes casos, os ganhos máximos são de 2,61 e 5,28dBi, respectivamente.



(a) Azimute *(b) Elevação*

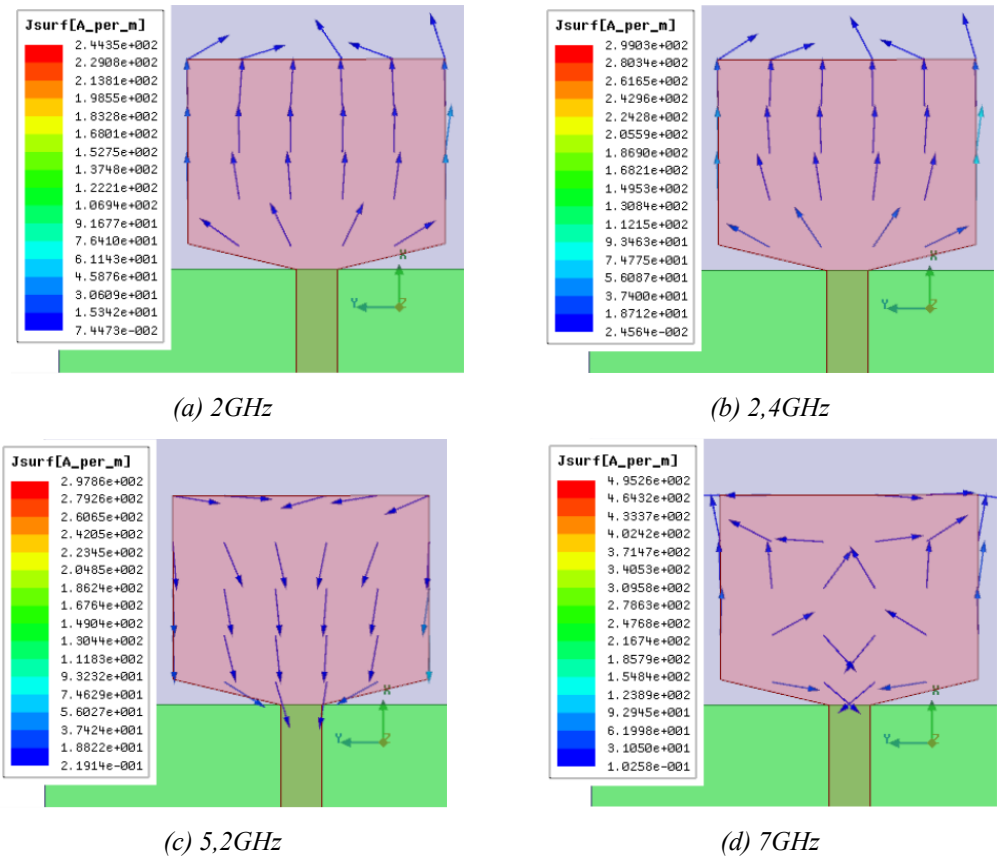
Figura 36 – *Diagrama de irradiação 2D para as frequências de 2,4GHz (curva azul) e 5,2GHz (curva preta).*



(a) Azimute *(b) Elevação*

Figura 37 – *Diagrama de irradiação 2D para as frequências de 2GHz (curva azul) e 7GHz (curva preta).*

A operação faixa larga suscita a excitação de modos superiores ao fundamental TM_{10} na estrutura, ou seja, diferentes distribuições de corrente no elemento irradiador (*patch* retangular). Como o diagrama de irradiação da antena é dependente da distribuição de corrente na estrutura, este tende a variar com a mudança do modo de excitação, também dependente da frequência [79]. Para comprovar esse comportamento, a Figura 38 reporta a distribuição de corrente de superfície na *patch* para as frequência de 2,0, 2,4, 5,2 e 7GHz. É comum a inserção de fendas e perturbações no *patch* para compensar essa mudança na distribuição de corrente e manter um diagrama de irradiação mais constante ao longo da frequência.



(a) 2GHz *(b) 2,4GHz*

(c) 5,2GHz *(d) 7GHz*

Figura 38 – *Vetor da distribuição de corrente na superfície da antena patch.*

Conclui-se que a antena desenvolvida está em conformidade com as exigências do projeto e possui casamento de impedância para operação em frequências de 1,917 a 7,387GHz. As técnicas para aumento de largura de banda escolhidas tiveram como objetivo a menor alteração possível na estrutura, principalmente na sua linha de alimentação, pois será onde o filtro passa faixas DMS será inserido. De posse da antena *patch* faixa larga, o próximo passo no desenvolvimento da filtena impressa foi o desenvolvimento do filtro passa faixas DMS reconfigurável de acordo com as dimensões da linha de alimentação da antena.

3.2. Projeto filtro passa faixas com DMS

A região do filtro passa faixas reconfigurável é determinada pelo comprimento e largura da linha de alimentação da antena *patch* faixa larga, Figura 39. Esta linha de alimentação foi projetada para apresentar uma impedância característica de 50Ω na faixa de frequência de operação da antena *patch* faixa larga. Propõe-se a construção de um filtro com uma estrutura de ressonador compacta e que permita a inserção na linha de alimentação da antena com a menor alteração possível de suas características. A técnica escolhida para realizar o filtro passa faixas que atende as especificações de dimensões exigidas é a DMS (*Defected Microstrip Structure*). A estrutura DMS é formada partir da inserção de fendas uniformes ou não em uma microfita. Além da aplicação em construção de filtros, as estruturas DMS são usadas para supressão de harmônicos em filtros passa faixas convencionais [84] e amplificadores [85], redução de dimensão em antenas *patch* [86] e redução de dimensão longitudinal de microfitas [87].

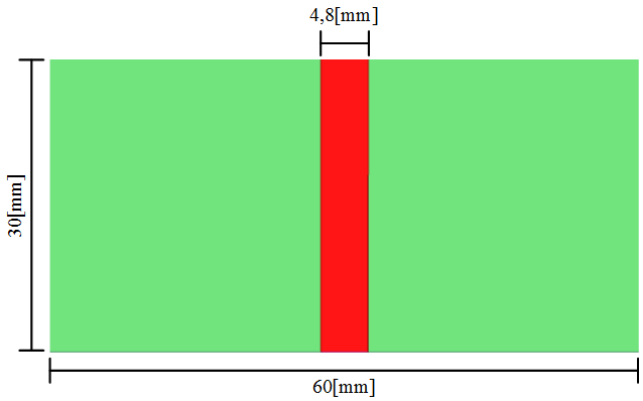


Figura 39 – *Dimensões da linha de alimentação disponível para construção do filtro.*

Dentre os diversos formatos de fendas, destacam-se os formatos "*T*" [88]-[90], "*G*" [91], "*M*" [92], "*L*" [93], "*H*" [94], "*U*" [95], "*T*" interno [96], dentre outros. O modelo mais popular é o formado pela fenda em "*T*", sendo esse o escolhido para o projeto do filtro. Na Figura 40 tem-se a representação de uma estrutura DMS em formato T disposta sobre uma microfita de comprimento L e largura W. As variáveis envolvidas no projeto do DMS em T são o comprimento L_1 da fenda superior e sua largura W_1, além do comprimento L_2 da fenda inferior e sua largura W_2.

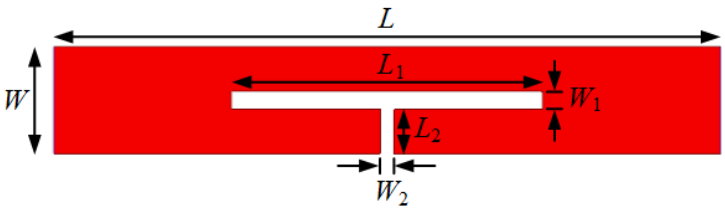


Figura 40 – *Estrutura DMS em formato T.*

O princípio de funcionamento da estrutura DMS é similar ao das estruturas DGS (*Defected Ground Structure*), porém nestas as fendas são abertas no plano de terra da estrutura, o que causa problemas de irradiação e tem-se apenas caraterísticas de rejeição na frequência [97]. Com a inserção da fenda em T na microfita tem-se uma perturbação na distribuição da corrente responsável por causar um aumento na indutância efetiva da linha, logo tem-se um aumento no comprimento elétrico da microfita comparado com a estrutura original [88]. Por esta razão, a inserção da estrutura DMS em uma microfita aumenta seu fator de onda lenta (*slow-wave factor*) e produz características de rejeição na frequência utilizadas para construção de filtros do tipo rejeita faixas [90] e passa baixas [93].

A determinação das dimensões da fenda em T foi obtida por meio de varreduras no ANSYS HFSS. O modelo resultante é ilustrado na Figura 41 com as seguintes dimensões: L_1=14mm; W_1=0,8mm; L_2=2mm e W_2=0,6mm. A Figura 42 apresenta o comportamento rejeita faixas da estrutura DMS, com frequência de ressonância de aproximadamente 6GHz.

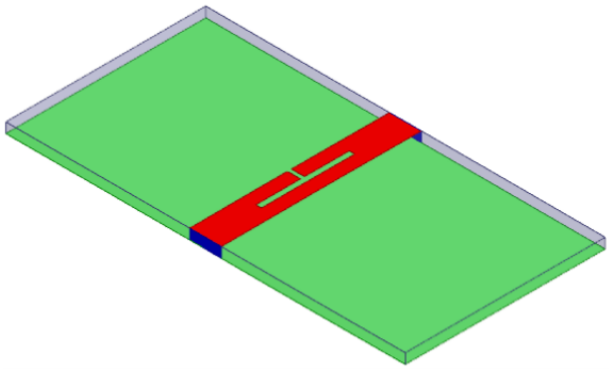


Figura 41 – *Estrutura DMS em T construída na linha de alimentação da antena.*

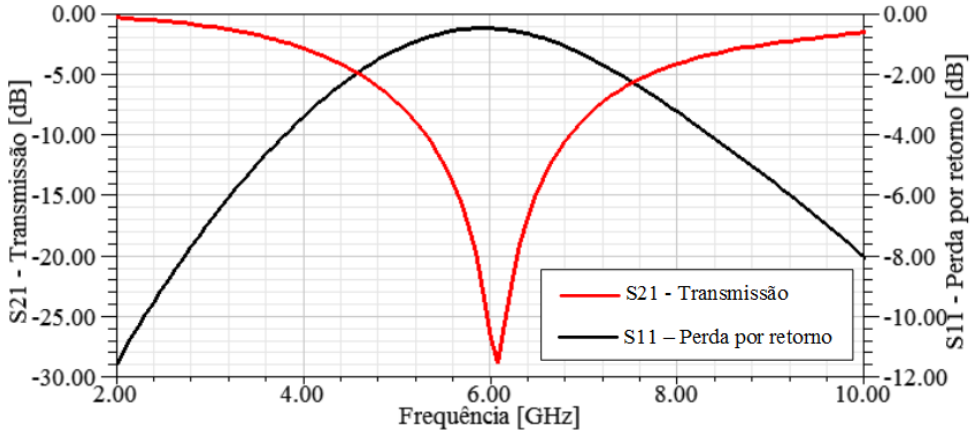
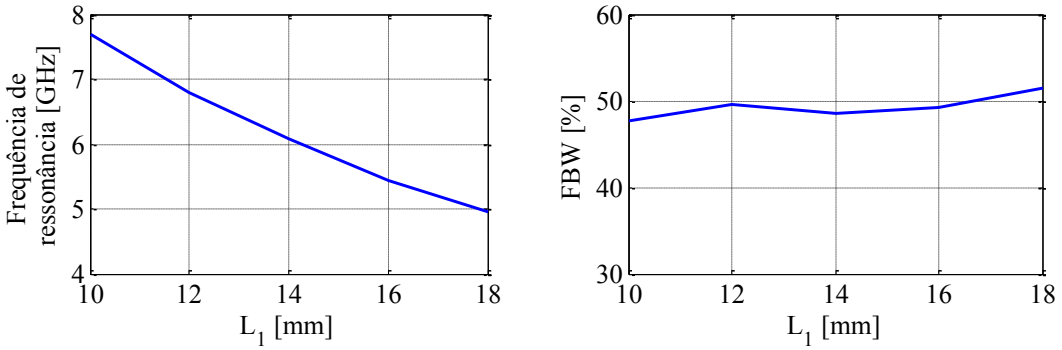


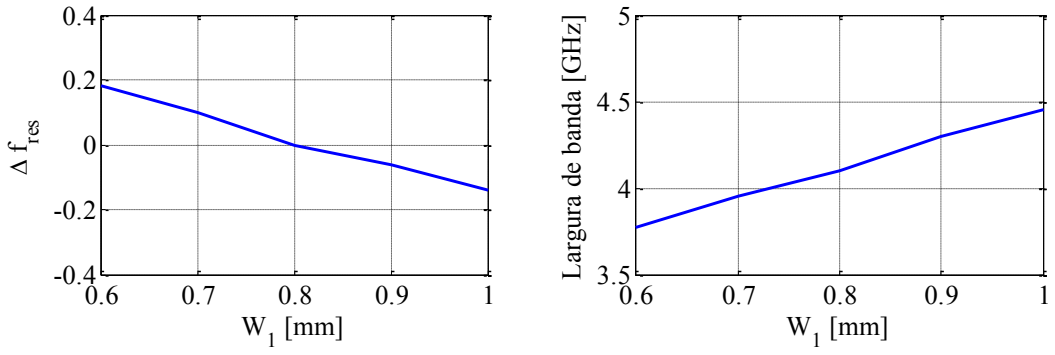
Figura 42 – *Resposta em frequência da estrutura DMS em T inicial.*

Utilizou-se também o ANSYS HFSS para descrever o funcionamento da fenda em T e a influência de cada uma das suas variáveis. A primeira variável analisada foi o comprimento da fenda superior, L_1. Com o aumento desse parâmetro observou-se um decaimento da frequência de ressonância (f_r) com uma pequena variação da largura de banda fracionária, ou seja, essa variável é responsável diretamente pelo controle da ressonância da estrutura, assim como mostrado na Figura 43. Para a análise da variável W_1, considerou-se a variação de Δf_{res} definido como sendo a diferença entre a f_r obtida com a variação de W_1 em relação a f_r do modelo original, Figura 42. Com base nos resultados da Figura 44 pode-se afirmar que a dimensão W_1 está diretamente relacionada com a largura de banda do filtro, apesar de causar uma pequena variação em f_r.



(a) Variação da frequência de ressonância *(b) Variação da largura de banda fracionária*

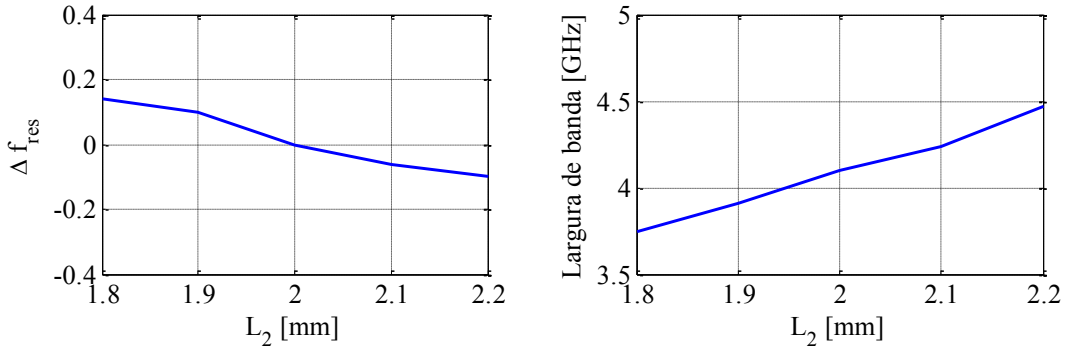
Figura 43 – *Influência do parâmetro L_1 na resposta da linha DMS em T.*



(a) Variação da frequência de ressonância *(b) Variação da largura de banda*

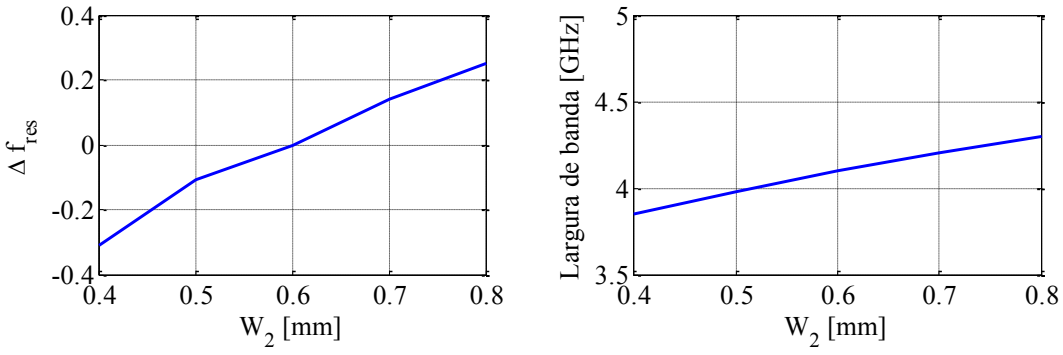
Figura 44 – *Influência do parâmetro W_1 na resposta da linha DMS em T.*

Na Figura 45 tem-se a representação da influência da variação do parâmetro L_2 na resposta do filtro. Observa-se que a variação de L_2 está ligada com a variação da largura de banda do filtro com uma pequena variação da sua frequência de ressonância. A variável W_2 também exerce controle na largura de banda do filtro, porém com menor sensibilidade do que as variáveis W_1 e L_2. Outra peculiaridade do parâmetro W_2 é sua relação diretamente proporcional com a variação de Δf_{res}, diferentemente de W_1 e L_2 que são inversamente proporcionais a essa. O resumo das análises da variável W_2 é ilustrado na Figura 46.



(a) Variação da frequência de ressonância *(b) Variação da largura de banda*

Figura 45 – *Influência do parâmetro L_2 na resposta da linha DMS em T.*



(a) Variação da frequência de ressonância *(b) Variação da largura de banda*

Figura 46 – *Influência do parâmetro W_2 na resposta da linha DMS em T.*

Resumidamente, a inserção de uma fenda em T em uma microfita cria uma estrutura do tipo DMS responsável por apresentar uma banda de rejeição que pode ser usada na construção de filtros do tipo rejeita faixas e passa baixas. A variável L_1 é responsável por controlar a frequência de ressonância do filtro e sua largura de banda pode ser controlada por W_1 e L_2. O parâmetro W_2 possui menor influência que os anteriores em relação a largura de banda, no entanto, pode ser usado para compensar o pequeno desvio na frequência de ressonância causado por W_1 e L_2.

De acordo com o comportamento do tipo rejeita faixas da estrutura DMS em T, essa pode ser modelada como um circuito ressonante paralelo LC mais um resistor para contabilizar as perdas. Ou seja, na sua frequência de ressonância o circuito apresenta alta impedância atenuando o sinal, e fora dessa tem-se basicamente a perda dado pelo resistor em paralelo com o circuito ressonante LC. O modelo da estrutura DMS em T utilizando componentes discretos é apresentado pela Figura 47.

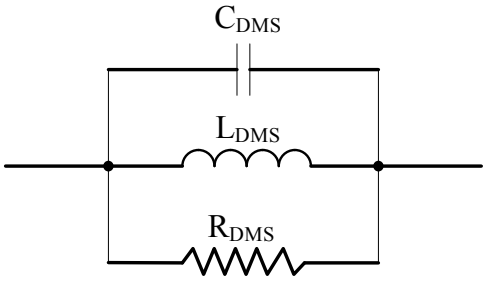
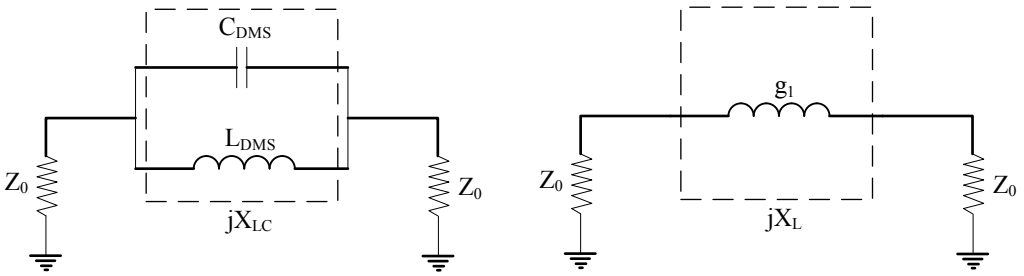


Figura 47 – *Circuito equivalente da estrutura DMS em formato T.*

A determinação dos componentes presentes na Figura 47 foi realizada em duas etapas. Primeiro, para o cálculo do circuito ressonante $L_{DMS}C_{DMS}$ a resposta em

frequência da estrutura DMS em T foi ajustada de acordo com a resposta em frequência de um filtro passa baixas do tipo Butterworth de primeira ordem, abordagem também adotada em [88][89],[93][94]. Os circuitos equivalentes envolvidos no cálculo são ilustrados na Figura 48.



(a) Circuito equivalente DMS *(b) Filtro passa baixas básico Butterworth*

Figura 48 – *Circuito equivalente para cálculo da estrutura DMS em formato T.*

A reatância da estrutura DMS pode ser expressa por:

$$X_{LC}=\frac{X_{LDMS}X_{CDMS}}{X_{LDMS}+X_{CDMS}}=\frac{\omega}{(\omega_0{}^2-\omega^2)C_{DMS}} \tag{3.1}$$

onde ω_0 é a frequência angular de ressonância do circuito $L_{DMS}C_{DMS}$ paralelo. Já a reatância indutiva persente no filtro Butterworth básico é dada por:

$$X_L=\omega_n Z_0 g_1 \tag{3.2}$$

onde ω_n é a frequência angular normalizada, Z_0 a impedância característica e g_1 o valor normalizado do filtro passa baixas Butterworth. Na frequência de corte do filtro passa baixas os valores das reatâncias de (3.1) e (3.2) devem ser iguais.

$$X_{LC}|_{\omega=\omega_c}=X_L|_{\omega_n=1} \tag{3.3}$$

onde ω_c é a frequência de corte do filtro passa baixas. Substituindo (3.1) e (3.2) em (3.3) e os valores de g_1 e Z_0=50Ω tem-se:

$$C_{DMS}=\frac{f_c}{200\pi(f_0{}^2-f_c{}^2)} \tag{3.4}$$

$$L_{DMS}=\frac{1}{4\pi^2 f_0 C_{DMS}} \tag{3.5}$$

A determinação das frequências f_0 e f_c é realizada por meio de simulações eletromagnéticas. Por exemplo, para a resposta da Figura 42 tem-se f_c=4,09GHz e f_0=6,08GHz e, consequentemente, C_{DMS}=0,32164pF e L_{DMS}=2,13041nH. Para determinação do valor de R_{DMS} será adotada outra abordagem, e para sua melhor compreensão é apresentada a Figura 49.

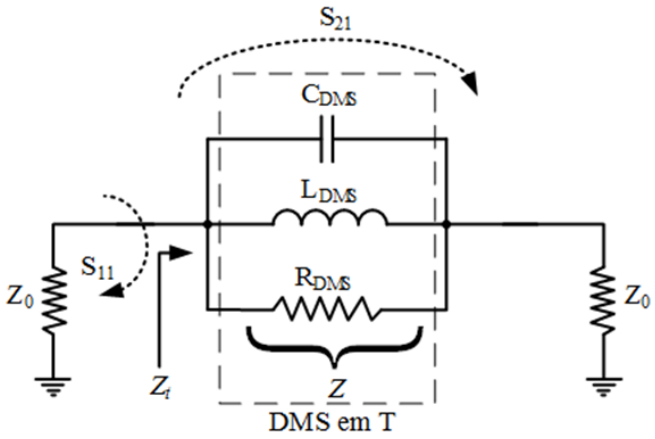


Figura 49 – *Circuito equivalente para o cálculo de R_{DMS}.*

Inicialmente, será determinado o coeficiente de reflexão S_{11} com base na impedância total da estrutura Z_t=Z+Z_0. Com o valor de S_{11} definido e utilizando a relação S_{21}=1-S_{11} a expressão de S_{21} é determinada.

$$S_{11}=\frac{Z_t-Z_0}{Z_t+Z_0}=\frac{Z}{Z+2Z_0} \tag{3.6}$$

$$S_{21}=\frac{2Z_0}{2Z_0+Z} \tag{3.7}$$

Na frequência de ressonância f_0 o valor de Z pode ser aproximado por R_{DMS} apenas, portanto obtendo o valor de S_{21} em f_0 é possível determinar R_{DMS} por:

$$R_{DMS}=2Z_0\frac{1-S_{21}(f_0)}{S_{21}(f_0)} \tag{3.8}$$

Substituindo o valor linear de S_{21} na frequência de ressonância em (3.8) tem-se R_{DMS}=2,662kΩ. Para validar as expressões apresentadas em (3.4), (3.5) e (3.8) foi realizado uma simulação no Agilent Genesys utilizando os valores de C_{DMS}, L_{DMS} e R_{DMS}, Figura 50. A Figura 51 apresenta uma comparação da resposta em frequência

do modelo eletromagnético da estrutura DMS em T com o modelo circuital. Observa-se que até a frequência de ressonância paralela, os dois resultados são praticamente iguais, divergindo a partir de f_0. No entanto, devido a simplicidade do circuito utilizado seu desempenho é aceitável em comparação a modelos com linhas de transmissão acopladas [96] e modelos com cálculos de fluxo magnético [88], onde a melhora se dá apenas na variação de fase do modelo.

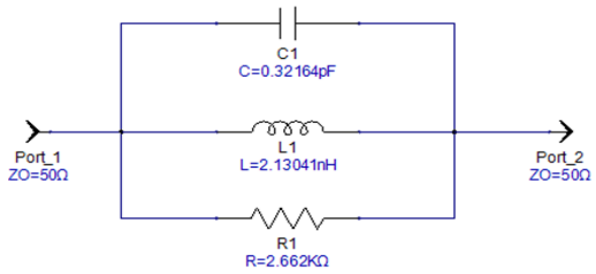


Figura 50 – *Circuito equivalente calculado da estrutura DMS em T.*

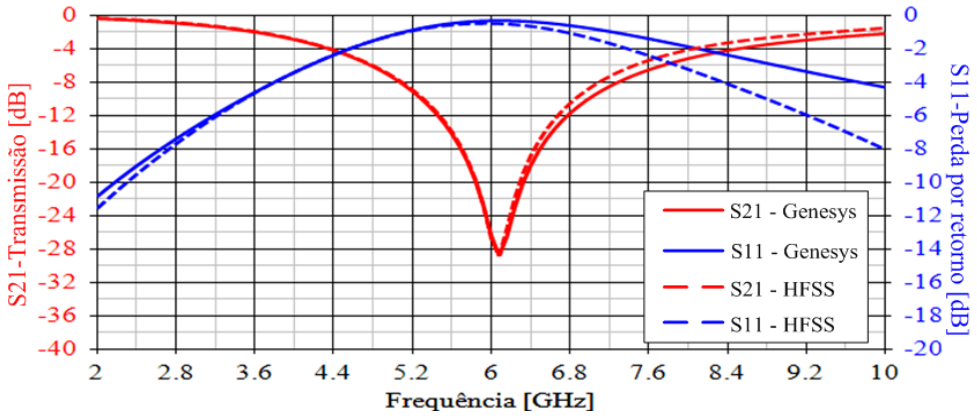


Figura 51 – *Comparação da resposta em frequência da estrutura DMS em T e seu circuito equivalente.*

Nas análises discutidas até o momento sobre a linha DMS com T observou-se que seu comportamento em frequência é semelhante a de um filtro do tipo rejeita faixas. Porém, de acordo com a aplicação desejada a estrutura DMS em T deveria assumir o comportamento de um filtro passa faixas com frequência de ressonância reconfigurável. O processo de transformação da estrutura DMS em T em um filtro do tipo passa faixas inicia-se com a análise do comportamento de (3.1) ao longo da frequência. Analisando a Figura 52 nota-se que abaixo da frequência de ressonância a reatância equivalente do circuito possui comportamento indutivo. Assim, se

adicionado um capacitor em série com esse circuito cria-se uma ressonância LC série, ou seja, tem-se um comportamento do tipo passa faixas na estrutura controlado pelo valor do capacitor adicionado [89].

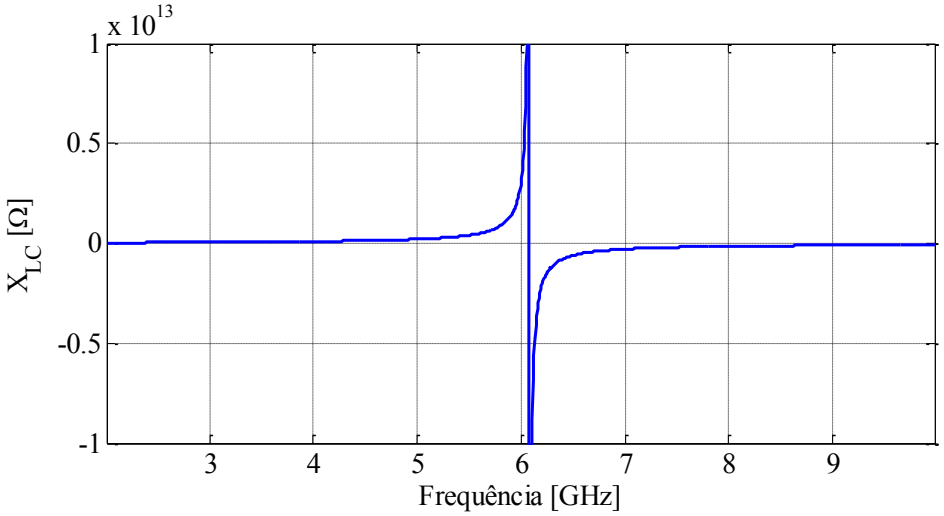


Figura 52 – *Variação da reatância circuito ressonante LC paralelo ao longo da frequência.*

Adiciona-se um capacitor em série com a entrada e saída do circuito como apresentado na Figura 53. Conforme demonstrado na Figura 54, esta abordagem possibilita a criação de um filtro do tipo passa faixas com frequência de ressonância controlada pelos capacitores em série, além da presença de um zero de transmissão na frequência dada pela ressonância paralela do circuito LC.

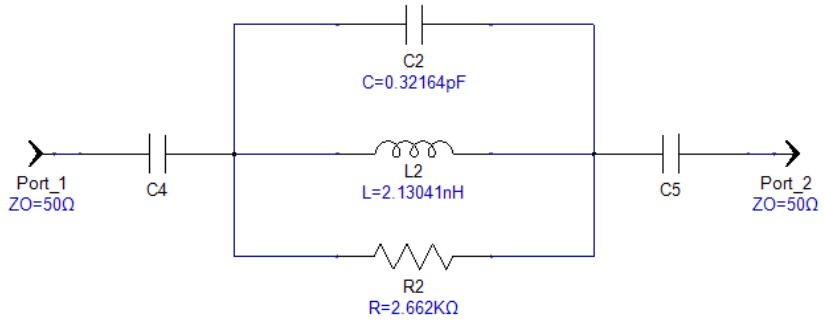


Figura 53 – *Circuito equivalente da estrutura DMS em T para comportamento passa faixas.*

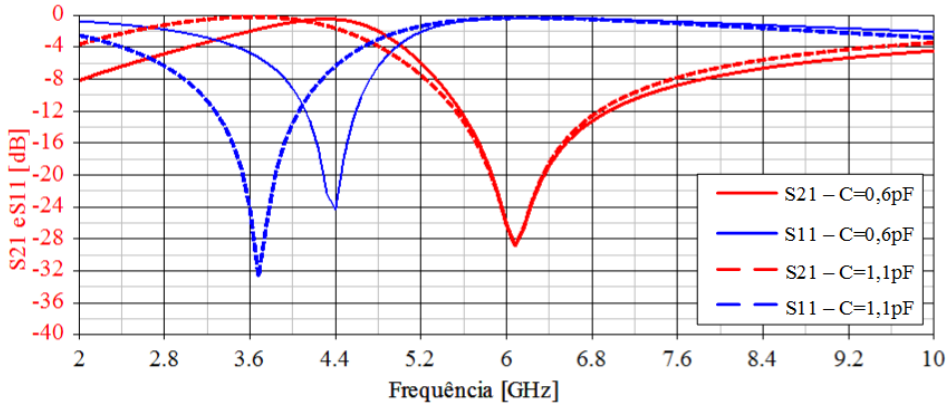
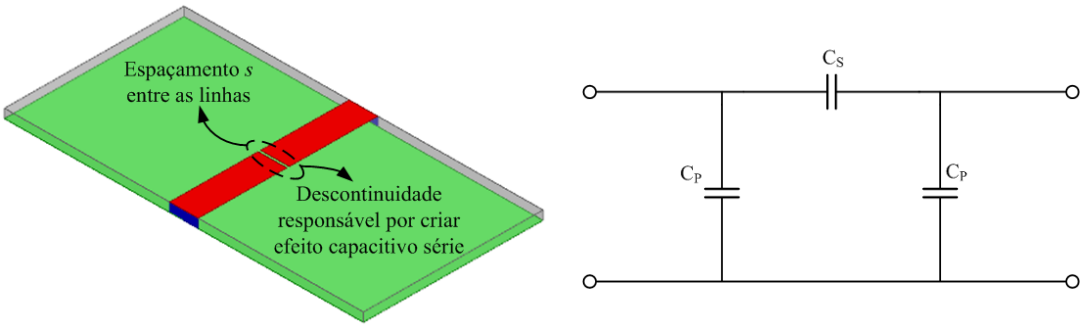


Figura 54 – *Resposta em frequência da estrutura DMS em T como filtro passa faixas reconfigurável.*

As premissas para o projeto do filtro passa faixas que irá formar a filtena são as frequências de operação de 2,412 a 2,462GHz e de 5,18 a 5,24GHz, ou seja, duas bandas de frequências do padrão IEEE 802.11 a/b/g/n que devem ser selecionadas pela banda de passagem do filtro. Tem-se ainda duas limitações físicas para o desenvolvimento desse projeto, as restrições de dimensões determinadas pela linha de alimentação da antena e a precisão de fabricação que limita o espaçamento entre linhas de 0,2mm.

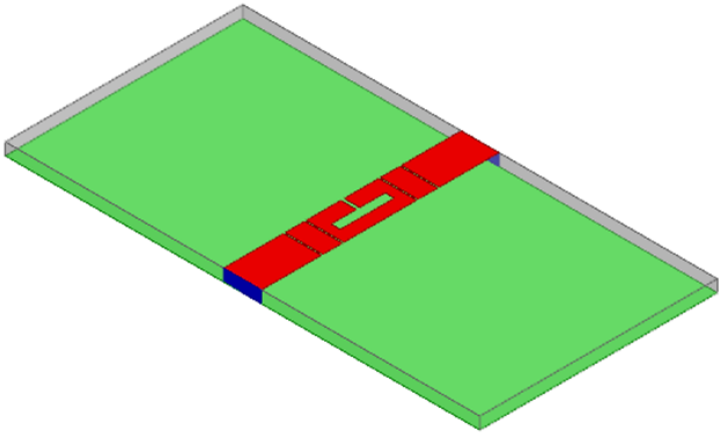
Para a inserção do capacitor série na estrutura optou-se inicialmente por modelar a capacitância manipulando o espaçamento entre duas microfitas, Figura 55, quanto maior o espaçamento entre as linhas menor é a capacitância C_s obtida. O valor da capacitância paralela C_p torna-se significativa quando tem-se um substrato de pequena espessura e/ou de grande permissividade elétrica. Para o substrato utilizado nesse projeto o valor de C_p pode ser desconsiderado.



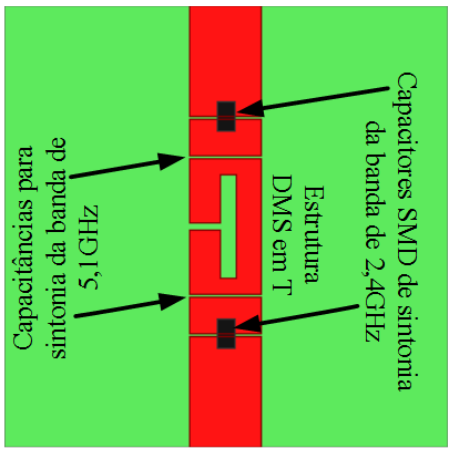
(a) Modelo em microfita *(b) Circuito equivalente.*

Figura 55 – *Modelo capacitor por descontinuidade em microfita.*

Para sintonia da banda de 5,18 a 5,24GHz do filtro foi possível modelar a capacitância pelo método da Figura 55. Entretanto, para a sintonia do filtro na banda de 2,4GHz é necessário inserir uma capacitância ainda maior do que no primeiro caso. Devido a limitação de espaçamento entre linhas de 0,2mm, a sintonia da banda de 2,4GHz só foi possível por meio do uso de capacitores discretos do tipo SMD (*Surface-mount Device*). O *software* ANSYS HFSS foi utilizado para determinar as dimensões do DMS em T e as capacitâncias série representadas pelo espaçamento *s* entre linhas e pelo componente discreto SMD. O modelo final apresentado na Figura 56 comporta-se como um filtro passa faixas com frequência de ressonância reconfigurável para operação nas bandas de passagem de 2,412 a 2,462GHz e de 5,18 a 5,24GHz, como exigido nas premissas do projeto.



(a) Vista em perspectiva

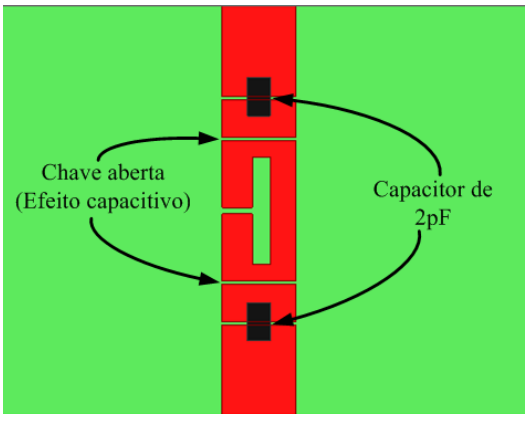


(b) Vista superior

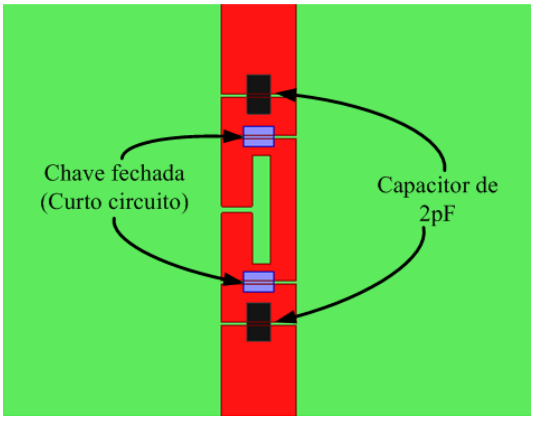
Figura 56 – *Filtro passa faixas DMS em T.*

Destacam-se na Figura 56(b) as posições das fendas responsáveis por gerar a capacitância de sintonia da banda de 5,1GHz e os pontos onde serão inseridos os capacitores de sintonia da banda de 2,4GHz. Os elementos de cor preta presente nas fendas são modelados como uma chave para sintonia da banda de 5,1GHz e como um capacitor para a sintonia das bandas de 2,4GHz. Idealmente, as chaves comportam-se como um curto quando acionadas, eliminando o efeito capacitivo, e na condição desligada prevalece o efeito capacitivo gerado pela fenda, já o capacitor possui valor de 2pF. Como a transformação da estrutura DMS em T em um filtro passa faixas se dá pela inserção de capacitores série, na existência de duas configurações de operação distintas é necessário dois conjuntos de valores de capacitores. Os capacitores responsáveis pela operação em 2,4GHz são de 2pF e os capacitores para operação de 5,1GHz de aproximadamente 0,13pF. Sabe-se que em uma associação série de capacitores quando um dos valores envolvidos é muito maior que o outro, o valor equivalente da associação é dado aproximadamente pelo menor valor. Assim, quando o filtro da Figura 56(b) estiver operando em 5,1GHz os capacitores de 2pF não precisarão ser removidos.

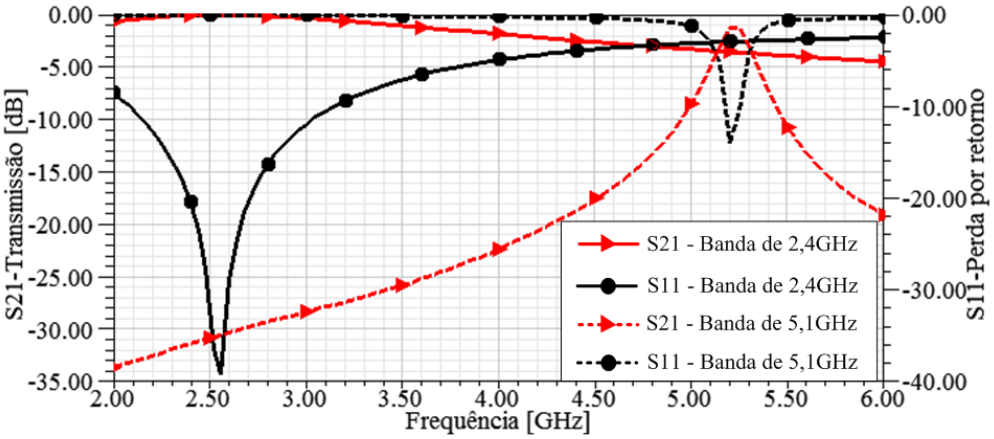
Para a operação do filtro na banda de 5,1GHz a configuração utilizada é ilustrada na Figura 57(a) e sua resposta em frequência na Figura 57(c). Na frequência de 5,18GHz obteve-se uma inserção de -1,94dB e perda por retorno de -10,5dB, já em 5,24GHz esses resultados foram de -1,28dB e -11,03dB, respectivamente.



(a) Operação banda de 5,1GHz



(b) Operação banda de 2,4GHz



(c) Resposta em frequência do filtro passa faixas

Figura 57 – *Filtro passa faixas DMS em T operando na banda de 5,1 e 2,4GHz.*

A operação do filtro na banda de 2,4GHz é configurada por meio da mudança do estado da chave que controla a operação da banda de 5,1GHz. Quando essa chave passa para o estado de fechada (curto circuito) os capacitores de 2pF começam a atuar e diminuem a frequência de ressonância do filtro para a região 2,4GHz, Figura 57(b). Na frequência de 2,412GHz tem-se uma inserção de -0,035dB e uma perda por retorno de -32,92dB, em 2,642GHz a inserção é de -0,033dB e a perda por retorno -42,51dB. A resposta em frequência dessa configuração encontra-se na Figura 57(c).

3.3. Projeto da filtena impressa

O modelo da filtena impressa, que representa a união do filtro passa faixas reconfigurável e da antena faixa larga, é apresentado na Figura 58. O procedimento para configuração da frequência de operação da filtena é o mesmo utilizado para reconfiguração do filtro, ou seja, seleção do estado de operação de chaves.

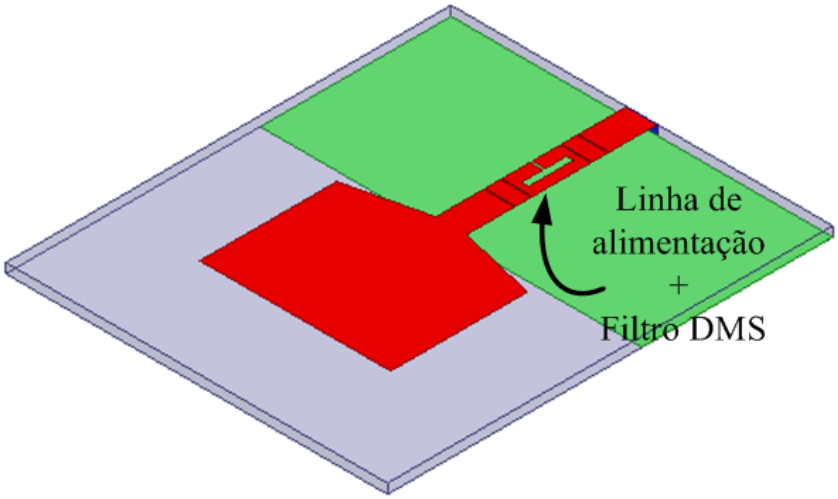


Figura 58 – *Modelo ANSYS HFSS da filtena impressa.*

Uma condição de operação interessante para filtena é a operação faixa larga, isto é, eliminar o processo de filtragem por meio da inserção de uma chave na fenda inferior que compõe a fenda T mais duas chaves junto aos capacitores de configuração da banda de 2,4GHz, Figura 59. Com o acionamento das chaves, as fendas inseridas na estrutura são eletromagneticamente eliminadas, restando apenas a fenda superior que forma a fenda em T. Com essa configuração o processo de filtragem inserido pela linha DMS em T é eliminado e, consequentemente, retoma-se a resposta faixa larga da antena.

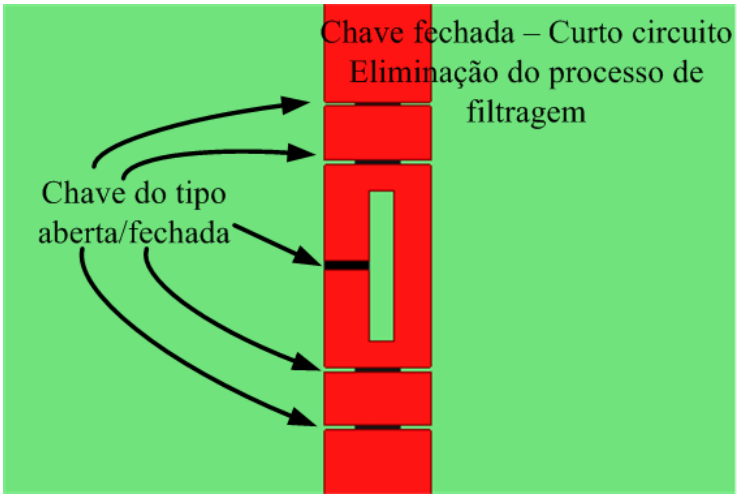


Figura 59 – *Configuração para operação faixa larga da filtena.*

A inserção do filtro DMS em T na linha de alimentação da antena exigiu a alteração do capacitor de sintonia da banda de 2,4GHz de 2 para 1,8pF e o comprimento da fenda superior em T foi reduzida.

A perda por retorno da filtena simulada na banda de 5,1GHz é apresentada na Figura 60, a qual possui S_{11} mínimo de -11,22dB para a frequência de 5,18GHz. Para a banda de interesse de 5,18 a 5,24GHz tem-se um S_{11}<-10dB. Na Figura 61 tem-se o diagrama de irradiação 3D da filtena para as frequências de 5,18, 5,21 e 5,24GHz com ganho máximo de 3,70, 3,38 e 3,05dBi, respectivamente. Para a banda de operação de 5,1GHz o diagrama de irradiação é pouco modificado, validando sua utilização na aplicação de interesse.

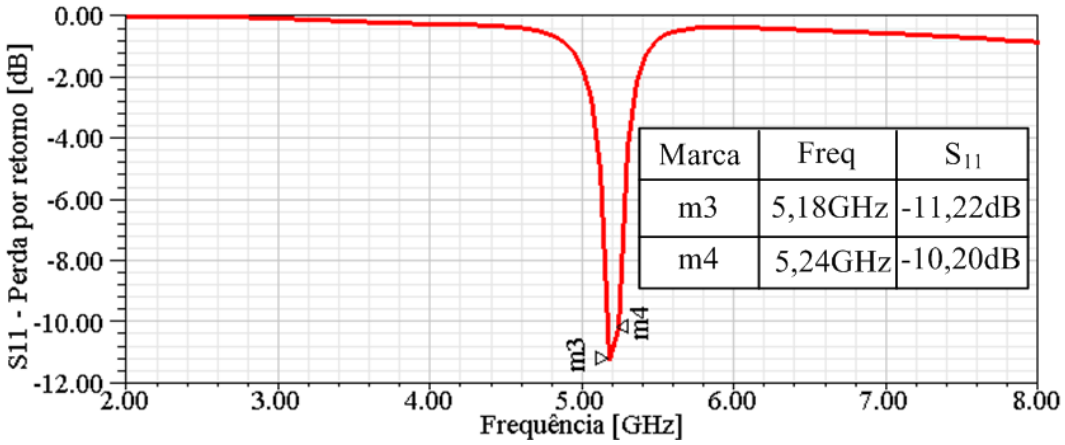


Figura 60 – *Perda por retorno da filtena operando na banda de 5,1GHz.*

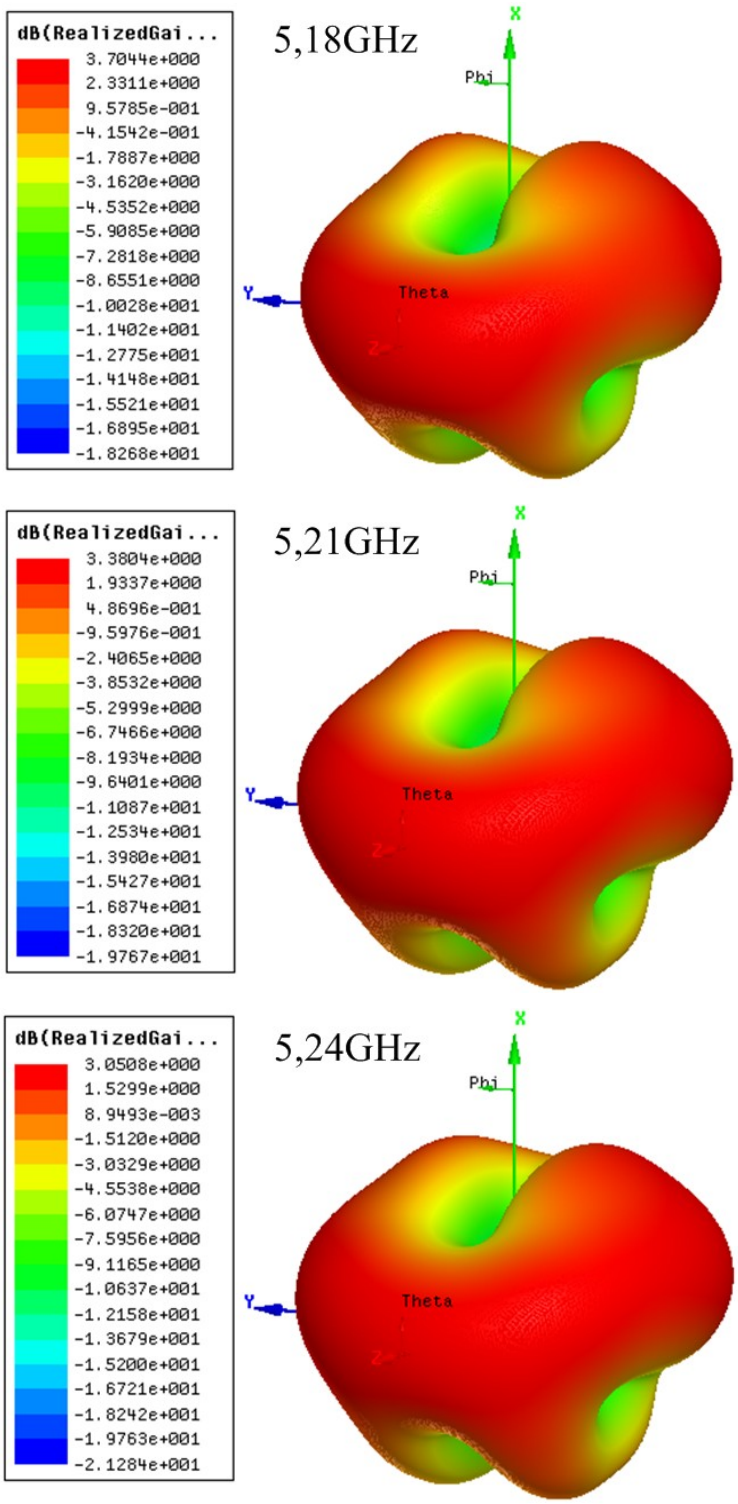
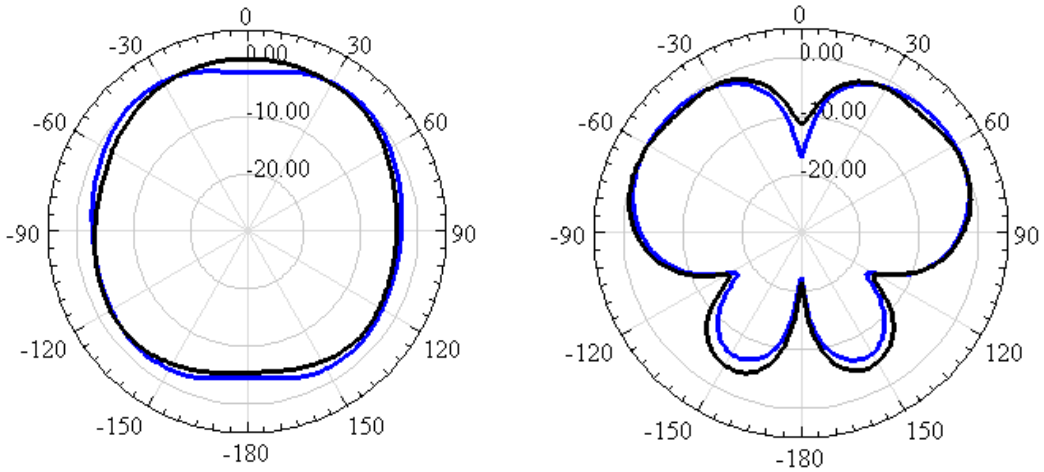


Figura 61 – *Diagrama de irradiação 3D da filtena operando na banda de 5,1GHz.*

Na Figura 62 tem-se uma comparação entre dos diagramas de irradiação 2D da antena original com a filtena. A diferença entre os diagramas de irradiação é

muito pequena, mostrando a validade da técnica utilizada para reconfiguração da frequência de ressonância da antena.



(a) Azimute *(b) Elevação*

Figura 62 – *Diagrama de irradiação 2D da antena original (curva azul) e da antena com o filtro DMS (curva preta) para a frequência de 5,21GHz.*

A filtena operando na banda de 2,4GHz provê S_{11}< -20dB conforme mostrado na Figura 63. Na Figura 64 é apresentado o diagrama de irradiação 3D para as frequências de 2,412, 2,437 e 2,462GHz com ganho máximo de 3,47, 3,50 e 3,53dBi, respectivamente. Na Figura 65 tem-se o diagrama de irradiação 2D na frequência de 2,437GHz da filtena comparado ao da antena faixa largar original, confirmando a eficácia do processo de sintonia utilizado.

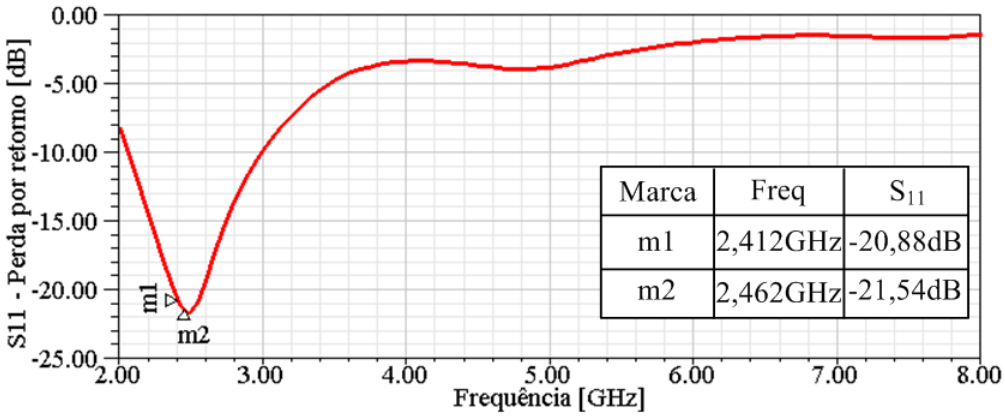


Figura 63 – *Perda por retorno da filtena operando na banda de 2,4GHz.*

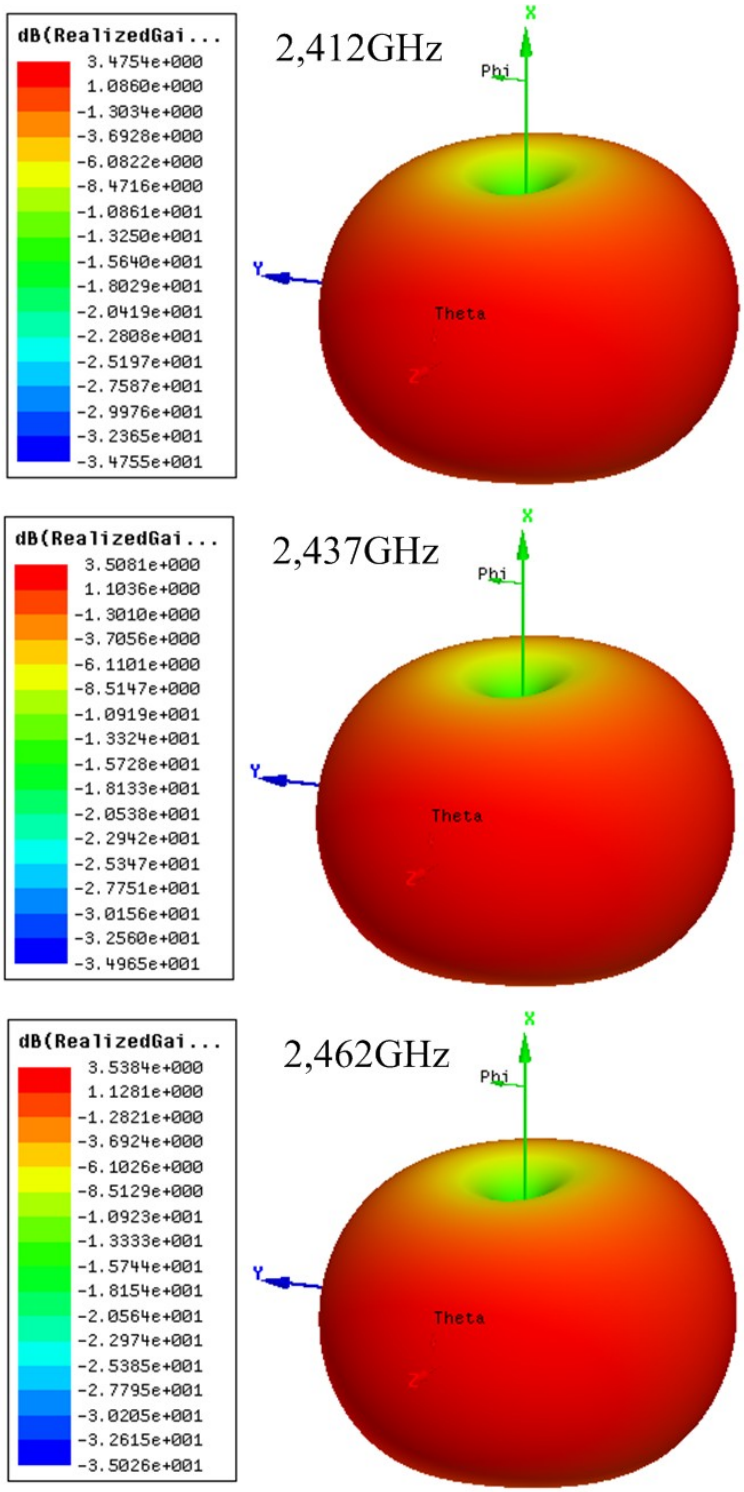
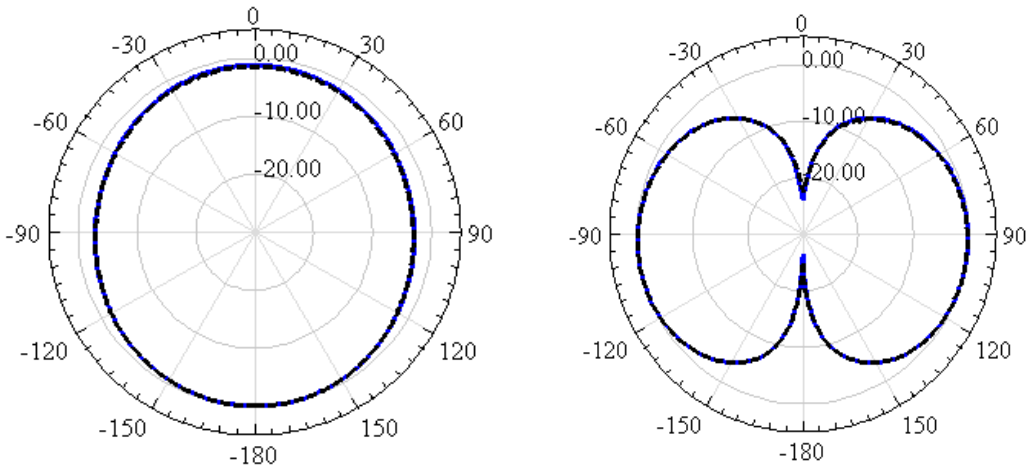


Figura 64 – *Diagrama de irradiação 3D da filtena operando na banda de 2,4GHz.*



(a) Azimute *(b) Elevação*

Figura 65 – *Diagrama de irradiação 2D da antena original (curva azul) e da antena com o filtro DMS (curva preta) para a frequência de 2,437GHz.*

Para a operação faixa larga da filtena, sua perda por retorno é exibida na Figura 66. Embora haja uma divergência dessa curva em relação à da antena faixa larga, as duas respostas apresentam a mesma largura de faixa, validando o modo de operação faixa larga da filtena.

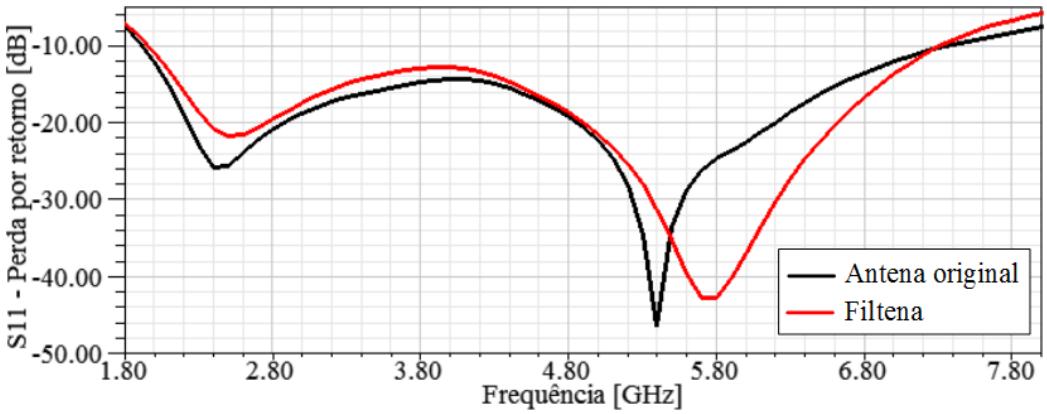


Figura 66 – *Perda por retorno da filtena operando na condição de faixa larga.*

3.4. Construção e medição do protótipo

3.4.1. Caracterização da chave fotocondutiva

Dentre os mecanismos de reconfiguração utilizados em antenas destacam-se o uso de diodos PIN, *varactor*, RF MEMS (RF MEMS – *Radio Frequency*

Microelectromechanical System), transistores FET (FET – *Field Effect Transistor*), mudança mecânica na estrutura do elemento irradiador, materiais com permissividade ou permeabilidade variável e a chave fotocondutiva [9][10]. A escolha da tecnologia utilizada na reconfiguração pode ser realizada de acordo com a faixa de operação do sistema, máxima potência de operação, tempo de resposta de acionamento, complexidade do circuito de acionamento, perda por inserção e outras características como consumo de potência e dimensões. Para o projeto da filtena impressa o mecanismo de reconfiguração escolhido é o uso das chaves fotocondutivas [15]. Dentre as vantagens do uso da chave fotocondutiva destacam-se: não necessidade de circuitos de polarização e cabos de alimentação que interferem no diagrama de irradiação da antena; o acionamento da chave é realizado por meio de uma fibra óptica que é eletromagneticamente transparente; velocidade de chaveamento da ordem de unidades de micro segundos; não geração de harmônicos e distorções de intermodulação; suporte a alta potência; isolação elétrica e térmica com o circuito de controle dentre outros [98][99].

As chaves fotocondutivas são compostas por pastilhas de silício de alta resistividade, aproximadamente 6000Ωxcm [98][99]. Basicamente, quando a chave fotocondutiva é iluminada seu estado eletromagnético é alterado de isolante para semicondutor. Com a incidência da luz na chave de silício há um aumento da densidade total de portadores livres (elétrons e lacunas), que está diretamente ligado com o aumento da sua condutividade [98]. Assim, o aumento da concentração da densidade total de portadores livres aumenta a condutividade do silício e diminui sua constante dielétrica [100].

Os fótons incidentes no silício devem possuir energia suficiente para promover os elétrons livres da camada de valência para a banda de condução. Na região do infravermelho próximo tem-se o intervalo ideal para esse processo, visto que nessa condição há um equilíbrio entre o coeficiente de absorção e a profundidade de penetração no silício [98]. Para o silício, a energia de *bandgap* para elevar os elétrons da camada de valência para a banda de condução é de E_g=1,12eV, o que corresponde a um comprimento de onda máximo da luz incidente de 1,107μm [15]. Os comprimentos de onda comumente utilizados na literatura são de 785, 808 e 980nm, com potência de ativação da chave fotocondutiva máxima de 590mW e

mínima de 50mW, dependendo do critério adotado para validação da operação da chave.

A chave fotocondutiva de silício possui natureza capacitiva, sendo apresentado na Figura 67 seu modelo com componentes discretos [99]. As capacitâncias C_1, C_2 e C_3 são responsáveis por modelar a fenda onde a chave será depositada, o efeito fotocondutivo é representado por R_3 e C_4 e os componentes L_1, L_2, R_1 e R_2 são adicionados para contabilizar demais efeitos parasitas presentes na chave. A determinação dos valores dos componentes presentes na Figura 67 é realizada por meio de ajustes empíricos. Um aumento da potência óptica incidente na chave implica em aumento da capacitância C_4 e diminuição das resistências R_1, R_2 e R_3. Para análise das chaves fotocondutivas utilizadas nesse trabalho será adotado um modelo similar ao da Figura 67, porém utilizando dados provenientes de simulações eletromagnéticas na composição do modelo final. Outra forma abordada na literatura para modelagem da chave fotocondutiva é a utilização de um componente com condutividade variável. Essa abordagem é comum para analisar a influência da chave de silício em simulações do tipo eletromagnética, como as realizadas no ANSYS HFSS.

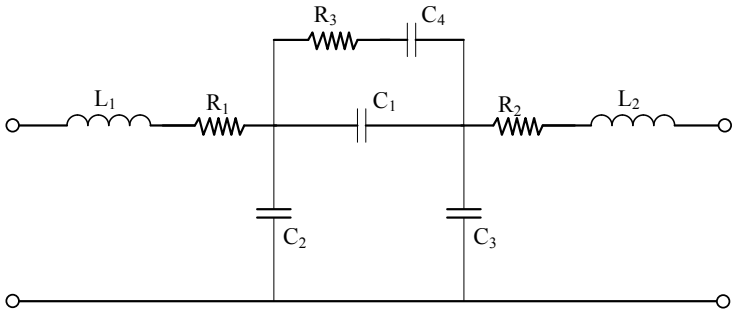


Figura 67 – *Circuito equivalente da chave fotocondutiva de silício.*

As chaves de silício utilizadas nesse trabalho são intrínsecas e possuem dimensões de 2mmx2mm com espessura de aproximadamente 0,27mm como exibido na Figura 68. Para caracterização do funcionamento da chave fotocondutiva, construiu-se o protótipo da Figura 69 utilizando o mesmo substrato da filtena impressa, Arlon DiCald 880. O protótipo é formado por uma microfita de 50mm de comprimento com um corte de aproximadamente 0,2mm no seu centro para fixação da chave de silício. A largura da microfita é de 4,8mm, mesma utilizada na filtena

para uma impedância característica de 50Ω na faixa de frequência de 2 a 8GHz. A chave de silício é disposta no centro da trilha e fixada utilizando o composto de estanho e chumbo (solda) mais a pasta de solda para auxiliar na fixação. O *laser* utilizado nesse trabalho para excitação das chaves fotocondutivas é o modelo EM340 da empresa EM4. Esse *laser* possui comprimento de onda de 808nm com potência máxima de saída de 3W [101].

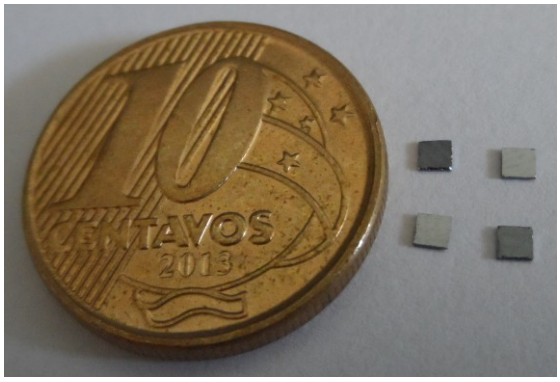


Figura 68 – *Chaves fotocondutivas de silício.*

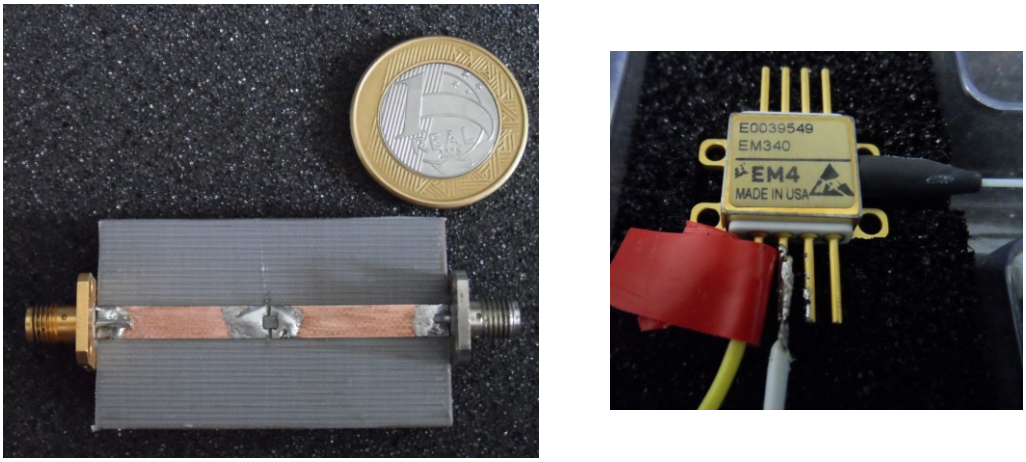
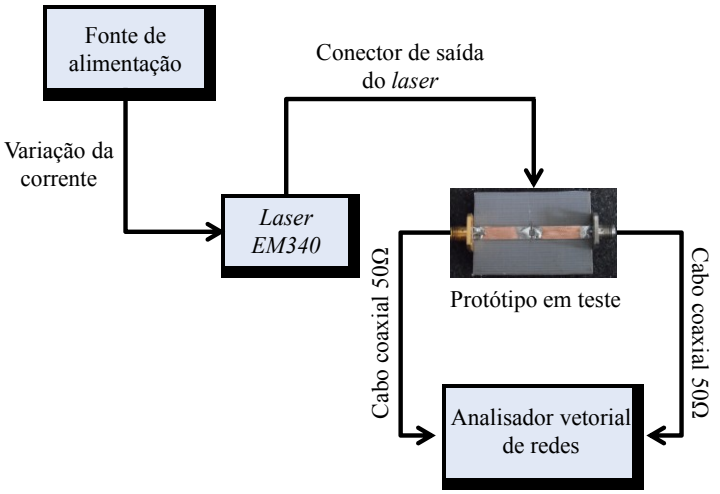


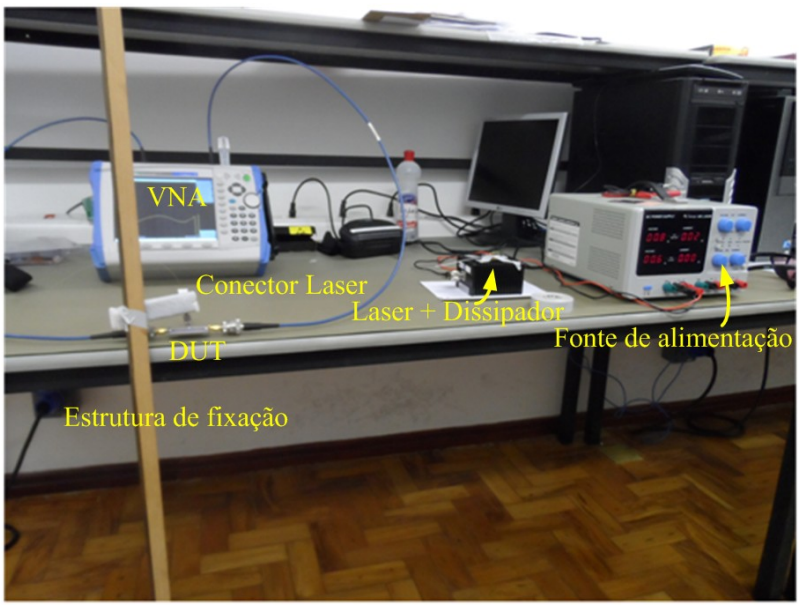
Figura 69 – *Protótipo para caracterização da chave fotocondutiva e o laser EM340.*

Para a caracterização das chaves fotocondutivas empregando o protótipo da Figura 69 é utilizado o VNA da Anritsu MT8222B, sendo o cenário de testes empregado presente na Figura 70. Para o melhor desempenho da chave de silício é necessário realizar uma ótima fixação dessa na microfita, além da busca do melhor ponto para sua iluminação. Atingidas estas exigências, a corrente de alimentação do *laser* é variada de 0A até o ponto onde os parâmetros S_{11} e S_{21} da linha de transmissão permaneçam inalterados com aumento da potência óptica incidente, ou

até o limite de 2,5A. A resposta em frequência da linha de transmissão em conjunto com a chave fotocondutiva nas condições de desligada (sem luz) e ligada (com luz) é apresentada na Figura 71, sendo apresentada ainda a resposta da linha de transmissão original (sem o corte de fixação da chave de silício). O melhor ponto de operação da chave de silício ocorreu com uma corrente de 1,5A, ou aproximadamente 0,7W de potência óptica [101]. O aumento da intensidade da luz incidente sobre a chave culmina em uma diminuição de pelo menos 5dB na perda por inserção da chave e em uma melhora significativa do S_{11}, isto é, ela muda seu estado de semi-isolante para semicondutor.

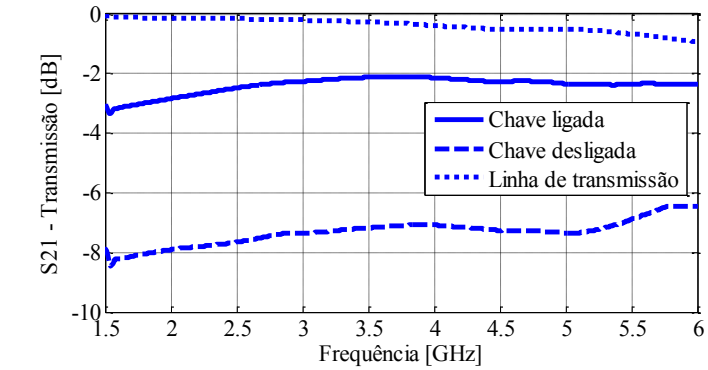


(a) Diagrama em blocos

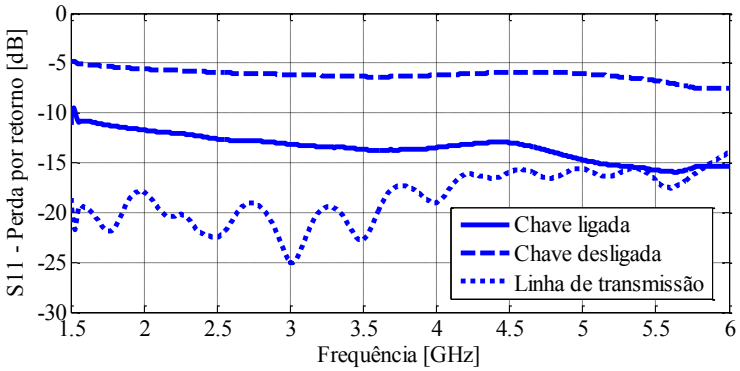


(b) Bancada de testes

Figura 70 – *Cenário de teste da chave fotocondutiva.*



(a) Transmissão



(b) Perda por retorno

Figura 71 – *Resposta em frequência da linha de transmissão na presença da chave fotocondutiva.*

Para melhor compreensão das características eletromagnéticas alteradas da chave fotocondutiva com a sua iluminação um circuito equivalente é estabelecido de acordo com os resultados experimentais. A modelagem circuital da chave de silício é realizada no *software* ANSYS DESIGNER. Nesse é possível importar o modelo ANSYS HFSS das linhas de transmissão entre a chave e analisá-lo juntamente com os componentes discretos. Desta maneira, os componentes discretos da chave são determinados para obtenção de uma resposta em frequência próxima das apresentadas na Figura 71. Do modelo da Figura 72 o resistor R_3 e o capacitor C_4 são responsáveis por representar a chave de silício, os capacitores C_1, C_2 e C_3 são utilizados para modelar o espaçamento entre as linhas de transmissão e os resistores R_1 e R_2 representam as perdas ôhmicas de fixação da chave.

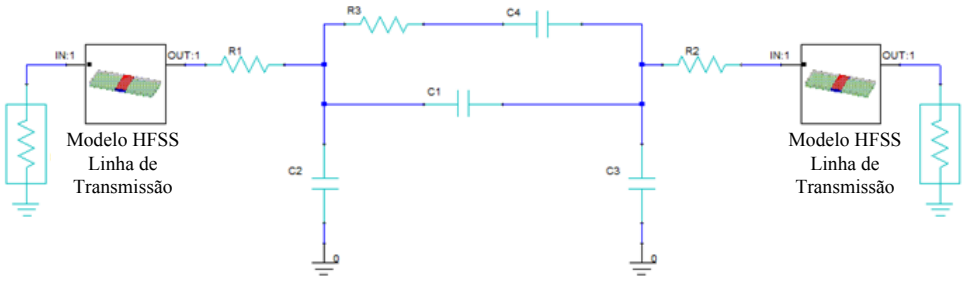


Figura 72 – *Modelo equivalente da chave de silício do software ANSYS Designer com blocos do ANSYS HFSS.*

Inicialmente, define-se os valores dos capacitores que compõem a fenda entre as linhas de transmissão. Utilizando as curvas medidas da resposta em frequência do protótipo: C_1=0,08pF e C_2=C_3=60fF. O próximo passo é a modelagem da chave fotocondutiva de acordo com o circuito da Figura 72. Na Figura 73 tem-se a comparação da resposta em frequência da chave de silício medida e o seu modelo circuital, ambas na condição de desligada. Apesar de algumas discrepâncias entre as duas respostas, é possível obter uma percepção do comportamento gerado na linha de transmissão com a inserção da chave fotocondutiva. O modelo circuital utilizado para representar a chave não possui características de perdas nem reativas dependentes da frequência como encontrado nos modelos reais. No entanto, os resultados obtidos são relevantes se comparados com os medidos. Para a condição da chave ligada os resultados são exibidos na Figura 74. Nessa condição o modelo circuital apresentou resposta em frequência mais próxima dos valores medidos na prática, principalmente para o parâmetro S_{21}, com maior divergência no final da faixa de frequência onde os efeitos parasitas se tornam mais acentuados.

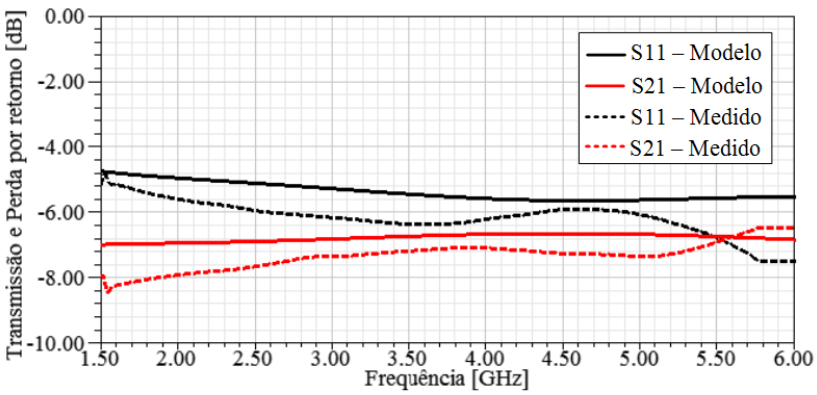


Figura 73 – *Modelo circuital da chave de silício na condição desligada.*

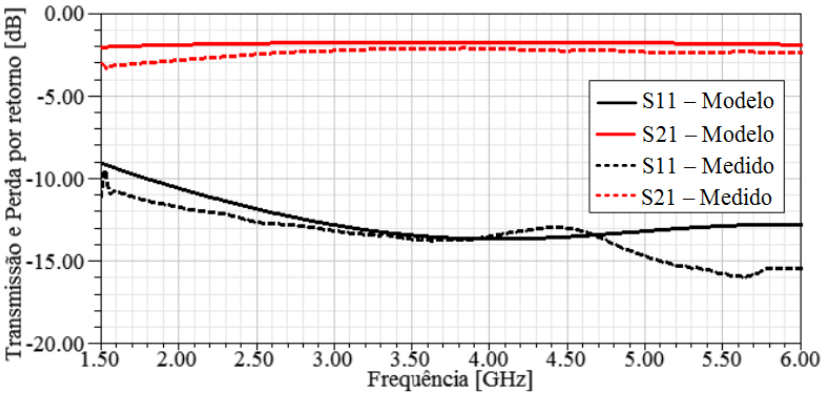


Figura 74 – *Modelo circuital da chave de silício na condição ligada.*

A Tabela 11 resume os valores encontrados para o modelo com componentes discretos da chave de silício, tanto para condição da chave desligada quanto ligada. É interessante destacar o comportamento capacitivo da chave óptica já citado anteriormente e validado experimentalmente. Com o aumento da potência óptica aplicada, a capacitância C_4 da chave é aumentada e suas perdas R_1, R_2 e R_3 diminuídas. Durante as simulações para determinação dos componentes que representam a chave não foi alterado os valores das capacitâncias que modelam as fendas entre as microfitas.

Tabela 11 – *Variação do modelo circuital da chave de silício em função da potência óptica.*

Chave Desligada (0W)	**R_1=13,375Ω**	**R_2=13,375Ω**	**R_3=89Ω**
	C_1=0,08pF	**C_2=60fF**	**C_3=60fF**
		C_4=2,10375pF	
Chave Ligada (0,7W)	**R_1=2,125Ω**	**R_2=2,125Ω**	**R_3=15,575Ω**
	C_1=0,08pF	**C_2=60fF**	**C_3=60fF**
		C_4=3,08625pF	

O efeito fotocondutivo foi adicionalmente analisado utilizando somente o ANSYS HFSS. Neste caso, a pastilha de silício foi substituída por um componente de dimensões idênticas, porém com características elétricas de constante dielétrica, tangente de perdas e condutividade variáveis, assim como mostrado na Figura 75. Nesse caso, a condutividade, a constante dielétrica e a tangente de perdas do componente são variadas para atingir um resultado o mais próximo possível das curvas experimentais. Na Figura 75 tem-se o modelo ANSYS HFSS implementado

para obtenção das características de condutividade, perda e constante dielétrica da pastilha de silício.

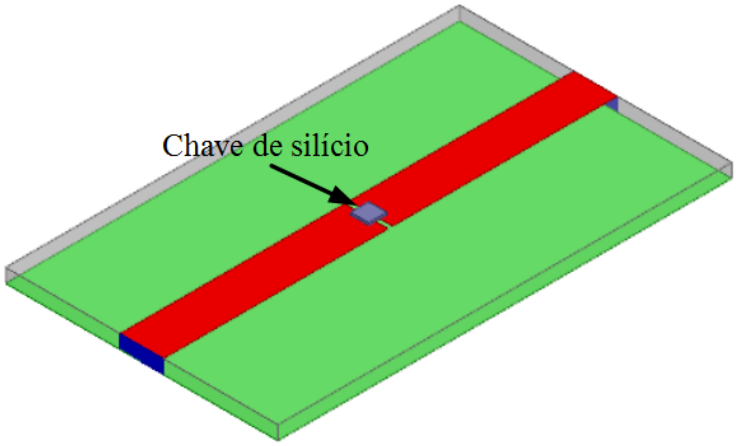


Figura 75 – *Modelo ANSYS HFSS da chave de silício.*

Os resultados numéricos para as condições "OFF" (ausência de luz) e "ON" (presença de luz) são mostradas na Figura 76 e Figura 77, respectivamente. Novamente, apesar das discrepâncias entre os resultados experimentais e os obtidos com o ANSYS HFSS é possível ter uma boa aproximação do comportamento da chave fotocondutiva de acordo com a potência óptica incidente.

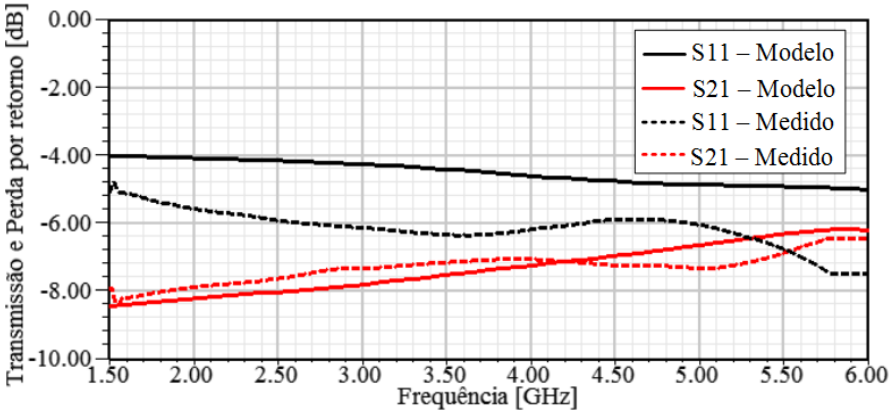


Figura 76 – *Modelo ANSYS HFSS da chave de silício na condição desligada.*

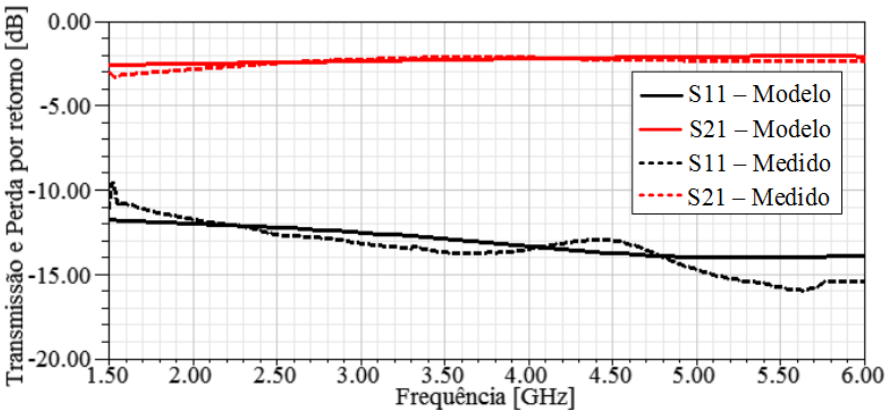


Figura 77 – *Modelo ANSYS HFSS da chave de silício na condição ligada.*

Os dados utilizados para modelar a pastilha de silício no ANSYS HFSS estão presentes na Tabela 12. Os resultados obtidos para a constante dielétrica, a condutividade e a tangente de perdas da chave de silício em relação a potência óptica aplicada estão em concordância com a literatura [100]. Isto é, com o aumento da intensidade da luz aplicada a constante dielétrica diminui e a tangente de perdas e condutividade aumentam.

Tabela 12 – *Variação do modelo ANSYS HFSS da chave de silício em função da potência óptica.*

	Constante dielétrica	Condutividade [S/m]	Tangente de perdas
Chave Desligada (0W)	11	8	0,1
Chave Ligada (0,7W)	8	35	8

3.4.2. Caracterização da filtena com fita metálica

O protótipo da filtena, Figura 78, foi construído utilizando o substrato Arlon DiClad 880 com constante dielétrica ε_r=2,2, espessura de 1,524mm, tangente de perdas de $9x10^{-4}$ e espessura do cobre de 0,035mm. Primeiramente, a filtena é caracterizada utilizando pedaços de fita metálica de cobre com a finalidade de modelar o mecanismo de reconfiguração. As configurações da filtena testadas foram: operação faixa larga; operação na banda de 5,1GHz e operação na banda de 2,4GHz. A Figura 79 apresenta o arranjo experimental utilizando o VNA E5071C da Agilent.

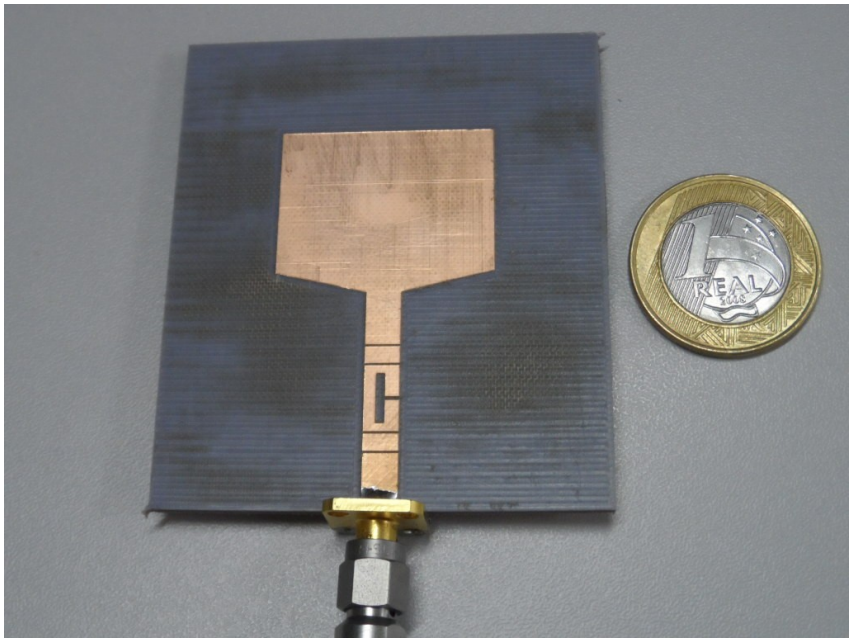


Figura 78 – *Protótipo da filtena reconfigurável.*

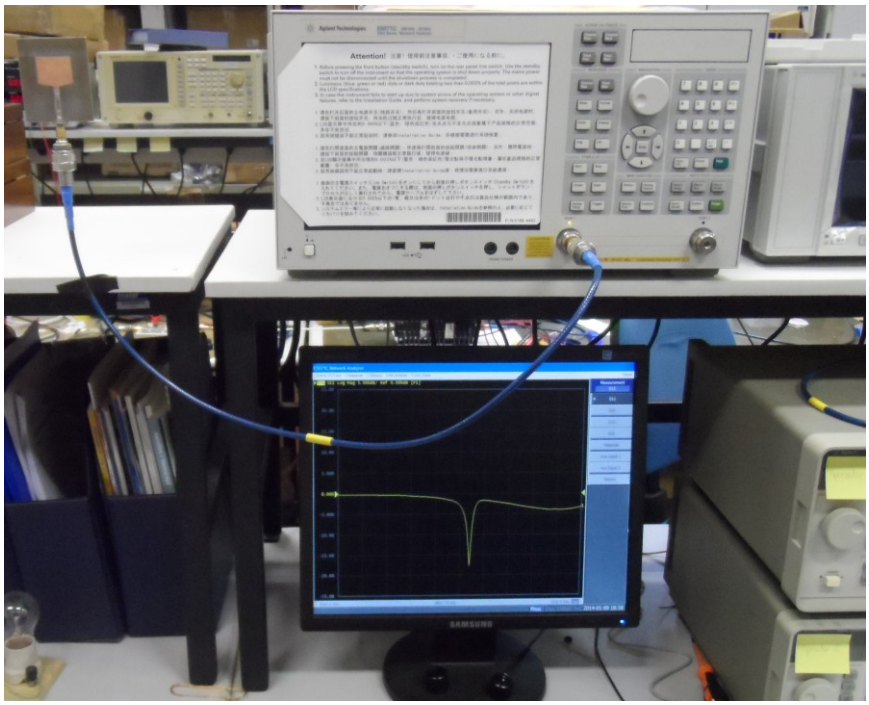
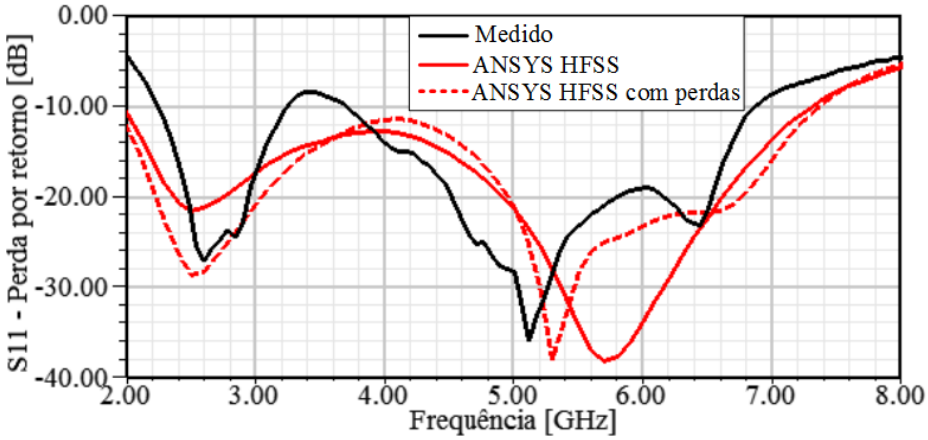


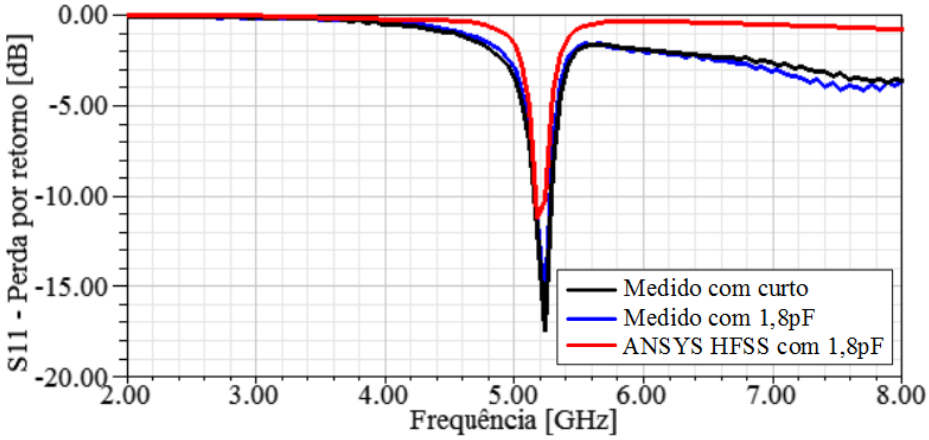
Figura 79 – *Cenário de testes iniciais da filtena utilizando fita metálica como chave.*

Os resultados medidos para as três configurações da filtena são mostrados na Figura 80. Para a operação faixa da larga, nota-se uma divergência entre os resultados medidos e numéricos, além de uma redução da largura de faixa da filtena medida. No entanto, foi constatado uma perda adicional na sua linha de alimentação

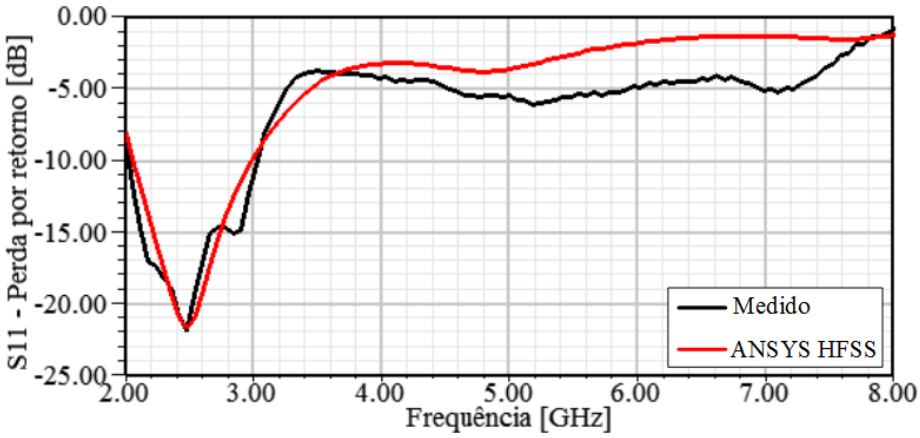
com a inserção dos 5 curtos circuitos com fita metálica. Acrescentando uma perda no modelo ANSYS HFSS da filtena faixa larga, tem-se um resultado cujo formato da curva de S_{11} se assemelha com os resultados experimentais, indicando a influência ocasionada pela fita metálica. Na faixa de operação da banda de 5,1GHz foi realizado um ajuste fino nas dimensões da fenda superior que compõe o T, com isso tem-se uma melhora no resultado medido em comparação com o simulado no ANSYS HFSS. Outro teste realizado para banda de operação de 5,1GHz foi a inserção do capacitor de 1,8pF no lugar do curto metálico, sendo obtida uma excelente concordância entre as respostas. Para a banda de operação de 2,4GHz as curvas experimentais e numéricas apresentam boa concordância dentro da banda de operação. Os ajustes realizados na fenda em T para correção da operação na banda de 5,1GHz não alteraram a resposta na banda de 2,4GHz.



(a) Operação faixa larga



(b) Operação banda de 5,1GHz

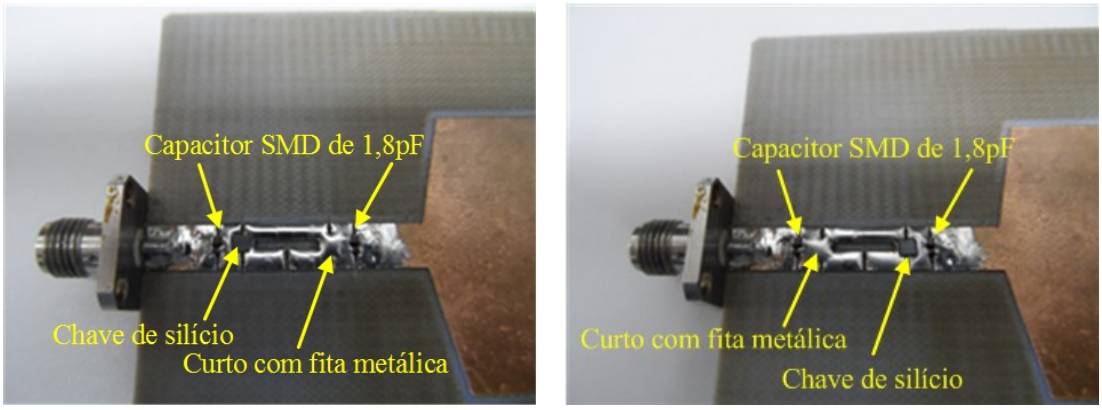


(c) Operação banda de 2,4GHz

Figura 80 – *Resposta em frequência da filtena com fita metálica.*

3.4.3. Caracterização da filtena controlada opticamente

O projeto da filtena para operação nas duas bandas Wi-Fi de interesse foi desenvolvido utilizando o acionamento simultâneo de duas chaves ópticas. Todavia, para os testes práticos tinha-se apenas um *laser* EM340 em 808nm disponível, limitando a utilização de apenas uma chave fotocondutiva e um curto com fita metálica na outra posição para modelar a chave fechada. Nas medidas da filtena utilizando a chave de silício os resultados são expressos em função da corrente de alimentação do *laser*, variando-a de 0,5A a 2,5A, ou até o limite de variação do S_{11} da filtena. De acordo com o fabricante [101], 0,5A e 2,5A correspondem a potências ópticas de 50mW e 1,5W, respectivamente. Adotou-se a seguinte nomenclatura: quando a chave é localizada antes da fenda em T a medida é designada como posição 1; e quando depois da fenda em T como posição 2. O primeiro teste realizado na filtena controlada opticamente foi para a operação na banda de 2,4GHz, Figura 81.



(a) Chave na posição 1 *(b) Chave na posição 2*

Figura 81 – *Filtena controlada opticamente operando na banda de 2,4GHz.*

A Figura 82 demonstra uma melhora crescente no casamento de impedância da filtena com o aumento da intensidade de luz aplicada à chave na posição 2. Além disso, observa-se um aumento da largura de banda da filtena e um deslocamento do ponto de melhor S_{11}. A Tabela 13 resume o comportamento S_{11} em função da potência óptica aplicada para as frequências de interesse nas duas posições da chave. Para uma corrente de alimentação do *laser* acima de 1A pode-se considerar a filtena operando na banda de 2,4GHz ($S_{11} \leq$ -10dB).

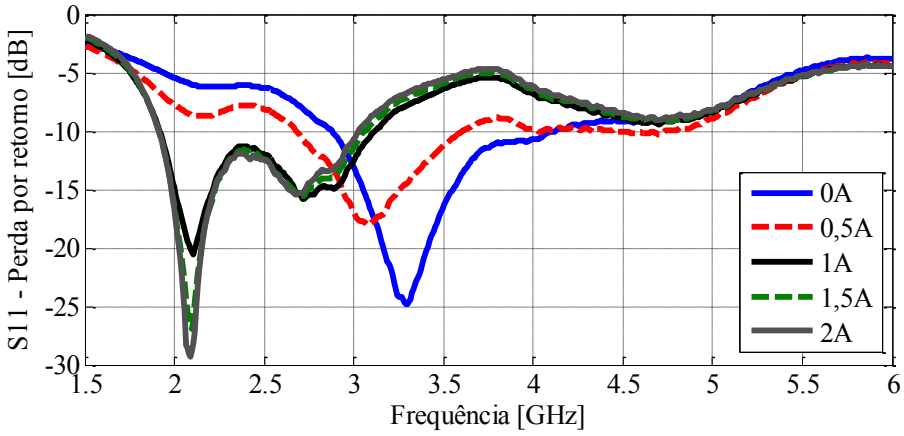
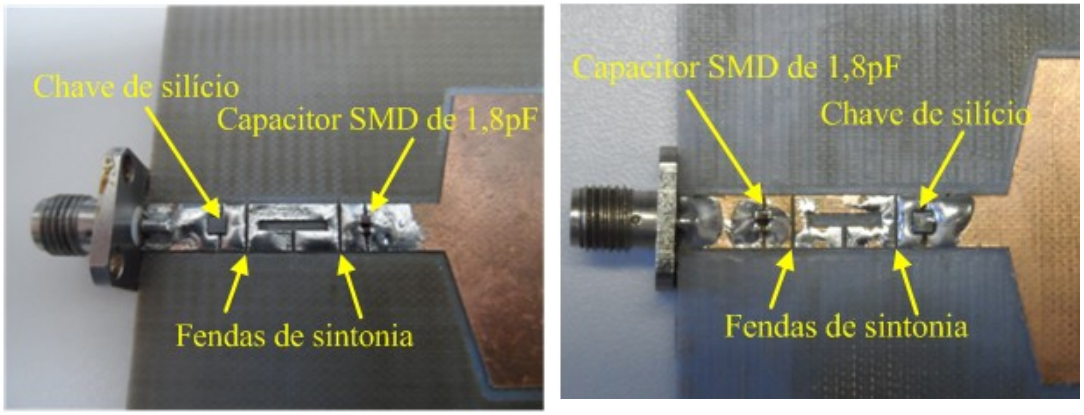


Figura 82 – *Perda por retorno da filtena com chave de silício na posição 2 na banda de 2,4GHz em função da potência óptica aplicada.*

Tabela 13 – *Perda por retorno da filtena operando na banda de 2,4GHz em função da potência óptica aplicada.*

Corrente (A)	2,412GHz		2,462GHz	
	Posição 1	Posição 2	Posição 1	Posição 2
0	-5,15dB	-6,09dB	-5,09dB	-6,21dB
0,5	-7,54dB	-7,81dB	-7,44dB	-7,95dB
1	-10,31dB	-11,41dB	-10,02dB	-11,67dB
1,5	-11,62dB	-11,75dB	-11,28dB	-11,99dB
2A	-12,12dB	-12,31dB	-11,62dB	-12,34dB

Para a operação da filtena na banda de 5,1GHz, as duas chaves de silício presentes nas proximidades da fenda em T estariam desligadas e os capacitores de configuração da banda de 2,4GHz não influenciam na resposta da banda de 5,1GHz, como demonstrado na Seção 3.3. Entretanto, para validar o uso da chave fotocondutiva são realizados testes para a configuração da banda de operação de 5,1GHz, Figura 83. A resposta em frequência em função da potência óptica aplicada é mostrada na Figura 84 para a chave na posição 2. Os resultados práticos mostram que para uma corrente de alimentação do *laser* superior a 1A o S_{11} da filtena permanece inalterado. A Tabela 14 resume o comportamento do S_{11} em função da potência óptica aplicada para as frequências de interesse nas duas posições da chave.



(a) Chave na posição 1 *(b) Chave na posição 2*

Figura 83 – *Filtena controlada opticamente operando na banda de 5,1GHz.*

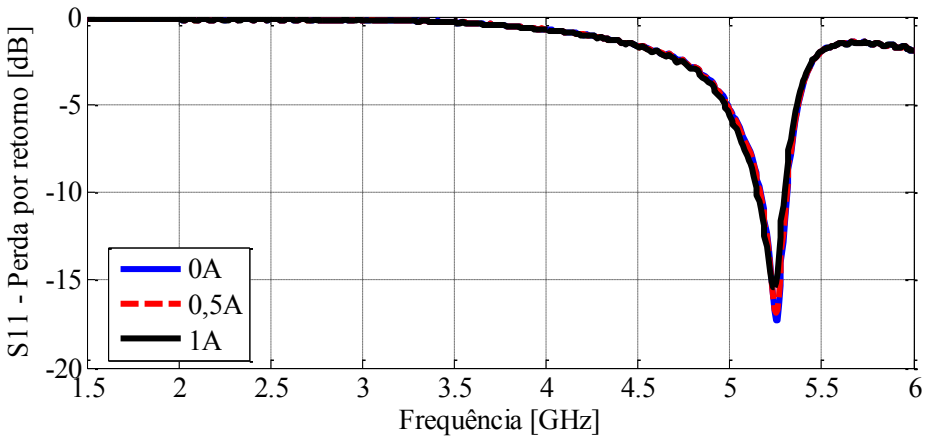


Figura 84 – *Perda por retorno da filtena com chave de silício na posição 2 na banda de 5,1GHz em função da potência óptica aplicada.*

Tabela 14 – *Perda por retorno da filtena operando na banda de 5,1GHz em função da potência óptica aplicada.*

Corrente (A)	5,18GHz		5,24GHz	
	Posição 1	Posição 2	Posição 1	Posição 2
0	-9,39dB	-10,96dB	-9,50dB	-16,79dB
0,5	-10,83dB	-11,10dB	-10,92dB	-16,69dB
1	-14,56dB	-11,89dB	-17,04dB	-15,44dB

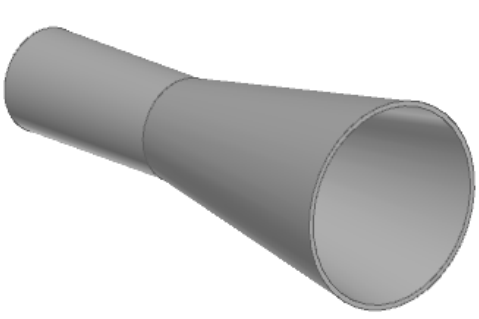
Observa-se a presença de uma ressonância na banda de 5,1GHz mesmo com a chave não iluminada, Figura 84. Esse comportamento pode ser justificado pela capacitância apresentada pela chave de silício e pela forma como a configuração da frequência de operação da filtena é realizada, associação de capacitâncias série. Aumentando a incidência da luz sobre a chave fotocondutiva sua capacitância é aumentada, e a associação série com a capacitância da fenda gera um resultado próximo a capacitância exigida.

Capítulo 4

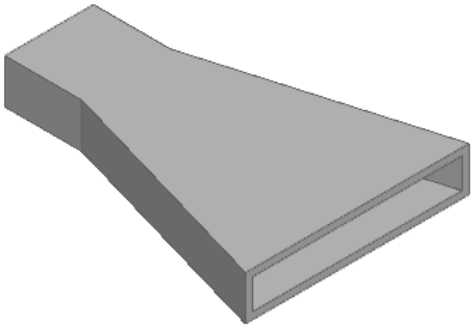
4. Filtena em guia de ondas

4.1. Projeto da antena corneta

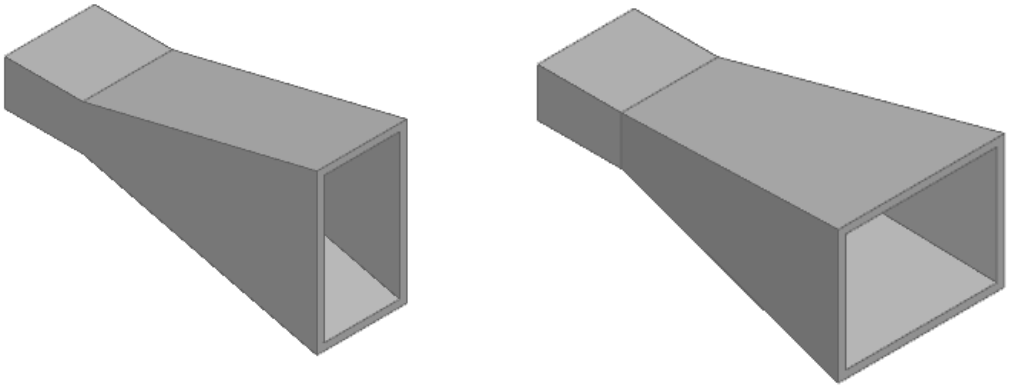
As antenas do tipo corneta são muito utilizadas para excitação de refletores e lentes, em redes de antenas do tipo *phased array* e como antena de referência em medidas de ganho [102]. A grande difusão no uso das antenas cornetas se dá pelo fato da sua simples construção, fácil excitação, versatilidade de aplicação, alto ganho, baixo coeficiente de reflexão e largura de faixa relativamente alta [103]. A antena corneta pode ser originada a partir de um guia de ondas do tipo circular ou retangular. A corneta do tipo cônica é formada pelo aumento gradual do raio do guia de ondas do tipo circular, já o guia de ondas retangular origina as cornetas no plano E, plano H e piramidal, Figura 85.



(a) Corneta cônica



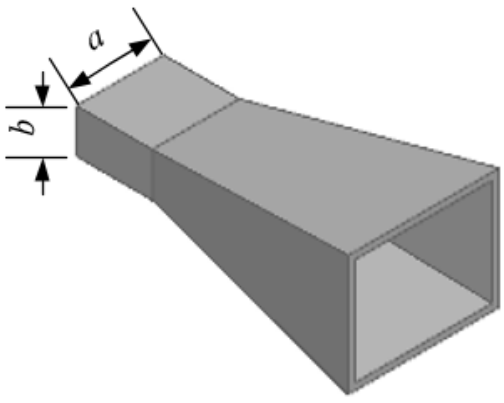
(b) Corneta setorial no plano H



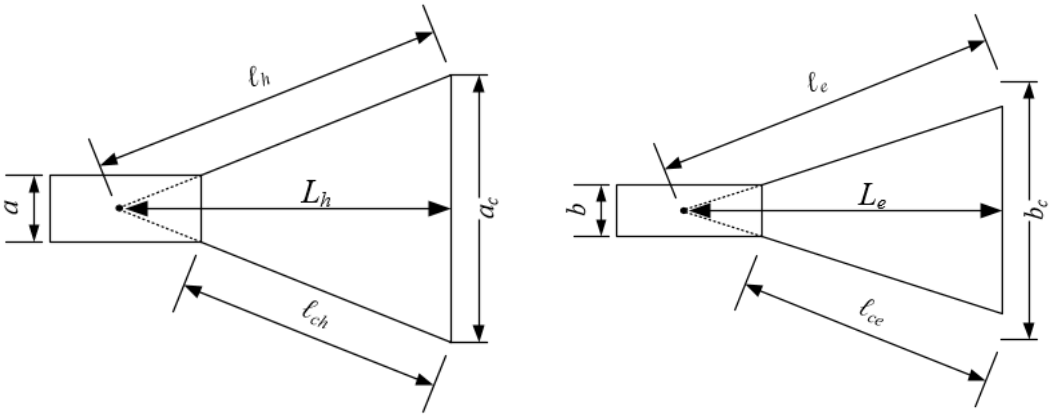
(c) Corneta setorial no plano E *(d) Corneta piramidal*

Figura 85 – *Alguns tipos de antenas cornetas*

O aumento das dimensões transversais do guia de ondas tem por objetivo melhorar a eficiência de transferência da onda guiada para o espaço livre. Suavizando a transição entre as condições de propagação de onda guiada e onda no espaço livre, têm-se uma redução no coeficiente de reflexão e a introdução de parâmetros responsáveis por controlar a diretividade e os lobos secundários do diagrama de irradiação [78]. A corneta escolhida para o projeto da filtena em guia de ondas é a do tipo piramidal. Essa corneta é formada pela junção das cornetas no plano E e plano H, ou seja, as duas dimensões transversais do guia de ondas retangular são prolongadas como detalhado na Figura 86. O projeto da corneta piramidal é realizado com base nos triângulos básicos nos planos E e H, e para o modelo ser realizável é necessário que $\ell_{ch}=\ell_{ce}$.



(a) Geometria da corneta piramidal



(b) Vista no plano H *(c) Vista no plano E*

Figura 86 – *Detalhes dimensionais da corneta piramidal.*

O aumento da abertura da corneta acarreta em um aumento da sua diretividade em função da transição mais suave entre o guia e o meio. No entanto, o aumento da abertura da corneta também causa um aumento na distorção de fase do campo eletromagnético nas extremidades da abertura da corneta, reduzindo a relação entre área efetiva e área geométrica [78]. Então, têm-se relações ótimas para as dimensões da corneta com as quais se obtém a máxima eficiência de irradiação.

O projeto de uma antena corneta piramidal é iniciado pela determinação da sua frequência de operação e ganho desejados. Pode-se projeta-la para a condição de máximo ganho, onde por meio da restrição $\ell_{ch}=\ell_{ce}$ e utilizando demais equações relacionadas às dimensões da corneta é estabelecido uma equação geral de projeto. Em [102] tem-se um programa em Matlab responsável por realizar esse tipo de cálculo e fornecer as dimensões finais da antena. Em [103] tem-se um conjunto de equações que quando resolvidas também fornecem as dimensões da corneta piramidal para ganho ótimo. Geralmente, a abordagem de desenvolvimento para ganho ótimo produz a menor dimensão axial possível. Outros procedimentos de cálculo para antenas cornetas piramidais são apresentados em [104]. Tem-se a possibilidade de conduzir o projeto para a abertura de feixe de meia potência do diagrama de irradiação nos planos E e H serem iguais ou os primeiros nulos iguais. Assim como nos procedimentos anteriores, é necessário realizar algumas iterações nos cálculos para obter a diretividade desejada.

O procedimento de cálculo adotado nesse projeto será o presente em [78] para a abertura de feixe de meia potência idêntica nos planos E e H. Por conveniência, as equações necessária para esse desenvolvimento serão reproduzidas. As dimensões de abertura da corneta piramidal são definidas como:

$$a_c \cong 0{,}468\lambda\sqrt{D} \qquad b_c \cong 0{,}346\lambda\sqrt{D} \tag{4.1}$$

onde λ é o comprimento de onda de projeto e D a diretividade do projeto. O comprimento dos triângulos base no plano E e plano H são determinados por:

$$\ell_e \cong (0{,}13+0{,}0582D)\lambda \tag{4.2}$$

$$\ell_h = \left(\frac{a_c}{a_c\text{-}a}\right)\sqrt{\left[\ell_e{}^2\text{-}\left(\frac{b_c}{2}\right)^2\right]\left(\frac{b_c\text{-}b}{b_c}\right)^2+\left(\frac{a_c\text{-}a}{2}\right)^2} \tag{4.3}$$

Com o comprimento dos triângulos base determinados, por semelhança de triângulos é possível determinar as arestas da pirâmide, $\ell_c=\ell_{ch}=\ell_{ce}$, por meio de uma das duas possibilidades abaixo.

$$\ell_c = \sqrt{\left(\frac{a_c\text{-}a}{a_c}\right)^2 \ell_h{}^2+\left(\frac{b_c\text{-}b}{2}\right)^2} \tag{4.4}$$

$$\ell_c = \sqrt{\left(\frac{b_c\text{-}a}{b_c}\right)^2 \ell_e{}^2+\left(\frac{a_c\text{-}a}{2}\right)^2} \tag{4.5}$$

De acordo com (4.1) a (4.5), as dimensões da corneta piramidal para abertura de feixe de meia potência idêntica nos planos E e H são determinadas. Para verificar a diretividade atingida com as dimensões calculadas é utilizado a expressão geral da diretividade da antena corneta piramidal em função das diretividade das cornetas setoriais nos planos E e H [78].

$$\mathrm{D} = \frac{8\pi L_e L_h}{a_c b_c}\{[C(u_e)]^2+[S(u_e)]^2\}\times\{[C(u_h)\text{-}C(v_h)]^2+[S(u_h)\text{-}S(v_h)]^2\} \tag{4.6}$$

As funções $C(x)$ e $S(x)$ são as integrais cosseno e seno de Fresnel, respectivamente. O parâmetro u_e é relacionado com a corneta no plano E e os

parâmetros u_h e v_h são relacionados com as dimensões da corneta no plano H. Ambos são determinados por:

$$u_e = \frac{b_c}{\sqrt{2\lambda L}} \quad u_h = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(\frac{\sqrt{\lambda L_h}}{a_c} + \frac{a_c}{\sqrt{\lambda L_h}}\right) \quad v_h = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(\frac{\sqrt{\lambda L_h}}{a_c} - \frac{a_c}{\sqrt{\lambda L_h}}\right) \quad (4.7)$$

Em função de restrições para fabricação do protótipo e sua caracterização, a frequência de projeto escolhida é de 23GHz e o ganho de 13dBi. O guia de ondas escolhido é o WR-42 com frequência de operação para modo fundamental de 18GHz a 26,5GHz com frequência de corte de 14,047GHz [78]. Com esses dados, e considerando as perdas no guia desprezíveis para a aproximação do ganho da diretividade, utilizando as equações de (4.1) a (4.5) determina-se as dimensões da corneta piramidal, Tabela 15.

Tabela 15 – *Dimensões iniciais da corneta piramidal.*

Dados projeto:	λ=13,0434mm	D=19,9526	a=10,67mm	b=4,32mm
Dimensões da corneta:	a_c =27,267mm	b_c =20,158mm	ℓ_e=16,842mm	ℓ_h=22,118mm
	L_e=13,493mm	L_h=17,416mm	ℓ_c=15,62mm	
Cálculo diretividade (9):	u_h=1,67	v_h=-0,88	u_e=1,074	
	$C(u_h)$=0,3313	$S(u_h)$=0,5782	$C(v_h)$=-0,7611	
	$S(v_h)$=-0,3283	$C(u_e)$=0,7711	$S(u_e)$=0,5115	
	D=18,539		G=12,68dBi	

Apesar da diretividade obtida ser menor que a desejada, como será utilizado um *software* de simulação eletromagnético para avaliar o modelo, optou-se por não refazer os cálculos para correção desse valor. Com as dimensões da Tabela 15 é construído no ANSYS HFSS o primeiro modelo da antena corneta piramidal, Figura 87. A perda por retorno deste modelo é exibida na Figura 88. Dentro da faixa de operação do guia de ondas para o modo fundamental tem-se um valor de $S_{11} \leq$ -15dB, validando a operação da antena em toda faixa do modo fundamental do guia de ondas retangular. O diagrama de irradiação em 23GHz obtido com esse modelo inicial é apresentado na Figura 89, onde é destacado o diagrama 3D e as versões 2D nos planos do campo elétrico e magnético. O ganho máximo obtido é de 14,26dBi e a abertura de feixe de meia potência no plano H de 33,46° e no plano E de 33,91°.

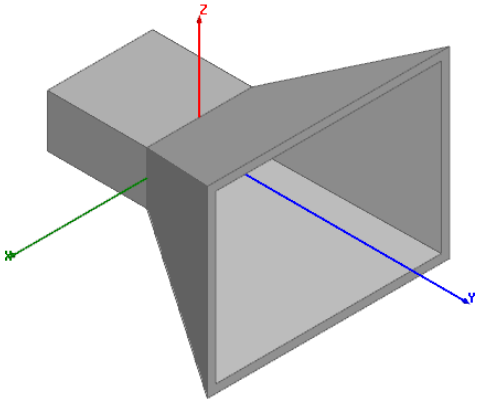


Figura 87 – *Modelo inicial da corneta piramidal.*

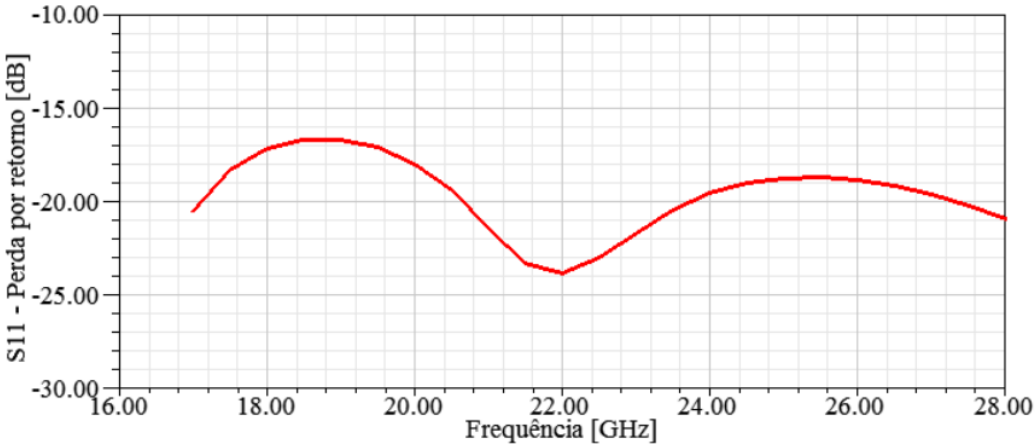
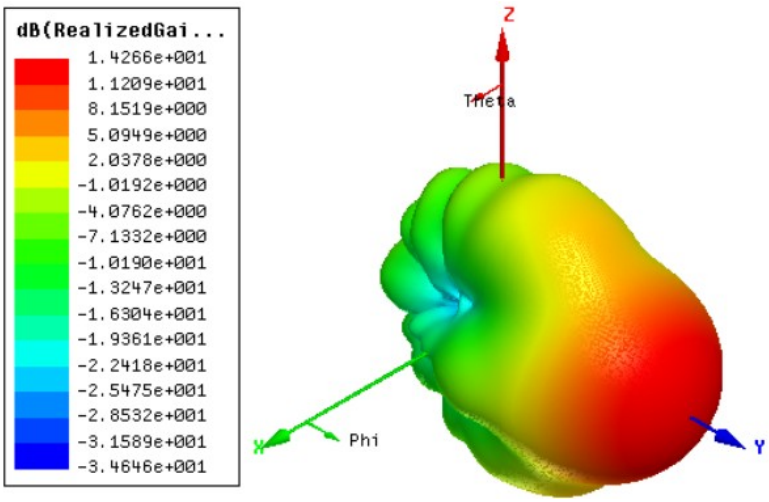
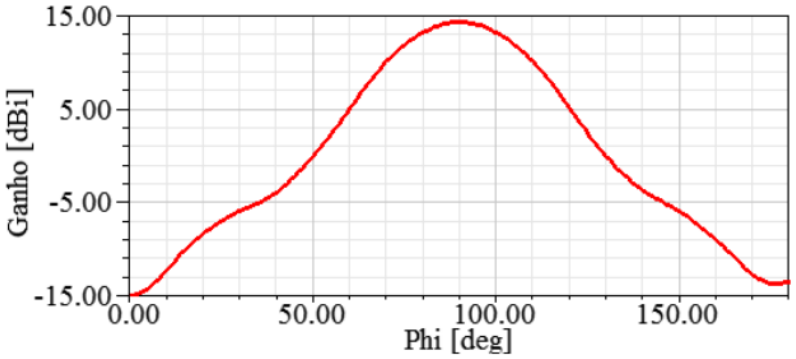


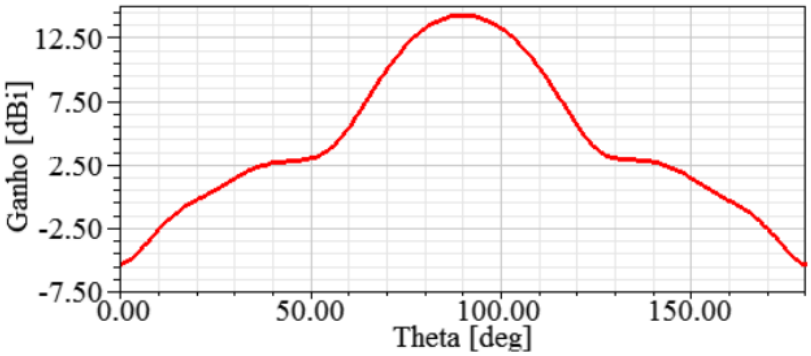
Figura 88 – *Perda por retorno do modelo inicial da corneta piramidal.*



(a) Diagrama de irradiação 3D



(b) Diagrama de irradiação no plano H



(c) Diagrama de irradiação no plano E

Figura 89 – *Diagrama de irradiação em 23GHz da antena corneta piramidal modelo inicial.*

Apesar das especificações de projeto terem sido atendidas, a antena teve suas dimensões alteradas para facilitar o processo de fabricação e aumentar a abertura de feixe para maior área de cobertura da antena. Ao final de um processo de otimização no ANSYS HFSS foram obtidas as dimensões finais da antena corneta piramidal: a_c=19,88mm; b_c =15,46mm; ℓ_c=33,13mm. O aumento no comprimento axial da corneta culminou em uma notável melhora no casamento de impedância devido a suavização da transição entre onda guiada e onda no espaço livre, conforme mostrado na Figura 90.

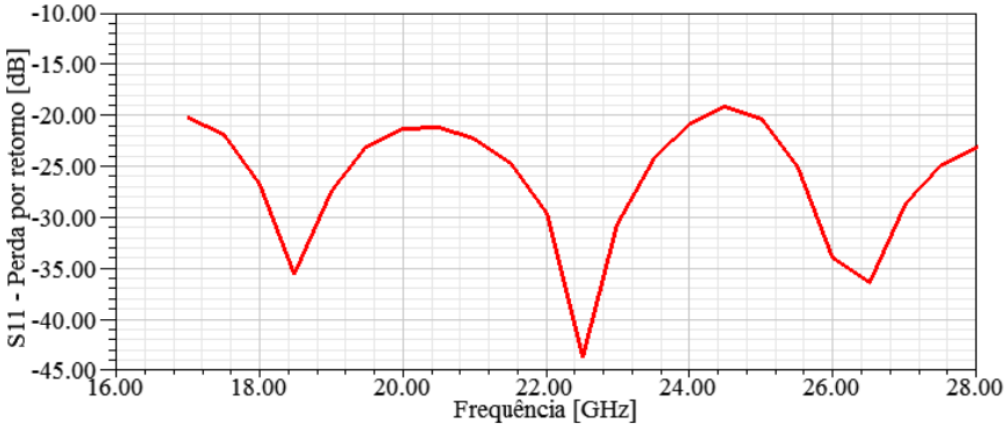
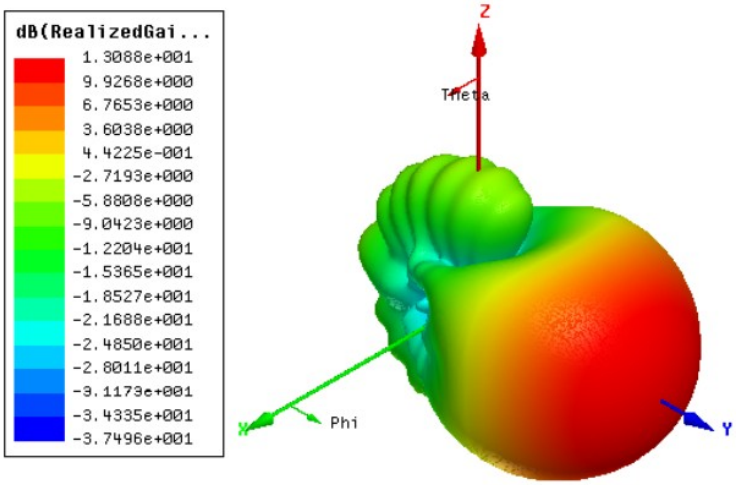
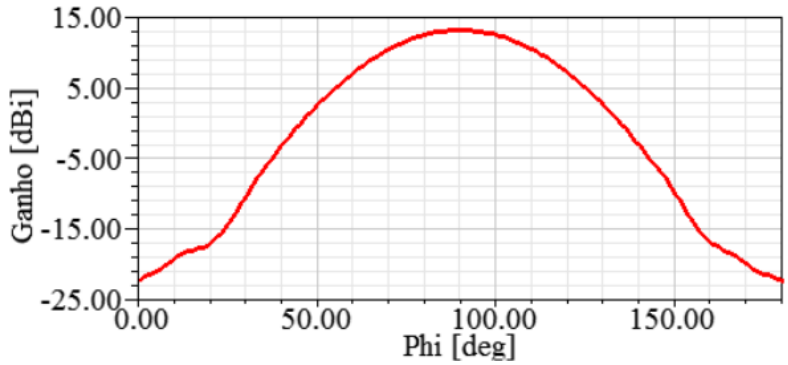


Figura 90 – *Perda por retorno do modelo final da corneta piramidal.*

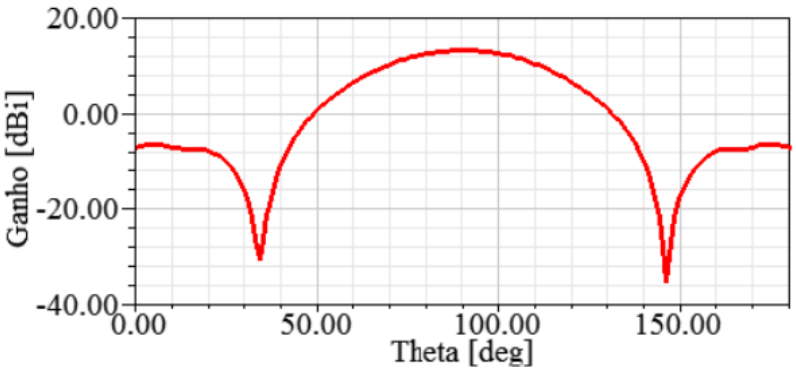
O diagrama de irradiação em 23GHz da corneta piramidal final na suas versões 3D e 2D é ilustrado na Figura 91. O ganho obtido é de 13dBi e a abertura de feixe de meia potência no plano H de 42,54° e no plano E de 41,53°. Apesar da diferença de aproximadamente 1° entre a abertura de feixe em azimute e elevação esse valor é aceitável por não ser crítico no projeto. É apresentado, também, o diagrama de irradiação da corneta piramidal para o início e fim da faixa de operação do modo fundamental do guia WR-42 na Figura 92. Embora haja alterações no formato do diagrama de irradiação ao longo da faixa de operação de 18 a 26,5GHz, seu lobo principal é bem definido e permite a utilização da antena em toda faixa. Na Figura 93 tem-se a variação do ganho da antena corneta piramidal em função da sua frequência de operação. Como esperado, com o aumento da frequência o ganho aumenta de forma aproximadamente linear.



(a) Diagrama de irradiação 3D

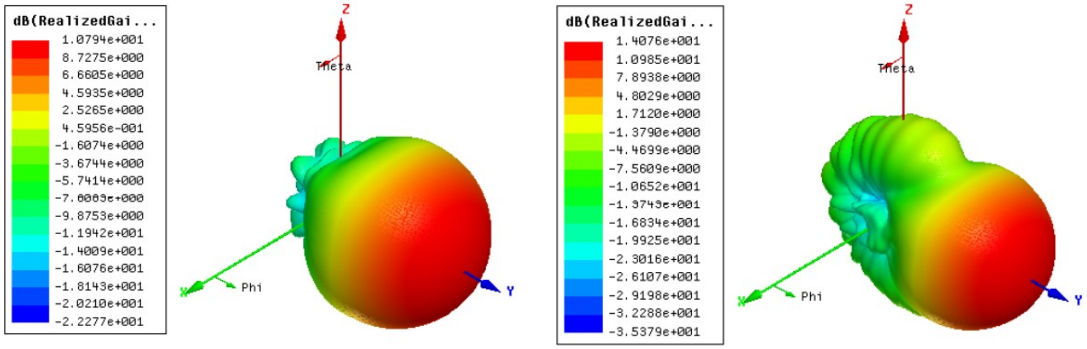


(b) Diagrama de irradiação no plano H



(c) Diagrama de irradiação no plano E

Figura 91 – *Diagrama de irradiação em 23GHz da antena corneta piramidal modelo final.*



(a) 18GHz *(b) 26,5GHz*

Figura 92 – *Diagrama de irradiação da antena corneta piramidal modelo final.*

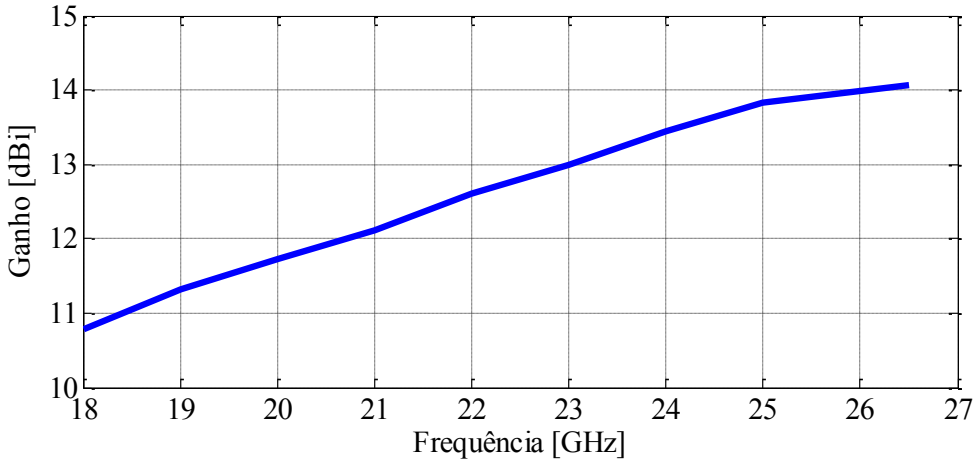


Figura 93 – *Ganho da corneta piramidal em função da frequência.*

4.2. Projeto filtro passa faixas com guia de ondas

Com a antena em guia de ondas do tipo corneta piramidal desenvolvida, a inserção do filtro passa faixas reconfigurável deve ser realizada no guia de ondas de alimentação da antena, sem proporcionar aumento físico em relação a estrutura original. As dimensões disponíveis para construção do filtro passa faixas reconfigurável são apresentadas na Figura 94. Portanto, além das dimensões de altura e largura do guia de ondas determinadas pelo guia WR-42, tem-se um comprimento de apenas 12mm para o desenvolvimento do filtro passa faixas, isto é, menos que o comprimento de onda guiado no espaço livre em 23GHz, que é aproximadamente 13mm.

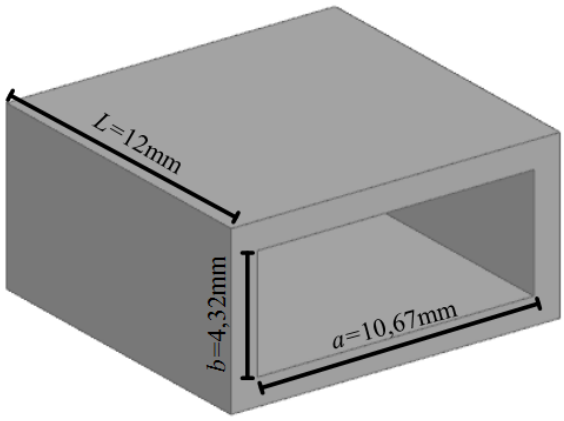


Figura 94 – *Dimensões do guia de ondas de alimentação para construção do filtro.*

Conforme as limitações de dimensões apresentadas na Figura 94, o projeto do filtro passa faixas deve diferir das topologias tradicionais como janela indutiva, poste indutivo, modo evanescente, inserção de metal no plano E, dentre outros, cujas dimensões longitudinais são de alguns comprimentos de ondas [105]. Um método utilizado em filtros planares para redução das dimensões da estrutura é a exploração de múltiplos modos de ressonância nos ressonadores, como filtros *dual-mode*. Esta abordagem é utilizada também em filtros com guia de ondas para aumentar a seletividade de uma única cavidade [106][107]. No entanto, para implementar esse tipo de filtro tem-se uma aumento na dimensão *a* ou *b* para proporcionar a operação multímodo, o que inviabiliza sua utilização nessa aplicação, além do complexidade em realizar uma estrutura reconfigurável [107]. Para superar a limitação de dimensão longitudinal do filtro passa faixas é utilizado um tipo de ressonador compacto conhecido como dois postes (DPR – D*ual-post Resonator*), Figura 95 [68]. Em relação aos filtros de guia de ondas convencionais com obstáculos indutivos, o filtro com ressonador do tipo dois postes possui fácil sintonia, tamanho reduzido e maior seletividade, as custas de um menor fato de qualidade *Q* [68]. Com esse ressonador é possível realizar um *singlet*, nome dado a estrutura que possui um zero de reflexão e um zero de transmissão em uma frequência real [106].

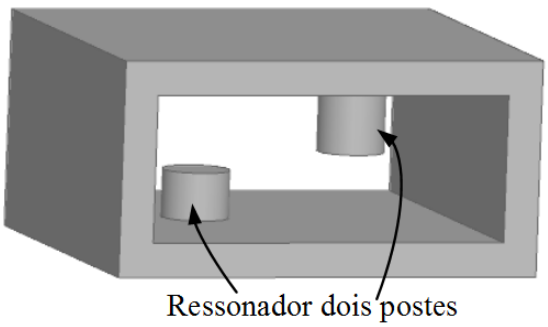


Figura 95 – *Ressonador do tipo dois postes.*

O ressonador da Figura 95 é formado por dois postes parciais em posição antipodal. O uso da posição antipodal traz vantagens como maior diferença entre os modos de ressonância do ressonador e maior fator de mérito *Q* em relação a posição podal [67]. Outra característica importante do DPR utilizado é a presença de uma diferença entre suas alturas. Com essa mudança não é necessário a inserção de

estruturas de acoplamento na entrada e saída do filtro para excitação dos seus dois modos de operação, como ocorrido em [67], além da possibilidade de produzir o máximo número de zeros de transmissão.

O DPR possui um modo ressonante e outro não-ressonante de operação. O termo não-ressonante é usado para designar um modo de operação que possui frequência de ressonância distante da banda de passagem do filtro, sendo esse modo no guia de ondas do tipo propagante ou evanescente [107]. O modo não-ressonante é responsável por proporcionar um acoplamento direto entre entrada e saída do filtro, gerando um zero de transmissão localizado abaixo ou acima do polo do modo de ressonância. Para a estrutura da Figura 95 o modo ressonante é formado pelo modo TE_{20} e o modo não-ressonante o TE_{10}. Na Figura 96 tem-se um modelo circuital do *singlet* utilizado simplificando o seu funcionamento quanto aos acoplamentos presentes entre entrada e saída do filtro. Com esse modelo, nota-se que o modo não-ressonante provê um caminho direto para onda eletromagnética entre entrada e saída. Em determinada frequência esse caminho extra gera uma interferência destrutiva na resposta em frequência do filtro originando um zero de transmissão [106]. Por meio do controle do acoplamento entre o modo TE_{10} de excitação do filtro com os modos ressonante e não-ressonante, é possível controlar a localização do zero de transmissão para posições acima ou abaixo da frequência do polo do filtro [68].

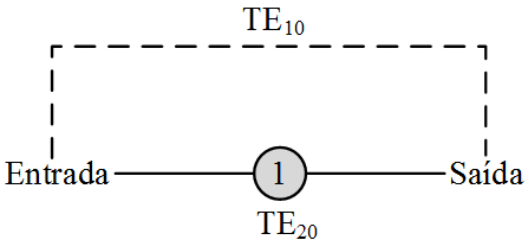
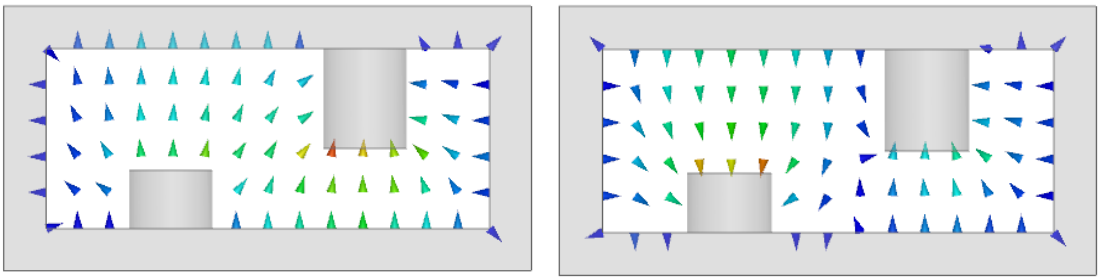


Figura 96 – *Topologia circuital do DPR.*

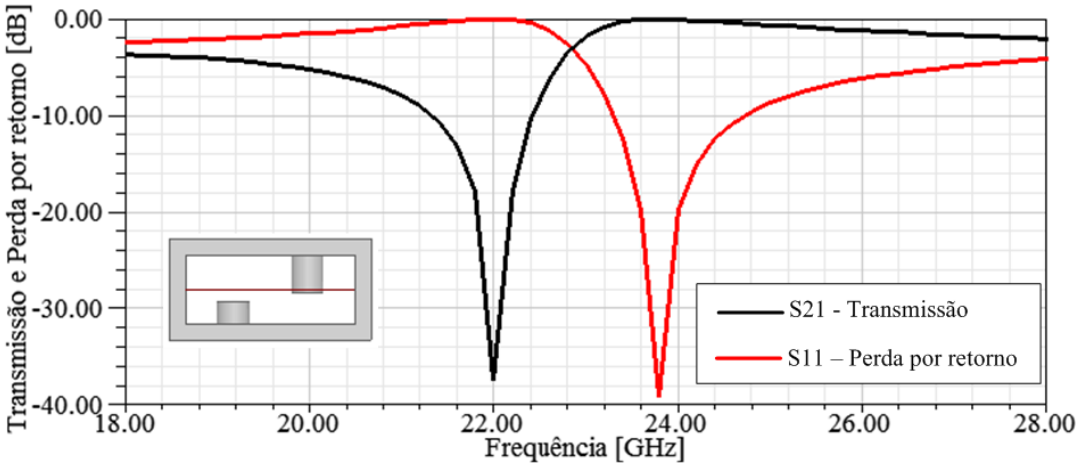
O DPR é dimensionado para apresentar a frequência de ressonância do modo ressonante na banda de passagem desejada do filtro e a frequência de ressonância do modo não-ressonante abaixo da frequência de corte do modo fundamental do guia de ondas, visando a não presença de espúrios nessa faixa. Assim, na frequência de ressonância do modo ressonante do filtro tem-se a excitação do modo TE_{20} e na frequência do modo não-ressonante tem-se o modo TE_{10} propagando entre a entrada

e saída da estrutura, Figura 97. Para excitar o modo ressonante TE_{20} é necessário quebrar a simetria presente nos postes antipodais. Isso pode ser feito pela introdução de uma diferença nas alturas dos postes, como na Figura 97, ou com postes de mesma altura, mas rotacionados em relação a sua linha central. A escolha do método de quebra de simetria irá determinar a localização do zero de transmissão em relação ao polo do filtro. Como exemplo, é ilustrado na Figura 98 a resposta em frequência de dois *singlets* com quebra de simetria distinta. No primeiro, tem-se o DPR de alturas diferentes, já no segundo tem-se a rotação dos dois postes de mesma altura em relação a sua linha central. Como demonstrado pela Figura 98 o método utilizado para quebra de simetria irá determinar a localização do zero de transmissão em relação ao polo do filtro.

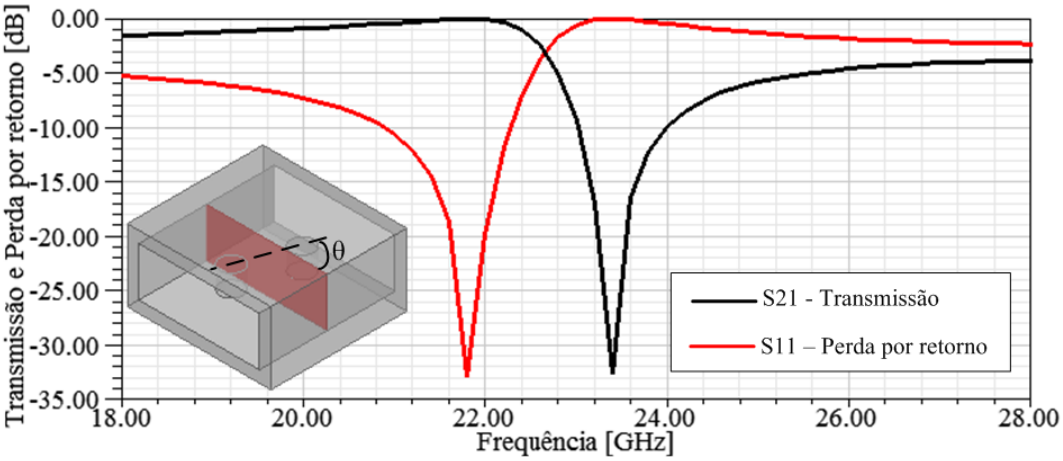


(a) Modo não-ressonante. *(b) Modo ressonante.*

Figura 97 – *Distribuição do vetor campo elétrico no DPR.*



(a) Postes de diferentes alturas e sem rotação.



(b) Postes de mesma altura e com rotação.

Figura 98 – *Resposta em frequência do DPR.*

Para o projeto da filtena em guia de ondas será utilizado o DPR de diferentes alturas. Portanto, tem-se como dimensões já estabelecidas para o projeto do filtro as dimensões transversais do guia de ondas retangular WR-42, a=10,67mm e b=4,32mm, e o comprimento longitudinal L=12mm. A influência de cada variável na resposta em frequência do DPR foi realizada por meio de uma varredura na variável em análise com as demais mantidas fixas, Figura 99. Em função de restrições de fabricação o raio do poste é fixado em r=1mm.

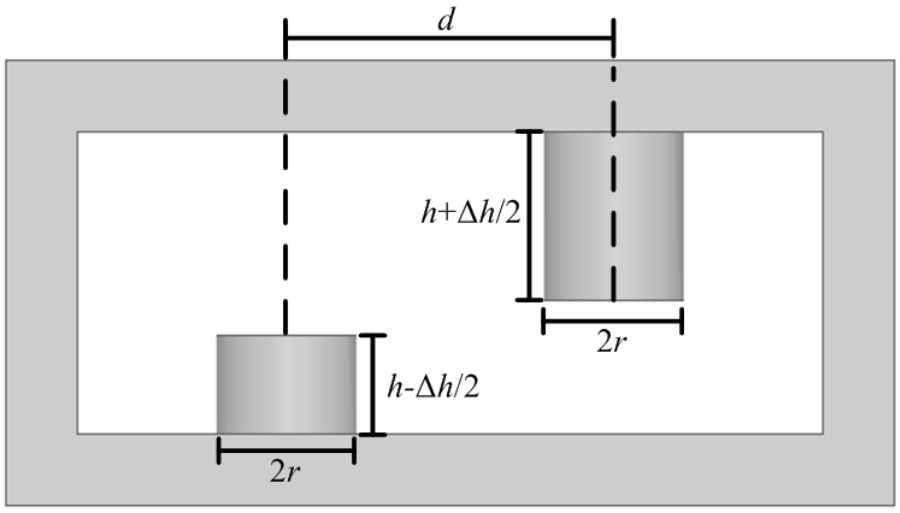
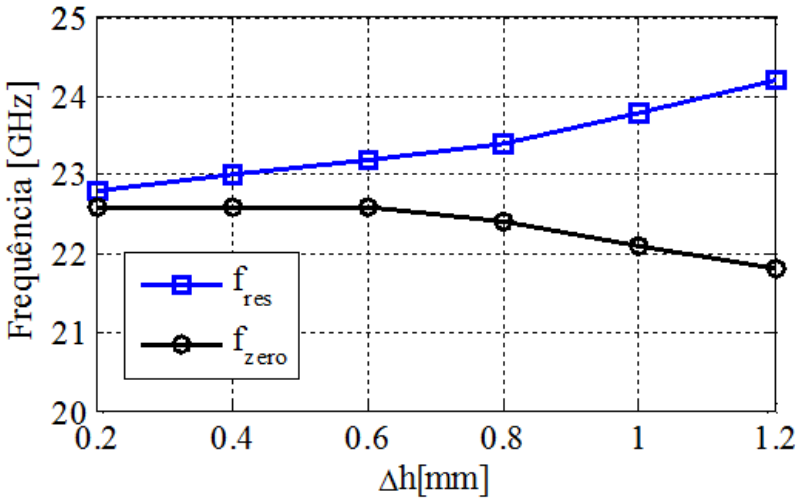


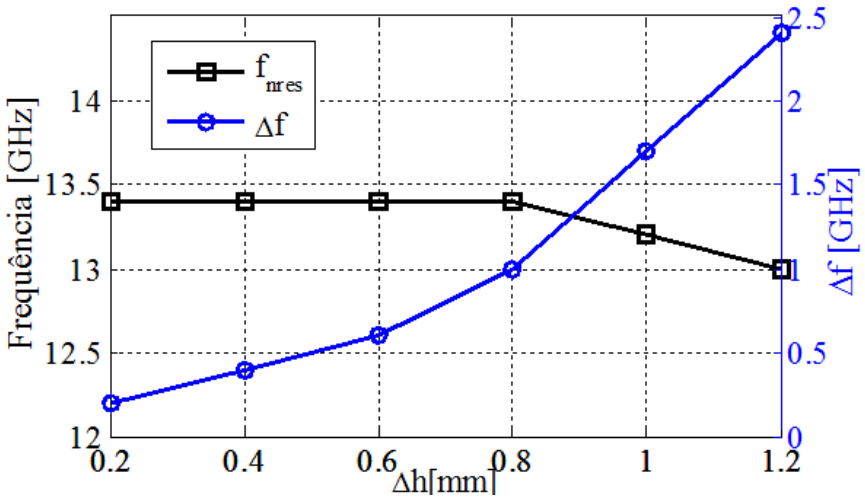
Figura 99 – *Variáveis de projeto do DPR. As variáveis são: d - distância entre os ressonadores; h - altura dos postes; Δh - diferença de altura e r - raio do poste.*

De acordo com as dimensões do guia de alimentação da antena corneta piramidal foi construído um modelo ANSYS HFSS com dois postes antipodais

formando o ressonador a ser utilizado. Em relação à posição longitudinal do ressonador no guia de ondas, os postes são dispostos no centro do guia, ou seja, seus centros estão em L=6mm. Para análise da influência da diferença Δh de altura entre os postes esse parâmetro é variado de 0,2mm a 1,2mm com passo de 0,2mm, sendo as demais variáveis iguais a: d=4,67mm e h=1,9mm. Da resposta em frequência será analisada a posição da frequência de ressonância dos modos ressonante (f_{res}) e não-ressonante (f_{nres}), e a frequência do zero de transmissão (f_{zero}) do filtro, além da diferença entre a frequência de ressonância do modo ressonante e a frequência do zero de transmissão, $\Delta f = f_{res} - f_{zero}$. Na Figura 100 têm-se os resultados da influência da variável Δh na resposta em frequência do DPR. Observa-se que para pequenos valores de Δh as frequências de ressonância e do zero de transmissão são muito próximas e tem-se uma baixa excitação do modo ressonante (TE_{20}). No entanto, com aumento de Δh consta-se que a variação de f_{res}, f_{zero} e a diferença entre esses é aproximadamente linear. Destaca-se, também, o sentido de variação contrário de f_{res} e f_{zero} com o aumento de Δh. Em relação a frequência de ressonância do modo não ressonante, nota-se a pequena influência de Δh nesse, tendo uma pequena variação de f_{nres} apenas para valores maiores da diferença de altura entre os postes.



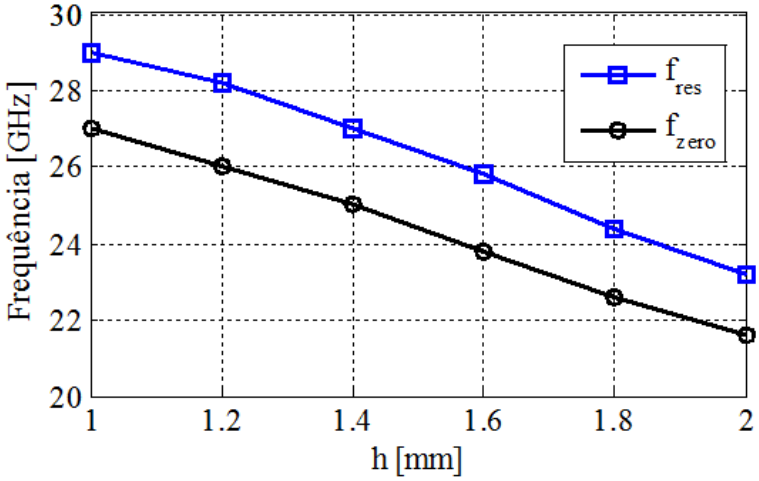
(a) Variação da frequência de ressonância do modo ressonante e do zero de transmissão



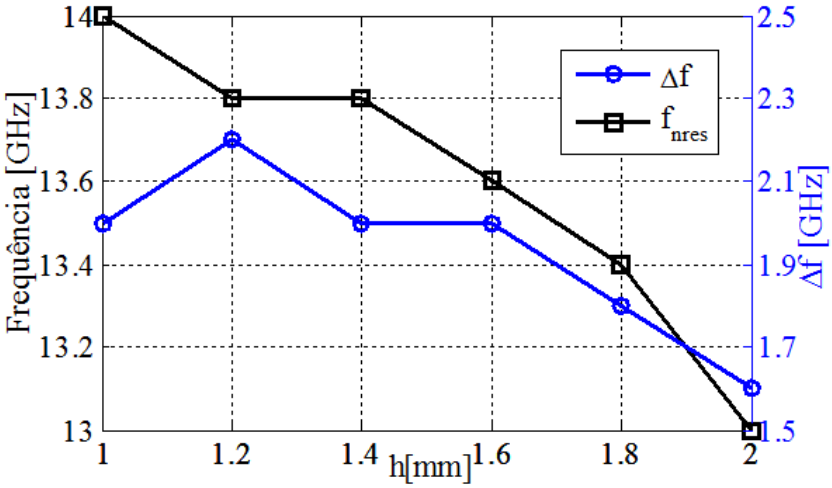
(b) Frequência de ressonância do modo não ressonante e diferença entre as frequências de ressonância e zero de transmissão

Figura 100 – *Influência do parâmetro Δh no DPR.*

A altura média dos postes *h* é o próximo parâmetro a ser analisado. Com os parâmetros *d*=4,67mm e Δ*h*=1 a altura média dos postes é variada de 1mm a 2mm com passo de 0,2mm. De acordo com a Figura 101(a), o aumento de *h* implica em uma diminuição da frequência de ressonância do modo ressonante e da frequência do zero de transmissão, sendo a diferença entre essas diminuída com o aumento de *h*, Figura 101(b). A variação da frequência de ressonância do modo não-ressonante em função de *h* é mais significativa que a obtida com a variação de Δ*h*. Com o aumento de *h* tem-se um decaimento da frequência de ressonância do modo não-ressonante, Figura 101(b).



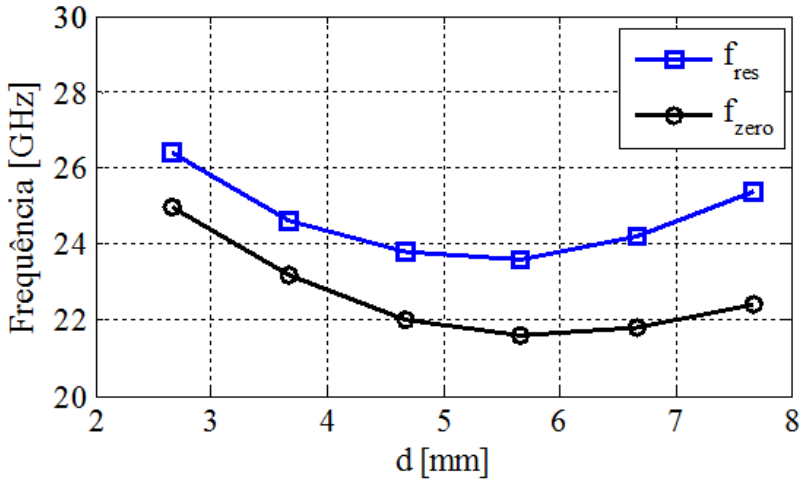
(a) Variação da frequência de ressonância do modo ressonante e do zero de transmissão



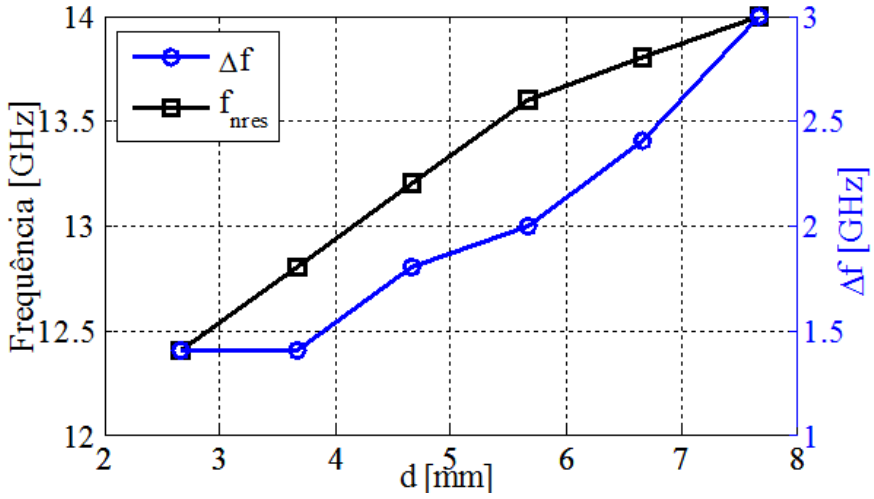
(b) Frequência de ressonância do modo não ressonante e diferença entre as frequências de ressonância e zero de transmissão

Figura 101 – *Influência do parâmetro h no DPR.*

Para uma variação da separação *d* entre os postes de 2,67mm a 7,67mm com passo de 1mm têm-se os resultados obtidos apresentados na Figura 102, sendo h=1,9mm e Δh=1mm. Observa-se a presença de um de valor de *d* onde há uma mudança no sentido de variação de f_{res} e f_{zero}. Isto é, esses valores diminuem com o aumento de *d* até um valor mínimo e começam a aumentar após esse. Contudo, a diferença entre f_{res} e f_{zero} só aumenta com o aumento de *d*, Figura 102(b). Conforme apresentado na Figura 102(b) a frequência de ressonância do modo não-ressonante é diretamente proporcional ao valor de *d* e possui maior sensibilidade a esse do que em relação a variável *h*.



(a) Variação da frequência de ressonância do modo ressonante e do zero de transmissão



(b) Frequência de ressonância do modo não ressonante e diferença entre as frequências de ressonância e zero de transmissão

Figura 102 – *Influência do parâmetro d no DPR.*

Assim, conclui-se que a variável Δh é diretamente proporcional a f_{res} e Δf e inversamente proporcional a f_{zero}, provocando uma pequena alteração na frequência de ressonância do modo não-ressonante com o seu aumento. Quanto maior o valor de Δh maior é a diferença entre a frequência de ressonância do modo ressonante e a frequência do zero de transmissão. Quanto a variável h, observa-se que esta altera os valores de f_{res} e f_{zero} no mesmo sentido, ou seja, inversamente proporcional. Apesar da variação de Δf com o aumento de h, tem-se uma menor variação dessa diferença de frequências do que a obtida com a varredura de Δh. Em relação a frequência de ressonância do modo não-ressonante tem-se uma variação inversamente proporcional ao parâmetro h. A variável d possui um controle sobre f_{res} e f_{zero} tanto para o aumento quanto diminuição desses valores, porém em proporções menores que as variáveis h e Δh. A maior contribuição do parâmetro d na resposta do DPR é o controle da frequência de ressonância do modo não-ressonante.

Para o projeto do *singlet* utilizando o DPR a variável d é fixada em 4,67mm por estar próximo do vale da Figura 102(a) e deixar os postes distribuídos de maneira mais simétrica entre a distância em relação as paredes do guia e d. Portanto, tem-se as variáveis h e Δh para serem determinadas de acordo com as especificações de projeto. Sabe-se que a corneta piramidal projetada para composição da filtena foi desenvolvida para uma frequência de 23GHz, contudo visando um possível erro de fabricação ou limitação de precisão o filtro passa faixas foi projetado para uma

frequência superior a 23GHz. Como o processo de sintonia a ser empregado é responsável por diminuir a frequência de ressonância do filtro, projetando-o para uma frequência maior que a desejada é possível chegar a operação em 23GHz caso haja alguma discrepância de dimensões dos postes ressonantes. Por meio de otimizações nos valores de h e Δh o filtro com DPR é desenvolvido para possuir uma frequência de ressonância em 23,8GHz e zero de transmissão em 22GHz. Como no projeto não consta nenhuma restrição quanto a posição do zero de transmissão do filtro, esse foi disposto nas proximidades do polo do filtro. Ao final, tem-se o filtro passa faixas da Figura 103 cujas dimensões são: a=10,67mm; b=4,32mm; L=12mm; r=1mm; d=4,67mm; h=1,9mm e Δh=1mm.

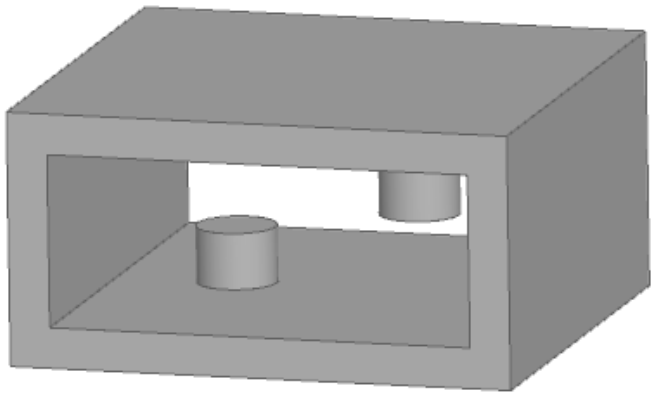


Figura 103 – *Filtro passa faixas com ressonador do tipo dois postes.*

A resposta em frequência do filtro da Figura 103 é ilustrada na Figura 104. Como a perda no guia de ondas é baixa, a inserção do filtro na sua banda de passagem também é reduzida. Considerando a região de passagem onde S_{11} é menor que -10dB tem-se uma perda por inserção máxima de -0,56dB, sendo a inserção em 23,8GHz igual a -0,024dB. Na Figura 105 é exibido a magnitude do campo elétrico no filtro passa faixas para diferentes frequências. Para uma melhor acomodação dos modos propagantes e melhor visualização dos modos de operação do filtro, a dimensão longitudinal da cavidade é aumentada para obtenção dos resultados da Figura 105. Em Figura 105(a) tem-se a distribuição do campo elétrico no filtro para a frequência de ressonância do modo não-ressonante. Observa-se a presença de um único máximo do campo sendo excitado pelos dois postes, indicando a presença apenas do modo dominante TE_{10}. Para uma frequência abaixo da ressonância do

modo ressonante tem-se de acordo com a Figura 105(b) a excitação de apenas um dos postes, não havendo a formação do modo TE_{20} e, portanto, não tem-se um efeito de filtragem do tipo passa faixas. Na frequência de ressonância do modo ressonante há uma interação do campo elétrico com os dois postes criando dois pontos de máximo na distribuição de campo, caracterizando um modo TE_{20}, Figura 105(c). Para as frequências acima da ressonância do modo ressonante tem-se novamente a excitação de apenas um dos postes ressonadores, porém o poste excitado é contrário ao da Figura 105(b). De acordo com a Figura 105(d), a excitação de apenas um poste também não é suficiente para originar o modo TE_{20} responsável pela banda de passagem do filtro.

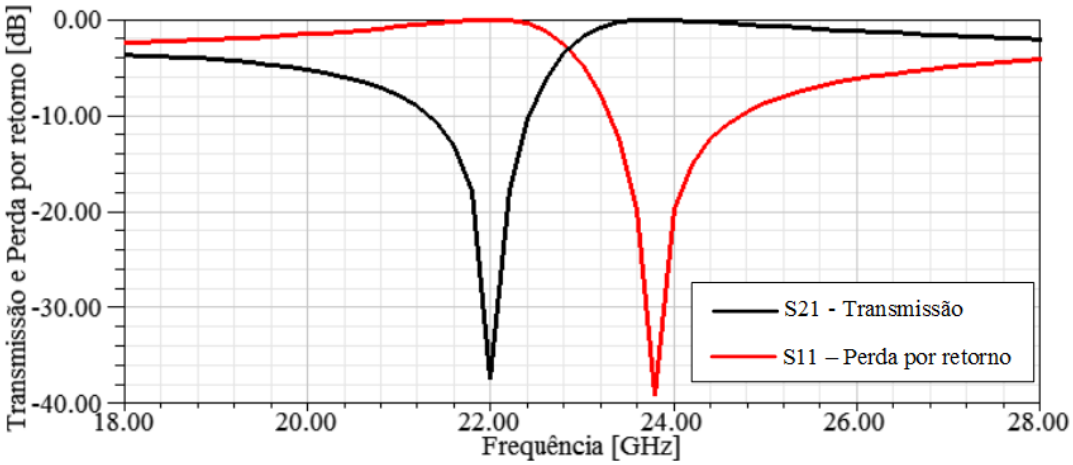
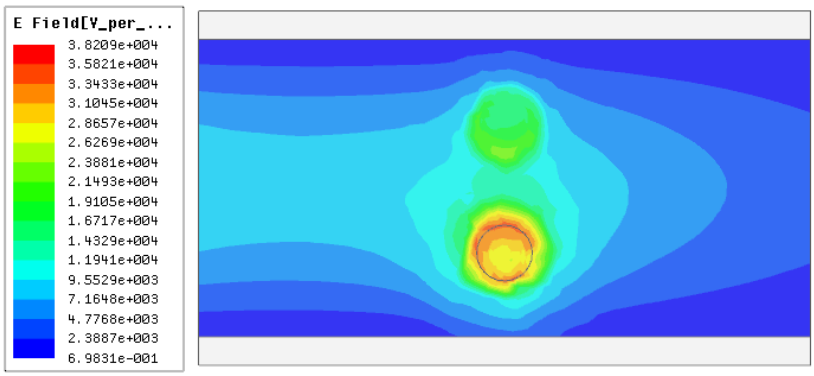
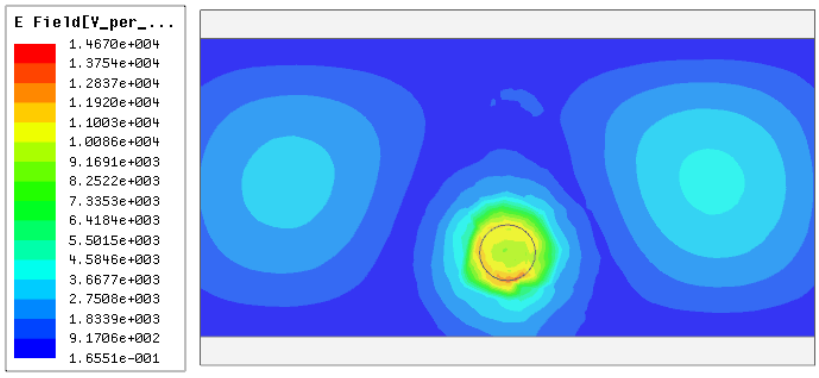


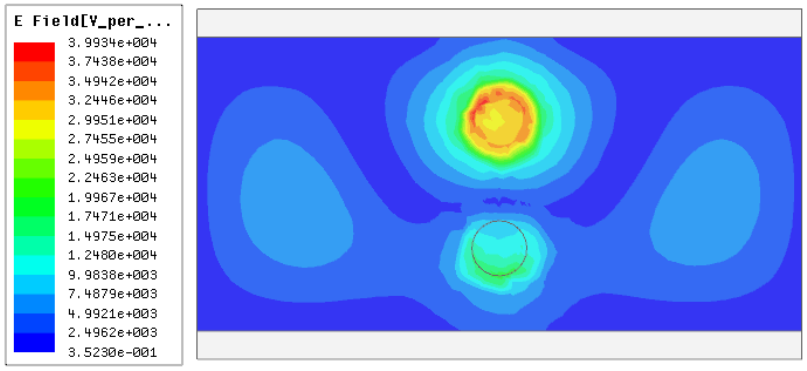
Figura 104 – *Resposta em frequência do filtro passa faixas com DPR.*



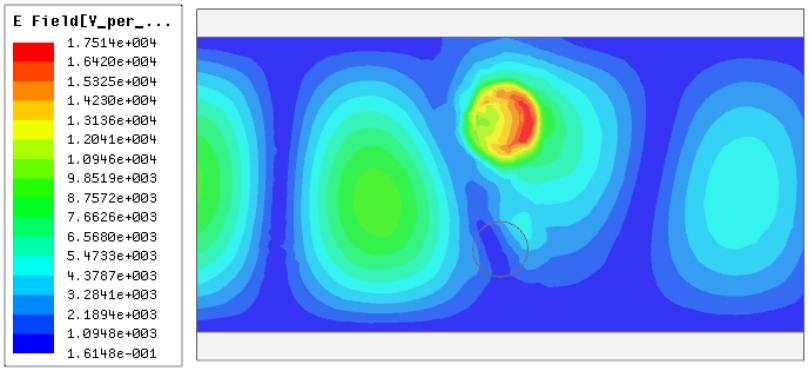
(a) Frequência de ressonância do modo não-ressonante



(b) Frequência abaixo da frequência de ressonância do modo ressonante



(c) Frequência de ressonância do modo ressonante



(d) Frequência acima da frequência de ressonância do modo ressonante

Figura 105 – *Distribuição da magnitude do campo E no filtro passa faixas com DPR.*

Após a validação do modelo da Figura 103 utilizando o ANSYS HFSS, o próximo passo no desenvolvimento da filtena em guia de ondas é a implementação de uma forma de variação da frequência de ressonância do filtro passa faixas. O processo de sintonia utilizado é o mesmo encontrado em diversos filtros de RF como os do tipo *combline* e *interdigital*. Ou seja, por meio de um parafuso disposto no topo de cada poste é possível controlar a frequência de ressonância do filtro a medida que a penetração do parafuso na cavidade é variada. Com a introdução do parafuso em direção ao topo do poste há um aumento da capacitância desse, simulando um efeito similar ao aumento de sua altura h. Com isso, como apresentado na Figura 101(a) tem-se uma diminuição da frequência de ressonância do filtro. Logo, é inserido dois parafusos de 2,5mm de diâmetro (M2,5) sobre cada poste ressonador, Figura 106.

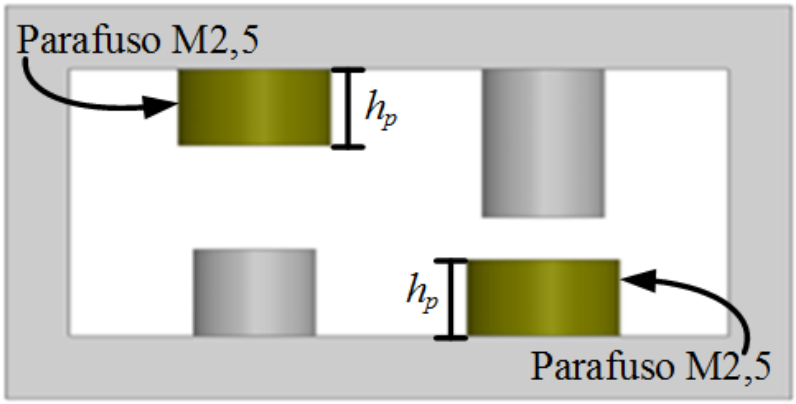
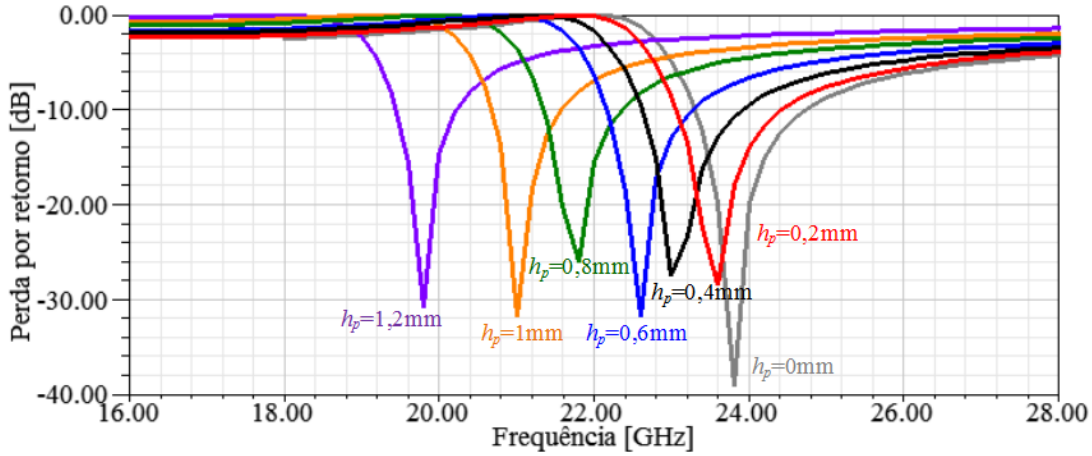
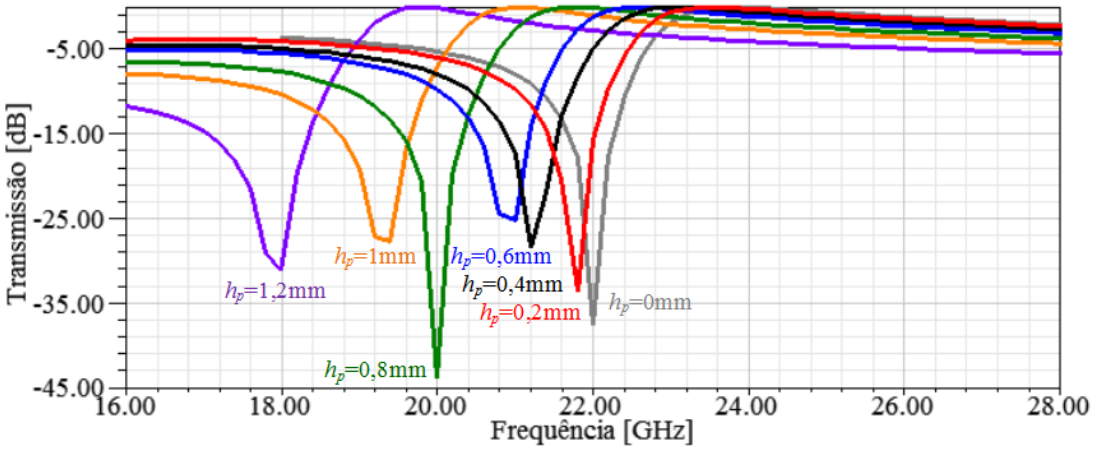


Figura 106 – *Filtro passa faixas com DPR sintonizável.*

Utilizando o modelo da Figura 106 foi realizada uma varredura na profundidade de penetração dos parafusos para validação da sua utilização na reconfiguração da frequência de ressonância do filtro. Para tal, a variável h_p é alterada de 0,2mm até 1,2mm com passo de 0,2mm para ilustrar sua influência na resposta em frequência do filtro. Na Figura 107 é apresentada a resposta em frequência do filtro passa faixas em função da penetração do parafuso na cavidade em direção aos postes ressonadores. Conforme a penetração do parafuso h_p é aumentada tem-se a redução na frequência de ressonância do filtro e do seu zero de transmissão, comportamento análogo ao aumento de h.



(a) Perda por retorno



(b) Transmissão

Figura 107 – *Resposta em frequência do filtro passa faixas com DPR sintonizável.*

De acordo com os resultados da Figura 107, conclui-se que o processo utilizado para reconfiguração da frequência de ressonância do filtro passa faixas é capaz de diminuir a frequência de ressonância e do zero de transmissão do filtro como esperado. Portanto, com o projeto do filtro passa faixas com DPR finalizado e o processo para sintonia da sua frequência de ressonância validado, para consolidação da filtena em guia de ondas basta unir o filtro da Figura 106 com a antena corneta piramidal projetada na seção 4.1.

4.3. Projeto filtena em guia de ondas

O modelo ANSYS HFSS da filtena em guia de ondas é apresentado na Figura 108 e os seus resultados numéricos da comparação com a antena corneta piramidal são apresentados.

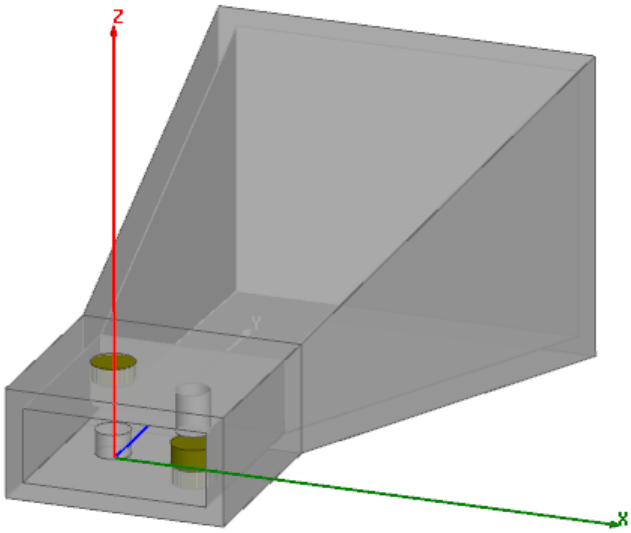
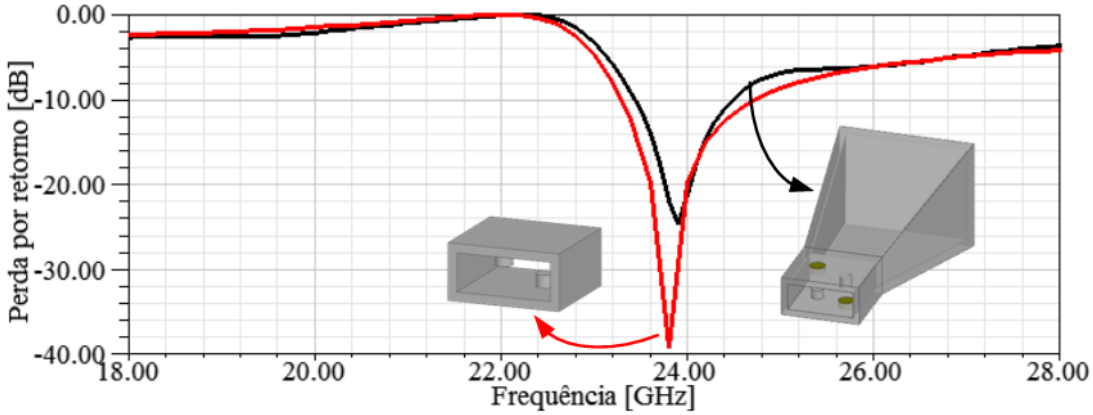
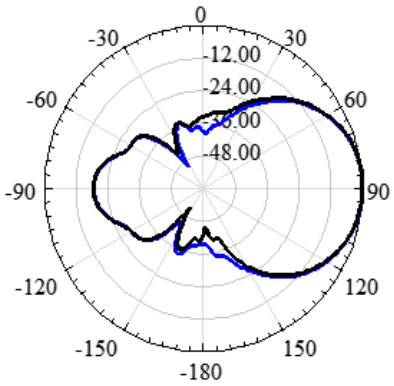


Figura 108 – *Filtena em guia de ondas.*

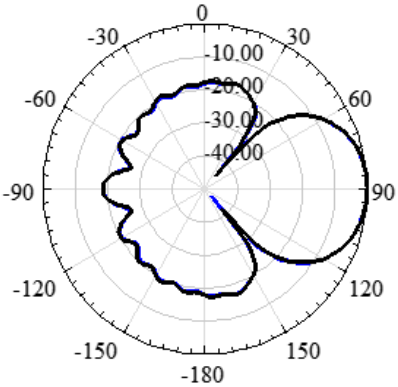
Inicialmente, é analisado o funcionamento da filtena para o parafuso de sintonia posicionado em h_p=0, Figura 109. Para análise da perda por retorno, o resultado obtido com a filtena é comparado com o resultado obtido com o filtro passa faixas. Apesar da diferença de nível entre as curvas da Figura 109(a) as duas respostas são condizentes. O ponto de melhor casamento sofreu um deslocamento de aproximadamente 100MHz, esse efeito pode ser atribuído a presença da corneta na estrutura ou ao próprio processo de cálculo numérico do ANSYS HFSS, em função da maior complexidade eletromagnética da filtena exigindo uma malha de cálculo mais complexa do que a utilizada no filtro sozinho. Quanto aos diagramas de irradiação obtidos em azimute e elevação da filtena, nota-se a concordância entre os resultados da antena corneta piramidal sozinha e o dispositivo filtena. Na Figura 109(b) é apresentada a comparação dos resultados para a direção de azimute, apesar de algumas discrepâncias em alguns ângulos os resultados são muito próximos. O ganho da corneta piramidal na sua direção de máximo é de 13,40dBi e para a filtena 13,37dBi.



(a) Perda por retorno



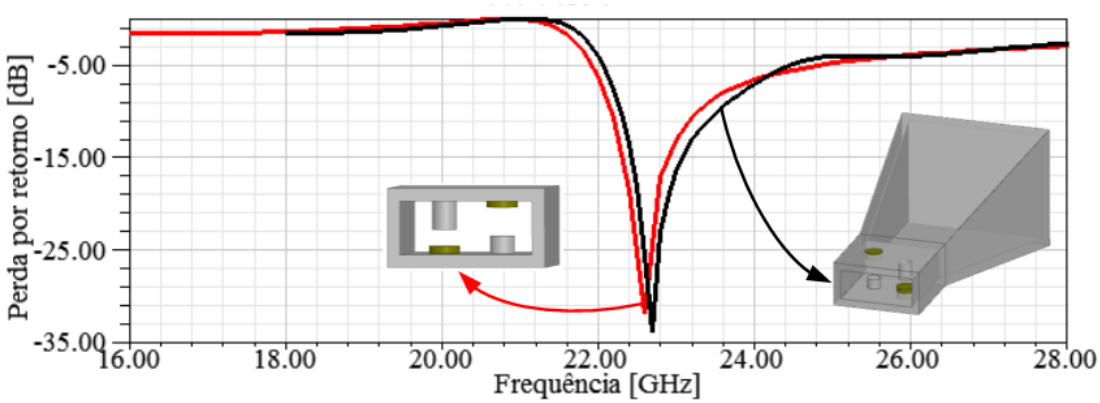
(b) Diagrama de irradiação em azimute para 23,8GHz.



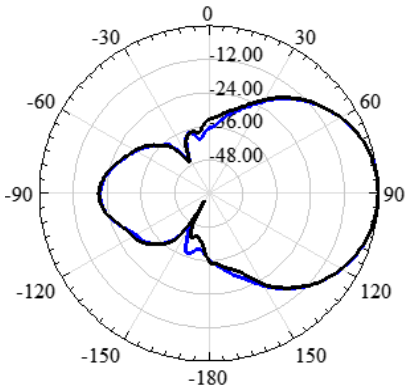
(c) Diagrama de irradiação em elevação para 23,8GHz.

Figura 109 – *Filtena em guia de ondas operando com h_p=0mm. Curva preta filtena em guia de ondas e curva azul antena corneta piramidal.*

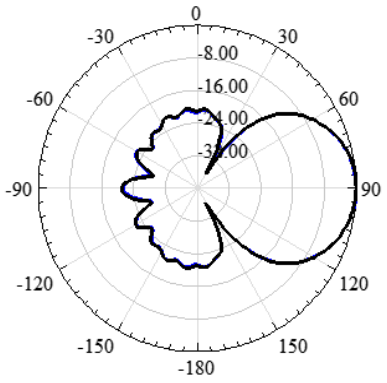
Alterando a penetração do parafuso na cavidade para o valor de h_p=0,6mm tem-se o resumo dos resultados na Figura 110. Novamente, nota-se o deslocamento de 100MHz entre a perda por retorno da filtena e a do filtro. Contudo, tem-se uma concordância entre os resultados validando a operação da filtena. Em relação aos diagramas de irradiação os resultados tanto em azimute quando em elevação apresentam conformidade. O ganho obtido na direção de máximo para a corneta piramidal é de 12,95dBi e para a filtena 12,92dBi.



(a) Perda por retorno



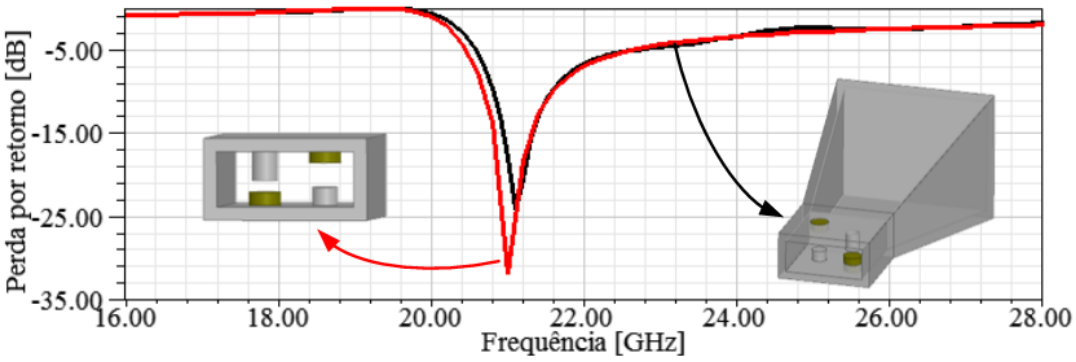
(b) Diagrama de irradiação em azimute para 22,6GHz



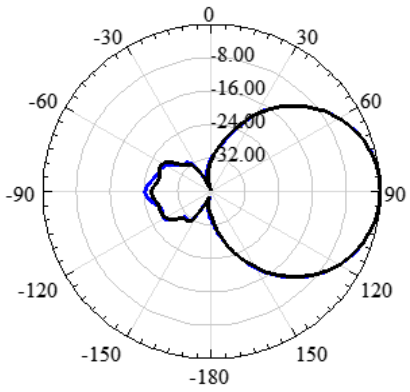
(c) Diagrama de irradiação em elevação para 22,6GHz

Figura 110 – *Filtena em guia de ondas operando com h_p=0,6mm. Curva preta filtena em guia de ondas e curva azul antena corneta piramidal*

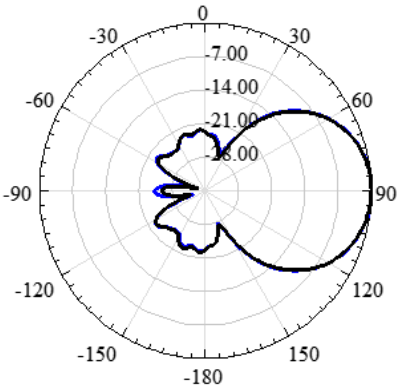
Os resultados da Figura 111 para h_p=1mm, mais uma vez validam a operação da filtena em relação ao funcionamento dos componentes que a compõe, ou seja, a antena corneta piramidal e o filtro passa faixas com ressonador do tipo dois postes. Quanto ao ganho na direção de máximo, para a corneta piramidal tem-se um valor de 12,12dBi e para a filtena esse valor é de 12,08dBi.



(a) Perda por retorno



(b) Diagrama de irradiação em azimute para 21GHz

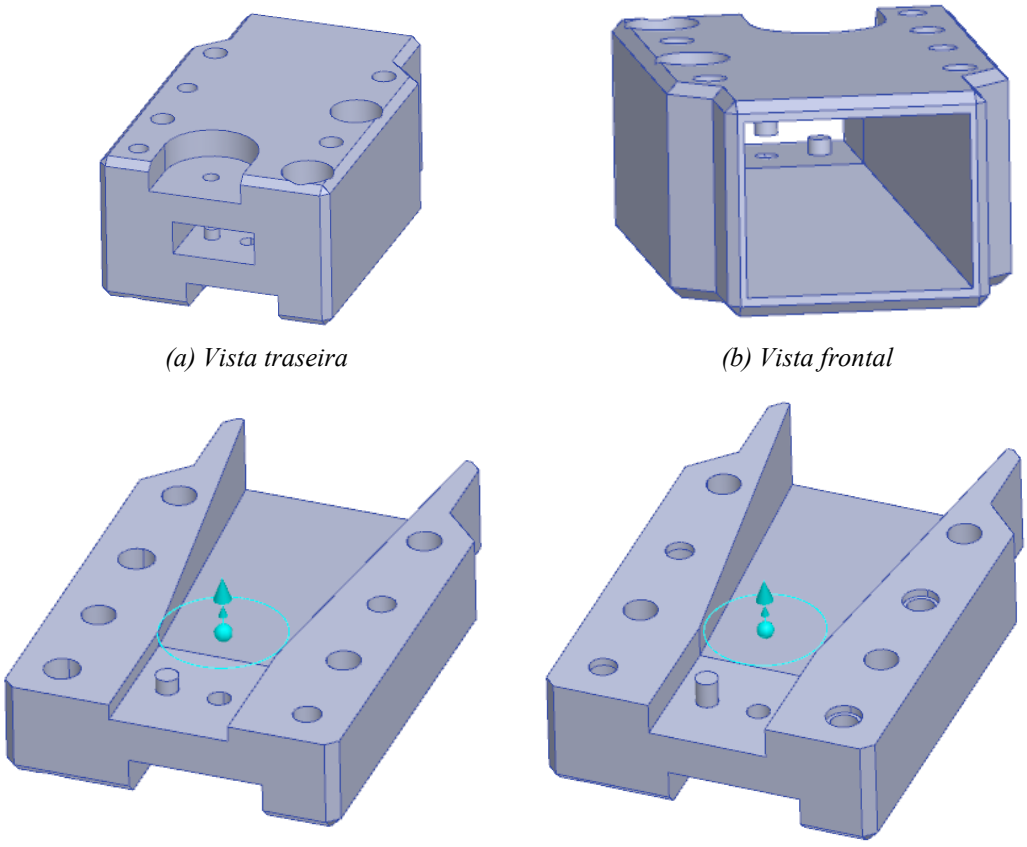


(c) Diagrama de irradiação em elevação para 21GHz

Figura 111 – *Filtena em guia de ondas operando com h_p=1mm. Curva preta filtena em guia de ondas e curva azul antena corneta piramidal.*

4.4. Construção e medição do protótipo

O protótipo da filtena em guia de ondas foi fabricado na empresa Prodmec Eletromecânica Ltda localizada na cidade de Santa Rita do Sapucaí-MG. O modelo numérico passou por uma fase de engenharia de produto, realizada pelo autor da dissertação e técnicos da Prodmec, com a finalidade de torná-lo fabricável utilizando as máquinas de CNC disponíveis. Ao final desse processo tem-se o modelo modificado da Figura 112.

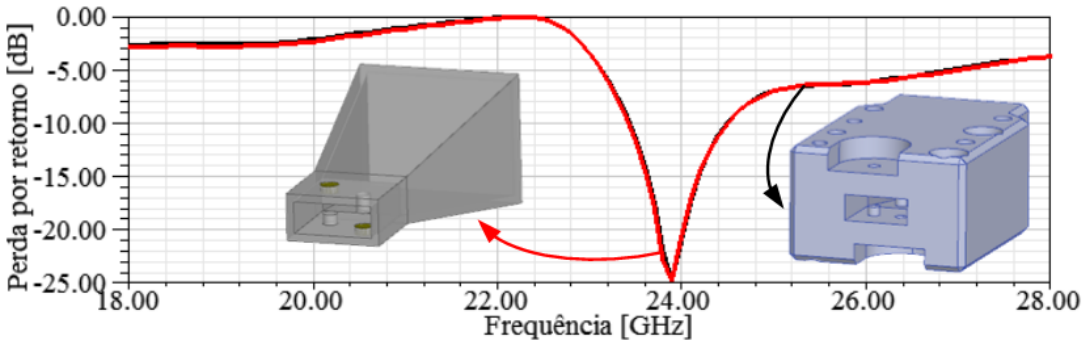


(a) Vista traseira *(b) Vista frontal*

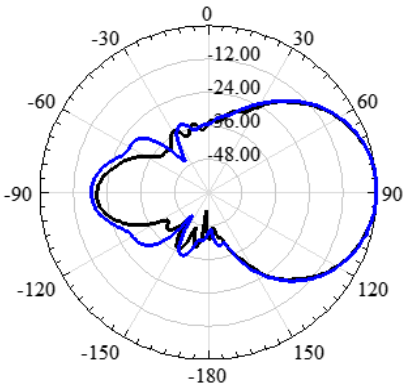
(c) Corte inferior *(d) Corte superior*

Figura 112 – *Protótipo da filtena em guia de ondas.*

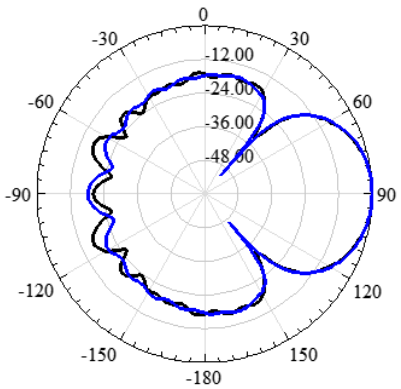
No entanto, antes de realizar a fabricação do protótipo, o modelo proposto foi analisado no ANSYS HFSS para identificação dos possíveis impactos no funcionamento da filtena. A análise de S_{11} do protótipo sem a presença de parafusos, h_p=0mm, não apresentou nenhuma diferença, Figura 113(a). Quanto aos diagramas de irradiação apresentados na Figura 113(b) e Figura 113(c) possuem diferenciações apenas nos lobos traseiros, sendo o lobo principal em ambos os casos idênticos. O ganho do protótipo filtena foi de 13,58dBi, e no modelo original era 13,45dBi.



(a) Perda por retorno



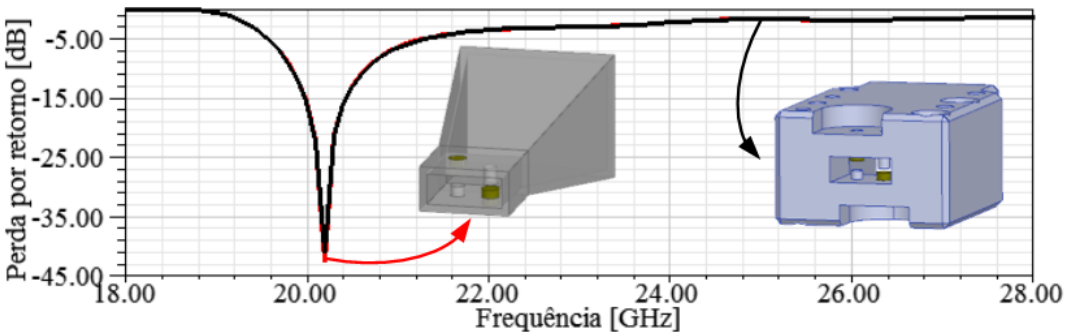
(b) Diagrama de irradiação em azimute para 23,9GHz



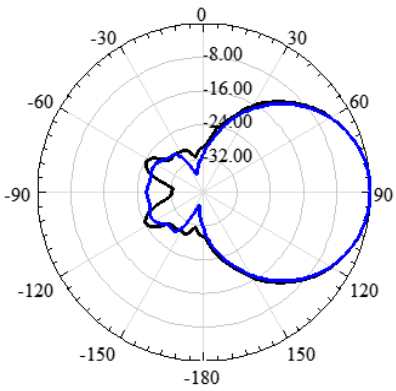
(c) Diagrama de irradiação em elevação para 23,9GHz

Figura 113 – *Protótipo filtena em guia de ondas operando com h_p=0mm. Curva preta protótipo filtena e curva azul filtena original.*

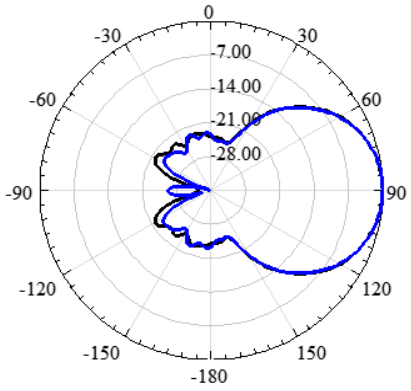
Para uma introdução do parafuso no guia de ondas a uma profundidade h_p=1,2mm tem-se os resultados da Figura 114. Novamente, o S_{11} não sofreu nenhuma mudança com as alterações mecânicas realizadas no protótipo filtena, Figura 114(a). As diferenças nos diagramas de irradiação dos modelos em análise são presentes apenas nos lobos traseiros, sendo essa diferença não limitante no projeto. Quanto aos ganhos, tem-se para o protótipo da filtena 11,74 e 11,87dBi para a filtena original.



(a) Perda por retorno



(b) Diagrama de irradiação em azimute para 20,2GHz



(c) Diagrama de irradiação em elevação para 20,2GHz

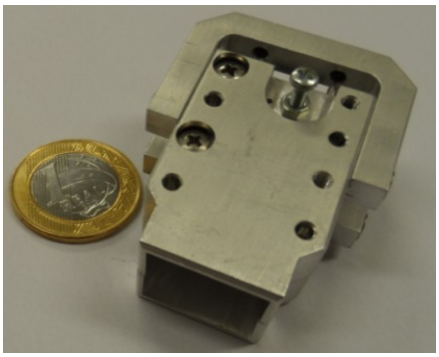
Figura 114 – *Protótipo filtena em guia de ondas operando com h_p=1mm. Curva preta protótipo filtena e curva azul filtena original*

Conclui-se que as alterações realizadas no modelo da filtena em guia de ondas para sua fabricação produziram efeitos não impactantes no desempenho do dispositivo. Portanto, o modelo proposto foi validado para confecção. O protótipo da filtena em guia de ondas confeccionado é exibido na Figura 115. Esse é formado pelas duas metades que compõem a filtena mais braçadeiras em formato C para fixação da transição guia coaxial no guia de alimentação da corneta. Para os testes da filtena em guia de ondas é utilizada a transição guia coaxial 42WCAK da Chengdu AINFO Inc., Figura 116. Essa transição possui frequência de operação de 18GHz a 26,5GHz com VSWR máximo de 1,2045.

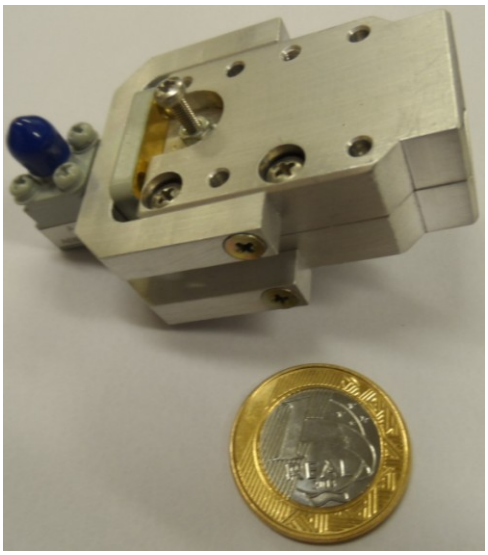
O cenário de testes utilizado para validação da filtena em guia de ondas é apresentado na Figura 117. Para possibilitar a caracterização da filtena foi fornecido pela empresa Anritsu o VNA MS4647A com frequência de operação de 70KHz a 70GHz. Logo, foi possível realizar as medidas de variação do S_{11} do dispositivo em função da posição dos parafusos de sintonia dentro do guia. Como o processo de sintonia da filtena é do tipo contínuo, serão apresentadas medidas para 12 diferentes posições do parafuso em conjunto com a medida da filtena na ausência dos parafusos de sintonia. Os resultados obtidos são resumidos na Figura 118. É destacado na Figura 118 o ponto de S_{11} igual a -10dB indicando uma operação da filtena de 17,5 a 24,7GHz, isto é, uma frequência central de 21,1GHz com uma banda de sintonia de 34,12% nessas condições.



(a) Filtena desmontada



(b) Filtena com estrutura de fixação da transição guia coaxial



(c) Filtena com transição guia coaxial acoplada

Figura 115 – *Protótipo filtena em guia de ondas confeccionado.*

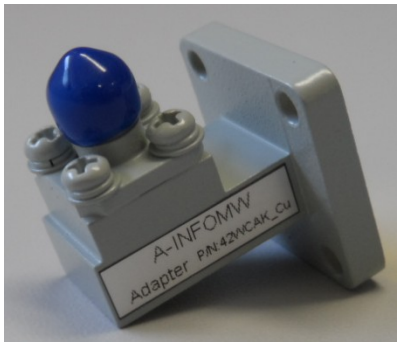


Figura 116 – *Transição guia coaxial 42WCAK.*

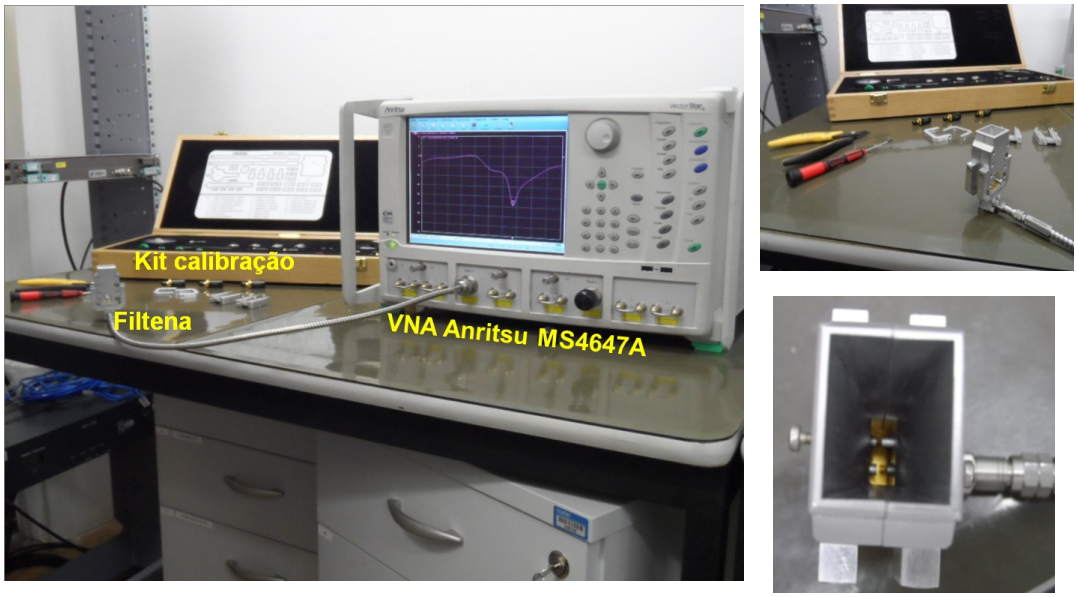


Figura 117 – *Cenário de testes da filtena em guia de ondas.*

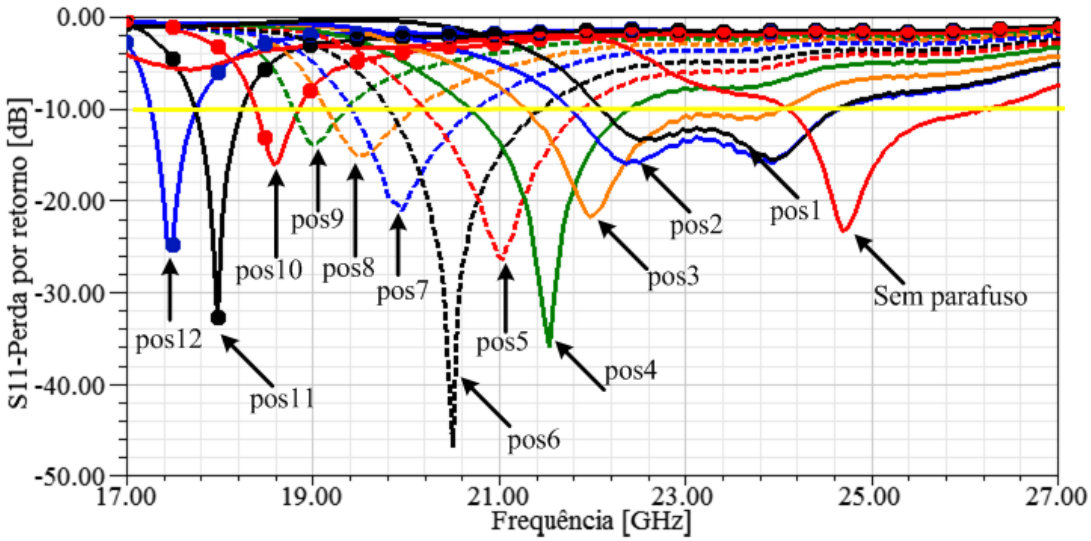


Figura 118 – *Perda por retorno medida da filtena em guia de ondas.*

Analisando a Figura 118, observa-se que na ausência dos parafusos de sintonia a frequência de operação da filtena é de 24,7GHz, diferente do valor de 23,8GHz apresentado pelo modelo ANSYS HFSS da filtena. Contudo, análises realizadas no modelo numérico indicam que imprecisões no processo de fabricação podem levar um deslocamento da frequência de operação dessa magnitude, visto as pequenas dimensões envolvidas nos ressonadores do filtro passa faixas e a sensibilidade das suas variáveis. Outro fator não considerado nas simulações da filtena em guia de ondas foi a presença da transição guia coaxial. Na Tabela 16 tem-

se o resumo do desempenho da filtena em algumas frequências de acordo com a condição de sintonia.

Tabela 16 – *Perda por retorno da filtena em guia de ondas em alguns pontos.*

Configuração	Frequência [GHz]	S_{11} [dB]
Sem parafuso	24,70	-23,22
pos1	23,8	-15,0
pos2	22,45	-15,77
pos3	22,0	-21,61
pos4	21,50	-34,53
pos5	21,0	-26,16
pos6	20,50	-45,82
pos7	20,0	-20,43
pos8	19,50	-15,08
pos9	19,0	-13,80
pos10	18,60	-16,0
pos11	18,0	-29,64
pos12	17,50	-24,12

Capítulo 5

5. Conclusões

A dissertação baseou-se no desenvolvimento de filtros de RF utilizando tecnologias inovadoras. O principal objetivo do trabalho foi propor filtros de RF capazes de atender a demanda de uso eficiente do espectro de frequência. No capítulo 1 foi apresentada a contextualização sobre o atual uso do espectro de frequência e a frentes de estudos que visam sua utilização de modo eficiente. A tecnologia de rádio cognitivo e o uso da faixa de ondas milimétricas foram tratadas como potenciais soluções para esse problema. Ainda no capítulo 1, apresentou-se uma revisão bibliográfica a respeito de cada um dos dispositivos desenvolvidos, com o foco em filtros com banda de passagem tripla e filtenas implementadas em circuito impresso e em guia de ondas.

O capítulo 2 foi dedicado ao desenvolvimento e caracterização de um filtro passa faixas com três bandas de passagem para aplicação em sistemas celulares. As dimensões do ressonador T utilizado no filtro foram otimizadas por um algoritmo de cálculo numérico do tipo estratégia evolutiva. O projeto do filtro foi concebido por meio de cálculos analíticos, otimizações e simulações numéricas, e fabricação de protótipos. Os resultados práticos obtidos corroboram o processo de desenvolvimento adotado e o uso de algoritmos de estratégia evolutiva no desenvolvimento desse tipo de dispositivo. No capítulo 3 foi apresentada a filtena impressa com reconfiguração óptica de sua frequência de operação. Foi detalhado o desenvolvimento individual da antena *patch*, do filtro passa faixas, e o processo de integração desses com reconfiguração óptica. Foram apresentados os passos realizados no projeto da antena *patch* para aumentar sua largura de banda de

operação. A tecnologia de estrutura de microfita imperfeita (DMS) foi utilizada na concepção do filtro passa faixas a fim de prover um dispositivo compacto, reconfigurável e que pudesse ser integrado a antena sem proporcionar aumento físico na estrutura final. O controle da frequência de operação da filtena foi realizado por meio de chaves fotocondutivas de silício, sendo seu princípio de funcionamento, vantagens e caracterização apresentados. Os resultados extraídos do s*oftware* ANSYS HFSS mostram que a inserção do filtro passa faixas na antena *patch* possui influência desprezível no seu diagrama de irradiação. Por fim, os resultados experimentais validam o funcionamento de uma filtena impressa com reconfiguração óptica.

O capítulo 4 foi fundamentado na concepção de uma filtena em guia de ondas na faixa de 23GHz com frequência de ressonância sintonizável. Essa filtena é composta pela união de uma corneta piramidal com um filtro passa faixas com ressonador dois postes. O desenvolvimento da antena corneta foi realizado tradicionalmente, modificando o modelo apenas para atender a restrições mecânicas de construção. Para o projeto do filtro passa faixas em guia de ondas, foi utilizada uma topologia de ressonador contemporânea, denominada ressonador dois postes. Com isso, o filtro passa faixas projetado pode ser adicionado no guia de ondas de alimentação da antena corneta sem alterar suas dimensões. A frequência de ressonância da filtena é sintonizada por intermédio de parafusos de sintonia, dispostos no filtro passa faixas. O controle da frequência de operação da filtena por meio do filtro passa faixas não causa alterações no formato do diagrama de irradiação em relação a antena corneta piramidal. Os resultados práticos obtidos comprovam a possibilidade de uma sintonia contínua da frequência de operação da filtena em guia de ondas.

A partir dos resultados obtidos, conclui-se que o trabalho contribuiu para o desenvolvimento de três dispositivos de RF distintos para aplicações que objetivam combater a aparente escassez do espectro de frequência nos dias de hoje. Para aplicações em sistemas de rádio cognitivo, tem-se um filtro passa faixas de banda tripla, possibilitando a operação de sistemas celulares em três diferentes faixas de frequência com um mesmo dispositivo. A filtena impressa pode ser empregada em redes Wi-Fi utilizando tecnologia de rádio cognitivo, como a ACRoF, com seleção

do melhor canal de comunicação por meio de reconfiguração óptica de sua frequência de ressonância. Esta filtena pode ser usada tanto na etapa de sensoriamento espectral quanto na comunicação após a decisão do canal de operação. Até o momento, não foi encontrada na literatura específica nenhum trabalho reportando o desenvolvimento de uma filtena controlada opticamente, apenas filtros ou antenas controlados opticamente. A filtena em guia de ondas em 23GHz foi concebida como forma inicial de validação do conceito para aplicação na faixa de ondas milimétricas. Com o seu procedimento de projeto validado, pretende-se desenvolver outras filtenas em guia de ondas para a faixas de 28 e 38GHz. Em relação ao filtro passa faixas com ressonador dois postes, este trabalho é o primeiro que reporta sua utilização com presença de sintonia e integração com um elemento irradiante formando uma filtena.

Como trabalhos futuros, propõe-se a caracterização sistêmica do filtro banda tripla e da filtena impressa para uma validação completa desses dispositivos. Nestes testes deve-se analisar parâmetros de desempenho sistêmicos como alcance do enlace, vazão, taxa de erro de bits, dentre outros, para avaliar o benefício ou não proporcionado por esses dispositivos. Quanto ao filtro banda tripla com ressonador T, é sugerido o estudo de outras formas para realização de seu acoplamento para eliminar a atual limitação que isso representa, e o uso de comprimentos elétricos distintos em cada braço que compõe o ressonador. Para a filtena impressa, pode-se implementar um maior número de configurações no filtro passa faixas, diferentes formatos de estruturas DMS, testes de iluminação da chave fotocondutiva com *lasers* de diferentes comprimentos de onda, uso de chaves fotocondutivas dopadas com fósforo ou boro, e levantamento dos diagramas de irradiação em função da potência óptica aplicada na filtena. Para a filtena em guia de ondas, é necessário realizar a caracterização do seu diagrama de irradiação ao longo da frequência. Além da reprodução da filtena em guia de ondas para faixa de ondas milimétricas, é visionada a utilização das chaves fotocondutivas para realizar o processo de reconfiguração do dispositivo invés dos parafusos de sintonia. Assim, o ajuste da frequência de operação não é mais mecânico, possibilitando um controle dinâmico de sua operação.

Referências Bibliográficas

[1] FCC. (2002, Nov.). Spectrum Policy Task Force Report. Federal Communications Commission, Tech. Rep. 02-135. [Online]. Available: http://hraunfoss.fcc.gov/edocs_public/attachmatch/DOC-228542A1.pdf.

[2] M. McHenry. (2005, Aug.). NSF Spectrum Occupancy Measurements Project Summary. Shared Spectrum Co., Tech. Rep. [Online]. Available: http://www.sharedspectrum.com/.

[3] Y. -C. Liang, K. -C. Cheng, G. Y. Li, and P. Mahonen, "Cognitive Radio Networking and Communications: An Overview," *IEEE Trans. Veh. Technol*., vol. 60, no. 7, pp. 3386–3407, Sep. 2011.

[4] J. Mitola and G. Q. Maguire, "Cognitive radio: Making software radios more personal," *IEEE Pers. Commun*., vol. 6, no. 4, pp. 13–18, Aug. 1999.

[5] J. Mitola, "Cognitive Radio for Flexible Mobile Multimedia Communications," in *Int. Workshop Mobile Multimedia Commun.*, San Diego, USA, Nov. 1999.

[6] S. Haykin, "Cognitive Radio: Brain-Empowered Wireless Communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 23, no. 2, pp.201–220, Feb. 2005.

[7] B. Wang and K. J. R. Liu, "Advances in Cognitive Radio Networks: A Survey," *IEEE J. Sel. Topics in Signal Process.*, vol. 5, no. 1, pp. 5-23, Feb. 2011.

[8] P. Pawelczak, K. Nolan, L. Doyle, S. Oh, and D. Cabric, "Cognitive radio: Ten Years of Experimentation and Development," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, no. 3, pp. 90-100, Mar. 2011.

[9] C. G. Christodoulou, Y. Tawk, S. A. Lane, and S. R. Erwin, "Reconfigurable antennas for wireless and space applications," *Proc. IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2250–2261, Jul. 2012.

[10] R. L. Haupt and M. Lanagan, “Reconfigurable Antennas,” *IEEE Antennas Propag. Mag*., vol. 55, no. 1, pp. 49-61, Feb. 2013.

[11] Y. Li, W. Li, and Q. Ye, “A Reconfigurable Triple-Notch-Band Antenna Integrated with Defected Microstrip Structure Band-Stop Filter for Ultra-Wideband Cognitive Radio Applications,” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2013, Article ID 472645, 13 pages, 2013.

[12] M. Al-Husseini, A. Ramadan, M.E. Zamudio, C.G. Christodoulou, A. El-Hajj, and K.Y.Kabalan, “A UWB Antenna Combined with a Reconfigurable Bandpass Filter for Cognitive Radio Applications,” in *IEEE Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications*, Torino, Italy, pp. 902-904, Sept 2011.

[13] A. Tariq and H. Ghafouri-Shiraz, “Frequency-reconfigurable monopole antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag*., vol. 60, no. 1, pp. 44–50, Jan. 2012.

[14] M. Zamudio, Y. Tawk, J. Costantine, J. Kim, and C. Christodoulou, “Integrated cognitive radio antenna using reconfigurable band pass filters,” in *Proc. 5th Eur. Conf. Antennas and Propag*., Rome, Italy, pp. 2108–2112, Apr. 2011.

[15] Y. Tawk, J. Costantine, S. Hemmady, G. Balakrishnan, K. Avery, and C. G. Christodoulou, “Demonstration of a cognitive radio front-end using an optically pumped reconfigurable antenna system (OPRAS),” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 2, pp. 1075–1083, Feb. 2012.

[16] Y. Tawk, J. Costantine, K. Avery, and C. G. Christodoulou, “Implementation of a cognitive radio front-end using rotatable controlled reconfigurable antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag*., vol. 59, no. 5, pp. 1773–1778, May 2011.

[17] M. Nekovee, “A survey of cognitive radio access to TV White Spaces,” in *International Conference on Ultra Modern Telecommunications & Workshops*, St. Petersburg, Russia, pp. 1–8, 2009.

[18] M. Nekovee, “Cognitive radio access to TV white spaces: Spectrum opportunities, commercial applications and remaining technology challenges,” in *Proc. IEEE Symp. New Frontiers in Dynamic Spectrum*, Singapore, pp. 1–10, 2010.

[19] C. Stevenson, G. Chouinard, Z. Lei, W. Hu, S. Shellhammer, and W. Caldwell, "IEEE 802.22: The first cognitive radio wireless regional area network standard," *IEEE Commun. Mag*., vol. 47, no. 1, pp. 130–138, 2009.

[20] Inatel. (2014, Fev.). Anatel realiza testes no Inatel. [Online]. Available: http://www.inatel.br/home/inatel-noticias2/imprensa-sp-989/inatel-noticias/anatel-realiza-testes-no-inatel.

[21] R. R. Heinrich, M. D. Yacoub, J. J. Basso, and L. C. Palma Pereira, "Wideband Channel Characterization at UHF Band for LTE Applications," in *Microwave & Optoelectronics Conf.*, Rio de Janeiro, Brazil, Aug. 2013.

[22] J. J. A. Arnez, L. da Silva Mello, and C. V. Rodriguez Ron, "Simulation of LTE Femtocell Interference Scenarios for Cognitive Radio Implementations," in *Microwave & Optoelectronics Conf.*, Rio de Janeiro, Brazil, Aug. 2013.

[23] M. Beluri et al., "Mechanisms for LTE Coexistence in TV White Space," in *Proc. IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks*, Washington, United States, 2012.

[24] A. S. Ameen, E. Mellios, A. Doufexi, N. Dahnoun, and A. R. Nix, "LTE-Advanced Downlink Throughput Evaluation in the 3G and TV White Space Bands," in *International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications*, London, UK, 2013.

[25] J. Wells, "Faster than fiber: The future of multi-G/s wireless," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 10, no. 3, pp. 104–112, May 2009.

[26] D. Zibar, A. Caballero Jambrina, X. Yu, X. Pang, A. K. Dogadaev, and I. Tafur Monroy, "Hybrid optical fibre-wireless links at the 75–110 GHz band supporting 100 Gbps transmission capacities," in *International Topical Meeting on & Microwave Photonics Conf.*, Singapore, pp. 445–449, 2011.

[27] L. Deng, M. Beltran, X. Pang, X. Zhang, V. Arlunno, Y. Zhao, A. Caballero Jambrina, A. K. Dogadaev, X. Yu, R. Llorente, D. Liu, and I. Tafur Monroy, "Fiber wireless transmission of 8.3-Gb/s/ch QPSK-OFDM signals in 75–110-GHz band," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 24, no. 5, pp. 383–385, Mar. 2012.

[28] T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi, and F. Gutierrez, "Millimeter wave mobile

communications for 5G cellular: It will work!," *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335–349, 2013.

[29] D. Zibar, R. Sambaraju, R. Alemany, A. Caballero, J. Herrera, and I. Tafur Monroy, "Radio-frequency transparent demodulation for broadband hybrid wireless-optical links," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 22, no. 11, pp. 784–786, Jun. 1, 2010.

[30] A. Caballero Jambrina, D. Zibar, R. Sambaraju, J. Marti, and I. Tafur Monroy, "High-capacity 60 GHz and 75–110 GHz band links employing all-optical OFDM generation and digital coherent detection," *J. Lightw. Technol.*, vol. 30, no. 1, pp. 147–155, Jan. 2012.

[31] N. Guo, R. C. Qiu, S. S. Mo, and K. Takahashi, "60-GHzMillimeter-Wave Radio: Principle, Technology, and New Results," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2007, Article ID 68253, 8 pages, 2007.

[32] J. Xu, W. Wu, and C. Miao, "Compact Microstrip Dual-/Tri-/Quad-Band Bandpass Filter Using Open Stubs Loaded Shorted Stepped-Impedance Resonator," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*., vol. 61, no. 9, pp. 3187-3199, Sep. 2013.

[33] C.-I. G. Hsu, C.-H. Lee, and Y.-H. Hsieh, "Tri-band bandpass filter with sharp passband skirts designed using tri-section SIRs," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 1, pp. 19–21, Jan. 2008.

[34] F.-C. Chen, J. Yin and Q.-X. Chu, "Tri-band filter using single stub loaded resonator," in *Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technol. Conf.*, New Taipei city, China, pp. 96-99, Jul. 2012.

[35] F. C. Chen, Q. X. Chu, and Z. H. Tu, "Tri-band bandpass filter using stub loaded resonators," *IEEE Electron. Lett.*, vol. 44, no. 12, pp. 747–749, Jun. 2008.

[36] G. Chaudhary, Y. Jeong, and J. Lim, "Dual-Band Bandpass Filter With Independently Tunable Center Frequencies and Bandwidths," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 1, pp. 107-116, Jan. 2013.

[37] F.-C. Chen, Q.-X. Chu, and Z.-H. Tu, “Design of compact dual- and tri-band bandpass filters using λ/4 and λ/2 resonators,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 51, no. 3, pp. 638–641, Mar. 2009.

[38] S. Zhang and L. Zhu, “Compact tri-band bandpass filter based on λ/4 resonators with U-folded coupled-line,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 23, no. 5, pp. 258–261, May 2013.

[39] X. Lai, C.-H. Liang, H. Di and B. Wu, “Design of Tri-Band Filter Based on Stub Loaded Resonator and DGS Resonator,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 5, pp. 265–267, May 2010.

[40] X.-Y. Zhang, Q. Xue, and B.-J. Hu, “Planar tri-band bandpass filter with compact size,” *IEEE Microw.Wireless Compon. Lett*., vol. 20, no. 5, pp. 262–264, May 2010.

[41] B.-J. Chen, T.-M. Shen, and R.-B.Wu, “Design of tri-band filters with improved band allocation,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*., vol. 57, no. 7, pp. 1790–1797, Jul. 2009.

[42] L. G. da Silva, S. Arismar Cerqueira, C. H. da Silva-Santos, “Tri-band RF filters optimization using evolutionary strategy,” in *Microwave & Optoelectronics Conf.*, Rio de Janeiro, Brazil, Aug. 2013.

[43] Y. Liu, W. B. Dou and Y. J. Zhao, “A tri-band bandpass filter realized using tri-mode T-shape branches,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 105, pp. 425-444, 2010.

[44] D. Ding, and G. Wang, “Modified Multiobjective Evolutionary Algorithm Based on Decomposition for Antenna Design,” *IEEE Trans. Antennas Propag*., vol. 61, no. 10, pp. 5301–5307, Oct. 2013.

[45] P. J. Gorman, M. D. Gregory, and D. H. Werner, “Design of Ultra-Wideband, Aperiodic Antenna Arrays with the CMA Evolutionary Strategy,” *IEEE Trans. Antennas Propag*. Nov. 2013.

[46] K.-T. Kim, J.-H. Ko, K. Choi, and H.-S. Kim, “Optimum Design of Wideband Bandpass Filter With CSRR-Loaded Transmission Line Using Evolution Strategy,” *IEEE Trans. Magn*., vol. 48, no. 2, pp. 811–814, Feb. 2012.

[47] H.-S. Wang, and X.-P. Li, "Asymmetrical Two λ/2 Resonators Bandpass Filter Design by Artificial Neural Network Modeling," in *Art of Miniaturizing RF and Microw. Passive Compon Conf.*, Chengdu, China, pp. 230-232, Dec. 2008.

[48] A. Banookh, S. M. Barakati, "Optimal Design of Double Folded Stub Microstrip Filter by Neural Network Modelling and Particle Swarm Optimization," *J. Microw. Opt. Electromagn. Appl*., vol. 11, no. 1, pp. 204-213, Jun. 2012.

[49] S. Koziel, and S. Ogurtsov, "Robust Microwave Design Optimization Using Manifold Mapping with Adjoint Sensitivity," in *Microw. Integr. Circuits. Conf*., Amsterdam, Netherlands, pp. 238-241, Oct. 2012.

[50] G. Zhang, and H. Zhao, "Optimization of microstrip dual-band filter with implicit space mapping algorithm," in *Signal Process. Commun. Comput. Conf*., Xi'an, China, pp. 1-3, Sept. 2011.

[51] A. M. Abu-Hudrouss, A. B. Jayyousi, and M. J. Lancaster, "Triple-Band HTS Filter Using Dual Spiral Resonators With Capacitive-Loading," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 18, no. 3, pp. 1728–1732, Sept. 2008.

[52] K.-T. Kim, J.-H. Ko, K. Choi, and H.-S. Kim, "Optimum Design of Wideband Bandpass Filter With CSRR-Loaded Transmission Line Using Evolution Strategy," *IEEE Trans. Magn*., vol. 48, no. 2, pp. 811–814, Feb. 2012.

[53] H. Blondeaux, D. Baillareat, S. Verdeyme, P. Guillon, A. Carlier, Y. Cailloce, and E. Rogeaux, "Radiant microwave filter for telecommunications using high Qu dielectric resonator," in *Proc. 30th Eur. Microw. Conf*., Paris, France, pp. 1–4, 2000.

[54] F. Queudet, I. Pele, B. Froppier, Y. Mahe, and S. Toutain, "Integration of pass-band filters in patch antennas," in *Proc. 32th Eur. Microw. Conf*., Milan, Italy, pp. 685–688, 2002.

[55] J. H. Lee, N. Kidera, S. Pinel, J. Laskar, M. M. Tentzeris, "V-band integrated filter and antenna for LTCC front-end modules," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Symp*., San Francisco, USA, pp. 978–981, 2006.

[56] Y. Tawk, J. Costantine, and C. G. Christodoulou, "A varactor based reconfigurable filtenna," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett*., vol. 11, pp. 716–719, 2012.

[57] C.-T. Chuang and S.-. Chung, “A compact printed filtering antenna using a ground-intruded coupled line resonator,” *IEEE Trans. Antennas Propag*., vol. 59, no. 10, pp. 3630–3637, Oct. 2011.

[58] A.H. Ramadan, M. Al-Husseini, K.Y. Kabalan, A. El-Hajj, Y.A. Tawk, C.G. Christodoulou, and J. Costantine, “A narrowband frequency-tunable antenna for cognitive radio applications,” in *European Conference on Antennas and Propagation*, Prague, Czech Republic, pp. 3273–3277, 2012.

[59] X. Chen, F. Zhao, L. Yan, and W. Zhang, “A Compact Filtering Antenna With Flat Gain Response Within the Passband,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett*., vol. 12, pp. 857-860, Jul. 2013.

[60] L. Cifola, G. Gerini, and A. Morini, “Design of a Low Profile Phased Array Filtenna with Frequency Agility and Wide Spurious Rejection Band,” in *European Conference on Antennas and Propagation*, Gothenburg, Sweden, pp. 1196-1200, 2013.

[61] B. Froppier, Y. Mahe, E. M. Cruz, and S. Toutain, “Integration of a filtering function in an electromagnetic horn,” in *Proc. 33rd European Microwave Conf*., pp. 939–942, 2003.

[62] W.-G. Yeo, T.-Y. Seo, J.-W. Lee, and C.-S. Cho, “H-plane sectoral filtering horn antenna in PCB substrates using via fences at millimetre-wave,” in *Proc. 37th Eur. Microw. Conf.*, Munich, Germany, pp. 818–821, 2007.

[63] G. Q. Luo et al., “Filtenna consisting of horn antenna and substrate integrated waveguide cavity FSS,” *IEEE Trans. Antennas Propag*., vol. 55, no. 1, pp. 92–98, Jan. 2007.

[64] M. Barbuto, F. Trotta, F. Bilotti, and A. Toscano, “A Combined Bandpass Filter and Polarization Transformer for Horn Antennas,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett*., vol. 12, pp. 1065-1068, Aug. 2013.

[65] S. Yu et al., “Integrated Millimeter Wave Filtenna for Q-LINKPAN Application,” in *European Conference on Antennas and Propagation*, Prague, Czech Republic, pp. 1333–1336, 2012.

[66] H. -C. Kuo, H. -L. Yue, Y. -W. Ou, C. -C Lin, H. -R. Chuang, “A 60-GHz CMOS Sub-Harmonic RF Receiver With Integrated On-Chip Artificial-Magnetic-Conductor Yagi Antenna and Balun Bandpass Filter for Very-Short-

Range Gigabit Communications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*., vol. 61, no. 4, pp. 1681–1691, Apr. 2013.

[67] C. Tomassoni and R. Sorrentino, "A new class of pseudo-elliptic waveguide filters using resonant posts," in *Int. Microw. Symp.Dig*., Montreal, Canada, 2012.

[68] C. Tomassoni and R. Sorrentino, "A New Class of Pseudoelliptic Waveguide Filters Using Dual-Post Resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*., vol. 61, no. 6, pp. 2332–2339, May 2013.

[69] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters: Impedance Matching Networks and Coupling Structures*. New York: McGraw-Hill, 1964.

[70] J. S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York: Wiley, 2001.

[71] C. H. S. Santos and H. E. Hernandez-Figueroa, "Benchmarking Parallel Natural Algorithms for Telecommunications Devices Design," *International Journal of Advanced Research in Computer Science*, vol. 4, no. 3, May 2013.

[72] Nonlinear Optimization (NLOpt) Library (2013, Nov.). [Online]. Available: http://ab-initio.mit.edu/wiki/index.php/NLopt.

[73] M. Mitchell, *An Introduction to Genetic Algorithms*. Massachusetts: The MIT Press, 1998.

[74] L. N. de Castro, *Fundamentals of Natural Computing Basic Concepts, Algorithms, and Applications*. Florida: Chapman & Hall/CRC, 2006.

[75] L. G. da Silva, Arismar Cerqueira S. Jr. and C. H. da Silva-Santos, "Development of Tri-band RF Filters for Cellular Applications Using Evolutionary Strategy," *International Journal of Electronics and Communications,* In Press, Available online from 18 June 2014, 2014.

[76] D. Y. M. Cueto, L. A. R. S. Mello, and C. V. Rodríguez R., "Comparison of Coverage and Capacity of LTE-Advanced Networks at 700 MHz and 2.6 GHz," in *Microwave & Optoelectronics Conf*., Rio de Janeiro, Brazil, 2013.

[77] ANSYS HFSS, ANSYS Product Suite. ANSYS, Inc., Canonsburg, PA, USA, 2014.

[78] J. A. J. Ribeiro, *Engenharia de Antenas: Fundamentos, Projetos e Aplicações*. São Paulo: Érica, 2012.

[79] Z. N. Chen and M. Y. W. Chia, *Broadband Planar Antennas Design and Applications*. England: John Wiley & Sons, 2006.

[80] A. A. Eldek, "A small ultra-wideband planar tap monopole antenna with slit, tapered transition, and notched ground plane," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 48, no. 8, pp. 1650–1654, Aug. 2006.

[81] R. Zaker, Ch. Ghobadi, and J. Nourinia, "A modified microstrip-fed two-step tapered monopole antenna for UWB and WLAN applications," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 77, pp. 137-148, 2007.

[82] A. A. Eldek, "Numerical analysis of a small ultra wideband microstrip-fed tap monopole antenna," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 65, pp. 59-69, 2006.

[83] K. P. Ray, "Design Aspects of Printed Monopole Antennas for Ultra-Wide Band Applications," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2008, Article ID 713858, 8 pages, 2008.

[84] M. Naser-Moghadsi, M. Alamolhoda, and B. Rahmati, "Harmonics blocking in hairpin filter using Defected Microstrip Structure," *IEICE Electronics Express*, vol. 8, no. 9, pp. 629-635, May 2011.

[85] G. Chaudhary et al., "DMS harmonic termination load network for high efficiency power amplifier applications," in *Proc. 40th Eur. Microw. Conf.*, Paris, France, pp. 946–949, 2010.

[86] J. A. Tirado-Mendez et al., "A proposed defected microstrip structure (DMS) behavior for reducing rectangular patch antenna size," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 43, no. 6, pp. 481–484, Dec. 2004.

[87] P. Kumar, J. Kishor, and A. K. Shrivastav, "Formulation of Size Reduction Technique in Microstrip Circuits by using DGS and DMS," in *International Recent Advances in Microw. Theory and Appl.*, Jaipur, India, pp. 861-864, 2008.

[88] M. Kazerooni, A. Cheldavi, and M. Kamarei, "Analysis, Modeling, and Design of Cascaded Defected Microstrip Structure for Planar Circuits," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 20, no. 2, pp. 170-181, Mar. 2010.

[89] M. Kazerooni, A. Cheldavi, and M. Kamarei, "A Novel Bandpass Defected Microstrip Structure (DMS) Filter for Planar Circuits," in *PIERS Proceedings*, Moscow, Russia, pp. 1214-1217, 2009.

[90] M. Kazerooni, N. P. Gandji, A. Cheldavi, and M. Kamarei, "A New Microwave Bandstop Filter Using Defected Microstrip Structure (DMS)," in *PIERS Proceedings*, Moscow, Russia, pp. 697-700, 2009.

[91] G. Chaudhary, P. Kim, Y. Jeong, J. Lim, and J. Lee, "Analysis and Circuit Modeling Method for Defected Microstrip Structure in Planar Transmission Lines," in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf., Melbourne*, Australia, pp. 999-1002, 2011.

[92] D. La, Y. Lu, S. Sun, N. Liu, and J. Zhang, "A novel compact bandstop filter using defected microstrip structure," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 53, no. 2, pp. 433–435, Feb. 2011.

[93] J. -K. Xiao and W. -J. Zhu, "Non-Uniform Defected Microstrip Structure Lowpass Filter," *Microwave Journal*, vol. 55, no. 5, pp. 154-168, May 2012.

[94] M. Kazerooni, M. A. Salari, A. Cheldavi, and M. Kamarei, "Analysis and Modelling of Novel Band Stop and Band Pass Millimeter Wave Filters Using Defected Microstrip Structure (DMS)," in *Proc. 1st Conf. Millim.-Wave Terahertz Technol*., Tehran, Iran, 2009.

[95] D. La, Y. Lu, and S. Sun, "Novel Bandstop Filter Using Dual-U Shape Defected Microstrip Structure," in *International Symposium on Signals Systems and Electronics*, Nanjing, China, 2010.

[96] J. -K. Xiao and Y. -F. Zhu, "Multi-band bandstop filter using inner T-shaped defected microstrip structure (DMS)," *International Journal of Electronics and Communications*, vol. 68, no. 2, pp. 90-96, Feb. 2014.

[97] J. A. Tirado-Mendez and H. Jardon-Aguilar, "Comparison of Defected Ground Structure (DGS) and Defected Microstrip Structure (DGS) behavior at High Frequencies," in *1st International Conference on Electricat and Electronics Engineering*, Acapulco, Mexico, pp. 7-10, 2004.

[98] C. J. Panagamuwa, A. Chauraya, and J. C. Vardaxoglou, "Frequency and Beam Reconfigurable Antenna Using Photoconductive Switches," *IEEE Trans. Antennas Propag*., vol. 54, no. 2, pp. 449-454, Feb. 2006.

[99] D. Draskovic, C. J. Panagamuwa, J. C. Vardaxoglou, and D. Budimir, "Frequency Reconfigurable RF Circuits Using Photoconductive Switches," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 20, no. 1, pp. 15-21, Jan. 2010.

[100] Y. Tawk, A. R. Albrecht, S. Hemmady, G. Balakrishnan, C. G. Christodoulou, "Optically Pumped Frequency Reconfigurable Antenna Design," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett*., vol. 9, pp. 280-283, Apr. 2010.

[101] Datasheet Laser EM340. [Online]. Available: http://www.em4inc.com/sites/default/files/EM4%20808%20nm%203W%20MM%20pump.pdf.

[102] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and design*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.

[103] W. L. Stutzman, *Antenna Theory and Design*. Massachusetts: John Wiley & Sons, 2013.

[104] J. L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook*. New York: McGraw-Hill, 2007.

[105] V. E. Boria and B. Gimeno, "Waveguide Filter for Satellites," *IEEE Microw. Mag*., vol. 8, no. 5, pp. 60-70, Oct. 2007.

[106] S. Amari and U. Rosenberg, "Characteristics of Cross (Bypass) Coupling Through Higher/Lower Order Modes and Their Applications in Elliptic Filter Design," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*., vol. 53, no. 10, pp. 3135–3141, Oct. 2005.

[107] S. Bastioli, "Nonresonating Mode Waveguide Filters," *IEEE Microw. Mag*., vol. 12, no. 6, pp. 77-86, Oct. 2011.