

Dissertação de Mestrado

Antenas de Ondas Vazadas para Redes
Celulares 5G

Renan Alves dos Santos

Julho/2016

Antenas de Ondas Vazadas para Redes Celulares 5G

Renan Alves dos Santos

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 Junior

Santa Rita do Sapucaí
2016

Santos, Renan Alves dos

S237a

Antenas de Ondas Vazadas para Redes Celulares 5G. / Renan Alves dos Santos. – Santa Rita do Sapucaí, 2016.

101 p.

Orientador: Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Júnior.

Dissertação de Mestrado – Engenharia de Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.

Inclui bibliografia e anexo.

1. Antena 2. Antena de Ondas Vazadas 3. Ondas Milimétricas 4. Onidirecional 5. Reconfigurável 6. Engenharia Elétrica. I. Sodré Júnior, Arismar Cerqueira. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

FOLHA DE APROVAÇÃO

judgadora: Dissertação defendida e aprovada em 04/07/2016, pela comissão

Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Júnior
Instituto Nacional de Telecomunicações

Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro
Instituto Nacional de Telecomunicações

Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler
Universidade Federal do Pampa

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

“Vencer a si próprio é a maior das vitórias.”

Platão

*Às pessoas que me ensinaram os
conceitos mais valiosos dessa vida, meus
queridos pais.*

Agradecimentos

Agradeço em primeiro lugar à Deus: *“Pois dele, por ele e para ele são todas as coisas. A ele seja a glória para sempre! Amém.”* Romanos 11.36.

Agradeço à minha família pelo apoio incondicional. Aos meus pais Raimilo e Celma, que mesmo com sua simplicidade, são e sempre serão meus maiores exemplos de vida. A meu irmão Rony pela cumplicidade e companheirismo.

Ao meu orientador Prof. Dr. Arismar pela confiança depositada e conhecimento compartilhado. Também por toda a ajuda, paciência e por me motivar a buscar sempre o melhor.

A todos os grandes mestres que me transferiram parte de seus conhecimentos e experiências. Em especial, aos professores Arismar, Brito, Felipe Beltrán e Justino.

Aos professores e amigos Antônio Alves e Carlos Nazareth pelos conselhos e oportunidades concebidas ao longo desses anos, como a participação do Programa de Estágio Docente.

À BRADAR - Embraer Defesa & Segurança, em especial aos Engenheiros João Moreira e Edson Reis, pelo apoio financeiro e conhecimentos compartilhados.

Aos meus amigos e colegas do mestrado, em especial todos os membros do laboratório WOCA. Obrigado pelo apoio e amizade.

Aos meus grandes companheiros da República λθ. Obrigado por serem minha segunda família.

Aos meus amigos Luís Gustavo, Rafael Abrantes e Monique. Pelas horas de discussão sobre teoria e assuntos do cotidiano, sempre regadas à um bom cafézinho.

Ao suporte técnico da empresa ESSS nas simulações com a ferramenta ANSYS HFSS, em especial ao Juliano Fujioka Mogni.

Aos laboratórios de ICC-Hardware e CRR do Inatel, que sempre mantiveram suas portas abertas para contribuir com o meu trabalho.

À Prodmecc Eletromecânica Ltda, em especial à Luiz Custódio e Luís Antonio, pela atenção e dedicação na fabricação dos protótipos das antenas.

Ao INATEL e todos os seus colaboradores pela dedicação em manter a qualidade do ensino e o excelente ambiente. Em especial à secretária do mestrado, Gisele, por toda a atenção e paciência que dedica aos alunos.

Resumo

O trabalho tem por objetivo o desenvolvimento de três antenas inovadoras aplicadas às redes celulares 5G. Inicialmente, apresenta-se o projeto de uma antena impressa banda larga com operação de 4,0 a 8,0GHz, ganho de 10,5dBi e diagrama de irradiação reconfigurável com a frequência. Em seguida, reporta-se a concepção de uma antena em haste dielétrica que opera na banda de 27,65 a 28,43GHz, com diagrama quase onidirecional e o ganho de 12,2dBi. Por fim, apresenta-se o desenvolvimento de uma antena em guia de ondas fendido com operação compreendida para 27,24 a 28,59GHz e diagrama de irradiação com ganho de 17,39dBi.

A metodologia de desenvolvimento baseia-se em quatro etapas: projeto e cálculos analíticos; otimização e simulação numérica; fabricação de protótipos; caracterização experimental. As análises numéricas foram realizadas utilizando o software ANSYS HFSS. A fabricação dos protótipos e as suas respectivas medições foram realizadas nos laboratórios WOCA e ICC-Hardware do Inatel. Obteve-se boa concordância entre os resultados teóricos e práticos para as três antenas propostas.

Palavras-chave: Antena, Antena de Ondas Vazadas, Ondas Milimétricas, Onidirecional, Reconfigurável.

Abstract

This work is regarding the development of three innovative antennas applied to the fifth generation of cellular networks 5G. First, the project of a wideband printed antenna with bandwidth from 4.0 to 8.0GHz, gain of 10.5dBi and frequency reconfigurable radiation pattern is presented. Then, a dielectric rod antenna operating from 27.65 to 28.43GHz, gain of 12.2dBi and a quasi-omnidirectional radiation pattern is developed. Finally, there is slotted waveguide antenna operating from 27.24 to 28.59GHz and gain of 17.39dBi is reported.

The development methodology is based four steps: design and analytical calculations; numerical simulations and optimization; prototypes fabrication; experimental characterization. The ANSYS HFSS was used for carrying out the numerical analysis. The prototypes production and characterization were realized at the WOCA and ICC-Hardware laboratories from Inatel. An excellent agreement between numerical e experimental results was observed for the three proposed antennas.

Keywords: Antenna, Leaky-Wave Antennas, Millimeter Wave, Omnidirectional, Reconfigurable.

Índice

Lista de Figuras.....	3
Lista de Símbolos	6
Lista de Publicações e Patentes.....	10
Capítulo 1.....	12
1. Introdução	12
1.1 Contextualização.....	12
1.2 Contribuições e Estrutura da Dissertação	15
Capítulo 2.....	17
2. Fundamentos Teóricos	17
2.1. Antena de Microlinha.....	17
2.1.1. Histórico.....	17
2.1.2. Vantagens e Desvantagens.....	18
2.1.3. Antena de Microlinha Retangular	18
2.1.4. Alimentação das Antenas de Microlinha	28
2.2. Antenas de Ondas Vazadas	33
2.2.1. Definição.....	33
2.2.2. Histórico.....	33
2.2.3. Classificação	34
2.2.3.1. Uniformes e Unidirecionais	34

2.2.3.2.	Periódicas e Unidirecional	35
2.2.3.3.	Quase-Uniformes e Unidirecional.....	36
2.2.3.4.	<i>LWA</i> Bidimensional	36
2.2.4.	A Física das Antenas de Ondas Vazadas	37
2.2.5.	Antena de Ondas Vazadas Impressa	40
2.3.	Antenas em Guia de Ondas Fendido.....	42
2.3.1.	Histórico.....	42
2.3.2.	Guias de Ondas Retangulares	42
2.3.3.	Classificação	43
2.3.4.	Projeto dos Guias Fendidos.....	45
Capítulo 3.....	47	
3.	Antenas de Ondas Vazadas Periódicas	47
3.1.	Antena de Ondas Vazadas Planar	47
1.1.1.	Projeto da Antena Planar.....	47
4.2.	Antena de Ondas Vazadas Onidirecional.....	58
4.2.1.	Projeto da <i>LWA</i> Onidirecional	59
Capítulo 4.....	69	
4.	Antena de Ondas vazadas Quase-Uniforme.....	69
4.1.	Guia fendido de Banda Larga	69
4.1.1.	Projeto do Guia fendido Banda Larga.....	70
Capítulo 5.....	82	
5. Considerações Finais	82	
5.1.	Conclusões	82
5.2.	Propostas para Trabalhos Futuros	84
Referências Bibliográficas.....	85	

Lista de Figuras

Figura 1.1 – <i>Evolução das redes celulares.</i>	12
Figura 1.2 – <i>Crescimento do tráfego global de dados móveis de 2015 a 2020 [8].</i>	13
Figura 1.3 – <i>O mundo conectado por meio de redes sem fio.</i>	14
Figura 1.4 – <i>As vertentes para o 5G.</i>	15
Figura 2.1 – <i>Formatos mais usuais de antena de microlinha.</i>	19
Figura 2.2 – <i>Antena de microlinha retangular.</i>	19
Figura 2.3 – <i>Distribuição de cargas e densidades de corrente em uma antena de microlinha.</i>	20
Figura 2.4 – <i>Orientação da densidade de corrente superficial na antena de microlinha.</i>	21
Figura 2.5 – <i>Modelagem da antena de microlinha como uma cavidade ressonante.</i>	22
Figura 2.6 – <i>Orientação dos campos elétrico e magnético no interior de uma antena de microlinha.</i>	24
Figura 2.7 – <i>Distribuição modal na antena de microlinha.</i>	25
Figura 2.8 – <i>Regiões de irradiação da antena de microlinha.</i>	25
Figura 2.9 – <i>Distribuição de campo em uma microlinha de fita.</i>	26
Figura 2.10 – <i>Comprimento elétrico versus comprimento físico da Antena de Microlinha.</i> .	28
Figura 2.11 – <i>Modelagem da antena de microlinha em linha de transmissão.</i>	29
Figura 2.12 – <i>Variação da impedância ao longo da antena de microlinha.</i>	31
Figura 2.13 – <i>Métodos de alimentação da antena de microlinha.</i>	32
Figura 2.14 – <i>Antenas de ondas vazadas em guia de ondas.</i>	34
Figura 2.15 – <i>Variação do feixe com o β em uma LWA.</i>	36
Figura 2.16 – <i>LWA bidimensionais.</i>	37
Figura 2.17 – <i>Irradiação de uma antena de onda vazada.</i>	38
Figura 2.18 – <i>Variação do feixe de irradiação em uma antena de onda vazada.</i>	39
Figura 2.19 – <i>Variação do feixe de irradiação em uma antena de onda vazada.</i>	41
Figura 2.20 – <i>Guia de ondas retangular.</i>	43
Figura 2.21 – <i>Distribuição de fenas na SWAA.</i>	44
Figura 2.22 – <i>Guias fendidos propagantes e ressonantes.</i>	45
Figura 3.1 – <i>Antena de onda vazada planar.</i>	48
Figura 3.2 – <i>Coefficiente de reflexão da antena de microlinha convencional.</i>	48
Figura 3.3 – <i>Comportamento da impedância da antena de microlinha com plano de terra truncado.</i>	52
Figura 3.4 – <i>Ilustração da variação de J_a na estrutura da antena de microlinha.</i>	52
Figura 3.5 – <i>Comportamento da impedância da antena de microlinha banda larga.</i>	53
Figura 3.6 – <i>Análise do número de elementos da PLWA para o plano E.</i>	54
Figura 3.7 – <i>Variação do feixe irradiado para a PLWA projetada para 6,0GHz para o plano E.</i>	55
Figura 3.8 – <i>Variação do feixe irradiado para a PLWA ajustada para o plano E.</i>	55
Figura 3.9 – <i>Aplicação para a PLWA.</i>	56
Figura 3.10 – <i>Protótipo da PLWA.</i>	56
Figura 3.11 – <i>Comparação do S_{11} medido e simulado da PLWA.</i>	57
Figura 3.12 – <i>Comparação do diagrama de irradiação medido e simulado da PLWA: Curvas pretas 5,5GHz, curvas vermelhas 6,5GHz e curvas azuis 7,5GHz. Curvas contínuas medido e curvas pontilhadas simulado.</i>	57

Figura 3.13 – Estrutura da Antena de Ondas Vazadas Onidirecional.....	58
Figura 3.14 – Análise do L_{cone} na corneta TM_{01} preenchida de PTFE.....	60
Figura 3.15 – Diagrama de irradiação em 28GHz da corneta TM_{01} preenchida de PTFE. .	61
Figura 3.16 – Análise da influência do número de anéis no diagrama de irradiação OLWA.	63
Figura 3.17 – Diagrama irradiado pela OLWA em 28GHz em função de $R_{refletor}$	64
Figura 3.18 – Coeficiente de reflexão da antena de onda vazada onidirecional.	65
Figura 3.19 – Diagrama de irradiação tridimensional da OLWA.	65
Figura 3.20 – Diagrama de irradiação da antena de onda vazada onidirecional no plano yz.	66
Figura 3.21 – Diagrama de irradiação da antena de onda vazada onidirecional no plano xy.	66
Figura 3.22 – Aplicação da OLWA em ambientes internos.	66
Figura 3.23 – Desenho mecânico da OLWA.	68
Figura 3.24 – Protótipo da OLWA.	68
Figura 3.25 – Comparação do S_{11} medido e simulado da OLWA.	68
Figura 4.1 – SWAA banda larga.	70
Figura 4.2 – Análise do número de fendas no diagrama irradiado pelo SWAA.	71
Figura 4.3 – Ganho do SWAA em função do número de fendas: curva vermelha pontilhada (duas fendas), preta pontilhada (quatro fendas), azul continua (seis fendas), azul pontilhada (dez fendas), preta continua (treze fendas) e vermelha continua (quatorze fendas).	72
Figura 4.4 – SWAA com 13 fendas horizontais na face “a”.	72
Figura 4.5 – Coeficiente de reflexão da SWAA com 13 fendas horizontais na face “a”.	73
Figura 4.6 – Polarização direta e polarização cruzada da SWAA com 13 fendas horizontais na face “a” em 28GHz.	73
Figura 4.7 – Irradiação da SWAA com 13 fendas horizontais na face a em 28GHz.	74
Figura 4.8 – SWAA com 13 fendas horizontais na face “b”.	75
Figura 4.9 – Estudo da irradiação das fendas para o SWAA com fendas na face b.	76
Figura 4.10 – Coeficiente de reflexão do SWAA banda larga.	77
Figura 4.11 – Polarização direta e polarização cruzada do SWAA banda larga em 28GHz.	78
Figura 4.12 – Irradiação da SWAA banda larga em 28GHz.	78
Figura 4.13 – Aplicação do SWAA banda larga em uma rede 5G.	79
Figura 4.14 – Modelo mecânico da SWAA com banda larga.	80
Figura 4.15 – Protótipo do SWAA com banda larga.	81
Figura 4.16 – Comparação do S_{11} medido e simulado do SWAA com banda larga.	81

Lista de Tabelas

Tabela 3.1 – <i>Análise do número de anéis no ganho da antena.</i>	62
Tabela 3.2 – <i>Análise da influência do $R_{refletor}$ no diagrama irradiado.</i>	63
Tabela 4.1 – <i>Análise do número de fendas no diagrama irradiado pelo SWAA.</i>	71
Tabela 4.2 – <i>Estudo da irradiação em 28GHz do SWAA com fendas na face “b”.</i>	75
Tabela 4.3 – <i>Comparação entre técnicas de SWAA.</i>	77

Lista de Símbolos

a	Lado maior de um guia retangular, m
B	Susceptância, S
b	Lado menor de um guia retangular, m
B_w	Banda de operação fracionaria, Hz
b_{cone}	Comprimento da base do cone dielétrico da antena de ondas vazadas onidirecional, m
c	Corte na face b de uma guia retangular, m
$C_{abertura}$	Fator de proporcionalidade no ângulo de meia potência de uma antena de ondas vazadas
C_{terra}	Comprimento do plano de terra de uma antena de microlinha, m
D	Diretividade de uma antena
d_{Anel}	Distância entre os anéis da antena de ondas vazadas onidirecional
d_c	Distância entre as fendas horizontais e a linha central de uma guia de ondas fendido, m
d_{curto}	Distância entre a última fenda e a terminação de uma guia de ondas fendido, m
d_{El}	Distância entre ressonadores da antena de ondas vazas planar, m
d_{fendas}	Distância entre fendas em um guia de ondas fendido, m
d_r	Distância entre o último anel e o refletor da antena de ondas vazadas onidirecional, m
E	Modulo do campo elétrico, V/m
F_{anel}	Folga entre os anéis e o bastonete dielétrico da antena de ondas vazadas onidirecional, m
f_c	Frequência de corte, Hz
f_0	Frequência de ressonância, Hz

G	Condutância
h	Espessura do dielétrico de um laminado de microfita, m
H	Modulo do campo magnético, A/m
\vec{H}	Vetor campo magnético, A/m
J_s	Densidade de corrente superficial, A/m ²
J_a	Raio do fator de casamento da antena de microlinha banda larga, m
K	Fator associado ao modo de operação de uma antena de microlinha
k	Número de onda, rad/m
k_0	Número de onda no vácuo, rad/m
L	Comprimento do elemento irradiador de uma antena de microlinha retangular, m
L_{cone}	Comprimento axial do cone dielétrico da antena de ondas vazadas onidirecional, m
$L_{corneta}$	Comprimento axial de uma corneta cônica, m
L_{ef}	Comprimento efetivo do elemento irradiador de uma antena de microlinha retangular, m
L_{fendas}	Comprimento das fendas de um guia de ondas fendido, m
L_{OLWA}	Comprimento do bastonete dielétrico a antena de ondas vazadas onidirecional, m
L_{SWAA}	Comprimento total do guia de ondas fendido, m
\hat{n}	Vetor normal
p	Distância entre os furos periódicos de uma antena de ondas vazadas, m
$P(0)$	Potência na entrada de uma antena de ondas vazadas, W
$P(L_{LWA})$	Potência no fim da estrutura de uma antena de ondas vazadas, W
Q	Fator de mérito
Q_c	Fator de mérito devido a perdas condutivas

Q_c	Fator de mérito devido a perdas dielétricas
Q_{rad}	Fator de mérito devido a perdas por radiação
Q_{sur}	Fator de mérito devido a perdas por ondas de superfície
$R_{corneta}$	Diâmetro da boca de uma corneta cônica, m
R_{guia}	Diâmetro de um guia de ondas circular, m
R_{in}	Resistência de entrada de uma antena de microlinha, Ω
$R_{refletor}$	Diâmetro do refletor da antena de ondas vazadas onidirecional, m
S_{11}	Coefficiente de reflexão, dB
t	Espessura dos elementos metálicos de uma antena de microlinha, m
$\tan(\delta)$	Tangente de perdas de uma laminado dielétrico
W	Largura do elemento irradiador de uma antena de microlinha retangular, m
w_f	Largura da fenda de um guia fendido, m
w_l	Largura de uma microlinha de fita, m
VSWR	Coefficiente de onda estacionaria
x_0	Ponto onde a impedância de entrada de uma antena de microlinha é aproximadamente 50Ω , m
Y	Admitância, S
Y_{in}	Admitância de entrada de uma antena de microlinha, S
Z_{in}	Impedância de entrada de uma antena de microlinha, Ω
Z_0	Impedância característica de uma microlinha de fita, Ω
α	Fator de atenuação, Neper/m
β	Fator de fase, rad/m
γ	Constante de propagação, m^{-1}

ΔL	Acréscimo no comprimento de uma antena de microlinha devido ao efeito de franjamento, m
$\Delta\theta$	Ângulo de meia potência do feixe irradiado por uma antena de ondas vazadas, °
ϵ_{ef}	Constante dielétrica efetiva de uma microfita de fita
ϵ_r	Permissividade relativa ou constante dielétrica
ϵ_{rea}	Constante dielétrica média entre o ar e o laminado dielétrico de uma antena de microlinha
θ	Ângulo de elevação em coordenadas polares, graus
θ_0	Ângulo de apontamento do feixe de uma antena de ondas vazadas, graus
λ_0	Comprimento de onda no vácuo, m
λ_c	Comprimento de onda de corte de uma guia de ondas, m
λ_g	Comprimento de onda guiado, m
μ_c	Permeabilidade magnética dos condutores de uma antena de microlinha, H/m
ξ	Inclinação das fendas de uma guia de ondas fendido, graus
σ_c	Condutividade dos condutores de uma antena de microlinha, S/m
σ_d	Condutividade do laminado dielétrico de uma antena de microlinha, S/m
ω	Frequência angular, rad/s

Lista de Publicações e Patentes

Artigos Publicados

1. **R. A. Santos**, I. F. Costa, e Arismar Cerqueira S. Jr, “Novo Modelo de Antena Impressa com Banda Ultra Larga” 16º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o 11º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2014, Curitiba.
2. E. R. Neto, **R. A. Santos**, M. A. F. Casaroli, Arismar Cerqueira S. Jr e A. M. Alberti, “Cognitive Broadband Optical-Wireless Network” IWT - IV Internacional Workshop Telecommunication, 2015, Santa Rita do Sapucaí.
3. D. F. Noque, **R. A. Santos**, C. N. M. Marins e Arismar Cerqueira S. Jr, “Radio Over Fiber system amplified using Technique FWM with Reconfigurable Antenna Frequency.” IWT - IV Internacional Workshop Telecommunication, 2015, Santa Rita do Sapucaí.
4. R. M. Borges, **R. A. Santos**, e Arismar Cerqueira S. Jr, “Implementation of a Photonics-based Frequency Reconfigurable Optical-wireless Network.” IWT - IV Internacional Workshop Telecommunication, 2015, Santa Rita do Sapucaí.
5. **R. A. Santos**, R. A. Penchel, J. F. Mologni e Arismar Cerqueira S. Jr, “High-performance Omnidirectional Dual-Reflector Antenna Based on a Dielectric Subreflector Support.” International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2015), 2015, Porto de Galinhas. International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2015), 2015.
6. I. F. Costa, **R. A. Santos**, S. C. Patrício, J. A. J. Ribeiro, D. H. Spadoti e Arismar Cerqueira S. Jr, “A Dual-band Slotted Waveguide Antenna Array for Radars Applications” International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2015), 2015, Porto de Galinhas. International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2015), 2015.
7. **R. A. Santos**, R. A. Penchel, M. M. Bontempo e Arismar Cerqueira S. Jr, “Reconfigurable Printed Antenna Arrays for mm-wave Applications.” 10th European Conference on Antennas and Propagation, 2016, Davos.
8. **R. A. Santos** e Arismar Cerqueira S. Jr, “Antena de onda vazada para aplicações Indoor na faixa de ondas milimétricas”, 17º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o 12º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2016).

9. **R. A. Santos** e Arismar Cerqueira S. Jr, “Desenvolvimento de uma antena de onda vazada reconfigurável”, 17º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o 12º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG 2016).
10. A. L. M. Muniz, Dionísio F. Noque, R. M. Borges, T. N. Rodovalho, Regivan da Silva, **R. A. Santos** e Arismar Cerqueira S. Jr, “Redes Óptico-Wireless baseado em Tecnologia Fotônica”, 1 XXXIV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2016).
11. **R. A. Santos**, Arismar Cerqueira S. Jr e S. E. Barbin, “Development of a Low-Profile Printed Antenna for UWB Applications.” International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications and IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (ICEAA - IEEE APWC 2016).

Artigos Aceitos para Publicação

12. **R. A. Santos** e Arismar Cerqueira S. Jr, “A low-profile and ultra-wideband printed antenna with a 176% bandwidth”, In Press Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications (JMoe).
13. **R. A. dos Santos**, André Marques Muniz., Matheus Borsato, T. H. Brandão, T. N. Rodovalho e Arismar Cerqueira S. Jr , “Multi-Technology Wireless Coverage Based on a Leaky-Wave Reconfigurable Antenna”, 11th European Conference on Antennas and Propagation, Paris, France, March 2017.

Artigos Submetidos

14. Arismar Cerqueira S. Jr., **R. A. dos Santos**, I. F. da Costa e D. H. Spadoti, “Waveguide-based Antenna Arrays for mm-waves 5G Networks”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation.

Patentes

1. **Renan Alves dos Santos**, Arismar Cerqueira Sodrê Junior, Edson Cesar dos Reis, Igor Feliciano da Costa e João Roberto Moreira Neto, Antena em Guia Fendido, BR102014029486-4.
2. **Renan Alves dos Santos** e Arismar Cerqueira Sodrê Junior, Antena com Múltiplos Diagramas de Radiação, em elaboração, previsão de depósito em dezembro de 2016.

Capítulo 1

1. Introdução

1.1 Contextualização

Em 1981, a primeira geração de telefonia móvel (1G) permitiu conexão entre pessoas distantes, utilizando sinais analógicos de voz, mesmo estando em movimento. Na década de 90, a segunda geração de telefonia móvel (2G), com a digitalização da voz e introdução de mensagens de texto, aumentou-se a capacidade dos usuários com taxas de transmissão (R_b) de até 64kbps. Porém, apenas no final da década de 2000, com a terceira geração (3G), verdadeiramente os primeiros dados foram trafegados em redes sem fio, possibilitando aos usuários o acesso à internet em qualquer lugar com cobertura com $R_b=2$ Mbps. Com a quarta geração (4G), implantada pela primeira vez em 2010, entregou-se internet banda larga de alta velocidade através da telefonia móvel, permitindo, entre outros benefícios, o tráfego de vídeo em tempo real com $R_b=200$ Mbps [1]. A Figura 1.1 ilustra a evolução telefonia móvel, e já prevendo o próximo passo, a quinta geração (5G).

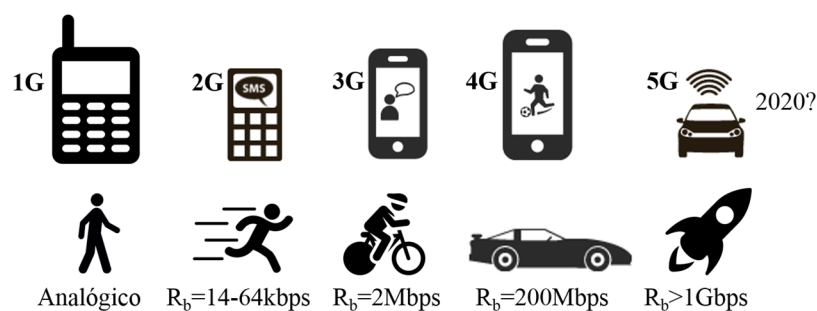


Figura 1.1 – Evolução das redes celulares.

A telefonia móvel celular desde seu início no começo dos anos 1980, concentrou-se na faixa do espectro eletromagnético conhecida como UHF (*Ultra High Frequency*), que compreende apenas uma pequena porção da infinita gama de frequência situada entre 300MHz e 3GHz [2-7]. Essa faixa é tida como nobre para as redes móveis devido a diversos fatores, tais como: comprimentos de onda relativamente curtos, permitindo a utilização de antenas compatíveis com as dimensões de aparelhos portáteis; baixa atenuação por chuva; perdas moderadas devido a prédios e vegetações, se comparado a frequências mais elevadas. Por esses fatores, tem-se observado o congestionamento da faixa de UHF, e o licenciamento de pequenas frações do espectro tem alto custo para as operadoras.

Segundo dados da Cisco Systems [8], o tráfego global de dados móveis cresceu 74% em 2015. A expectativa é que até 2020 chegue a 30,6 exabytes por mês, representando um aumento de oito vezes se comparado ao de 2015, como apresentado na Figura 1.2. O grande responsável por isso é o número crescente de dispositivos sem fio que acessam as redes móveis em todo o mundo, como *tablets* e telefones inteligentes. Todos os anos, novos dispositivos de diferentes capacidades e inteligência são introduzidos no mercado.

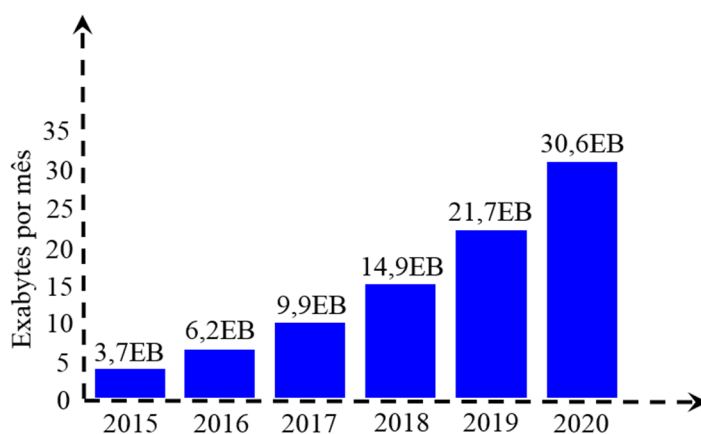


Figura 1.2 – Crescimento do tráfego global de dados móveis de 2015 a 2020 [8].

Ainda segundo a Cisco Systems, o número de dispositivos móveis e conexões vai crescer para 11,6 bilhões de 2020 [8]. Em 2020, haverá 8,2 bilhões de portáteis ou pessoais e 3,2 bilhões de conexões entre máquinas (M2M - *Machine to Machine*), como, por exemplo, sistemas de GPS (*Global Positioning System*) em carros e aplicações médicas que fazem registros de pacientes e estado de saúde. Desta forma,

como ilustrado na Figura 1.3, o mundo caminha para uma conexão total entre as coisas e/ou pessoas [9].

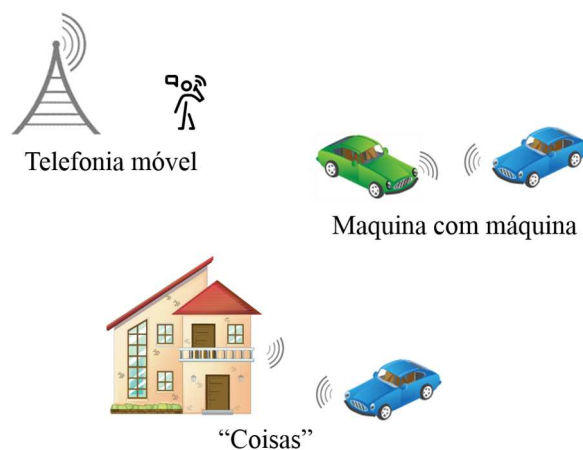


Figura 1.3 – *O mundo conectado por meio de redes sem fio.*

Cada geração de tecnologias sem fio estimula mais as capacidades da geração anterior, e a mudança mais tangível é um aumento significativo na velocidade de rede. Atualmente, as operadoras de telefonia móvel no Brasil possuem bandas do espectro de frequência de no máximo 200MHz, fato que as tem desafiado a entregar aplicações multimídia de alta qualidade e baixa latência para um número cada vez maior de usuários. Para atender a demanda que está por vir, pesquisadores de diversas partes do mundo têm apresentado propostas para o 5G, as quais implicarão uma evolução substancial da vazão da rede, assim como ilustrado na Figura 1.1.

Basicamente, os estudos a respeito do 5G apresentam duas alternativas, que devem ser empregadas juntas: redes em ondas milimétricas e uso cooperativo do espectro eletromagnético, como ilustrado na Figura 1.4. A primeira delas, baseada principalmente nos estudos de autores como Rappaport [10,11], prevê a comunicação em ambientes internos (*indoor*) utilizando a faixa de frequência de ondas milimétricas pouco exploradas como 28 e 38GHz.

A primeira solução é interessante, visto que tais faixas de frequências possibilitariam grandes larguras de banda e, conseqüentemente, altas taxas. Entretanto, para aplicações em longas distâncias e em ambientes externos, devido a fatores como atenuação, o uso destas faixas do espectro pode se tornar impraticável, não somente

devido aos desafios do ambiente rádio móvel, mas também devido ao alto custo da rede como um todo.

Então, a segunda alternativa visa principalmente às redes de ambientes externos, cuja proposta é introduzir o 5G em faixas do espectro já utilizadas, no entorno de 6GHz, com uso mais eficiente do espectro, como, por exemplo, utilizando rádio cognitivo (RC) [12,13].

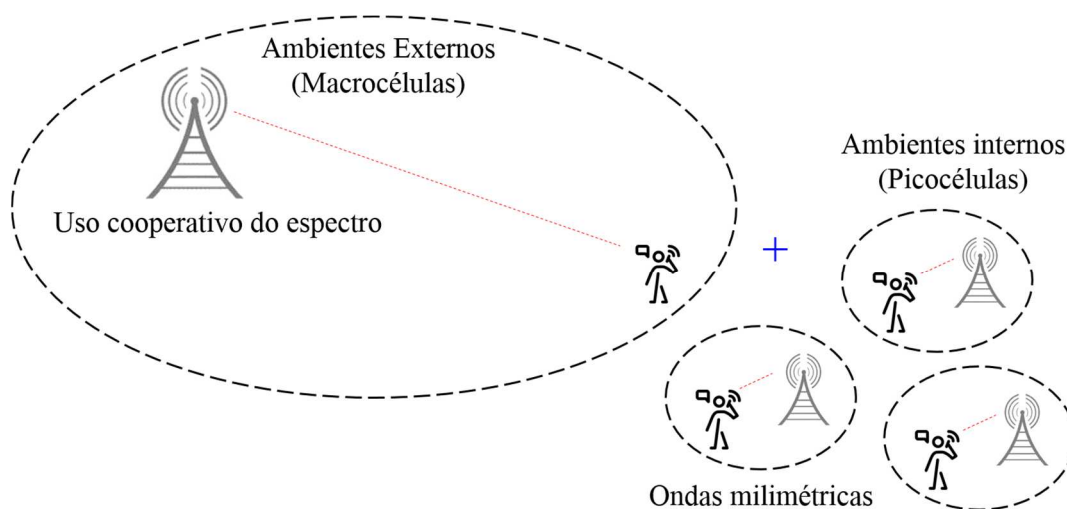


Figura 1.4 – As vertentes para o 5G.

Atualmente, as redes 4G são consideradas rápidas, com velocidades que podem se aproximar das taxas de pico 100Mbps. Mas, graças a inovações, destacando-se o uso das ondas milimétricas, redes 5G serão extremamente rápidas, podendo alcançar mais de 1Gbps [1]. Mas os desafios que o 5G terá que vencer não param por aqui, podendo ser divididos em seis partes [14]: maior capacidade, maior taxa de dados, menor latência, conectividade de dispositivos em massa, custo reduzidos e percepção do usuário sobre a qualidade de um serviço.

1.2 Contribuições e Estrutura da Dissertação

Este trabalho apresenta três antenas aplicáveis às redes celulares 5G. Apesar de distintas em termos de estrutura e aplicações, as três derivam de uma mesma classe de antenas chamada Antenas de Ondas Vazadas (*LWA – Leaky-Wave Antennas*) [15-17]. Desta forma, fez-se uso de suas características para diferentes aplicações.

A primeira foi projetada para operar em faixa larga para frequências no entorno de 6GHz, sendo facilmente inserida em redes que fazem uso de RC. É uma proposta de antena com diagrama de irradiação reconfigurável, desempenhando papel semelhante a um sistema de múltiplas antenas (MIMO – *Multiple-Antenna*) [18,19], com a vantagem de utilizar uma rede de alimentação única e simples.

A segunda estrutura foi projetada para operar em 28GHz com diagrama onidirecional e de alto ganho no plano horizontal, sendo uma solução interessante para ambientes internos em ondas milimétricas. A rigor, a faixa de ondas milimétricas começa a partir de 30 GHz, entretanto as frequências da faixa de micro-ondas (6 a 40GHz) possuem características semelhantes e, por esta razão, convencionou-se considerar a frequência de 28GHz como pertencentes à faixa de ondas milimétricas.

Na literatura, é possível encontrar algumas configurações de antenas parabólicas duplo-refletores que apresentam alto ganho e diagrama de irradiação onidirecional [20,21]. Entretanto são muito complexas do ponto de vista de construção, além de muito grandes, quando comparada à proposta aqui, mais simples e compacta. Desta forma, a segunda antena apresentada nesta dissertação torna-se mais atrativa para esse fim.

A última antena apresenta diagrama diretivo para 28GHz, possibilitando seu emprego em enlaces de altas taxas para ondas milimétricas. Ela apresenta desempenho similar a outras convencionais de alto ganho, contudo as dimensões compactas e baixo custo de fabricação a tornam mais atrativa.

O trabalho é estruturado em cinco capítulos. O capítulo 2 apresenta os fundamentos teóricos das antenas desenvolvidas: Antenas de Microlinha e de Ondas Vazadas, que são a base do trabalho. O capítulo 3 descreve o desenvolvimento das duas primeiras, ambas baseadas no conceito de antenas de ondas vazadas periódicas. O capítulo 4 apresenta o desenvolvimento da terceira antena baseada nas de ondas vazadas quase-uniformes. Em todos os casos, o desenvolvimento das estruturas foi realizado a partir de projetos analíticos, análises numéricas e resultados experimentais. As conclusões e trabalhos futuros são abordados no capítulo 5.

Capítulo 2

2. Fundamentos Teóricos

2.1. Antena de Microlinha

2.1.1. Histórico

As antenas impressas, também conhecidas como antenas de Microlinha (*Microstrip Antennas*), foram idealizadas por G. Deschamps em 1953 e apresentadas pela primeira vez durante o III Simpósio sobre antenas, patrocinado pela Força Aérea Americana nos Estados Unidos [22]. Entretanto, a primeira documentação patenteada que se tem notícia data-se de 1955, na França, e está em nome de H. Gutton e G. Baissiot [23].

No início dos anos 60, Lewin deu continuidade ao estudo das antenas de Microlinha ao investigar a radiação a partir de linhas impressas [24]. No entanto, pesquisas sobre elas ganharam força a partir da década de 70 com os trabalhos de Byron, que demonstrou o funcionamento de uma fita condutora irradiante separada de um plano de terra por um laminado dielétrico [25], e Howell publicou artigos sobre antenas cujo elemento ressonador apresentava formato retangular e circular [26].

Nos anos 70, em meio à guerra fria, as de Microlinha ganharam destaque ao serem aplicadas em mísseis e foguetes, destacando os trabalhos de Munson e Weinschel [27,28]. E, no fim da primeira metade dos anos de 1970, iniciou-se o modelamento matemático das de Microlinha com conceitos análogos a linhas impressas [29].

As primeiras publicações a respeito do diagrama de irradiação foram apresentadas por Carver em 1976 [30]. Em 1977, Lo [31] publicou a primeira análise

matemática de uma ampla variedade de ressonadores de Microfita. E então, a partir do fim dos anos 70, as antenas de Microlinha ganharam espaço e passaram a ser utilizadas cada vez mais em sistemas de telecomunicações.

2.1.2. Vantagens e Desvantagens

As antenas de Microlinha apresentam diversas vantagens como facilidade de confecção e baixo custo de fabricação, que viabiliza a produção em larga escala, e são facilmente adaptáveis em estruturas aerodinâmicas como de naves espaciais, satélites e mísseis [32,33]. Podem ser empregadas em aplicações com polarização linear ou circular, em que a mudança da polarização pode ser alcançada simplesmente mudando o seu ponto de alimentação [34].

A desvantagem principal desta classe é que, por possuir um valor elevado de fator de mérito (Q), apresentam faixa estreita de operação que tipicamente varia de 1 a 13% da frequência de ressonância (f_0), dependendo do modo pelo qual a antena é alimentada [32]. Outra desvantagem está relacionada à eficiência de irradiação da antena; as perdas que ocorrem por intermédio das características do dielétrico e das pequenas dimensões do seu elemento ressonador as tornam inferiores se comparadas a outras. E ainda não suportam altas potências de valor elevado devido ao uso do substrato dielétrico [32].

2.1.3. Antena de Microlinha Retangular

As antenas de Microlinha são formadas basicamente de um elemento ressonador e um plano de terra com espessura t , ambos metálicos, separados por um laminado dielétrico com a permissividade elétrica relativa ϵ_r , altura h e tangente de perdas $\tan(\delta)$. Existem diversos formatos para o elemento responsável pela irradiação da antena, como apresentado na Figura 2.1. Cada um pode apresentar um comportamento físico diferente, o que leva a técnicas de projeto distintas. O modelo mais simples e mais usado é aquele cujo formato do elemento irradiador é retangular, em que apenas dois parâmetros básicos a dimensionam: o comprimento (L) e a largura (W) do irradiador, como ilustrado na Figura 2.2.

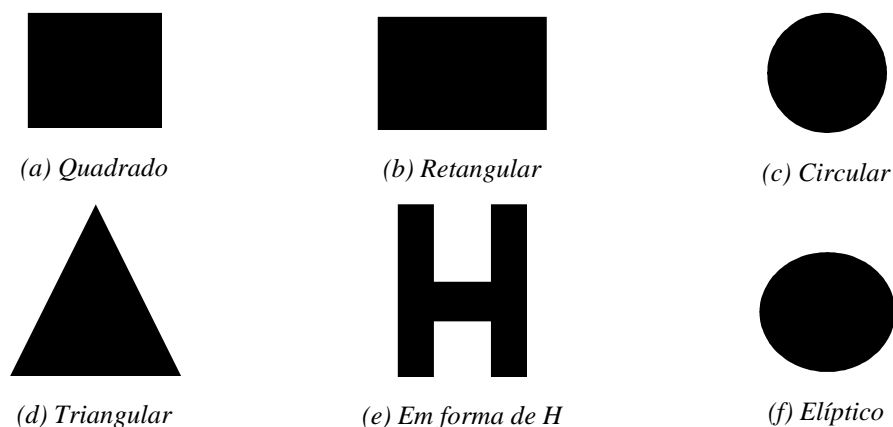


Figura 2.1 – Formatos mais usuais de antena de microlinha.

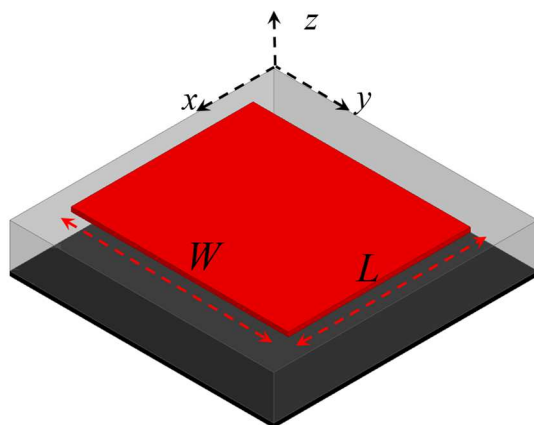


Figura 2.2 – Antena de microlinha retangular.

Existem muitos métodos de análise para antenas de Microlinha. Os modelos mais populares são a linha de transmissão, a cavidade, e onda completa [33]. Em geral, quando aplicados corretamente, os de onda completa são muito precisos e mais versáteis. No entanto, eles são os mais complexos e, geralmente, dão menos percepção física. Desta forma, apesar de os da linha de transmissão e cavidade serem mais limitados, com o objetivo de apresentar um modelo matemático simples e usual para antenas de Microlinha, a abordagem da antena será baseada nestes dois métodos.

Inicialmente, a interpretação física na formação dos campos dentro da antena será abordada tendo em vista o método da cavidade. Neste método, o substrato dielétrico é modelado como uma cavidade delimitada por condutores na parte superior e inferior. Posteriormente, para dimensionar a antena será abordado o método da linha de transmissão.

Considerando a Figura 2.3, observa-se que, quando o ressonador é alimentado, uma distribuição de cargas é estabelecida em sua superfície superior e inferior,

bem como na parte superior do plano de terra. Estas distribuições estão ligadas a dois mecanismos: o da atração e o da repulsão [33]. O mecanismo da atração ocorre entre as cargas de sinais contrários situadas na face inferior do ressonador e superior do plano terra, levando a concentração de cargas a se manter nestas faces. O mecanismo de repulsão ocorre entre cargas de sinal igual situadas na face inferior do ressonador, gerando o deslocamento de algumas cargas desta face para as bordas e para a face superior. O movimento destas cargas dá origem às densidades de corrente correspondentes J_t e J_s . Para a condição na qual a razão h/W é muito pequena, maioria dos casos práticos, o mecanismo de atração domina. Com isso, a maior parte da concentração de cargas e do fluxo de corrente permanece sob o ressonador [33].

Na extremidade do irradiador tem-se a densidade de corrente de superfície que circula orientada da direção y , como ilustrado na Figura 2.4, de modo que

$$J_s \cdot \hat{n} = 0 \quad (2.1)$$

Além disso, pela condição de contorno para a componente tangencial de campo magnético na superfície de separação de um meio dielétrico com um meio condutor [35], na superfície inferior do irradiador têm-se

$$J_s = (-\hat{n} \times \vec{H}) \quad (2.2)$$

Desta forma a componente normal do campo magnético tangencial ao irradiador H_t é nula, como será melhor detalhado a seguir. Como o campo magnético no laminado dielétrico está orientado na direção x ,

$$\hat{n} \times \vec{H}(x, y) = 0 \quad (2.3)$$

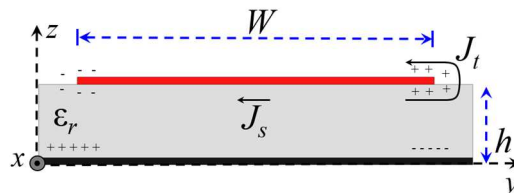


Figura 2.3 – Distribuição de cargas e densidades de corrente em uma antena de microlinha.

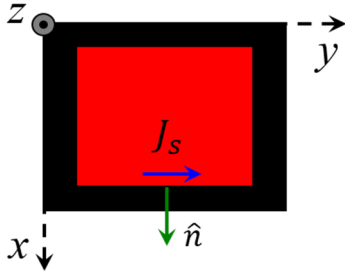


Figura 2.4 – Orientação da densidade de corrente superficial na antena de microlinha.

As configurações de campo dentro da cavidade podem ser encontradas usando o vetor potencial A [33]. Como mostra a Figura 2.5, é necessário considerar a cavidade preenchida por um material dielétrico com permissividade relativa ϵ_r , limitada apenas pelas dimensões do elemento irradiador. O vetor potencial A deve satisfazer a equação de onda homogênea, também chamada de equação de Helmholtz [34] para o vetor potencial.

$$\nabla^2 A_z + k^2 A_z = 0 \quad (2.4)$$

Ao resolver a equação diferencial pelo método de separação de variáveis, chega-se à expressão do vetor potencial, que varia harmonicamente nas direções x , y e z ,

$$A = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x)] \cdot [A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y)] \cdot [A_3 \cos(k_z z) + B_3 \sin(k_z z)] \quad (2.5)$$

Em que k_x , k_y e k_z são os números de onda ao longo direções x , y e z , respectivamente, dependentes das condições de contorno. Os campos elétricos e magnéticos no interior da cavidade estão relacionados com A de modo que [33]

$$\begin{aligned} E_x &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A}{\partial x \partial z} & H_x &= \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \\ E_y &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A}{\partial y \partial z} & H_y &= -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \\ E_z &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) A & H_z &= 0 \end{aligned} \quad (2.6)$$

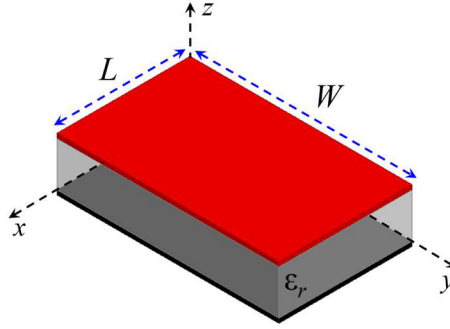


Figura 2.5 – Modelagem da antena de microlinha como uma cavidade ressonante.

Aplicando as condições de contorno nas paredes laterais antena, têm-se [33]

$$\begin{aligned}
 E_x &= (0 \leq x' \leq L, 0 \leq y' \leq W, z' = 0) = (0 \leq x' \leq L, 0 \leq y' \leq W, z' = h) = 0 \\
 H_x &= (0 \leq x' \leq L, y' = 0, 0 \leq z' \leq h) = (0 \leq x' \leq L, y' = W, 0 \leq z' \leq h) = 0 \\
 H_y &= (x' = 0, 0 \leq y' \leq W, 0 \leq z' \leq h) = (x' = L, 0 \leq y' \leq W, 0 \leq z' \leq h) = 0
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

em que as coordenadas x' , y' e z' são usados para representar os campos no interior da cavidade. Para satisfazer as condições de contorno $E_x = (0 \leq x' \leq L, 0 \leq y' \leq W, z' = 0)$ e $E_x = (0 \leq x' \leq L, 0 \leq y' \leq W, z' = h)$, chega-se que $B_3 = 0$ e

$$k_z = \frac{m\pi}{h}, m = 0, 1, 2, \dots \tag{2.8}$$

Similarmente, aplicando as condições de contorno $H_x = (0 \leq x' \leq L, y' = 0, 0 \leq z' \leq h)$ e $H_x = (0 \leq x' \leq L, y' = W, 0 \leq z' \leq h)$, chega-se que $B_1 = 0$ e

$$k_y = \frac{p\pi}{W}, p = 0, 1, 2, \dots \tag{2.9}$$

Finalmente, aplicando as condições de contorno $H_y = (x' = 0, 0 \leq y' \leq W, 0 \leq z' \leq h)$ e $H_y = (x' = L, 0 \leq y' \leq W, 0 \leq z' \leq h)$, chega-se que $B_1 = 0$ e

$$k_x = \frac{n\pi}{L}, n = 0, 1, 2, \dots \tag{2.10}$$

Assim, pode-se expressar o vetor potencial de forma final dentro da cavidade como

$$A = A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \tag{2.11}$$

em que A_{mnp} representa a amplitude relacionada a cada modo de propagação na estrutura, e m , n e p representam coeficientes ligados, respectivamente, as direções z , x , y .

Admitindo que o modulo do número de onda seja

$$k_0 = \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2} = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} = \omega\sqrt{\mu_0\mu_r\varepsilon_0\varepsilon_r} \quad (2.12)$$

substituindo os valores de k_x , k_y e k_z e considerando $\mu_r \approx 1$, chega-se à frequência de ressonância da antena de microlinha como cavidade

$$f_0 = \frac{3 \times 10^8}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi z}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi x}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi y}{W}\right)^2} \quad (2.13)$$

Substituindo (2.11) em (2.6), encontra-se o comportamento dos campos elétricos e magnéticos dentro da antena como cavidade de forma que

$$\begin{aligned} E_x &= -j \frac{k_x k_z}{\omega\mu\varepsilon} A_{mnp} \sin(k_x x') \cos(k_y y') \sin(k_z z') \\ E_y &= -j \frac{k_y k_z}{\omega\mu\varepsilon} A_{mnp} \cos(k_x x') \sin(k_y y') \sin(k_z z') \\ E_z &= -j \frac{(k^2 - k_z^2)}{\omega\mu\varepsilon} A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \\ H_x &= -\frac{k_y}{\mu} A_{mnp} \cos(k_x x') \sin(k_y y') \cos(k_z z') \\ H_y &= \frac{k_x}{\mu} A_{mnp} \sin(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \\ H_z &= 0 \end{aligned} \quad (2.14)$$

Tipicamente, a espessura do laminado dielétrico é fina de modo que satisfaça a condição de $h \ll \lambda$ [33]. Analisando o comportamento da propagação da onda eletromagnética no interior da antena, nota-se que, para atender a condição de contorno para a componente tangencial de campo elétrico na superfície de separação de um meio dielétrico com um meio condutor [34], para o modo fundamental de propagação na cavidade, o campo elétrico tangencial ao irradiador E_t é nulo, desta forma $E_x = E_y = 0$.

Por isso, tem-se o campo elétrico orientado na direção z e variando apenas com x e y , como o apresentado na Figura 2.6. Então, da lei de Faraday, tem-se

$$\vec{H} = -\frac{1}{j\omega\mu} \nabla \times [E(x, y) \hat{z}] \quad (2.15)$$

em que como resultado da operação, encontra-se o campo magnético também dependente de x e y , porém orientado na direção positiva de x e negativa de y . Como o campo elétrico está orientado na mesma direção de propagação da onda eletromagnética, e o campo magnético é perpendicular a ambos, pode se afirmar que a propagação no interior da antena é de uma onda transversal magnética em relação ao eixo z (TM _{z}).

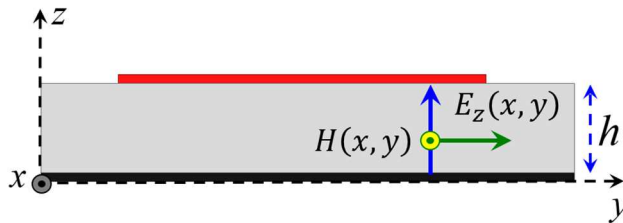


Figura 2.6 – Orientação dos campos elétrico e magnético no interior de uma antena de microlinha.

A Figura 2.7 ilustra a distribuição de campo elétrico na antena, para os quatro primeiros modos de operação. É importante destacar a variação do campo ao longo da antena com relação ao modo como está sendo excitado. Em geral, as equações de projeto para as antenas de Microlinha resultam em valores de W maior que L . Sendo assim, o modo fundamental é o TM₀₀₁. Todavia o modo excitado é dependente do ponto no qual a antena é alimentada [35]. Para a alimentação feita de forma normal a W , ao longo da linha central ($y = W/2$), tem-se a excitação do modo TM₀₁₀, de forma que $H_x = 0$. Por este motivo, a largura W possui pouca influência no que diz respeito à frequência de ressonância, sendo o L o principal responsável pela sintonia da frequência de ressonância da antena. Esse conceito é expresso ao particularizar a equação (2.13).

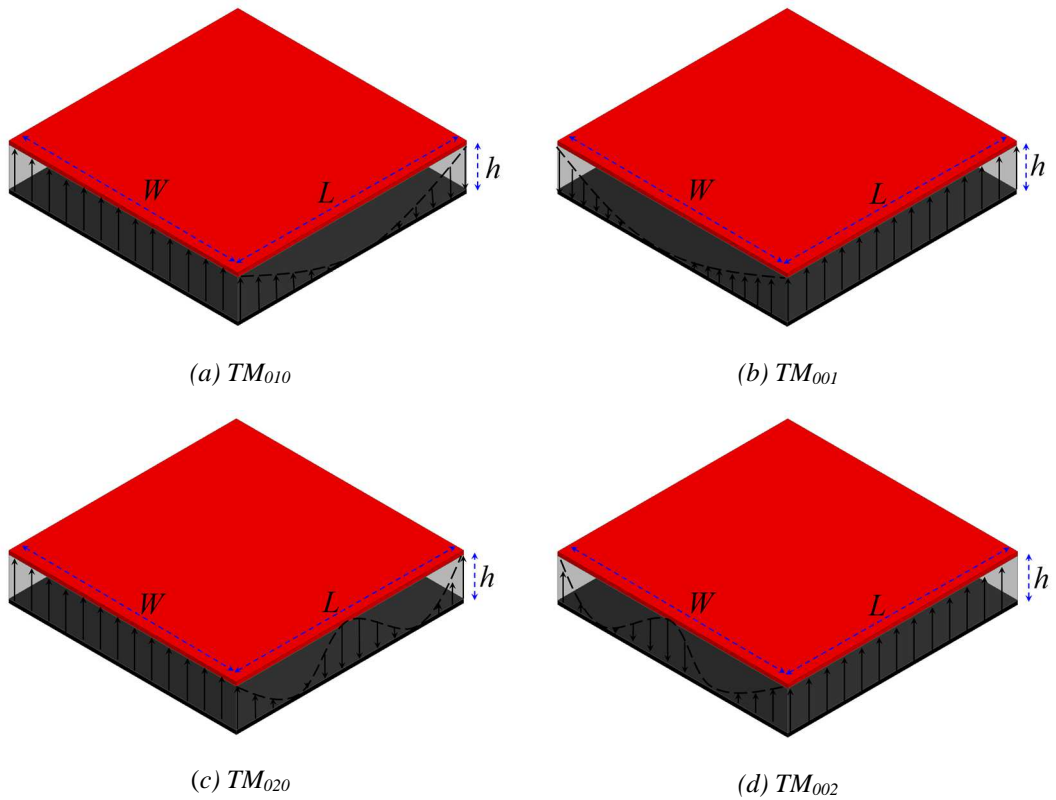


Figura 2.7 – Distribuição modal na antena de microlinha.

Outra forma de explicar o funcionamento de uma antena de Microlinha retangular apresenta a antena como um trecho de linha de transmissão impressa que possui irradiação em suas extremidades. Como visto na Figura 2.8, o campo elétrico varia ao longo da plaqueta ressonadora, porém é considerado uniforme em seu plano transversal. Resumidamente, as antenas contam com duas regiões de irradiação, com largura W e altura h , situadas nos extremos do comprimento L , como ilustrado na Figura 2.8, formam uma rede com campos excitados em fase, proporcionando a irradiação do tipo transversal, com máxima concentração do campo emitido formando um ângulo de 90° com o eixo da plaqueta ressonadora [32].

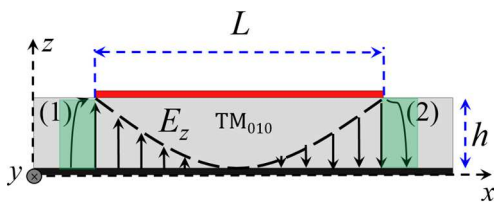


Figura 2.8 – Regiões de irradiação da antena de microlinha.

De modo simplificado, uma linha de transmissão impressa ou Microlinha de fita é uma estrutura compacta formada por uma fita condutor de largura w_l e espessura

t , uma laminado dielétrico com permissividade dielétrica ϵ_r , tangente de perdas $\tan(\delta)$ e altura h , e uma plano de terra com espessura t . Como a largura da fita é finita, não se obtém uma distribuição uniforme de cargas, pois a repulsão entre elas gera um acúmulo nas bordas. Então, no viajar da onda eletromagnética na estrutura, uma parcela caminha pelo ar e ou no dielétrico, cada uma com velocidade de fase diferente, o que leva ao modo de propagação não ser exatamente TEM, como ilustrado na Figura 2.9. Para contornar esse problema, substitui-se a constante dielétrica por um valor efetivo ϵ_{ef} resultante entre as constantes do ar e do dielétrico, tornando, assim, o modo de propagação quase-TEM.

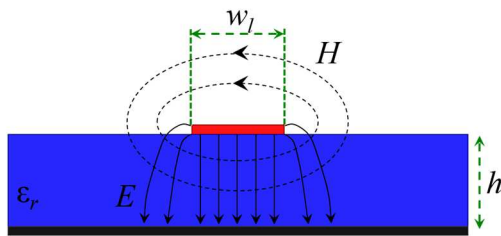


Figura 2.9 – Distribuição de campo em uma microlinha de fita.

O valor da ϵ_{ef} é inferior à constante dielétrica do substrato, porque os campos de franja não se limitam ao substrato, mas também estão distribuídos no ar. O valor dessa constante depende da relação w_l/h , e é dado por [36]:

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w_l}}} \quad w_l/h > 1 \quad (2.16)$$

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w_l}}} + 0,04 \left(1 - \frac{w_l}{h} \right)^2 \right] \quad w_l/h < 1 \quad (2.17)$$

Em termos de dimensionamento da antena de Microlinha Retangular, para que tenha um elemento irradiador eficiente, a largura W deve ser projetada para valores próximos a meio comprimento de onda guiada entre dois dielétricos, o substrato e o ar [32]. Desta forma, o valor de W é dado por:

$$W = \frac{3 \times 10^8}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{rea}}} \quad (2.18)$$

em que ϵ_{rea} é a constante dielétrica média entre o substrato e o ar:

$$\epsilon_{rea} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (2.19)$$

O elemento irradiador da antena separa dois meios dielétricos, o ar e o substrato dielétrico. Se as dimensões do elemento ressonador e do plano de terra fossem muito maiores do que as suas respectivas espessuras, o comprimento L seria exatamente igual à metade do comprimento de onda guiado [33]. Contudo, como a condição mencionada acima nem sempre é satisfeita, ocorre o acúmulo de cargas na extremidade dos condutores, que implica uma mudança na distribuição de campo. Possibilitando, assim, que a maior concentração das linhas de campo eléctrico situem-se no interior do substrato, e parte se estendam no ar. Como já mencionado, assim como na Microlinha de fita, as velocidades de fase do ar e do substrato são diferentes, tornando-se necessário encontrar uma constante dielétrica efetiva (ϵ_{ef}). Todavia, o ϵ_{ef} aqui é calculado em relação a W e não w_l .

Devido ao efeito de franjamento, tem-se um aumento do L , assim como mostrado na Figura 2.10. Desta forma, é necessário corrigir o comprimento L com o objetivo de a antena operar na frequência desejada. Portanto, no dimensionamento de L , deve-se aplicar o fator ΔL para corrigir o comprimento da antena [33].

$$L = \frac{3 \times 10^8}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{ef}}} - 2\Delta L \quad (2.20)$$

$$\Delta L = \frac{0,412h(\epsilon_{ef} + 0,3) \left(0,264 + \frac{W}{h}\right)}{(\epsilon_{ef} - 0,258) \left(0,8 + \frac{W}{h}\right)} \quad (2.21)$$

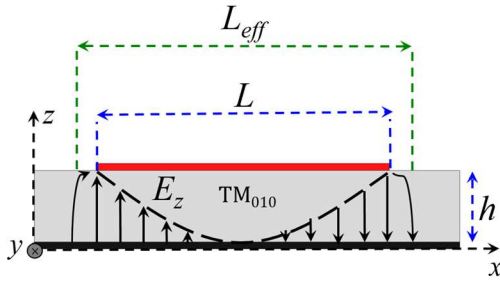


Figura 2.10 – Comprimento elétrico versus comprimento físico da Antena de Microlinha.

2.1.4. Alimentação das Antenas de Microlinha

Para facilitar a compreensão da impedância de entrada de uma Antena de Microlinha, é necessário compará-la com uma antena de abertura. Cada uma das regiões de irradiação pode ser vista como uma fenda de largura W e altura h , cuja distribuição de campo é, praticamente, constante [32], como ilustrado na Figura 2.11.

Primeiramente, encontra-se a impedância de cada região de irradiação. Para tal, trabalha-se com a admitância equivalente de cada fenda (Y), que será composta por uma condutância (G) em paralelo a uma susceptância (B) [33]. A admitância na primeira região de irradiação da antena é dada por

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad (2.22)$$

em que condutância G_1 e a susceptância B_1 estão em função do comprimento de onda no (λ_0) e do fator de fase (k_0), ambos no vácuo [33], e dependem do valor de W .

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \quad h/\lambda_0 < 1/10 \quad (2.23)$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0,636 \ln(k_0 h)] \quad h/\lambda_0 < 1/10 \quad (2.24)$$

A segunda região de irradiação é igual à primeira, com valores de G_2 e B_2 , respectivamente, iguais a G_1 e B_1 , e $Y_1 = Y_2$. Para se obter a admitância total na entrada da antena, é necessário encontrar a admitância da segunda região de irradiação como se esta estivesse na posição onde está a primeira. Para tal, utiliza-se a transformação de admitâncias em linhas de transmissão [37]. Dessa forma, para a frequência de ressonância, a qual garante a separação entre as fendas de aproximadamente $\lambda_g/2$, a

admitância transformada da segunda fenda do elemento ressonador para a primeira, $Y_{2transformada}$ é descrita por

$$Y_{2transformada} = G_{2transformada} + jB_{2transformada} = G_1 - jB_1 \quad (2.25)$$

No cenário descrito acima, a admitância equivalente vista na entrada da antena (Y_{in}) para a frequência de projeto é puramente real e, então, a impedância na entrada da antena (Z_{in}) também será puramente real e dependente apenas de G_1 :

$$Y_{in} = Y_1 + Y_{2transformada} = 2G_1 \quad (2.26)$$

$$Z_{in} = R_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = \frac{1}{2G_1} \quad (2.27)$$

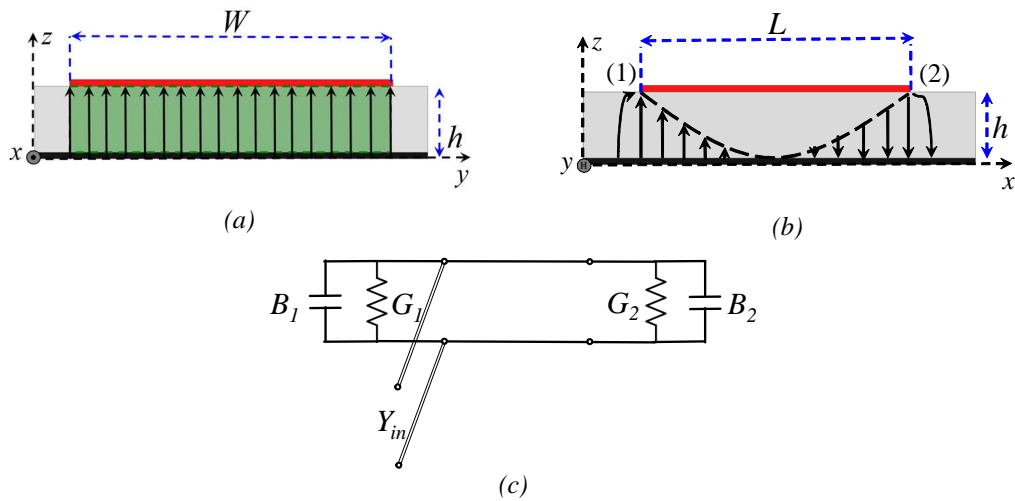


Figura 2.11 – Modelagem da antena de microlinha em linha de transmissão.

A análise da impedância de entrada da antena observa as fendas de modo independente, sem levar em conta os efeitos mútuos entre as duas regiões de irradiação. Por isto, é necessária uma correção na expressão adicionando um valor referente à condutância mútua entre as duas regiões G_{12} [33]. Entretanto, vale ressaltar que G_{12} é pequeno comparado ao valor de G_1 :

$$Z_{in} = R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (2.28)$$

O sinal “+” é usado para modos com distribuição antissimétrica de tensão sobre a plaqueta e entre as regiões de irradiação. O sinal “-” é usado para modos com distribuição simétrica de tensão na condição de ressonância [33]. O valor G_{12} é obtido

com o auxílio da função de Bessel de primeira espécie e ordem zero (J_0), e depende do comprimento e da largura do elemento ressonador:

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta \quad (2.29)$$

em que θ é o ângulo de elevação em coordenadas polares, medido de z para y .

Com base na análise apresentada acima, a impedância de entrada de uma Antena de Microlinha retangular para a frequência de ressonância é puramente real, e dependente praticamente apenas da condutância G_1 . Desta forma, conforme as dimensões da antena, principalmente dos valores de W , Z_{in} varia em algumas centenas de ohms [33].

A maioria dos equipamentos de telecomunicações em radiofrequência e micro-ondas trabalham com 50Ω de impedância características. Logo deve-se prover alguma forma de ajuste de impedância para antena para próximo de 50Ω , provendo, assim, o casamento de impedâncias e dispensando o uso de transformadores de impedâncias externos. Sabendo que Z_{in} é proporcional ao quadrado do campo elétrico no ponto onde a antena é alimentada para um dado modo de operação [33], chega-se à expressão

$$Z_{in} = R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi x_0}{L}\right) \quad (2.30)$$

Portanto, para as condições apresentadas, ao caminhar ao longo de L , na direção x , é possível encontrar um ponto cuja impedância seja igual a 50Ω . Na Figura 2.12 é apresentado o comportamento da impedância normalizada na entrada da antena, em cujas extremidades obtém-se o valor máximo de impedância e, no centro da plaqueta ressonadora, a impedância assume o valor de $R_{in}=0\Omega$. Por meio de simulações numéricas e experimentos práticos, chega-se que para $x_0=L/3$ tem-se a condição na qual a impedância torna praticamente 50Ω .

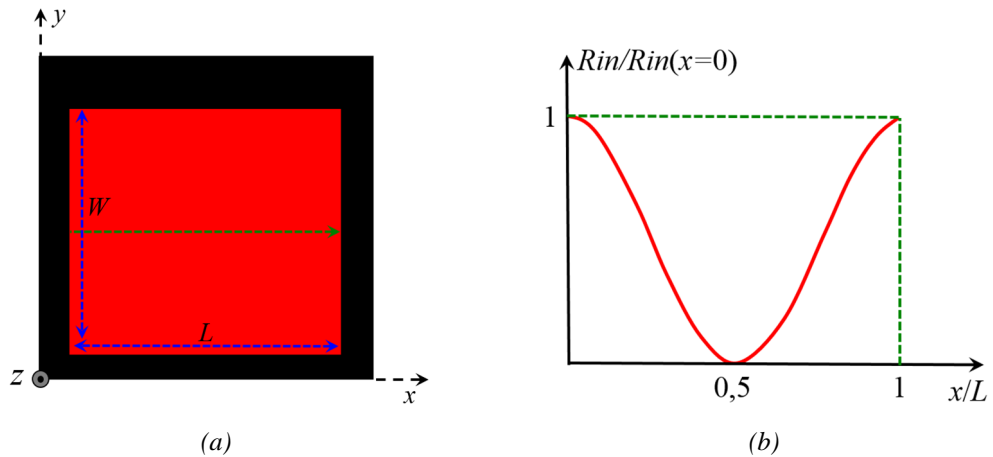


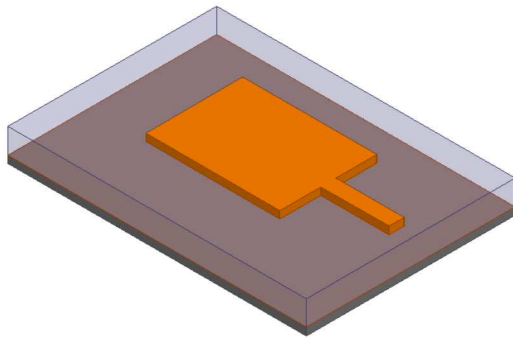
Figura 2.12 – Variação da impedância ao longo da antena de microlinha.

Existem algumas formas de alimentar uma antena de Microlinha retangular. Dentre elas, destacam-se quatro [33], apresentadas na Figura 2.13: linha de transmissão impressa, sonda coaxial, acoplamento por abertura e proximidade de acoplamento. A linha de alimentação impressa é a mais simples e a que mantém antena mais compacta. Por esses motivos é muito empregada.

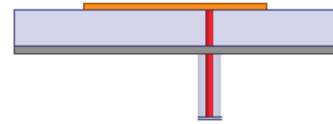
É possível obter algumas expressões para determinar a impedância característica de uma linha de transmissão impressa. Relacionam o valor de Z_0 com a largura w_l e altura h apresentadas na Figura 2.9. Desta forma, Z_0 pode ser determinado a partir de duas equações eficientes [33],

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln \left(8 \frac{h}{w_l} + 0,25 \frac{w_l}{h} \right) \quad w/h \leq 1 \quad (2.31)$$

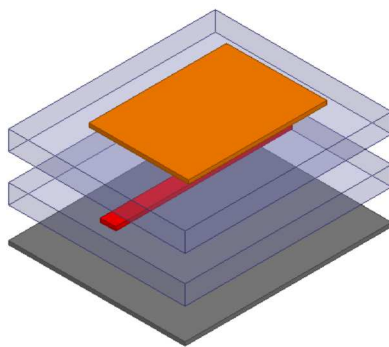
$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}} \left[\frac{w_l}{h} + 1,1393 + 0,667 \ln \left(\frac{w_l}{h} + 1,444 \right) \right]} \quad w/h > 1 \quad (2.32)$$



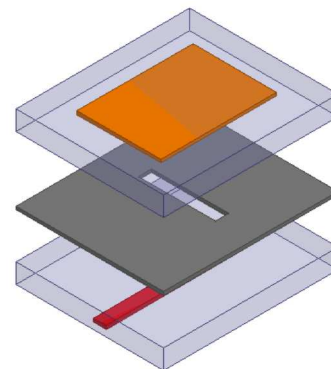
(a) *Linha de transmissão impressa.*



(b) *Sonda coaxial.*



(c) *Acoplamento de proximidade.*



(d) *Acoplamento de abertura.*

Figura 2.13 – *Métodos de alimentação da antena de microlinha.*

2.2. Antenas de Ondas Vazadas

2.2.1. Definição

Antenas de ondas vazadas constituem um tipo de radiadores cujo comportamento pode ser descrito por uma onda eletromagnética que se propaga ao longo de estruturas que não confinam completamente o campo, permitindo, assim, uma emissão contínua de potência para o ambiente externo (vazamento) [38]. As *LWAs* são classificadas como antenas de ondas viajantes, caminhantes ou progressivas, uma vez que a onda eletromagnética vaza para o espaço livre ao se deslocar ao longo da estrutura [15].

2.2.2. Histórico

A primeira *LWA* foi um guia de ondas retangular apresentado por W. W. Hansen em 1940 [39]. Nesta estrutura, a energia eletromagnética irradiava para o espaço livre por meio de um corte introduzido em uma das faces do guia, como apresentado na Figura 2.14(a). As primeiras antenas de ondas vazadas, como a de Hansen, possuíam longos cortes uniformes ao longo do guia. Com isso, essa abertura interceptava as linhas do campo propagante no guia, o que produzia uma perturbação forte nos campos, de forma que as perdas se tornavam muito altas. Como solução deste problema, em 1957 Hines e Upson apresentaram uma estrutura denominada “guia de ondas perfurado”, substituindo o corte uniforme por furos periodicamente espaçados por uma distância p [40], como apresentado na Figura 2.14(b).

Ainda nos anos 50, Rotman apresentou algumas antenas de ondas vazadas [41,42], destacando-se por ser o primeiro a apresentar o conceito de *LWA* unidirecionais (1D). O estudo completo das *LWA* 1D só foi apresentado por Oliner no início da década de 1980 [43]. Voltando à década de 1950, Von Trentini [44], apresentou, em 1956, a primeira *LWA* bidimensional (2D), que usava uma tela periódica parcialmente reflexiva sobre um plano de terra, para aumentar a diretividade da antena. Na década de 1980 e no início dos anos de 1990, o conceito das *LWAs* 2D foi apresentado de modo mais significativo por Alexopoulos, Jackson e Oliner [45-48].

No início dos anos 2000, Feresidis e Vardaxoglou estudaram a fundo os conceitos apresentados por Von Trentini e descreveram o conceito das LWAs quase uniforme [49]. Mais recentemente, o desenvolvimento de estruturas de metamateriais tem possibilitado uma investigação de LWAs 2D para a obtenção de diagramas de irradiação de feixe estreito [50,51].

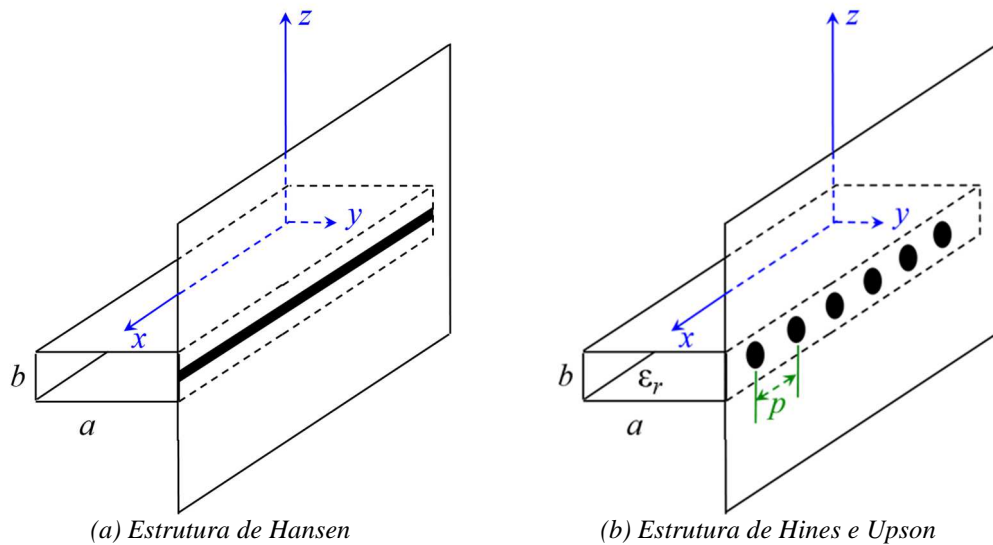


Figura 2.14 – Antenas de ondas vazadas em guia de ondas.

2.2.3. Classificação

As LWAs podem ser divididas em diferentes categorias, dependendo da geometria e do princípio da operação. A primeira separação que pode ser feita entre as LWAs unidimensional e bidimensional; outra classificação é se a estrutura é uniforme, quase-uniforme ou periódica [52].

2.2.3.1. Uniformes e Unidirecionais

As LWAs 1D são aquelas em que a estrutura de guiamento é basicamente em uma dimensão, ou seja, a estrutura suporta uma onda que se desloca em uma direção fixa. As LWAs uniformes são aquelas cuja geometria não se altera na direção longitudinal na qual a onda é guiada na estrutura da antena. Um exemplo de LWA uniforme 1D é o guia fendido apresentado por Hasen, ilustrado na Figura 2.14(a).

2.2.3.2. Periódicas e Unidirecional

As *LWAs* periódicas 1D consistem em uma estrutura uniforme que suporta uma onda “lenta”, que não radia de forma significativa, com $\beta_x > k_0$. Essa onda sofre uma modulação espacial, geralmente oriunda das descontinuidades periódicas existentes na estrutura. Essas descontinuidades periódicas podem ser causadas de algumas formas distintas, tais como a inserção de metalização em dielétricos ou fendas guias de ondas, ou ainda a variação de características eletromagnéticas como permissividade ou permeabilidade ao longo da estrutura [53].

Um exemplo dessas estruturas é a antena apresentada por Hines e Upson, mostrada na Figura 2.14(b), onde há um guia de ondas preenchido com um material dielétrico de permissividade elétrica relativa ϵ_r de tal forma que, para o modo fundamental espacial (β_{x0}), tem-se uma onda que pouco irradia. Com as modulações periódicas, o fator de fase e, conseqüentemente a velocidade de propagação, na estrutura se altera, de modo que a onda irradie de forma contínua ao longo do comprimento da estrutura [38].

Devido à periodicidade da estrutura, que suporta um número infinito de harmônicas espaciais [54,55], de acordo com a teoria Bloch-Floquet [56], o fator de fase decorrente da modulação periódica é expresso por

$$\beta_{xn} = \beta_{x0} + \frac{2\pi n}{p}, \text{ para } -\infty \leq n \leq \infty \quad (2.33)$$

em que n representa enésima harmônica e β_{x0} é o fator de fase do modo fundamental da onda. Uma das harmônicas, geralmente a $n = -1$, altera a velocidade de propagação da onda, de forma que $-k_0 < \beta_{x-1} < k_0$, e, então, a irradiação ocorre de modo significativo.

Uma vantagem das *LWAs* periódicas é que o feixe irradiado pode apontar tanto na direção para trás quanto para frente da estrutura, em $+x$ ou $-x$, se $0 < \beta_{x-1}$ ou $\beta_{x-1} > 0$, respectivamente. Além disso, o feixe varia com frequência, ocorrendo escaneamento espacial na direção positiva de x à medida que a frequência aumenta, como ilustrado na Figura 2.15.

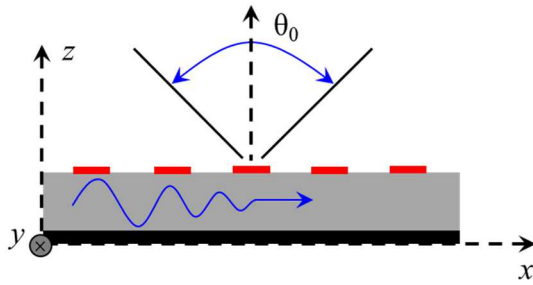


Figura 2.15 – Variação do feixe com o β em uma LWA.

2.2.3.3. Quase-Uniformes e Unidirecional

As LWAs quase-uniformes 1D são semelhantes eletromagneticamente às LWAs uniformes 1D, porém, com descontinuidades periódicas na estrutura em que a onda é guiada, assim como as LWAs periódicas 1D. Todavia, para as LWAs quase-uniformes $p \ll \lambda_g$. Ao contrário das LWAs periódicas, o modo fundamental é uma onda “rápida”. Assim, a irradiação ocorre de modo significativo por meio dele [53]. Um exemplo dessas estruturas é semelhante à de Hines e Upson apresentada na Figura 2.14, com o guia cheio de ar. Embora para este caso ainda existam um conjunto infinito de harmônicas espaciais, p agora é pequeno o suficiente para que os harmônicos espaciais de ordem superior sejam deslocados para fora da faixa de frequência de operação, de maneira que apenas o modo fundamental seja uma onda “rápida” e irradie.

2.2.3.4. LWA Bidimensional

As LWAs 2D possuem uma superfície bidimensional para a estrutura de guiamento da energia dentro da antena, de modo que a onda se desloque de forma radial para todas as direções, partindo da fonte de excitação, como mostrado na Figura 2.16. Esse tipo de estrutura é capaz de irradiar um feixe cônico no entorno do eixo perpendicular ao da antena, no ponto de alimentação. As LWAs 2D apresentam um meio simples para obter um feixe diretivo na direção transversal usando apenas uma fonte de alimentação com pouca complexidade.

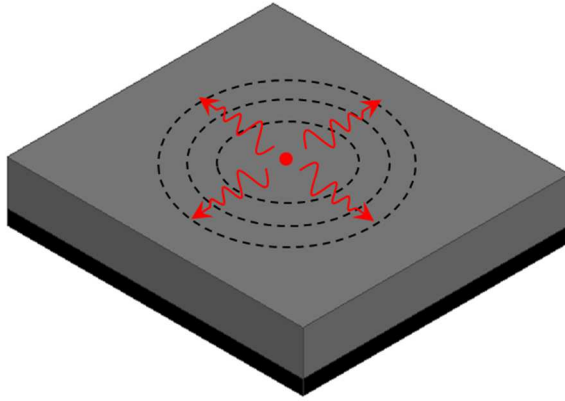


Figura 2.16 – LWA bidimensionais.

2.2.4. A Física das Antenas de Ondas Vazadas

Como mencionado anteriormente, as LWAs permitem a irradiação de uma onda “rápida” com $\beta < k_0$. Para ilustrar algumas das características importantes de irradiação dessas estruturas, considere o caso simples no qual se tenha uma onda viajando em uma estrutura com um corte uniforme, antena de Hansen, como mostrado na Figura 2.17.

O campo elétrico $E_y(x, z)$ na abertura irradiante da antena ($z = h$), é dado por

$$E_y(x, h) = E_0 e^{-j\gamma_x x}, \quad (2.34)$$

em que γ_x é a constante de propagação para a onda que viaja na estrutura da antena expressa por

$$\gamma_x = \beta_x - j\alpha_x, \quad (2.35)$$

em que β é o fator de fase, dependente da frequência, das dimensões do guia de ondas e do modo guiado, e α uma constante de atenuação, que modela a diminuição da energia da onda guiada, à medida que a irradiação vai ocorrendo, e eventuais perdas no guiamento [50].

O campo na região do ar, acima da fenda irradiante ($z > h$), é dado por

$$E_y(x, z) = E_0 e^{-j\gamma_x x} e^{-\gamma_z z}, \quad (2.36)$$

no qual a constante de propagação na direção $+z$ γ_z é

$$\gamma_z = \sqrt{(k_0^2 - \gamma_x^2)} \quad (2.37)$$

e pode ser escrita também como $\gamma_z = \beta_z - j\alpha_z$. Desta forma, para um dado ponto a , à medida que z aumenta, tem-se o campo formado pela soma de um número cada vez maior de campos irradiados. Com isso, tem-se o campo resultante formado por uma onda plana não homogênea [38], cuja constante de propagação é dada por

$$\gamma = \beta + j\alpha \quad (2.38)$$

onde

$$\beta = \beta_x \hat{x} + \beta_z \hat{z} \quad (2.39)$$

$$\alpha = \alpha_x \hat{x} + \alpha_z \hat{z} \quad (2.40)$$

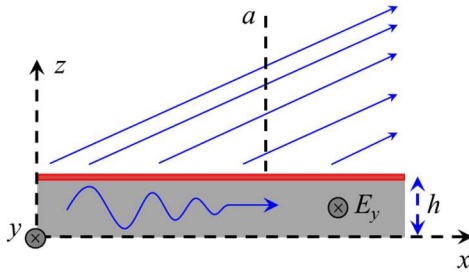


Figura 2.17 – Irradiação de uma antena de onda vazada.

Considerando um vetor que represente a onda irradiada em um dado ponto, como na Figura 2.18, é possível relacionar a direção de irradiação do feixe com os fatores de propagação no ar e na antena por meio de uma análise geométrica simples,

$$\tan \theta_0 = \frac{\beta_z}{\beta_x} \quad (2.41)$$

$$\sin \theta_0 = \frac{\beta_x}{k_0} \quad (2.42)$$

Como já demonstrado na Figura 2.15, o feixe irradiado pode apontar tanto para frente (+x) quanto para trás (-x), dependendo do comportamento de β_x . Isto ocorre porque uma parcela da onda viaja dentro da estrutura e outra, fora, e as velocidades de propagação são diferentes. Sabendo que β_x e k_0 variam de forma distinta em função da frequência, ocorre a variação do feixe de irradiação à medida que se altera a frequência de análise [38].

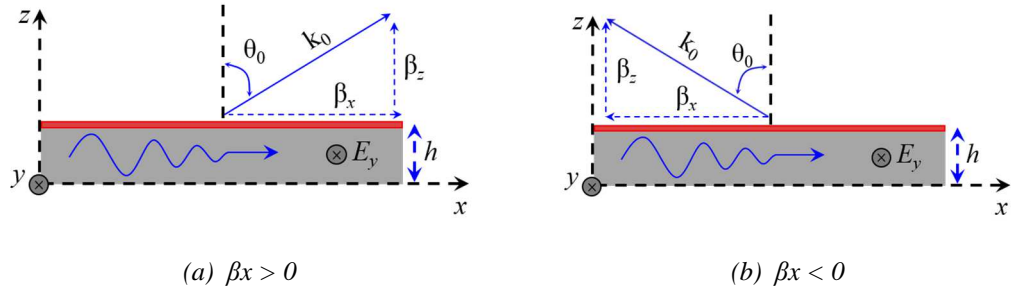


Figura 2.18 – Variação do feixe de irradiação em uma antena de onda vazada.

A constante de vazamento α_x , que quantifica a taxa de perda de energia ao longo da estrutura devido à irradiação, está diretamente ligada ao comprimento total das LWAs. Quanto maior for o valor de α_x menor será o comprimento real do vazamento, pois a energia apresenta maior irradiação e, em um deslocamento menor na estrutura, ela tende a zero. Desta forma, é possível relacionar α_x e comprimento total da estrutura L_{LWA} com a eficiência de irradiação, sendo

$$\eta = \frac{P(0) - P(L_{LWA})}{P(0)} \quad (2.43)$$

em que $P(0)$ é a potência que entra na antena e $P(L_{LWA})$ que chega ao final da estrutura.

Uma informação importante a ser destacada é a área efetiva de uma antena de ondas vazadas. Pelo princípio físico de qualquer antena, quanto maior for a área efetiva maior será o ganho da estrutura [32]. Entretanto, como destacado, uma LWA é uma classe de antenas onde a onda ao caminha na estrutura irradia para o espaço livre e, essa diminuição da energia é modelada por α . Sendo assim, tem-se um limite no aumento do ganho em função do aumento físico da antena. Isso se dá, pois, a partir de certo comprimento a energia presente na antena tende a zero.

Observando por outro ponto de vista, é possível relacionar mais uma vez também η com o comprimento total da antena [38], porém aqui explicitando a influência do percurso, no qual

$$\eta = 1 - e^{-2\alpha_x L_{LWA}} \quad (2.44)$$

Para aplicações nas quais se deseja feixe estreito, α_x deve ser pequeno. Com isso a antena terá um comprimento maior e, conseqüentemente, maior área efetiva. Quanto maior o L_{LWA} , maior será a η . Para feixes estreitos no plano vertical (x,z), a

abertura longitudinal eficaz por onde a energia irradia tem de ser suficientemente grande, geralmente vários comprimentos de onda, e isto implica em α_x pequeno [38].

O ângulo de meia potência $\Delta\theta$ é inversamente proporcional ao comprimento normalizada da antena L_{LWA}/λ_0 e ao ângulo θ_0 onde o feixe da antena está apontando [58], de modo que

$$\Delta\theta = \frac{c_{abertura}}{\frac{L_{LWA}}{\lambda_0} \cos \theta_0} \quad (2.45)$$

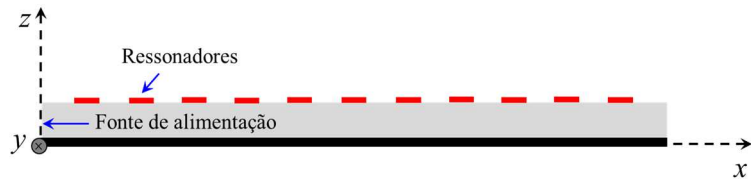
em que $c_{abertura}$ é o fator de proporcionalidade que depende da distribuição de abertura.

2.2.5. Antena de Ondas Vazadas Impressa

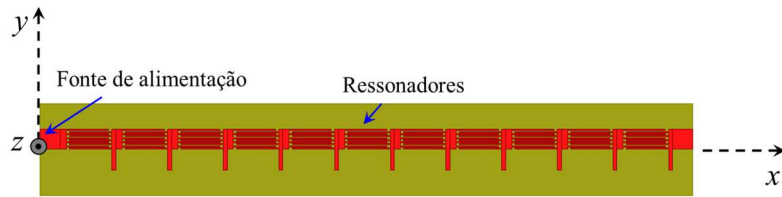
A concepção de antenas de ondas vazadas em um circuito impresso tem aumentando significativamente nos últimos anos [38]. Isto se dá pelas vantagens apresentadas pelas antenas de Microlinha, principalmente pelo fato de serem compactas e facilmente aplicáveis em diversas localidades.

Existem muitas configurações diferentes de *LWAs* impressas, mas podem-se destacar três tipos. Uma primeira classe é baseada na modulação do modo espacial dominante da onda por meio de elementos ressonadores periódicos independentes [38], como apresentado na Figura 2.19a. Outra classe apresenta a variação no formato da linha alimentação também de forma periódica [53], como ilustrado na Figura 2.19b. Por fim, pode se desenvolver uma *LWA* impressa utilizando estruturas uniformes, como uma linha de transmissão impressa, que atuam sobre os modos de ordem superior, como apresentado na Figura 2.19c, e permitem a fuga da energia para o espaço livre [58].

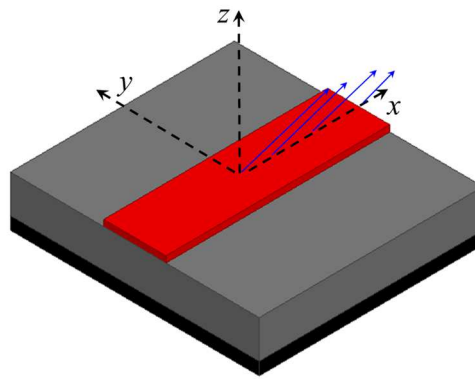
Embora na literatura [38,53,58] seja possível encontrar diversas configurações diferentes de *LWAs* impressas, a teoria sobre este tema não está muito bem fundamentada e ainda necessita de estudos [38]. Entretanto, por meio dos conceitos de antenas de Microlinha e, com base na física das *LWAs*, é possível nortear o projeto para esse tipo de antenas.



(a) Elementos ressonadores em uma LWA impressa.



(b) Modificação periódica em uma LWA impressa.



(c) LWA uniforme impressa.

Figura 2.19 – Variação do feixe de irradiação em uma antena de onda vazada.

2.3. Antenas em Guia de Ondas Fendido

2.3.1. Histórico

O primeiro trabalho de que se tem relato a respeito de um arranjo de antenas em guia de ondas com fendas (*SWAA – Slotted Waveguide Antenna Array*), ou simplesmente guias fendidos, data de 1943, quando W. H. Watson introduziu o conjunto de cortes em um guia de ondas metálico [59]. Desde então, vários autores têm trabalhado com esse tipo de antenas. Em 1957 Arthur A. Oliner apresentou um aparato teórico mais profundo a respeito dos *SWAA* ao caracterizar as propriedades de impedância das fendas irradiantes [60,61]. Em 1963, John F. Ramsay e Boris V. Popovich apresentaram os estudos a respeito da inserção de fendas inclinadas [62].

Diversos grupos formularam trabalhos sobre o acoplamento mútuo das fendas ao longo das décadas de 1960 e 1970, e em 1981 Robert S. Elliot publicou um livro de antena para falar extensivamente sobre os guias fendidos com fendas longitudinais [63].

2.3.2. Guias de Ondas Retangulares

Um guia de onda retangular é um tipo de linha de transmissão que transmite ondas TE (Transversais Elétricas) e TM (Transversais Magnética) e é usado em muitas aplicações, incluindo sistemas na faixa de ondas milimétricas e aqueles que empregam alta potência.

Todo guia de ondas se comporta como um filtro passa altas [32], permitindo que se propaguem no seu interior apenas frequências maiores que uma dada frequência de corte f_c . Para os guias retangulares, f_c é dependente do modo de propagação [63,64], de modo que o comprimento de onda de corte λ_c é dado por [31]

$$\lambda_{cmn} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \quad (2.46)$$

em que a e b representam, respectivamente, a largura e altura do guia retangular, ilustradas na Figura 2.20.

A velocidade de deslocamento da onda eletromagnética dentro do guia de ondas é diferente da velocidade em um meio ilimitado. Por esta razão, o comprimento da onda guiada na estrutura λ_g é diferente da do vácuo e depende de λ_0 e de λ_{cmn} [31]

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{cmn}}\right)^2}} \quad (2.47)$$

Vale ressaltar que λ_g é maior que λ_0 , e essa diferença cresce à medida que a operação se aproxima da frequência de corte.

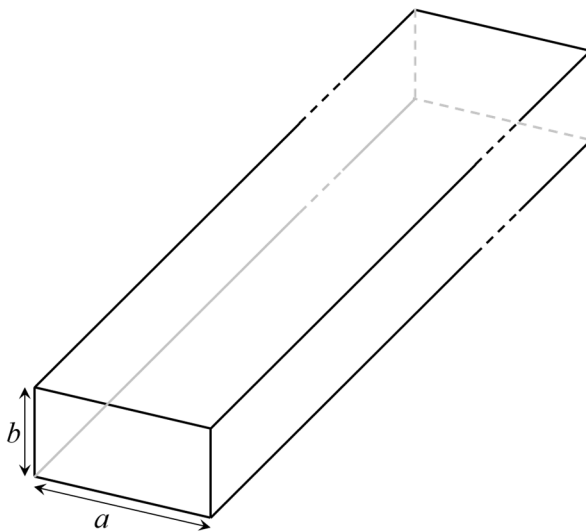


Figura 2.20 – Guia de ondas retangular.

Os modos de propagação são configurações que definem como é o formato das linhas de campo ao se propagar no guia de ondas [64]. Quanto maior a frequência de operação em relação a f_c , maior será o número de modos propagantes. Para um dado guia, o modo que apresenta menor frequência de corte é dito como sendo o modo fundamental. Para os guias retangulares, tem-se $a > b$ e, geralmente, alimenta-se a estrutura com o campo elétrico paralelo a a e perpendicular à direção de propagação da onda. Desta forma, tem-se como modo fundamental o TE_{10} , que implica a frequência de corte dependente apenas de a , em $\lambda_c = 2a$ [32].

2.3.3. Classificação

Como já mencionado, nos SWAAs, a energia que viaja dentro do guia e irradia para o espaço livre a partir de um conjunto de fendas. As fendas podem ser inseridas em

diferentes posições e com diferentes inclinações ao longo do guia. A primeira divisão dos SWAAs é quanto à posição nas quais as fendas são inseridas.

As fendas podem ser horizontais, verticais ou inclinadas, e posicionadas nas faces a ou b [63]. A Figura 2.21 apresenta duas configurações possíveis de inserção de fendas: uma em que os cortes são horizontais na face a e outra em que estão inclinados na face b .

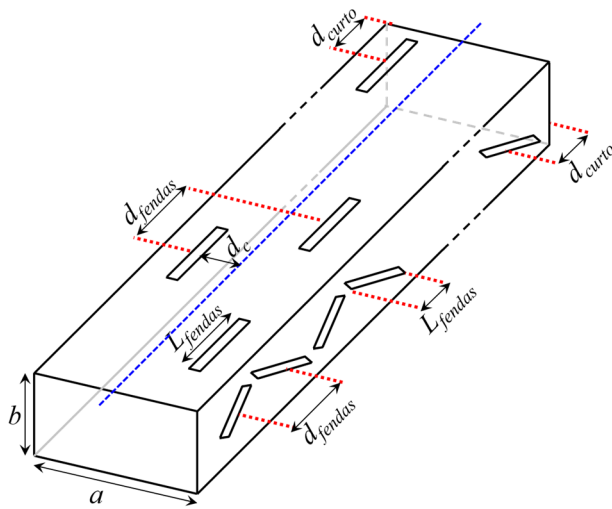


Figura 2.21 – Distribuição de fendas na SWAA.

Outra divisão dos guias fendidos é em propagante e ressonante. Nos guias fendidos, cada fenda pode ser interpretada com uma carga que consome parte da energia total inserida neles. Como ilustrado na Figura 2.22, o guia pode ser terminado com uma carga de RF ou não, que terá a função de consumir o restante da energia que não for irradiada pelas fendas. As antenas são ditas propagantes quando a terminação é uma carga de RF. Do contrário são conhecidas como ressonantes. Nos guias fendidos propagantes, a carga é inserida a uma distância $d_{curto} = \lambda_g/4$ do centro da última fenda, caso a carga seja coaxial, ou em uma distância qualquer, caso seja uma carga casada. Nas antenas ressonantes, tem-se sempre a distância $d_{curto} = \lambda_g/4$ em relação ao centro da última fenda e a terminação do guia.

A distribuição de potência em um guia fendido, desprezando o efeito de atenuações no guiamento da onda na estrutura e para modos que se mantenham ortogonais [63] é descrita como

$$P_{entrada} = P_{fendas} + P_{carga} = \sum_{i=1}^N P_{fi} + P_{carga} \quad (2.48)$$

em que $P_{entrada}$ é a potência total injetada no início do guia, P_{fendas} é a potência total irradiada pelas fendas, P_{carga} é a potência consumida pela carga, caso exista, P_{fi} é potência irradiada pela i -ésima fenda e N é o número total de fendas da antena.

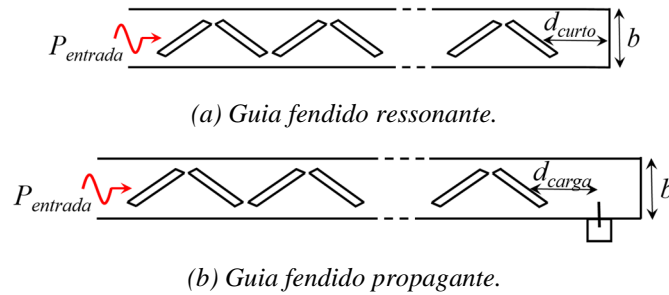


Figura 2.22 – Guias fendidos propagantes e ressonantes.

2.3.4. Projeto dos Guias Fendidos

Basicamente, todas as relacionadas às fendas de um uma SWAA estão relacionadas ao comprimento de onda guiado na estrutura. A Figura 2.21 ilustra todas as dimensões calculáveis de um SWAA, na qual se notam três principais: o comprimento das fendas (L_{fendas}), a distância entre as vizinhas (d_{fendas}) e a distância da última fenda com a terminação da antena; além da largura e inclinação das mesmas.

O comprimento de cada uma delas está diretamente relacionado à frequência ressonância na qual a antena irá operar, em que cada fenda é um corte de $\lambda_g/2$. Pode-se dizer que cada uma é um ressonador de meia onda, e compará-la, então, com um dipolo de $\lambda/2$. O conjunto de fendas que compõem um guia fendido pode ser interpretado então como um arranjo de ressonadores de meia onda [32].

A distância entre as fendas está diretamente ligada ao comportamento do campo total irradiado por elas, e é interpretada de forma distinta dependendo da face com que são inseridas no guia. Em ambas as situações $d_{fenda} = \lambda_g/2$, que irá garantir um diagrama diretivo com máximo a 90° da estrutura para a frequência central de operação.

Para fendas horizontais na face a , $d_{fenda} = \lambda_g/2$ representa um espaçamento elétrico de 180° da onda eletromagnética guiada e leva cada fenda a estar exatamente em contra fase com sua fenda vizinha. Para evitar que a defasagem elétrica entre as elas provoque o cancelamento do sinal, é necessário deslocá-las de uma distância d_c

em relação a uma linha imaginária central do guia. Assim, as fendas subsequentes ficam opostas da linha central o que provoca outra defasagem de 180° que, combinada a defasagem elétrica já existente, resulta em uma diferença de fase total de 360° , provendo a soma em fase dos campos irradiados.

Para as fendas na face b , a inclinação dos cortes garante que os elementos subsequentes não estejam em contra fase. Apesar de a distância de centro a centro de duas fendas ser $\lambda_g/2$, a onda começa a irradiar antes do centro da primeira e acaba depois do centro da segunda, e então não há o cancelamento da energia irradiada.

A terminação da antena é localizada a uma distância de $\lambda_g/4$ em relação ao centro da última fenda. Isso garante que o SWAA termine em curto-circuito, o que minimiza a reflexão de energia no fim do guia, e limite a interferência que poderá causar perturbação no diagrama irradiado.

As fendas precisam ser estreitas e a sua largura deve ser pequena em relação ao seu comprimento. Com isso, garante-se uma baixa polarização cruzada, uma vez que somente uma componente de campo se estabelece na fenda estreita. Na literatura, não se encontrou ao concreto a respeito da largura ideal para elas, entretanto, a partir dos resultados de simulação, foi possível determinar que, para larguras de fendas próximas a $b/10$, tem-se um bom comportamento para a antena.

Capítulo 3

3. Antenas de Ondas Vazadas Periódicas

3.1. Antena de Ondas Vazadas Planar

A antena de ondas vazadas planar (*PLWA*), ou apenas antena planar, baseia-se em uma estrutura compacta formada por um conjunto de ressonadores metálicos periódicos (EL_n), ligados por uma Microlinha de fita, impressos em um laminado dielétrico, assim como ilustrado na Figura 3.1.

O laminado utilizado foi o Politetrafluoretileno (PTFE), da marca Arlon DiClad 880A, com as seguintes propriedades eletromagnéticas: constante dielétrica $\epsilon_r=2,2$, tangente de perdas $\tan(\delta)\approx 9\times 10^{-4}$ na faixa de projeto da antena e altura $h=1,52\text{mm}$. O plano de terra estende-se apenas sob a Microlinha de fita do primeiro ressonador, que faz a alimentação da estrutura, linha projetada para 50Ω em $6,0\text{GHz}$ com largura $w_l=4,5\text{mm}$.

A onda que parte da linha de alimentação da *PLWA* propaga-se pelo laminado dielétrico excitando os ressonadores e, devido a essa interação, irradia para o espaço livre[65], tornando, assim, a estrutura uma antena de ondas vazadas unidirecional e periódica.

1.1.1. Projeto da Antena Planar

Inicialmente, para dimensionar a *PLWA*, partiu-se de um modelo convencional de antena de Microlinha retangular alimentada por linha de transmissão impressa [33], devido à simplicidade apresentada por essas antenas. A estrutura foi dimensionada para a frequência de $6,0\text{GHz}$, com objetivo de atender a vertente do 5G que visa operar

na faixa no entorno de 6,0GHz, utilizando o substrato de PTFE. O modelo foi analisado numericamente, usando o método dos elementos finitos (FEM – *Finite Element Method*) no ANSYS HFSS, com o qual se obtiveram as seguintes dimensões finais: $L=15,8\text{mm}$, $W=19,8\text{mm}$ e $x_0=L/3=5,27\text{mm}$.

A Figura 3.2, apresenta o resultado do coeficiente de reflexão (S_{11}) da antena, obtido na simulação, por meio do qual se conclui que ela provê uma banda fracionária de 3% na faixa de 5,90 a 6,08GHz com para $S_{11} < -10\text{dB}$, valor típico esperado para uma antena de Microlinha convencional alimentada por linha impressa.

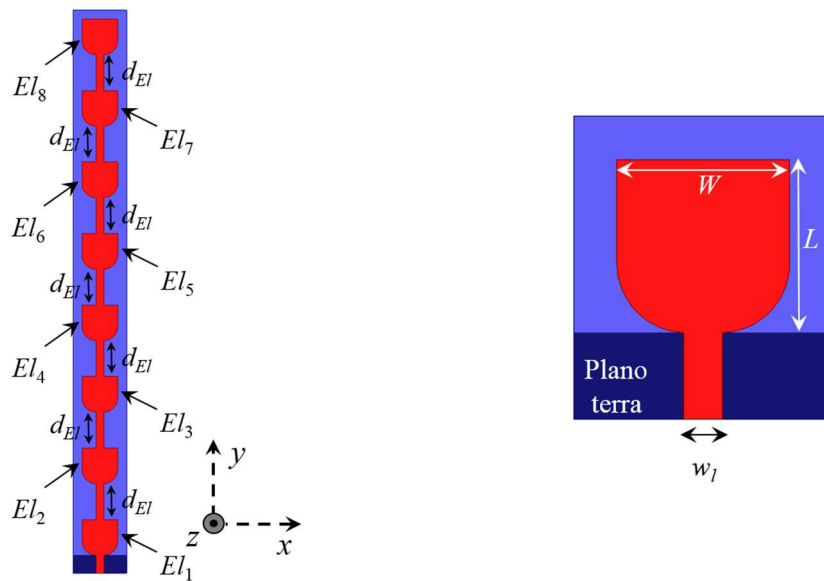


Figura 3.1 – Antena de onda vazada planar.

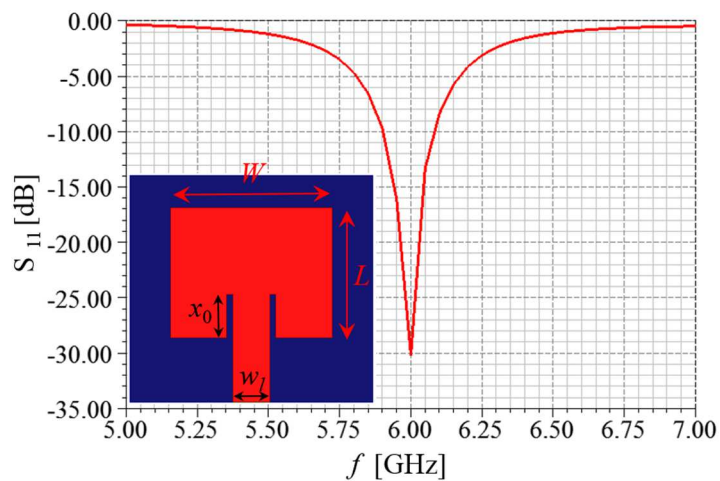


Figura 3.2 – Coeficiente de reflexão da antena de microlinha convencional.

As Antenas de Microlinha convencionais apresentam diversas vantagens, destacando o fato de serem compactas, de baixo custo e facilmente adaptadas em diversas estruturas. Entretanto, a sua principal desvantagem é a pequena largura de banda, em virtude do seu alto fator de mérito Q [66]. O parâmetro Q é inversamente proporcional à banda de operação fracionária da antena:

$$B_w = \frac{VSWR_{m\acute{a}x} - 1}{Q\sqrt{VSWR_{m\acute{a}x}}} \quad (3.1)$$

em que $VSWR_{m\acute{a}x}$ é o coeficiente de onda estacionária máximo aceitável.

Quando $VSWR_{m\acute{a}x}=1,92$, o módulo do coeficiente de reflexão da antena em seu valor linear é de aproximadamente 0,315. Isso garante que, pelo menos 90% da energia vinda do gerador será entregue à antena e poderá ser convertida em onda eletromagnética. Desta forma, obtém-se $B_w \approx 1/2Q$.

O fator de mérito está diretamente ligado às perdas da antena, que são tipicamente de quatro tipos: perdas por radiação (Q_{rad}); perda por ondas de superfície (Q_{sur}); perdas nos condutores (Q_c); perdas no dielétrico (Q_d). Sendo assim, o parâmetro Q é dado por [65]:

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_{sur}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \quad (3.2)$$

A diminuição do parâmetro Q implica uma diminuição do armazenamento de energia por parte da antena, a qual irá conseqüentemente dissipar mais energia. Contudo, a diminuição do Q pode não ser devido apenas ao aumento da radiação, mas também contemplar fatores relativos ao aumento das perdas. Por isso, caso se deseje aumentar a banda da antena por meio da diminuição do fator de mérito, deve-se priorizar o mecanismo de radiação de energia, aumentando apenas de Q_{rad} .

As perdas por ondas de superfície são oriundas do espalhamento da energia eletromagnética no dielétrico e ocorrem quando o substrato for relativamente espesso, quando a condição $h \ll 1/\sqrt{(0,04\lambda_0\epsilon_r)}$ não é satisfeita. Como na maioria dos casos práticos satisfaz-se a condição exigida, podem-se desprezar as perdas devido a ondas de superfície [33,37].

As demais parcelas de Q têm valores consideráveis e podem ser quantificadas [33]. Q_{rad} é dependente diretamente de ϵ_{ef} , entre outros fatores, e é dado por

$$Q_{rad} = \frac{4\pi f_0 \epsilon_{ef} K}{h G_1} \quad (3.3)$$

em que K é um fator associado ao modo de operação da antena [37]. Para o modo TM_{010} , tem-se $K=L/4$ [33]. Q_c depende das características das partes metálicas da antena, e é expresso como [33,37]

$$Q_c = 2\pi f_0 \frac{\vartheta}{P_c} = 2\pi f_0 \frac{\frac{h}{2} \int_A \epsilon_0 \epsilon_r |\vec{E}_z|^2 da}{2 \times \frac{1}{2} \int_A R_s |\vec{J}_s|^2 da} = \frac{\pi f_0 h \mu_0}{R_c} = \frac{\pi f_0 h \mu_0}{\sqrt{\frac{\pi f_0 \mu_0}{\sigma_c}}} = h \sqrt{\pi f_0 \mu_0 \sigma_c} \quad (3.4)$$

em que ϑ representa a energia armazenada na estrutura, P_c e R_s são a potência dissipada e a resistência de perdas dos condutores, e μ_0 e σ_c que são, respectivamente, a permeabilidade magnética e condutividade do elemento irradiador e do plano de terra. Por fim, Q_d das características do dielétrico, e é dado por [33,37]:

$$Q_d = \frac{1}{\tan(\delta)} \quad (3.5)$$

em que $\tan(\delta)$ é tangente de perdas do laminado dielétrico, que relaciona as partes real e imaginária da permissividade dielétrica, ligada à condutividade do material σ_d [34].

$$\tan(\delta) = \frac{\epsilon^{imaginario}}{\epsilon^{real}} = \frac{\sigma_d}{2\pi f_0 \epsilon_r} \quad (3.6)$$

Uma forma de diminuir Q_{rad} e, por consequência diminuir Q , é diminuir o valor da constante dielétrica do substrato que facilita o “desprendimento” dos campos eletromagnéticos, possibilitando um aumento da radiação da antena [67]. Porém, vale destacar que uma diminuição do ϵ_r implica um aumento do comprimento de onda guiado [68] e, conseqüentemente, um deslocamento da frequência de ressonância da antena para uma frequência menor.

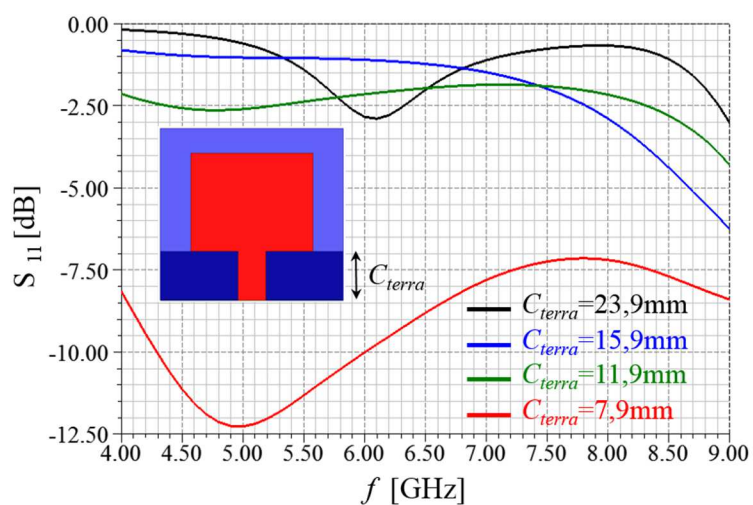
Com a finalidade de diminuir o fator de mérito da antena e, conseqüentemente, aumentar sua largura de faixa sem aumentar as perdas da antena, trabalhou-se diretamente na parcela energia que é de fato convertida em onda eletromagnética, o Q_{rad} . Para tal, utilizou-se a técnica de truncar ou diminuir o plano de terra [69], que possibilita um maior desprendimento das cargas na estrutura, diminuindo o ϵ_{ef} .

A Figura 3.3 relata a análise numérica da resposta em frequência da antena em função do truncamento do plano terra (C_{terra}). Obteve-se um melhor casamento de impedância para $C_{terra}=7,9\text{mm}$, valor no qual o terra é totalmente removido do elemento irradiador, restando apenas a área sob a linha de alimentação.

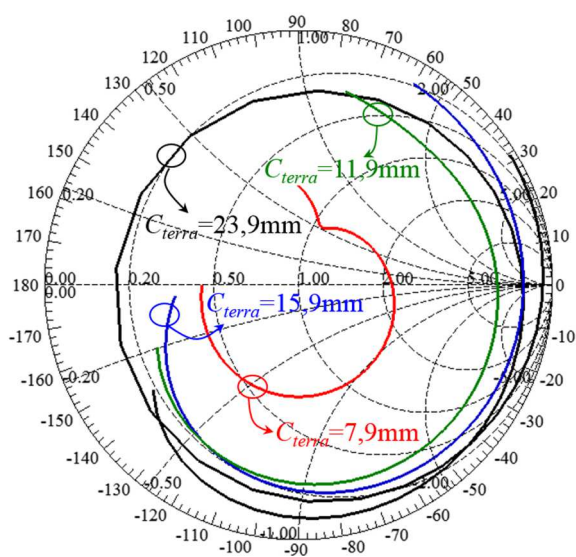
Com a retirada do terra, diminui-se a constante dielétrica efetiva da antena, diminuindo Q_{rad} . Além disso, cria-se uma carga capacitiva para neutralizar a indutância natural da antena de Microlinha original, melhorando, assim, o casamento de impedância ao longo de uma ampla faixa de frequência [70]. Com $C_{terra}=7,9\text{mm}$ a banda de operação se estende desde 4,29 até 6,01GHz, perfazendo aproximadamente 33% de banda, aumentando em mais de dez vezes a B_w da antena. E como já mencionado, a diminuição da constante elétrica efetiva da antena implica uma diminuição da frequência de ressonância, por isso na Figura 3.3(a) observa-se o melhor casamento de impedâncias para 5,0GHz.

Conforme ilustrado no *inset* da Figura 3.3, entre a linha de alimentação e o elemento ressonador, existe uma transição abrupta, a qual resulta em um aumento das linhas de campo. Isto contribui de forma prejudicial para o casamento de impedância. Isso posto, substituiu-se a transição retilínea por uma abaulada, como apresentado na Figura 3.4, e otimizou-se o raio de abaulamento (J_a) por meio de varreduras no ANSYS HFSS sumarizadas na Figura 3.5. De modo geral, o casamento de impedância da antena de Microlinha com o plano de terra truncado melhora com o aumento do raio J_a ; até que se obteve o valor ótimo no qual $J_a=8\text{mm}$, em que apresenta-se $S_{11} < -13\text{dB}$ para a faixa de 4,0 a 9,0GHz, aumentando a banda da antena para 77%, mais do que o dobro do valor encontrado apenas truncando o plano terra da antena.

O próximo passo foi o projeto da antena de ondas vazadas planar, utilizando uma sequência de monopolos impressos de faixa larga como elemento base. Criou-se um arranjo dessas estruturas, igualmente espaçadas de meio comprimento de onda para 6,0GHz, que garante a excitação em fase para os elementos em tal frequência. O impacto do aumento no número de elementos foi avaliado numericamente, utilizando o ANSYS HFSS.



(a) Coeficiente de reflexão.



(b) Carta de Smith.

Figura 3.3 – Comportamento da impedância da antena de microlinha com plano de terra truncado.

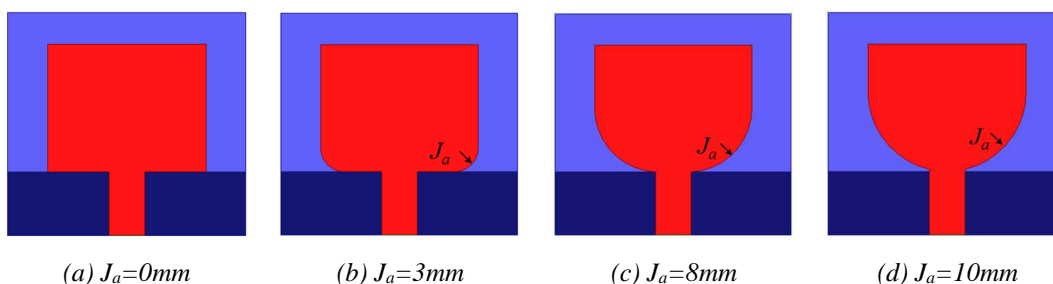
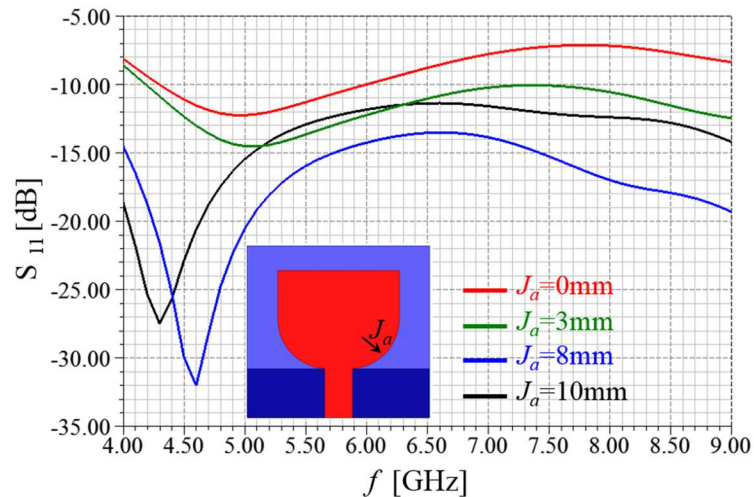


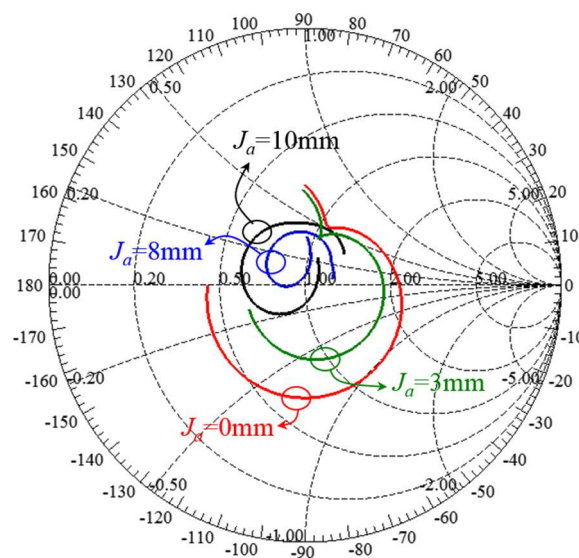
Figura 3.4 – Ilustração da variação de J_a na estrutura da antena de microlinha.

Como ilustrado na Figura 3.6, observa-se que à medida que o número de elementos vai aumentando, a energia se concentra na direção perpendicular à estrutura da antena, formando um lóbulo mais diretivo e melhorando a relação com lóbulos

secundários. Por meio da análise descrita, determinou-se o número ótimo de ressonadores (*Els*) como sendo oito elementos. Para esta condição, o ganho da estrutura chega a 8,6dBi. Ao aumentar para nove elementos o ganho aumentou para 8,7dBi. Desta forma, não é vantajoso aumentar o número de elementos além de oito, visto que isto provê aumento na estrutura da antena, deixando-a menos compacta, para um ganho quase insignificante.



(a) Coeficiente de reflexão.



(b) Carta de Smith.

Figura 3.5 – Comportamento da impedância da antena de microlinha banda larga.

A Figura 3.7 apresenta variações do diagrama de radiação no plano yz , em função da frequência, com a finalidade de ilustrar a reconfigurabilidade da antena *PLWA*, que está em concordância com a teoria apresentada no capítulo 2. O diagrama

apresenta apenas a polarização direta visto que a polarização cruzada assume valores na casa de -30dBi. Vale ressaltar que, para as frequências menores que 5,0GHz, o ganho da antena assume valores baixos, próximos de 0dBi, pois ela estava eletricamente pequena para esta faixa de frequências. A solução para este problema apresentado no projeto inicial da *PLWA* deu-se corrigindo do comprimento L dos ressonadores e, por consequência, alterando o espaçamento d_{EI} . À medida que L aumenta, os ressonadores apresentam um comprimento elétrico maior, o que melhora o seu funcionamento para frequências menores. Desta forma, recalculou-se o valor para a frequência de 5,0GHz, chegando, então, a $L=20\text{mm}$.

Como a antena opera em uma ampla faixa de frequências, é importante definir o conceito de banda de operação para a *PLWA*, visto que, em termos de casamento de impedâncias, ela ocupa uma grande fração do espectro, porém o diagrama irradiado não apresenta bom comportamento em toda essa faixa. Desta forma, como ilustrado na Figura 3.8, definiu-se a banda da *PLWA* de 4,0 a 8,0GHz, que representa aproximadamente $B_w=66\%$.

Na Figura 3.8, tem-se o comportamento do feixe irradiado pela antena *PLWA* ajustada, por meio do qual observa-se o guiamento do feixe em função frequência, desde 4,5 até 7,5GHz, em que o ganho varia de 7,28dBi em 4,5GHz até 10,5dBi obtido para a frequência central $f_0=6,0\text{GHz}$.

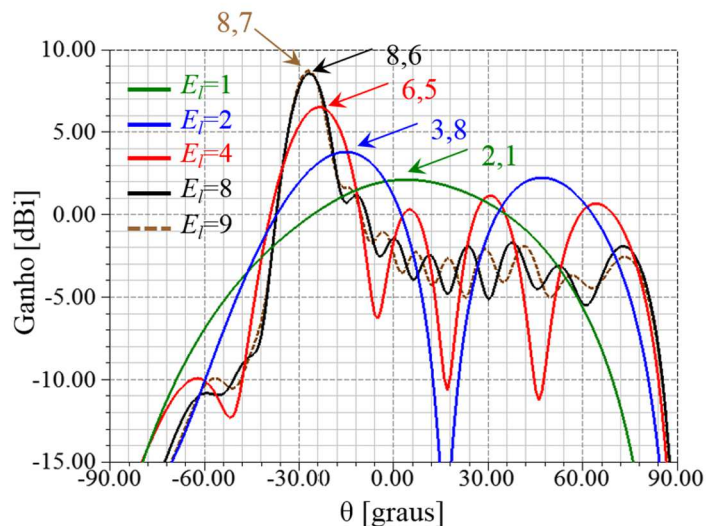


Figura 3.6 – Análise do número de elementos da *PLWA* para o plano E .

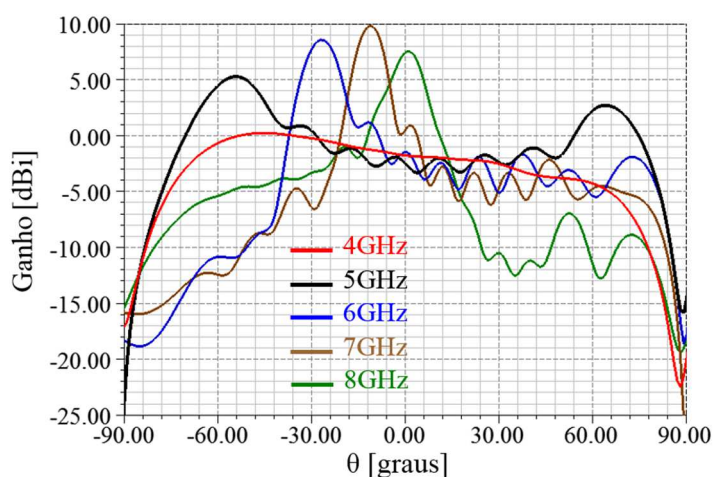


Figura 3.7 – Variação do feixe irradiado para a PLWA projetada para 6,0GHz para o plano E.

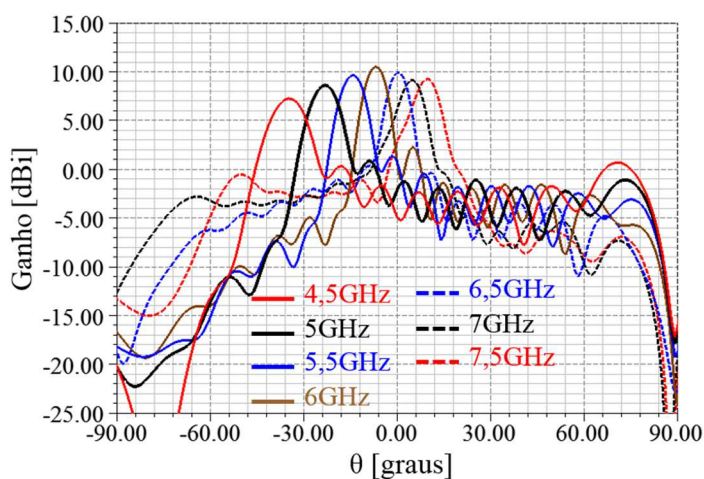


Figura 3.8 – Variação do feixe irradiado para a PLWA ajustada para o plano E.

Uma possível aplicação para a PLWA nas redes celulares 5G é possibilidade de um usuário operar em frações distintas do espectro e/ou tecnologias diferentes ao se aproximar ou se distanciar da estação rádio base, como ilustrado na Figura 3.9. Ao estar mais próximo da estação, ele passa a operar em uma dada frequência f_1 que possibilita um maior tráfego a partir de modulações de alta ordem e em uma maior largura de banda. Ao se distanciar do transmissor, o usuário trafega em uma frequência f_2 que garante uma velocidade menor e o coloca em modulações mais robustas. Desta forma, o usuário modifica a posição espectral junto à posição espacial, o que garante as melhores condições de conexão de modo transparente.

A Figura 3.10 apresenta uma fotografia do protótipo da antena PLWA. A sua caracterização iniciou-se pela medição do coeficiente de reflexão, utilizando o analisador vetorial de redes MS4640B da empresa Anritsu, conforme reportado na

Figura 3.11. Esta medição apresenta boa concordância com a simulação numérica, visto que, em ambos os casos, a antena provê banda de 66% de 4,0 a 8,0GHz, frequências nas quais o diagrama de irradiação manteve-se satisfatório. A antena foi construída por processo de corrosão química através de cloreto férrico e, por esse motivo, pequenas imperfeições estão presentes na estrutura. Com isso, o modelo construído não apresenta resultados idênticos ao simulado. Nota-se que o ponto de melhor casamento de impedâncias deslocou-se de 6,65 para 6,3GHz, o que representa 5,26% em relação ao ponto de melhor S_{11} .

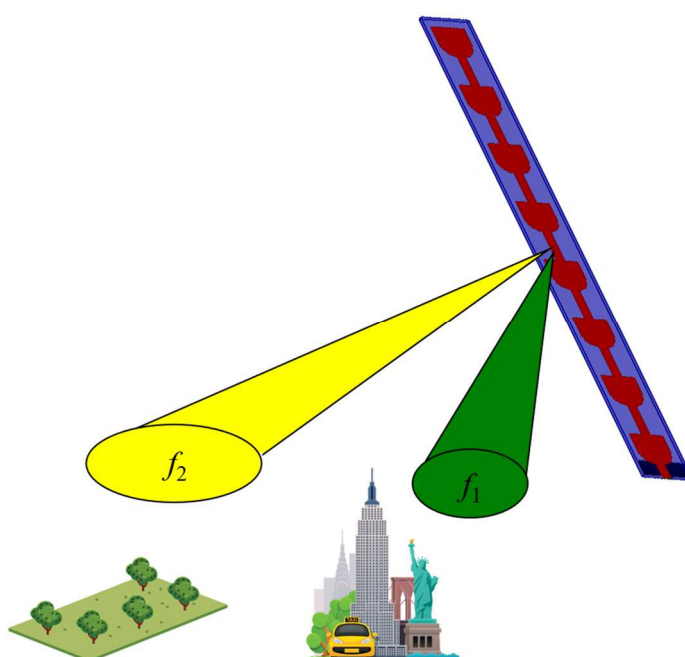


Figura 3.9 – Aplicação para a PLWA.

O segundo passo da caracterização da PLWA foi medir o diagrama de irradiação. A Figura 3.12 apresenta a comparação dos diagramas, medido e simulado, para as frequências de 5,5, 6,5 e 7,5GHz, com os quais é possível validar o funcionamento da estrutura e o guiamento do feixe de radiação em função da frequência. O alargamento do feixe medido é creditado a imprecisões no processo de medida.

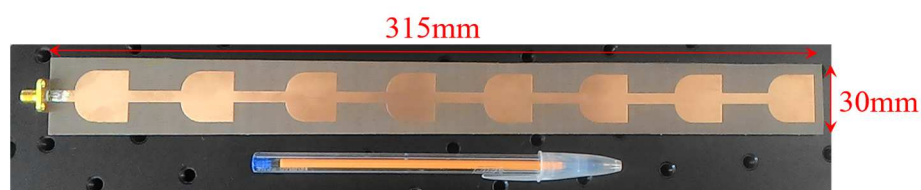


Figura 3.10 – Protótipo da PLWA.

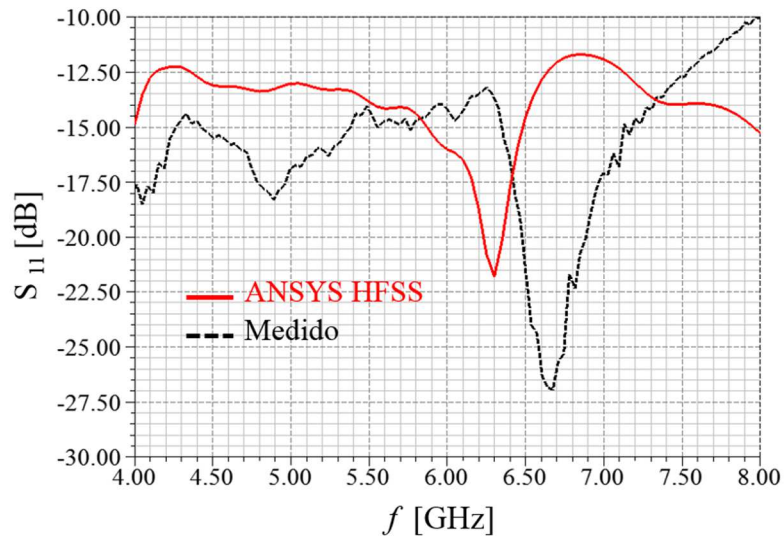


Figura 3.11 – Comparação do S_{11} medido e simulado da PLWA.

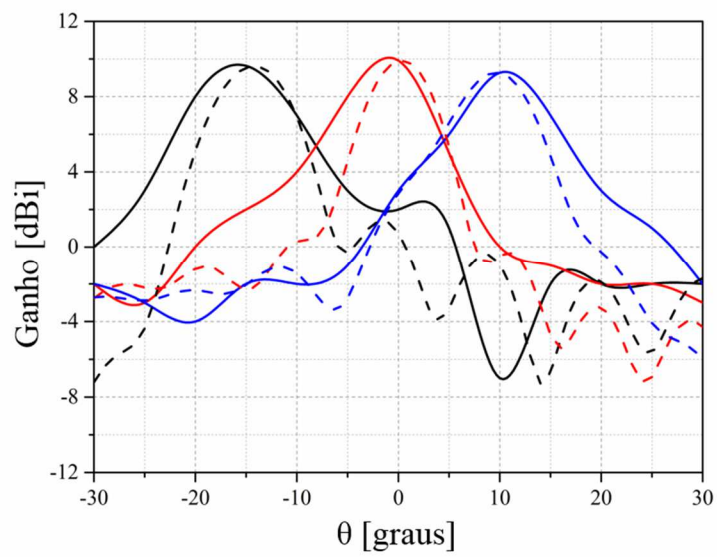


Figura 3.12 – Comparação do diagrama de irradiação medido e simulado da PLWA: Curvas pretas 5,5GHz, curvas vermelhas 6,5GHz e curvas azuis 7,5GHz. Curvas contínuas medido e curvas pontilhadas simulado.

4.2. Antena de Ondas Vazadas Onidirecional

Para se obter um digrama de irradiação onidirecional em uma antena de ondas vazadas, é necessário que duas características sejam satisfeitas: a estrutura deve ser circularmente simétrica, igual em todas as direções em certo plano, e alimentada por um modo TE_{01} ou TM_{01} , que garantirá um nulo no diagrama na direção de normal a estrutura [71]. Desta forma, como mostrado em um corte do plano xz na Figura 3.13, a antena proposta é formada por um cilindro dielétrico de politetrafluoretileno (PTFE) com $\epsilon_r=2,2$, sustentando um conjunto de anéis metálicos igualmente espaçados, o que garante a estrutura ser circularmente simétrica. Além disto, um conector K , com condutor interno posicionado na direção z , como ilustrado na Figura 3.13, alimenta uma corneta cônica convencional de forma que o campo elétrico seja polarizado de modo normal à base do conector, garantindo, assim, o modo de operação TM_{01} .

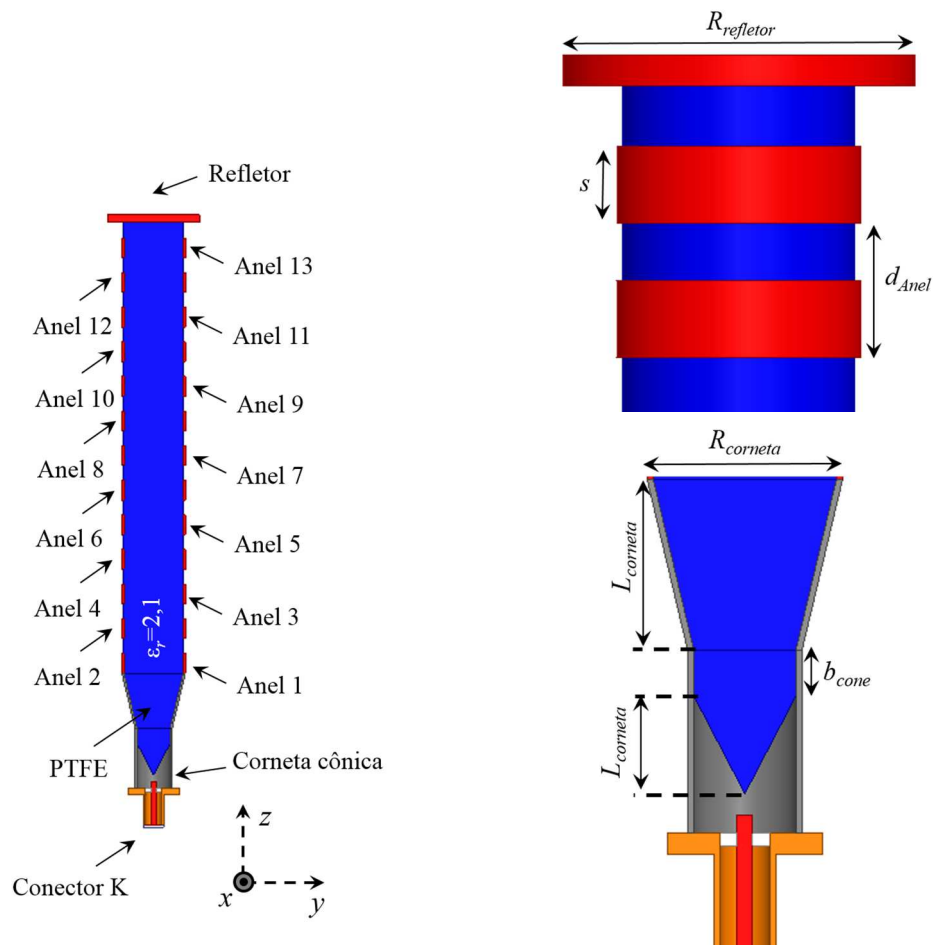


Figura 3.13 – Estrutura da Antena de Ondas Vazadas Onidirecional.

Os anéis periódicos fixados na haste dielétrica provocam uma perturbação na onda eletromagnética guiada. Com isso, a antena comporta-se como uma antena de onda vazada por meio da qual a energia é gradativamente irradiada para o espaço livre, à medida que caminha no cilindro dielétrico [72]. Desta forma, ao ajustar o espaçamento d_{Anel} entre os anéis, chega-se a um diagrama de irradiação onidirecional no plano xy .

4.2.1. Projeto da LWA Onidirecional

Como projeto da LWA onidirecional, inicialmente, dimensionou-se uma corneta cônica operando em modo fundamental com frequência central de 28GHz, visando que a estrutura atenda a demanda do 5G em ondas milimétricas. Para tal, usou-se um guia de ondas circular com diâmetro $R_{guia}=8,34\text{mm}$, capaz de operar para frequências entre 24 e 33GHz [32].

O diâmetro da “boca” da corneta cônica $R_{corneta}$ está diretamente ligado à diretividade D [32]:

$$D = 5,13 \left(\frac{R_{corneta}}{\lambda} \right)^2 \quad (3.7)$$

Desta forma, considerou-se o ganho de 10dBi, admitindo que a eficiência de irradiação seja $\eta=1$, então $D=10\text{dB}$. Isto se deu com o objetivo de produzir uma fonte de alimentação para a OLWA que seja ao mesmo tempo compacta e com boa sustentação mecânica para a inserção do dielétrico. Com isso, chegou-se a $R_{corneta} \approx 15\text{mm}$.

Como passo seguinte, dimensionou-se o comprimento axial da corneta em $L_{corneta}$. Em termos de cálculo, essa dimensão é dada por [32]

$$L_{corneta} \cong 0,16\lambda + \frac{R_{corneta}^2}{2,56\lambda} \quad (3.8)$$

Então, para 28GHz chega-se em $L_{corneta}=9,92\text{mm}$. Entretanto, tendo como intuito a sustentação mecânica da OLWA, optou-se por prolongar esse comprimento para 15mm.

O próximo passo foi preencher a corneta de PTFE e inserir o conector K como fonte de alimentação, como mostrado na Figura 3.10. O estudo do cone dielétrico no interior da corneta teve como base os trabalhos de Clarricoats [73], Lier [74] e Rolland

[75]. Este elemento tem fundamental importância para a fixação de toda a estrutura não metálica e tem influência direta no casamento de impedância da antena.

Fixou-se o comprimento do condutor interno do conector que se estende no interior do guia em 1,5mm e a base do cone dielétrico em $b_{cone}=\lambda_g/2=3,6\text{mm}$. Então, variou-se o comprimento do cone L_{cone} via simulação numérica com objetivo de melhorar o coeficiente de reflexão. Conforme ilustrado na Figura 3.14, o melhor resultado foi encontrado para $L_{cone}=8\text{mm}$, por meio do qual garantiu-se que $S_{11}=-30\text{dB}$ em 27,5GHz.

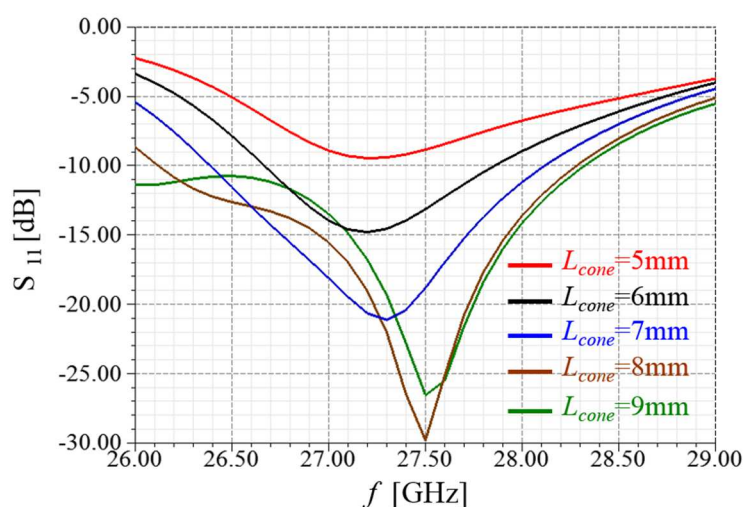


Figura 3.14 – Análise do L_{cone} na corneta TM_{01} preenchida de PTFE.

A Figura 3.15 apresenta o diagrama de irradiação para a polarização direta da corneta preenchida com PTFE alimentada no modo TM_{01} para a frequência de 28GHz. A polarização cruzada apresenta valores na ordem de -20dBi. Por esse motivo não será apresentada. A curva contínua vermelha representa o plano xy , no qual nota-se o comportamento no modo TM_{01} , que provoca um nulo na direção z , visto que as linhas de campo se orientam de modo radial à propagação da onda. Este nulo é importante, afinal deseja-se que o mínimo possível de energia seja refletida de volta à corneta, não comprometendo o S_{11} . A curva preta pontilhada representa o plano yz , por meio da qual é possível identificar a simetria da irradiação da antena, o que garante que todas as suas partes serão igualmente iluminadas, o que leva ao digrama onidirecional. Vale ressaltar que a presença do dielétrico e a excitação de um modo superior levará a corneta a não alcançar um ganho final de 10dBi, como projetado. Entretanto isso não é um problema, visto que o ganho da *OLWA* não depende do ganho da corneta.

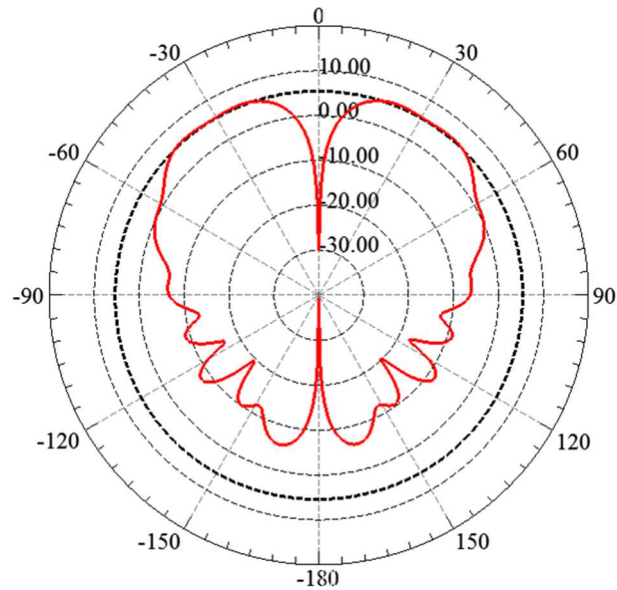


Figura 3.15 – Diagrama de irradiação em 28GHz da corneta TM_{01} preenchida de PTFE.

Para uma antena de onda vazada com elementos excitados espaçados de um período d_{Anel} , a direção onde se tem o ponto de máxima irradiação θ_0 é expressa por [76]

$$\theta_0 = \cos^{-1} \left(\frac{\beta}{k_0} - \frac{2\pi}{k_0 d_{Anel}} \right) \quad (3.9)$$

em que β é o fator de fase ao longo da haste dielétrica cilíndrica e k_0 é o número de onda do espaço livre. Desta forma, o valor de θ_0 , que é medido de z para y , é dependente da periodicidade dos anéis e das características eletromagnéticas do dielétrico, que influenciam diretamente o valor de β .

O comprimento total da parte irradiante da estrutura L_{OLWA} está diretamente relacionado com a eficiência de irradiação η e com a constante de atenuação α , que quantifica a diminuição da energia da onda guiada na estrutura

$$L_{OLWA} = -\frac{1}{2\alpha} \ln(1 - \eta) \quad (3.10)$$

Portanto, para minimizar o comprimento da antena, mantendo o mesmo nível de eficiência de irradiação, deseja-se que o parâmetro α seja grande. O valor de α é maximizado quando não existe folga entre os anéis e o cilindro dielétrico [72].

Por fim, a última dimensão a ser especificada para a estrutura é o diâmetro do dielétrico. Tendo em vista a sustentação mecânica, essa dimensão foi adotada como sendo a mesma da boca da corneta. Desta forma, o dielétrico tem o formato da corneta quando ainda no interior dessa estrutura e, ao prolongar-se para o exterior, mantêm o diâmetro da boca.

Partindo de (3.9), para que a máxima irradiação ocorra para $\theta_0=90^\circ$, chega-se a $d_{Anel}=10,71\text{mm}$. Para garantir a maximização de α , com base nos estudos de Iwasaki [72], s deve ser dimensionado para $0,6d_{Anel}$. O número de anéis foi determinado por meio de simulações numéricas, fazendo uso do método dos elementos finitos, no ANSYS HFSS, em que foi estudado qual configuração implicaria maior parte da energia irradiada para $\theta_0=90^\circ$ com menor níveis de lobos secundários.

Conforme ilustrado no diagrama de irradiação em coordenadas retangulares na Figura 3.16 e na Tabela 3.1, à medida que o número de anéis foi aumentado, a soma dos campos irradiados pela ressonância de cada anel concentra a máxima irradiação para $\theta=90^\circ$. Na Figura 3.16, é apresentada a polarização apenas direta, visto que a polarização cruzada está sempre abaixo de 0dBi. É importante destacar também que, a partir de oito anéis, a irradiação já passa a se situar na direção horizontal, perpendicular à estrutura.

Com treze anéis, tem-se o número ótimo, no qual o ganho é de 10,8dBi e a relação entre o lobo principal e lobo secundário de 7,2dB. A partir de treze anéis, por já ser pequena no fim da antena a quantidade da energia, não há uma melhora no desempenho. Com quatorze anéis, o ganho diminui, assumindo o valor de 10,1dBi. Sendo assim, acrescentar anéis só acarretaria o aumento do comprimento da antena, motivo pelo qual a estrutura final ficou com treze anéis.

Tabela 3.1 – Análise do número de anéis no ganho da antena.

Número de anéis	Ganho [dBi]	Relação lobo principal e lobo secundários [dB]
2	8,93	8,85
4	7,25	3,30
6	6,54	0,47
8	8,55	2,92
10	9,63	5,15
13	10,84	7,24
14	10,10	7,96

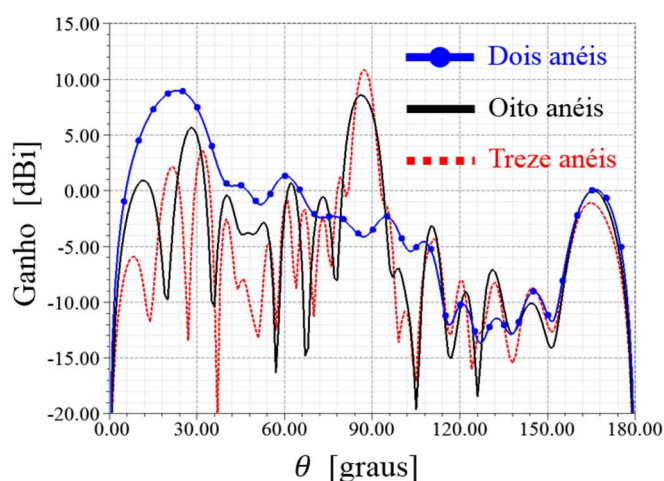


Figura 3.16 – Análise da influência do número de anéis no diagrama de irradiação OLWA.

Para a configuração com treze anéis, há ainda um considerável nível de lobos secundários próximo à parte final da antena, por volta de $\theta=30^\circ$. Para minimizar esse problema, foi adicionado um refletor a uma distância $d_r=\lambda_g/4$ do último anel. Esta distância foi escolhida baseando-se em conceitos de antenas de ondas vazadas [50], e por $\lambda_g/4$ representar um curto circuito em linhas de transmissão.

O diâmetro do refletor foi estudado via simulação numérica no ANSYS HFSS, onde inicialmente o refletor foi dimensionado para a mesma dimensão do cilindro dielétrico $R_{refletor}=R_{corneta}$. Como apresentado na Tabela 3.2 e Figura. 3.17, somente com a adição do refletor com o diâmetro igual ao dielétrico a relação entre o lobo principal e os lobos secundários subiu para 10,58dB, uma melhora de mais de 3dB. Ao aumentar o diâmetro, chegou-se a um valor ótimo em que $R_{refletor}=23\text{mm}$, cujo ganho é 12,2dBi e a relação entre o lobo principal e lobo secundário de 12,6dB. Desta forma, além de diminuir o nível dos lobos secundários, a energia que era até então irradiada para uma direção indesejada foi direcionada para o plano transversal à antena.

Tabela 3.2 – Análise da influência do $R_{refletor}$ no diagrama irradiado.

$R_{refletor}$ [mm]	Ganho [dBi]	Relação lobo principal e lobo secundários [dB]
Sem $R_{refletor}$	10,84	7,24
$R_{corneta}$	10,85	10,58
20	11,48	11,22
23	12,24	12,60
26	11,31	11,84
30	11,34	11,32

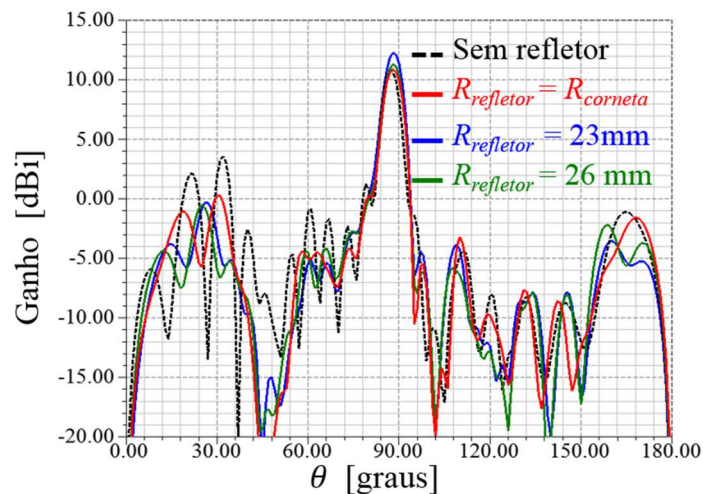


Figura 3.17 – Diagrama irradiado pela OLWA em 28GHz em função de $R_{refletor}$.

O passo seguinte foi avaliar o desempenho da antena em função da resposta em frequência e do diagrama irradiado usando o ANSYS HFSS. A Figura 3.18 apresenta o coeficiente de reflexão simulado para o modelo final da OLWA. Por meio deste, é possível quantificar a banda de operação, compreendida para a faixa de frequências, na qual $S_{11} \leq -10\text{dB}$, como sendo de 27,65 a 28,43GHz, o que implica uma banda fracionária de 2,82%.

A Figura 3.19 ilustra o comportamento da irradiação para a frequência de 28GHz sobreposta à estrutura da antena, onde é possível observar o ganho de 12,2dBi e a máxima irradiação que ocorre no plano xy . Na Figura 3.20, apresenta-se o comportamento da irradiação da antena observado apenas um hemisfério ($0 \leq \theta \leq 180^\circ$), no qual fica claro a boa relação entre o lobo principal e os lobos secundários, que é maior que 12dB.

Na Figura 3.21, é ilustrado o diagrama de irradiação em coordenadas polares para o plano xy , no qual existe o comportamento quase onidirecional da antena. A variação da irradiação em xy é de apenas 0,88dB, o que representa um bom resultado em termos de diagrama onidirecional e possibilita que a antena opere praticamente de igual modo em todos os setores em uma cobertura *indoor* em ondas milimétricas.

Por fim, outro ponto a ser destacado é a comparação de dimensões entre a OLWA e outras antenas que apresentam diagrama onidirecional com alto ganho. O comprimento total da antena é de 155mm, do conector ao refletor. Se for considerado

o maior diâmetro da estrutura, que é o do refletor $R_{refletor}=23\text{mm}$, chega-se a uma área total de $14,47 \times 2,14 \lambda^2 \pi$, considerando a antena como um cilindro. Desta forma, a *OLWA* é bem menor que outras antenas presentes na literatura [20].

Uma possível aplicação para a *OLWA* nas redes celulares 5G seria em ambientes internos de lugares como *shoppings* e outras localidades onde existe um grande número de usuários conectados simultaneamente, como ilustrado na Figura 3.22. Nessas condições, a *OLWA*, por suas características com alto ganho e diagrama onidirecional, possibilita que usuários em todas as direções tenham mesma qualidade de sinal e possam trafegar com altas taxas através de uma rede na faixa de frequências de ondas milimétricas.

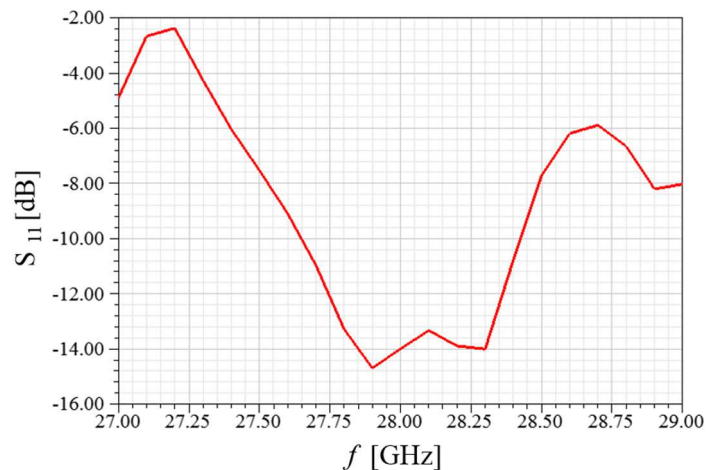


Figura 3.18 – Coeficiente de reflexão da antena de onda vazada onidirecional.

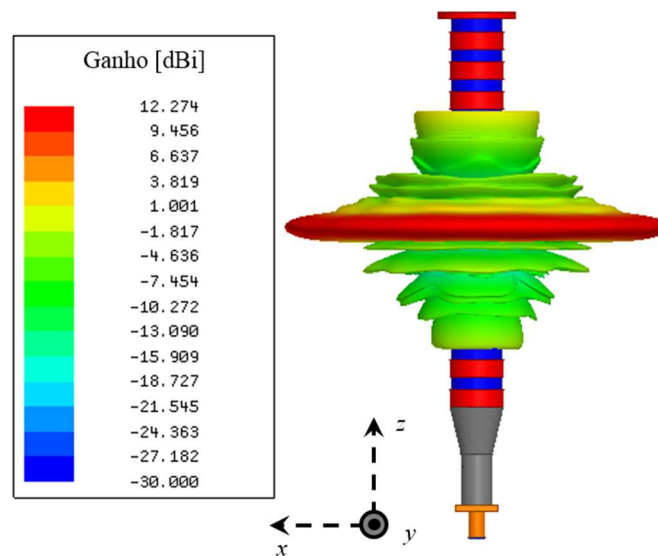


Figura 3.19 – Diagrama de irradiação tridimensional da OLWA.

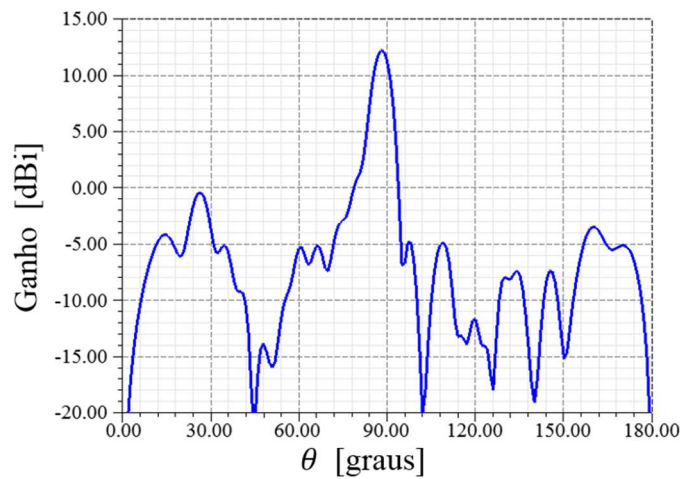


Figura 3.20 – Diagrama de irradiação da antena de onda vazada onidirecional no plano yz.

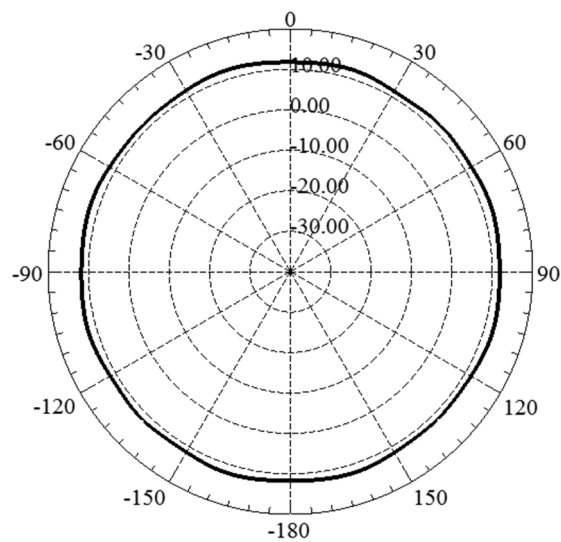


Figura 3.21 – Diagrama de irradiação da antena de onda vazada onidirecional no plano xy.



Figura 3.22 – Aplicação da OLWA em ambientes internos.

Foi contratado o serviço da empresa Prodmec Eletromecânica Ltda para a construção de um protótipo da *OLWA* com o objetivo de realizar a validação prática da estrutura. Entretanto, fez-se necessária a realização de uma engenharia de produto na antena junto à equipe de projeto da empresa, com o intuito de adequá-la à construção mecânica. O modelo numérico apresentava certas dimensões que não eram factíveis de se construir na prática. Por esse motivo trabalhou-se junto ao pessoal da mecânica da empresa a fim de modificar parte estrutural da antena sem comprometer de modo prejudicial no seu desempenho eletromagnético.

Como ilustrado na Figura 3.23, as principais modificações na estrutura foram a inserção de um parafuso de nylon para prender o refletor e um pino de teflon para fixar o tarugo de teflon à corneta. A estrutura foi analisada numericamente e constatou-se que as modificações não resultaram em mudanças significativas de comportamento. Com isso, validou-se a construção do protótipo para, como passo seguinte, realizar testes que comprovem seu funcionamento.

A Figura 3.24 ilustra o protótipo da *OLWA*. A caracterização do protótipo foi realizada apenas em termos de resposta em frequência devido a dificuldades de medir diagramas de irradiação em alta frequência. A análise do coeficiente de reflexão foi realizada utilizando o analisador vetorial de redes FieldFox Microwave Analyser N9952A da empresa Keysight, e o resultado é reportado na Figura 3.25. A medição apresenta boa concordância com o modelo simulado, entretanto existem certas discrepâncias relacionadas a diferenças decorrentes do processo de fabricação. Mesmo com todo cuidado no processo, a riqueza de detalhes da estrutura não permitiu a reprodução exata. Nota-se que o ponto de melhor casamento de impedâncias deslocou-se de 27,95 para 27,8GHz, o que representa 0,54% em relação ao ponto de melhor S_{11} .

Mesmo apresentando mudanças em relação ao modelo simulado, conforme a Figura 3.25, o protótipo da antena apresenta resultado satisfatório, validando a banda da antena que se estende de 26,86 a 28,86GHz e perfazendo aproximadamente 7,18% da frequência central. Com isso, a banda do modelo construído tornou-se até maior que o previsto em simulação, tornando-o aplicável ao que se espera para o 5G em ondas milimétricas.

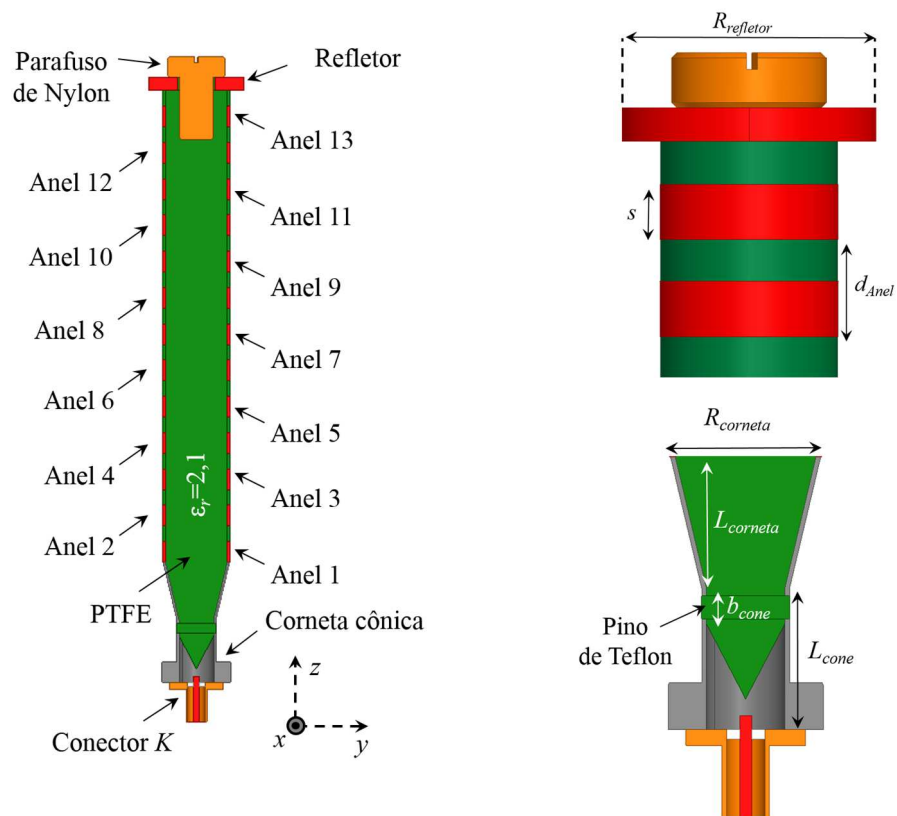


Figura 3.23 – Desenho mecânico da OLWA.



Figura 3.24 – Protótipo da OLWA.

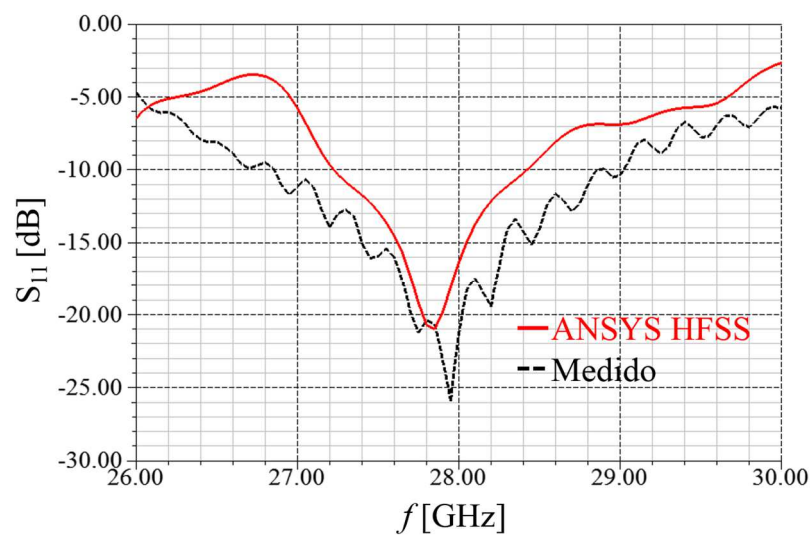


Figura 3.25 – Comparação do S_{11} medido e simulado da OLWA.

Capítulo 4

4. Antena de Ondas vazadas Quase-Uniforme

4.1. Guia fendido de Banda Larga

A antena de guia de ondas fendido com banda larga para aplicações na faixa de ondas milimétricas é dimensionada a partir do guia padronizado WR28, designado pela *RETMA* (*Radio Electronics Television Manufacturers' Association*), com $a = 7,11\text{mm}$ e $b = 3,56\text{mm}$, capaz de operar de 26,5 a 40,0GHz. A estrutura é alimentada por uma transição de guia de ondas para conector *V* comercial. A transição foi modelada e inserida na antena para a análise numérica.

O guia fendido de banda larga é formado por conjuntos de fendas duplas igualmente espaçadas, inseridas na face menor (b) do guia, inclinadas em relação à z por um ângulo ξ , como apresentado na Figura 4.1. As duas fendas que compõem cada conjunto possuem mesmo comprimento em b , porém os cortes C_1 e C_2 , que se estendem para a face a , são diferentes. Tornou-se necessária a inserção dos cortes na face a para garantir um comprimento elétrico às fendas que atendessem a ressonância na faixa de frequência esperada.

As fendas possuem comprimento total diferente, o que garante que cada fenda ressoe para uma frequência diferente, possibilitando o SWAA operar em banda maior que uma antena convencional. As distâncias entre fendas vizinhas com mesmo comprimento estão de acordo com a frequência que estas ressoam, determinado assim os valores de d_{fenda1} e d_{fenda2} .

As fendas estão inclinadas em relação ao eixo z de acordo com um ângulo ξ . Esta inclinação é necessária para que a antena irradie e tem ligação direta com a energia irradiada na polarização cruzada. A terminação da antena é um curto posicionado a uma distância d_{curto} da última fenda. Por fim, a largura de cada fenda é igual a w_f e o espaçamento entre fendas de um mesmo conjunto é $2w_f$.

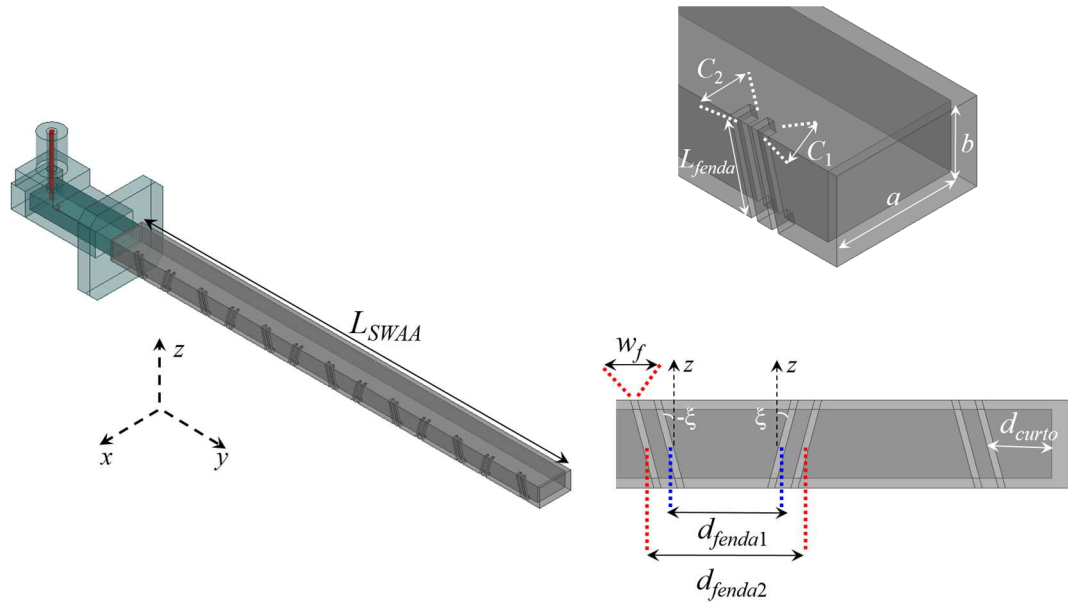


Figura 4.1 – SWAA banda larga.

4.1.1. Projeto do Guia fendido Banda Larga

Inicialmente, dimensionou-se um guia com fendas na face a para a frequência de 28GHz com: $L_{fenda}=\lambda_g/2=8,14\text{mm}$, $d_{fenda}=\lambda_g/2=8,14\text{mm}$, $w_f=0,355\text{mm}$ e $d_{curto}=\lambda_g/4=4,07\text{mm}$. O número de fendas foi estudado tendo como base atingir o ganho da estrutura.

A Tabela 4.1 e nas Figura 4.2 e 4.3 ilustram o comportamento do SWAA em função do número de fendas, por meio dos quais nota-se que, à medida que esse número aumenta, a antena fica mais diretiva até atingir a condição ideal, obtendo ganho, com treze fendas. Para quatorze fendas, por ser a energia no fim da estrutura muito baixa, não produzindo irradiação considerável nessa fenda, o ganho tende a cair.

Na Figura 4.3 é apresentado o comportamento da irradiação da antena no plano yz para a frequência de 28GHz, por meio do qual nota-se que, até atingir treze fendas,

a antena apresenta lobo principal perpendicular à estrutura e com boa relação com os lobos secundários. Em treze fendas, o ganho é máximo, visto que, para essa condição, tem-se o comprimento físico ideal para a antena. A partir de quatorze fendas o ganho volta a diminuir. Todavia, é importante destacar que, para todas as condições desse estudo, a antena manteve-se com boa relação entre lóbulos principal e secundário, mantendo-se sempre acima de 14dB.

Tabela 4.1 – Análise do número de fendas no diagrama irradiado pelo SWAA.

Número de fendas	Ganho [dBi]	Relação lobo principal e lobo secundários [dB]
2	10,45	19,05
4	13,12	14,47
6	14,69	14,44
8	16,91	14,36
10	17,22	14,73
13	17,86	14,47
14	17,44	14,37

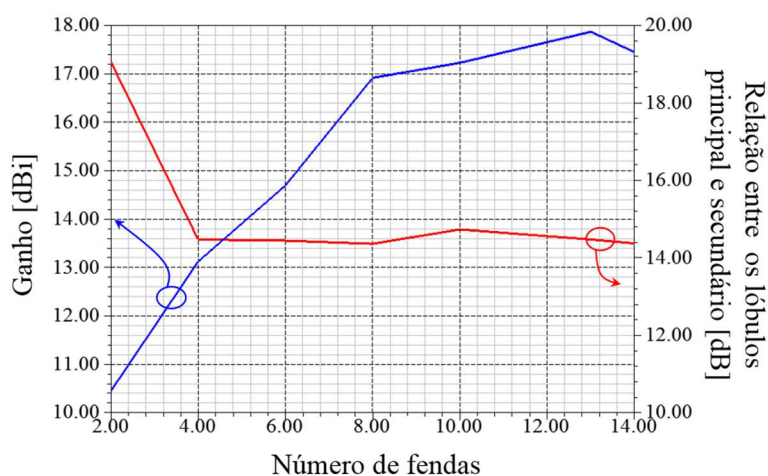


Figura 4.2 – Análise do número de fendas no diagrama irradiado pelo SWAA.

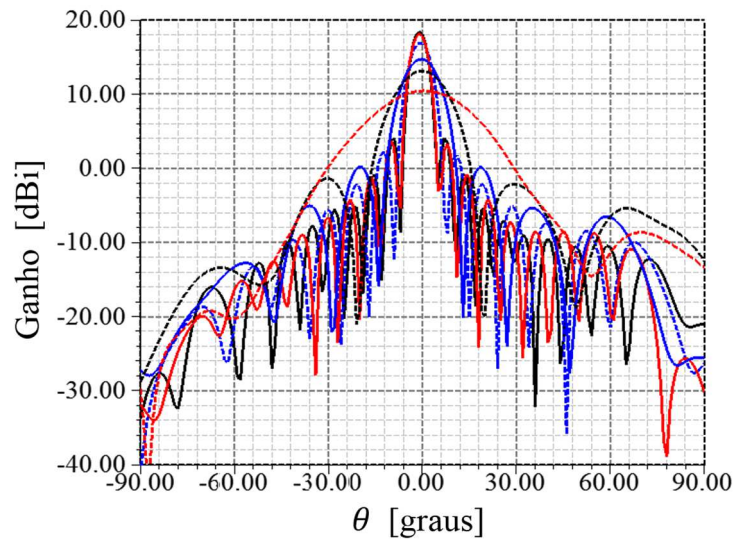


Figura 4.3 – Ganho do SWAA em função do número de fendas: curva vermelha pontilhada (duas fendas), preta pontilhada (quatro fendas), azul contínua (seis fendas), azul pontilhada (dez fendas), preta contínua (treze fendas) e vermelha contínua (quatorze fendas).

Após o estudo, o modelo final do guia fendido com fendas horizontais na face a ficou com treze fendas e um comprimento total $L_{SWAA}=105\text{mm}$, como é ilustrado na Figura 4.4. Nesta condição, a antena opera de 27,96 a 28,40GHz, o que corresponde a $B_w=1,56\%$, como ilustrado na Figura 4.5. Todavia, devido ao acoplamento mútuo entre as fendas, o ponto de melhor casamento de impedância deslocou-se para 28,1GHz.

Como todas as fendas estão posicionadas na direção y , a polarização cruzada tem uma diferença de mais de 35dB para a polarização direta. Isto é apresentado na Figura 4.6, através da qual chega-se à conclusão de que a antena apresenta alta rejeição de polarização. Na Figura 4.7, mostram-se as visões do diagrama de irradiação tridimensional da antena, por meio do qual observa-se o ganho da antena de 17,76dBi, e é possível ter uma ideia clara da relação entre os lóbulos principal e secundários, cujo valor é maior que 14dB.

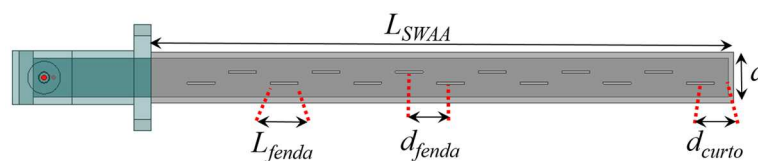


Figura 4.4 – SWAA com 13 fendas horizontais na face “a”.

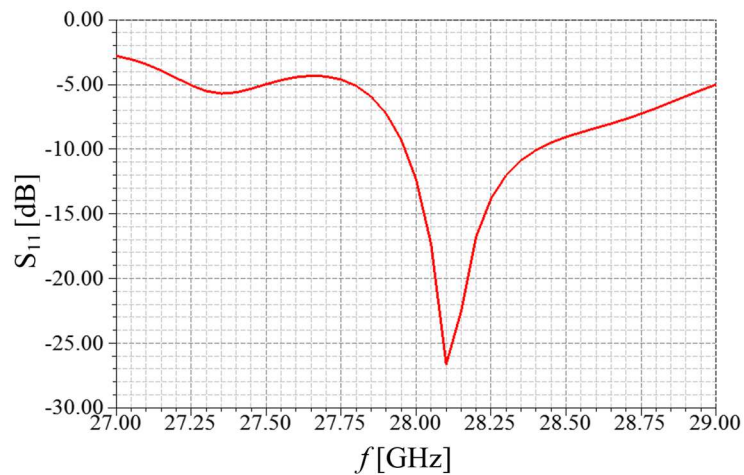


Figura 4.5 – Coeficiente de reflexão da SWAA com 13 fendas horizontais na face “a”.

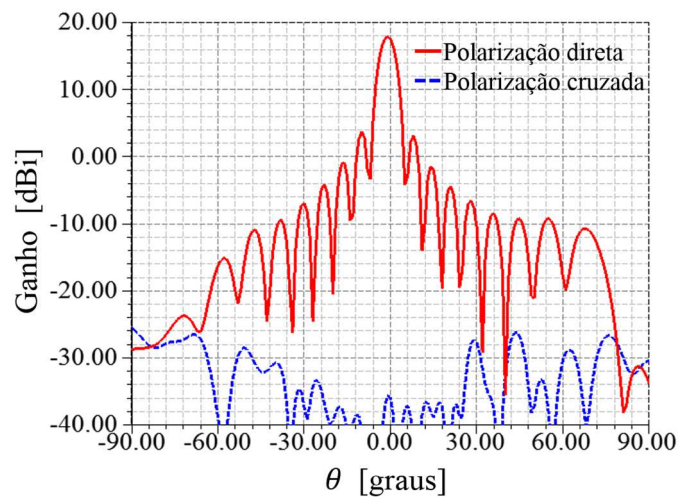


Figura 4.6 – Polarização direta e polarização cruzada da SWAA com 13 fendas horizontais na face “a” em 28GHz.

O guia fendido com fendas horizontais na face “a”, modelo convencional, apresentou banda de 440MHz, o que não o torna muito atrativo para operar em sistemas de alta taxa. Desta forma, o passo seguinte foi estudar uma possibilidade de aumentar a banda da estrutura. Para isso, partiu-se para o modelo com fendas inclinadas na face “b”, como mostra a Figura 4.8. Inicialmente, considerou-se uma estrutura com treze fendas, assim como o modelo anterior, onde as dimensões foram calculadas para a frequência de 28GHz.

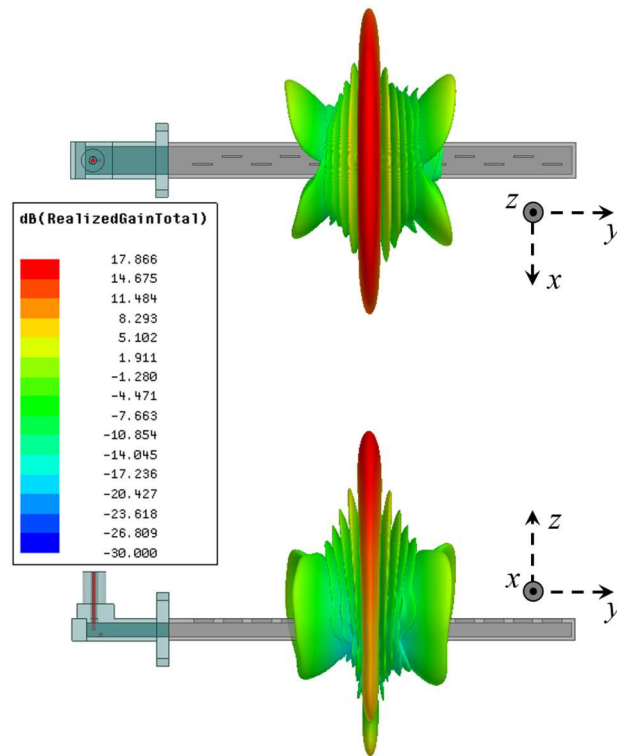


Figura 4.7 – Irradiação da SWAA com 13 fendas horizontais na face *a* em 28GHz.

O modelo com fendas na face *b* apresenta certa inclinação nas fendas. Sendo assim, a primeira análise feita, foi encontrar a melhor inclinação ξ . Para isso, analisou-se o comportamento da estrutura para $0 \leq \xi \leq 25^\circ$, tendo como métricas de desempenho: o ganho, considerando as duas polarizações juntas; a relação entre os lóbulos principal e secundário, considerando apenas a polarização direta; e o ganho das polarizações direta e cruzada, com o objetivo de analisar a mudança de polarização ao inclinar as fendas. Para essas condições, como apresentado na Figura 4.9 e na Tabela 4.2, $\xi=15^\circ$ apresentou os melhores resultados, portanto será adotado com inclinação padrão.

As dimensões da SWGA com fendas inclinadas na face *b* foram otimizadas via simulação numérica no ANSYS HFSS e no modelo final assumiram os seguintes valores: $L_{fenda}=4,7\text{mm}$, $C_{fenda}=1,72\text{mm}$, $d_{fendas}=8,14\text{mm}$ e $d_{curto}=4,07\text{mm}$, $w_f=0,355\text{mm}$ e $L_{SWAA}=111,2\text{mm}$. Para essas condições, a antena passou a operar de 27,24 a 28,15GHz, o que implica aproximadamente 3,3% de banda, praticamente dobrando a B_w . Entretanto, com as fendas inclinadas em $\xi=15^\circ$, o ganho é inferior ao modelo convencional, assumindo o valor de 17,43dBi, visto que parte da energia é irradiada na polarização cruzada.

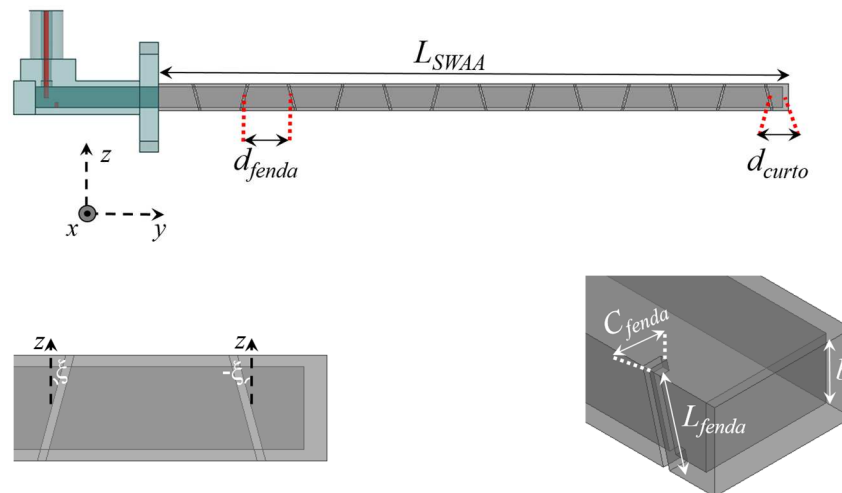


Figura 4.8 – SWAA com 13 fendas horizontais na face “b”.

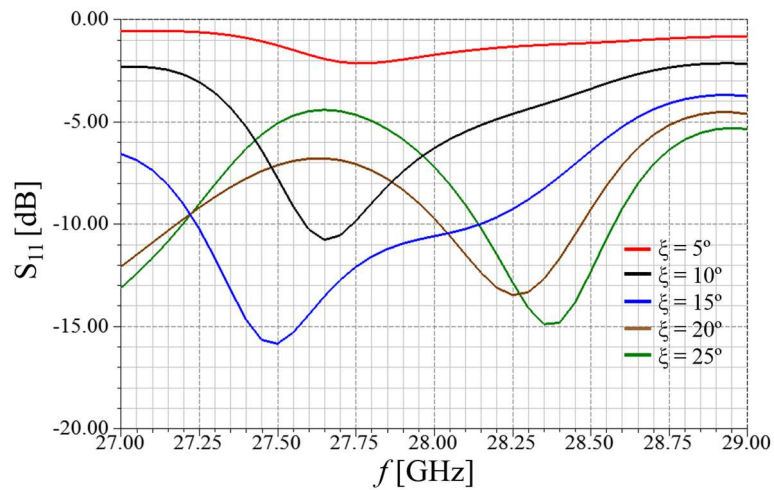
Tabela 4.2 – Estudo da irradiação em 28GHz do SWAA com fendas na face “b”.

ξ [graus]	Ganho [dBi]	Relação lobo principal e lobo secundários [dB]	Ganho da polarização direta [dBi]	Ganho da polarização cruzada [dBi]
5	13,41	11,74	13,40	-7,55
10	17,02	12,74	17,01	-0,06
15	17,43	12,94	17,43	3,13
20	16,82	13,16	16,78	5,43
25	15,71	11,07	15,65	6,33

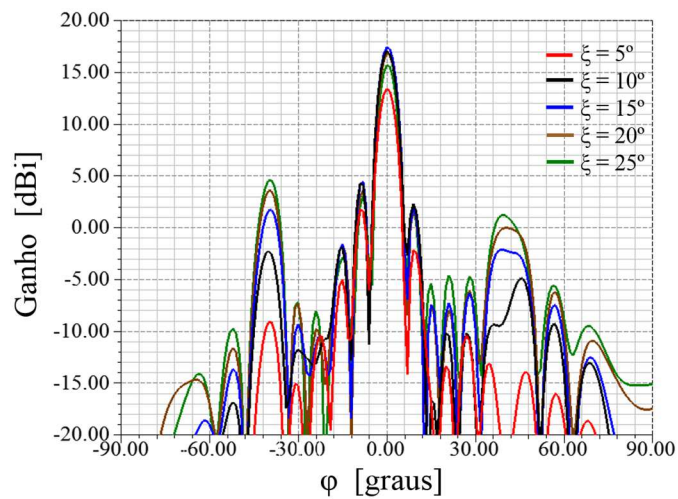
Com a inserção das fendas na face b do guia, o SWAA ficou com 910MHz de largura de faixa, operando de 27,24 a 28,15, com $B_w \approx 3,29\%$. Visando aumentar ainda mais a faixa que a antena é capaz de operar, decidiu-se inserir uma fenda espaçada de $2w_f$ de cada fenda já existente, tornando, assim, a estrutura composta de conjuntos de duplas igualmente espaçados, como mostrado na Figura 4.1.

O objetivo da inserção dessas novas fendas é que cada conjunto tenha duas fendas de comprimentos diferentes, o que implicaria duas ressonâncias e então a antena poderia operar em uma banda maior. Basicamente, pode-se interpretar essa solução como a sobreposição de dois SWAAs que operam em frequências diferentes, em que as bandas tendem a se somar aumentando a banda resultante da antena.

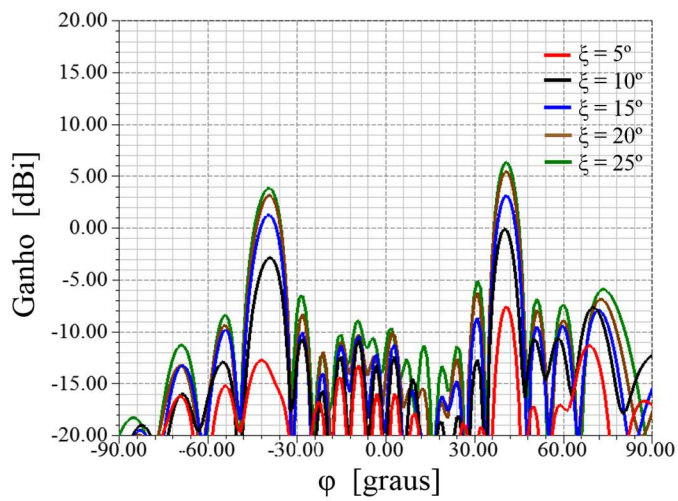
A primeira fenda inserida havia sido dimensionada para 28GHz e, devido ao efeito de acoplamento mútuo entre elas, o melhor casamento de impedâncias deu-se para 27,5GHz. Desta forma, a segunda inserida foi dimensionada para a frequência de 29GHz. Assim apenas o valor de C_{fenda2} foi ajustado para 1,42mm.



(a) Coeficiente de reflexão.



(b) Polarização direta em 28GHz.



(c) Polarização cruzada em 28GHz.

Figura 4.9 – Estudo da irradiação das fendas para o SWAA com fendas na face b.

Como mostrado na Figura 4.10, a antena passou a operar de 27,23 a 28,59GHz, chegando a 1,36GHz de banda, o que representa $B_w=4,87\%$. As Figuras 4.11 e 4.12 ilustram o comportamento da irradiação da antena. O ganho é de aproximadamente 17,39dBi para 28GHz e a relação entre lobo principal e lobo secundário é de 11,92dB.

A Tabela 4.3 mostra o comparativo do SWAA com três técnicas distintas de projeto: com fendas horizontais na face a, com fendas inclinadas na face b e com duas técnicas de comprimentos distintos inclinadas na face b. Nota-se que a banda de operação da antena aumenta de 1,56%, no modelo convencional, com fendas horizontais em a, para 4,87% na técnica proposta, resultando em um aumento de mais de três vezes.

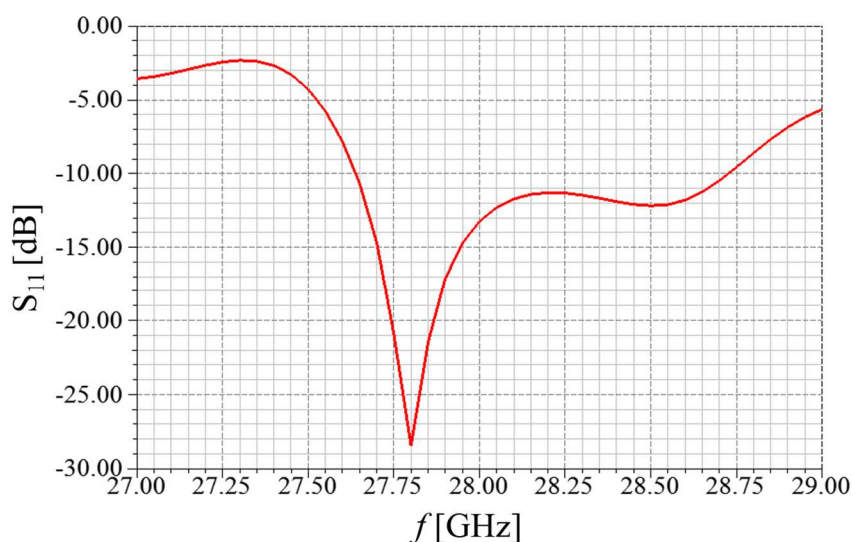


Figura 4.10 – Coeficiente de reflexão do SWAA banda larga.

TABELA 4.3 – Comparação entre técnicas de SWAA.

Estrutura	B_w [GHz]	Ganho [dBi]	Relação lobo principal e lobo secundários [dB]	Ganho da polarização cruzada [dBi]
Fendas horizontais na face <i>a</i>	27,96-28,40	17,87	17,47	-25,50
Fendas inclinadas na face <i>b</i>	27,24-28,15	17,43	12,94	3,13
Banda larga	27,23-28,59	17,39	11,92	2,36

O custo do alargamento da banda foi o aumento do nível da polarização cruzada devido à inclinação das fendas. Ainda assim, obtém-se a antena com propriedades eletromagnéticas adequadas para aplicações em telecomunicações em geral. Na

literatura, encontram-se técnicas que visam alargar a banda de operação de um SWAA como em [77,78]. Entretanto não foi encontrado nenhum estudo que abordasse o mesmo procedimento apresentado neste trabalho. Desta forma, a ideia apresentada está sendo patenteada.

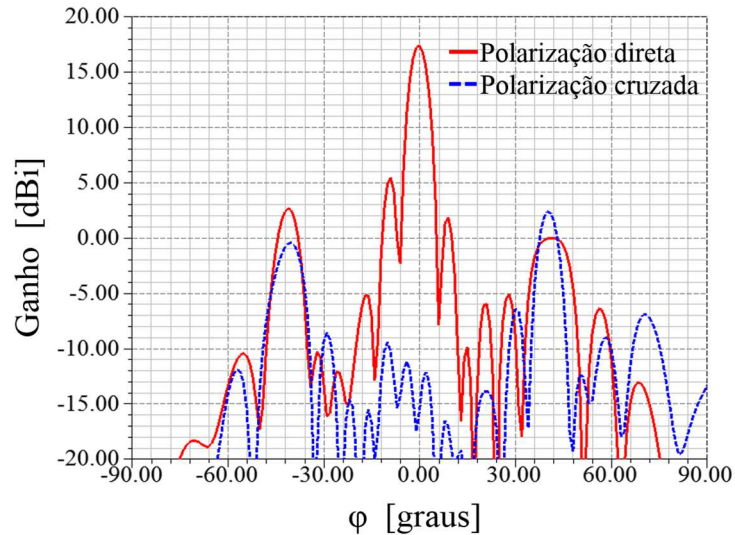


Figura 4.11 – Polarização direta e polarização cruzada do SWAA banda larga em 28GHz.

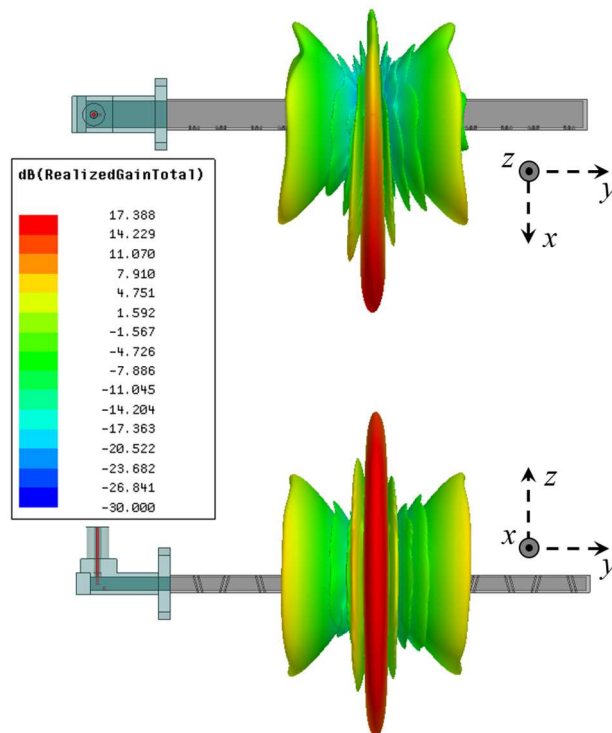


Figura 4.12 – Irradiação da SWAA banda larga em 28GHz.

Uma possível aplicação para o SWAA banda larga nas redes celulares 5G é possibilitar a transmissão de dados de alta taxa em ambientes onde tem-se um raio de

cobertura relativamente extenso, como apresentado na Figura 4.13. É importante destacar que devido à alta frequência de operação, mesmo com o elevado ganho do SWAA banda larga, a distância entre transmissor e receptor não podem ser geograficamente muito distantes, visto que o sinal poderá ficar muito degradado.

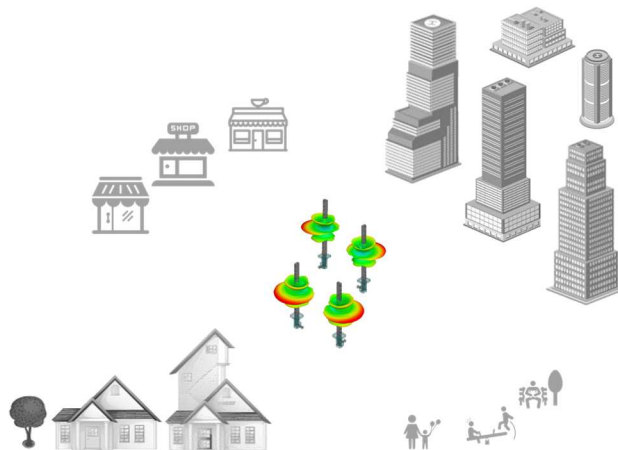


Figura 4.13 – Aplicação do SWAA banda larga em uma rede 5G.

A construção do protótipo do SWAA com banda larga, assim como a da OLWA, ficou a serviço da empresa Prodmec Eletromecânica Ltda. Mais uma vez, fez-se necessária a realização de uma engenharia de produto na antena a fim de adequá-la à construção mecânica.

Como mostrado na Figura 4.14 algumas modificações foram necessárias para adaptar a estrutura à fabricação. É importante destacar que as mudanças realizadas mantiveram dimensões importantes com a e b do guia e espessura das faces onde as fendas foram inseridas, evitando mudanças drásticas na ressonância.

Foi inserida uma flange, para a fixação mecânica da transição de guia de onda para conector comercial que irá alimentar a antena, e uma tampa, que terminará o guia, e ambas serão parafusadas. Porém, a principal modificação foi o alargamento das fendas tornando $w_f=0,5\text{mm}$, que se fez necessário devido à inexistência de uma lâmina que cortasse as paredes do guia em $0,355\text{mm}$ como era previsto. Por essa mudança, fez-se necessário ajustar os valores de C_1 e C_2 para garantir o funcionamento esperado da estrutura, tornando-as agora $1,15\text{mm}$ e $0,95\text{mm}$, respectivamente. As demais dimensões foram mantidas.

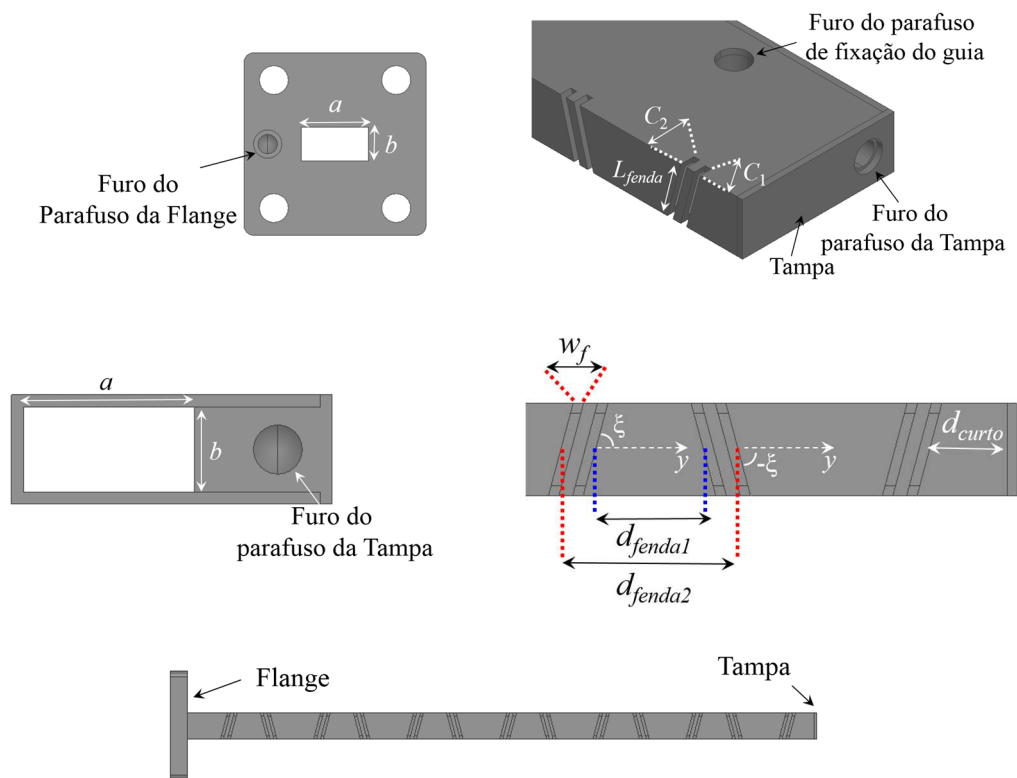


Figura 4.14 – Modelo mecânico da SWAA com banda larga.

A Figura 4.15 apresenta uma fotografia do protótipo do guia fendido com banda larga. Assim como a *OLWA*, a caracterização do protótipo foi realizada em termos de resposta em frequência medindo o coeficiente de reflexão, utilizando o analisador vetorial de redes FieldFox Microwave Analyser N9952A da empresa Keysight, reportado na Figura 4.16.

Conforme ilustrado, a medição apresenta certa discrepância com o modelo simulado, deslocando o ponto de melhor ressonância de 28,05 para 26,9GHz. Credita-se essa diferença ao processo de fabricação que não reproduziu a estrutura de modo idêntico ao previsto. Principalmente os cortes, por terem dimensões reduzidas, são difíceis de serem feitos do modo como esperado. Nota-se que o ponto de melhor casamento de impedâncias deslocou-se de 28,05 para 26,8GHz, o que representa 4,46% em relação ao ponto de melhor S_{11} . Entretanto, conforme a Figura 4.16 o protótipo da antena apresenta bom resultado, possuindo banda medida que se estende de 26,37 a 29,05GHz, perfazendo 9,67% da frequência central.

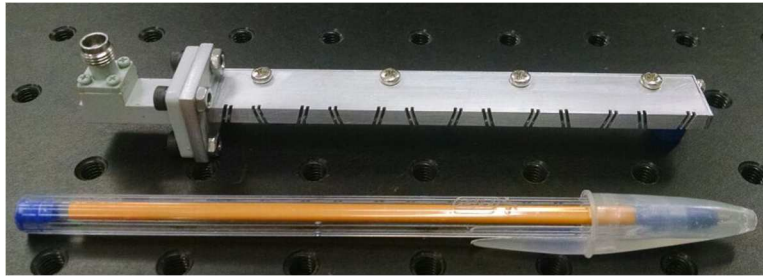


Figura 4.15 – Protótipo do SWAA com banda larga.

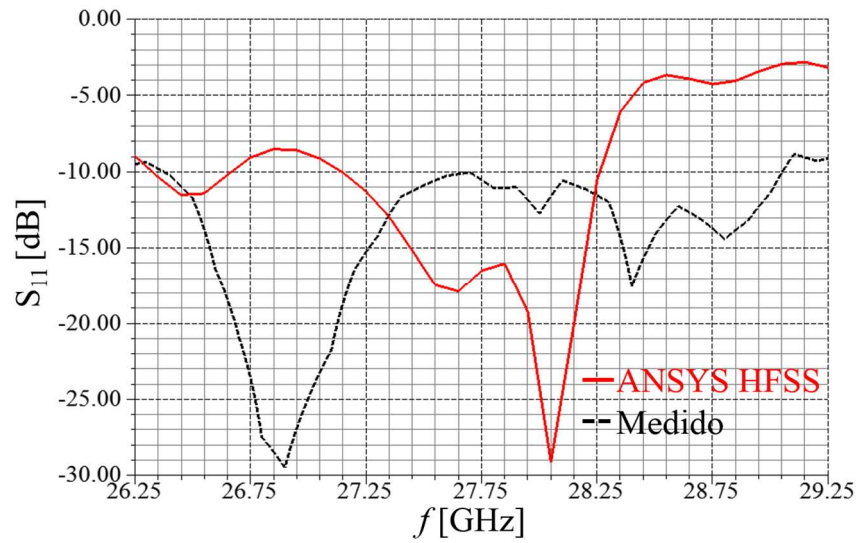


Figura 4.16 – Comparação do S_{11} medido e simulado do SWAA com banda larga.

Capítulo 5

5. Considerações Finais

5.1. Conclusões

A dissertação baseou-se no desenvolvimento de três antenas utilizando os conceitos de antenas vazadas. A principal contribuição do trabalho foi propor antenas capazes de atender as duas frentes estudadas para a quinta geração de telefonia móvel, aplicações em ondas milimétricas e no uso cooperativo do espectro eletromagnético.

No capítulo 1, foi apresentada a contextualização sobre a perspectiva de crescimento da comunicação sem fio e soluções que pesquisadores ao redor do mundo propõem para atender a futura demanda. As duas vertentes para o 5G, em ondas milimétricas e por meio do uso cooperativo com outras tecnologias existentes, foram abordadas. Por meio delas, chegou-se às características esperadas pelas antenas desenvolvidas.

O capítulo 2 foi dedicado à apresentação dos conceitos teóricos que envolvem as antenas de Microlinha e de ondas vazadas. O objetivo desse capítulo foi apresentar a física por detrás do projeto de cada uma das antenas, que serviu como base para o início de cada uma das concepções. Nele, dedicou-se à teoria que fundamenta a elaboração das três antenas.

No capítulo 3, foram apresentadas duas *LWAs* periódicas: a *PLWA* e *OLWA*. Foi detalhado o desenvolvimento individual de um monopolo impresso de faixa larga,

que atua com elemento base da *PLWA*, e os passos que se seguiram para torná-lo em uma *LWA*.

Resultados numéricos e práticos atestam o desempenho da *PLWA*, que apresenta banda de operação compreendida para 4,0 a 8,0GHz, e diagrama de irradiação reconfigurável com a frequência, com ganho de 10,5dBi. Então, chega-se a *PLWA* como possível solução para o 5G em redes que fazem uso cooperativo do espectro com outras tecnologias.

Ainda no capítulo 3, a concepção da *OLWA* foi detalhada, partindo inicialmente do projeto de uma corneta cônica cuja função é alimentar a estrutura, seguindo pelo estudo das demais dimensões. Os resultados de simulações numéricas e testes práticos comprovam o desempenho da estrutura que opera na banda de 27,65 a 28,43GHz, com diagrama quase onidirecional.

Em 28,0GHz, a variação do diagrama no plano xy é de apenas 0,88dB e o ganho de 12,2dBi, o que qualifica a *OLWA* para cobertura onidirecional. Pelas características apresentadas, a estrutura é vista como uma solução potencial para ser empregada em picocélulas de ambientes internos nas novas tecnologias de telefonia móvel celular, incluindo redes 5G.

O capítulo 4 foi fundamentado na concepção de uma *LWA* quase-uniforme: o guia fendido com banda larga. Essa antena é formada a partir da inserção de fendas em um guia de ondas para ondas milimétricas. O projeto da estrutura difere-se de outros encontrados na literatura pelo fato de serem inseridos conjuntos de duas fendas com perímetros diferentes, o que possibilita uma ressonância dupla e provê o alargamento da banda da antena. Desta forma, o *SWAA* com banda larga possibilitou o depósito de uma patente.

Resultados numéricos e experimentais validaram a aplicabilidade do *SWAA* banda larga, que apresenta banda de operação compreendida para 27,24 a 28,59GHz, e diagrama de irradiação com ganho de 17,39dBi. Tal antena pode ser considerada solução interessante para enlaces ponto a ponto em redes celulares 5G na faixa de ondas milimétricas.

A partir dos resultados obtidos, conclui-se que o trabalho contribuiu para o desenvolvimento de três antenas aplicadas à futura geração da telefonia móvel. Para aplicações cooperativas com tecnologias já existentes, tem-se a *PLWA*, possibilitando a operação em grande faixa do espectro com diagrama reconfigurável. A *OLWA* pode ser empregada na cobertura de ambientes internos por meio de pequenas células. O guia fendido com banda larga foi concebida como solução de alto ganho para enlaces de alta taxa em ondas milimétricas.

5.2. Propostas para Trabalhos Futuros

Como trabalhos futuros, propõem-se testes sistêmicos das três antenas para validação do impacto desses dispositivos em parâmetros com alcance de enlace, vazão, taxa de erro de bits, dentre outros. Visa-se testar as antenas em redes reais voltadas ao 5G e analisar se de fato serão aplicáveis ao futuro das comunicações móveis.

Quanto à *PLWA* sugere-se a análise de outras técnicas para alargamento de banda de monopolos impressos para obter uma banda de operação ainda maior, no que diz respeito ao diagrama de irradiação, e estudar mecanismos que permitam a reconfiguração do feixe não somente em função da frequência. Além disso, propões estudar o conceito de arranjo linear de antena para explicar a variação do feixe irradiado.

Para a *OLWA*, pode-se avaliar o emprego de outros materiais dielétricos que implicariam uma redução das dimensões da estrutura e em maior banda de operação. Propõe-se a caracterização do diagrama de irradiação para a *OLWA*, validando principalmente o fato de a antena ser onidirecional.

Para o guia fendido com banda larga, almeja-se aumentar o número de fendas por conjunto, que possibilitaria maior largura de banda de operação. Ou ainda modificar o formato das fendas visando a maior largura de faixa. Outra possibilidade é fazer um arranjo dessa antena para aumentar ainda mais o seu ganho. Para reduzir problemas construtivos, pode-se implementar a antena, principalmente o modelo com fendas horizontais na face *a* em tecnologia *SIW* (*Substrate Integrated Waveguide*).

Referências Bibliográficas

- [1] Thomas K. Sawanobori, “The Next Generation of Wireless: 5G Leadership in the U.S.” White Paper, 2016.
- [2] S. Akhtar “Evolution of technologies, Standards and Deployment of 2G-5G Networks”, Clayton State University, 2009.
- [3] T. Halonen, J. Romero and J. Melero, Eds., GSM, GPRS and EDGE Performance: Evolution Towards 3G/UMTS. New York, NY, USA: Wiley, 2003.
- [4] J. G. Andrews, A. Ghosh, and R. Muhamed, Fundamentals of WiMAX. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hall, 2007.
- [5] B. Furht and S. A. Ahson, Eds., Long Term Evolution: 3GPP LTE Radio and Cellular Technology. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2009, ch.12, pp. 441–443.
- [6] S. Sesia, I. Toufik, and M. Baker, Eds., LTE: The UMTS Long Term Evolution. New York, NY, USA: Wiley, 2009.
- [7] K. R. Santhi, V. K. Srivastava, G. SenthilKumaran and A. Butare, “Goals of true broad band’s wireless next wave (4G–5G),” in Proc. IEEE 58th Veh. Technol. Conf., vol. 4. Oct. 2003, pp. 2317–2321.
- [8] Cisco Systems, “Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2015–2020” White Paper, 2016.
- [9] J. Gubbi, R. Buyya, S. Marusic and M. Palaniswami, “Internet of things (IoT): A vision, architectural elements, and future directions,” Future Generation Computer Systems, vol. 29, no. 7, pp. 1645–1660, 2013.

- [10] T. S. Rappaport, S. Shu, R. Mayzus, Z. Hang, Y. Azar, K. Wang, G.N. Wong, J.K. Schulz, M. Samimi e F. Gutierrez, “Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!,” in *Access, IEEE* , vol.1, no., pp.335-349, 2013.
- [11] T. S. Rappaport, G. R. MacCartney, M. K. Samimi, Shu Sun “Wideband Millimeter-Wave Propagation Measurements and Channel Models for Future Wireless Communication System Design”, *Communications, IEEE Transactions on*, On page(s): 3029 - 3056 Volume: 63, Issue: 9, Sept. 2015.
- [12] X. Hong, C.-X. Wang, H.-H. Chen, and Y. Zhang, “Secondary spectrum access networks,” *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 4, no. 2, pp. 36–43, Jun. 2009.
- [13] 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.
- [14] A. Gupta and R. K. Jha, “A Survey of 5G Network: Architecture and Emerging Technologies,” in *IEEE Access*, vol. 3, no. , pp. 1206-1232, 2015.
- [15] D. R. Jackson, C. Caloz and T. Itoh, “Leaky-Wave Antennas,” in *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2194-2206, July 2012.
- [16] D. R. Jackson, “Recent advances in leaky-wave antennas,” *Electromagnetic Theory (EMTS), Proceedings of 2013 URSI International Symposium on, Hiroshima, 2013*, pp. 9-12.
- [17] L. Goldstone and A. Oliner, “Leaky-wave antennas I: Rectangular waveguides,” in *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 7, no. 4, pp. 307-319, October 1959.
- [18] F. W. Vook, A. Ghosh and T. A. Thomas, “MIMO and beamforming solutions for 5G technology,” *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014), Tampa, FL, 2014*, pp. 1-4.
- [19] W. S. Chen, C. L. Ciou and K. H. Lai, “MIMO antennas for mobile phone applications,” *Antenna Technology (iWAT), 2015 International Workshop on, Seoul, 2015*, pp. 160-163.
- [20] R. A. Penchel, José R. Bergmann and Fernando J. S. Moreira, “Main Reflector Shaping of Omnidirectional Dual Reflectors Using Local Conic Sections,” *IEEE*

- Transactions on Antennas and Propagation, vol. 61, no. 8, pp. 4379-4383, Aug. 2013.
- [21] F. J. S. Moreira and J. R. Bergmann, "GO aperture field of omnidirectional axis-displaced dual-reflector antennas," 2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Honolulu, HI, 2007, pp. 5167-5170.
- [22] G. Deschamps e W. Sichak, "Microstrip Microwave Antennas," Proceedings of the third symposium on USAF Antenna Research and Development Program, Oct. 1953, pp. 18-22.
- [23] H. Gutton e G. Baissionot, Patente Francesa, nº 703113, 1955.
- [24] J. Q. Howell. "Microstrip antennas". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 23, No. 1, pp. 90-93, Jan 1975.
- [25] R. Munson, "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays". IEEE Transactions on Antennas and propagations, vol. 22, No. 1, pp. 74-78, Jan 1974.
- [26] L. Lewin, "Radiation from discontinuities in stripline", in Proc. Inst. Elec. Eng., vol. 107, 1960.
- [27] E. V. Byron. "Anew flush-mounted antenna element for phased array application". Proc. Phased Array Symp., pp. 187-192, 1970.
- [28] H. D. Weinschel, "Progress report on development of microstrip cylindrical arrays for sounding rockets", Physic. and Sci. Lab., 1973.
- [29] A. G. Derneryd, "Linear microstrip array antennas", Chalmers Univ. Technol., Goteborge, Sweden, Tech. Rep. TR 7505, Oct. 1975.
- [30] K. R. Carver, "The radiation pattern of microstrip disc antenna", Physic. and Sci. Lab., New Mexico State Uni., Las Cruces, Tech, Memo., Nov. 29, 1976.
- [31] Y. T. Lo, D. D. Harrison, D. Solomon, G. A. Deschamps, and F. R. Ore. "Study of microstrip antennas, microstrip phased arrays and microstrip feed networks. Rome Air Development Center, Tech. Rep. TR 77-406, Dec 1977.
- [32] J. A. J. Ribeiro, Engenharia de Antenas: Fundamentos, Projetos e Aplicações, São Paulo: Érica, 2012.
- [33] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd ed., Nova York: John Wiley and Sons, 2005.

- [34] J. A. J. Ribeiro, *Propagação de Ondas Eletromagnéticas: Princípios e Aplicações*, 2ª ed., São Paulo: Érica, 2008.
- [35] K. L. Wong, *Compact and Broadband Microstrip Antennas*, Nova York: John Wiley and Sons, 2002.
- [36] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd Ed., New York: McGraw Hill, 1992.
- [37] K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip Antenna Technology," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-29, No. 1, pp. 2–24, January 1981.
- [38] F. Frezza, A. Galli and P. Lampariello, "Leaky-Wave Antennas," *Wiley Encyclopedia of Telecommunications*, vol. 3, J. G. Proakis (Ed.), John Wiley & Sons, pp. 1235-1247, New York, 2002.
- [39] W. W. Hansen, "Radiating Electromagnetic Waveguide," U.S. Patent No. 2,402,622, 1940.
- [40] J. N. Hines and J. R. Upson, "A Wide Aperture Tapered-Depth Scanning Antenna," *Ohio State Univ. Res. Found.*, Report 667-7, Columbus, Ohio, December 1957.
- [41] W. Rotman and N. Karas, "The Sandwich Wire Antenna: A New Type of Microwave Line Source Radiator," *IRE Conv. Rec.*, part 1, 1957, p. 166.
- [42] W. Rotman and A. A. Oliner, "Asymmetrical Trough Waveguide Antenna," *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-7, pp. 153-162, April 1959.
- [43] A. A. Oliner, "Scannable Millimeter Wave Arrays," *Final Report on RADC Contract No. F19628-84-K-0025*, Polytechnic University, September 30, 1988, 528 pages in two volumes.
- [44] G. von Trentini, "Partially Reflecting Sheet Arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 4 (Oct. 1956): 666-671.
- [45] N. G. Alexopoulos and D. R. Jackson, "Fundamental Superstrate (Cover) Effects on Printed Circuit Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 32 (Aug. 1984): 807- 816.
- [46] D. R. Jackson and N. G. Alexopoulos, "Gain Enhancement Methods for Printed Circuit Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 33 (Sept. 1985): 976-987.

- [47] D. R. Jackson and A. A. Oliner, "A Leaky-Wave Analysis of the High-Gain Printed Antenna Configuration," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 36 (July 1988): 905-910.
- [48] D. R. Jackson, A. A. Oliner, and A. Ip, "Leaky-Wave Propagation and Radiation for a Narrow-Beam Multiple-Layer Dielectric Structure," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 41 (March 1993): 344-348.
- [49] P. Feresidis e J. C. Vardaxoglou, "High Gain Planar Antenna Using Optimised Partially Reflective Surfaces," *IEE Proc. Microwaves Antennas Propagat.*, vol. 148 (Dec. 2001): 345-350.
- [50] A. A. Oliner e D. R. Jackson, "Leaky-Wave Antennas," Ch. 11 in *Antenna Engineering Handbook*, 4th Ed., J. L. Volakis (Ed.), McGraw-Hill, New York, 2007.
- [51] G. Mumcu, K. Sertel e J. L. Volakis, "Metamaterial Antennas," Ch. 5 in *Frontiers in Antennas: Next Generation Design & Engineering*, F. B. Gross (Ed.), McGraw-Hill, New York, 2011.
- [52] D. R. Jackson e A. A. Oliner, "Modern Antenna Handbook", C. A. Balanis, Ed. Wiley-Interscience, 2008.
- [53] C. Caloz, D. R. Jackson and T. Itoh, "Leaky-Wave Antennas," Ch. 9 in *Frontiers in Antennas: Next Generation Design & Engineering*, F. B. Gross (Ed.), McGraw-Hill, New York, 2011.
- [54] A. Hessel, *Antenna Theory, Part II*, R. E. Collin and R. F. Zucker, Eds. New York: McGraw-Hill, 1969, chap. 19.
- [55] L. Brillouin, *Wave Propagation in Periodic Structures*. New York: Dover Publications, 1946.
- [56] G. Floquet. Sur les équations différentielles linéaires à coefficients périodique. *Ann. École Norm. Sup.*, 12, 47–88, 1883.
- [57] A. A. Oliner, Leaky-wave antennas, in R. C. Johnson, ed., *Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed., McGraw-Hill, New York, 1993, Chap. 10.
- [58] H. Shigesawa, M. Tsuji, and A. A. Oliner, New improper real and complex solutions for printed-circuit transmission lines and their influence on physical effects, *Radio Sci.* 31: 1639–1649 (1996).

- [59] W. H. Watson, "The Physical Principles of Waveguide Transmission and Antenna Systems," Oxford University Press, New York, 1947.
- [60] A. A. Oliner, "The Impedance Properties of Narrow Radiating Slots in the Broad Face of Rectangular Waveguide. Part I – Theory." IRE Transactions on Antennas and Propagation Jan., 1957.
- [61] A. A. Oliner, "The Impedance Properties of Narrow Radiating Slots in the Broad Face of Rectangular Waveguide. Part II – Comparison with Measurements." IRE Transactions on Antennas and Propagation Jan., 1957.
- [62] J. F. Ramsay, B. V. Popovich, "Series-Slotted Waveguide Array Antennas." Cutler-Hammer, Inc., Deer Park, NY, USA. IRE International Convention Record Vol. 11, pg. 30-55, Mar. 1963.
- [63] R. S. Elliot "Antenna Theory and Design", Prentice Hall, 1981, pp 88-99, 398-479.
- [64] H. E., Thomas "Handbook of Microwave Techniques and Equipment", McGraw-Hill, New York, 1972 pp 31-46.
- [65] A. Hessel, Antenna Theory, Part II, R. E. Collin and R. F. Zucker, Eds. New York: McGraw-Hill, 1969, chap. 19.
- [66] Z. N. Chen and M. Y. W. Chia, Broadband Planar Antennas: Design and Applications, Chichester, John Wiley and Sons, 2006.
- [67] R. Garg. et al. Microstrip Antenna Design Handbook. Norwood: Artech House, Inc., 2001.
- [68] D. M., Pozar, Microstrip Antennas. Proceedings of the IEEE. Piscataway, vol. 80, n° 1. pp. 79-91, Jan. 1992.
- [69] 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.
- [70] 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.
- [71] S. Xu et al., "A Millimeter-Wave Omnidirectional Dielectric Rod Metallic Grating Antenna," IEEE Trans. Antennas & Propag., vol.44, no.1, pp.74-79, Jan. 1996.

- [72] T. Iwasaki et al., "A study on Beam-switching Dielectric-rod Antenna using Periodic Metal Plate," IEICE Technical Report, AP2004-232, pp.55 -60, Feb. 2005.
- [73] P. J.B. Clarricoats, A. D. Oliver, and M. Rizk, A dielectric loaded conical feed with low cross-polar radiation, Proc. URSI Symp. EM Theory, Spain, Aug. 1983, pp. 351–354.
- [74] E. Lier, A dielectric hybrid mode antenna feed, a simple alternative to the corrugated horn, IEEE Trans. AP-34: 21–29 (1986).
- [75] A. Rolland, Ngoc Tinh Nguyen, R. Sauleau, Christian Person and L. Le Coq, "Smooth-Walled Light-Weight Ka-Band Shaped Horn Antennas in Metallized Foam," in Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.60, no.3, pp.1245-1251, March 2012.
- [76] T. Teshirogi et al., "High-Efficiency, Dielectric Slab Leaky-Wave Antennas," IEICE Trans. Commun., vol.E84-B, no.9, pp.2387-2394, Sep. 2001.
- [77] Y. Zhang, Z. N. Chen, X. Qing and W. Hong, "Wideband Millimeter-Wave Substrate Integrated Waveguide Slotted Narrow-Wall Fed Cavity Antennas," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 59, no. 5, pp. 1488-1496, May 2011.
- [78] J. Hirokawa, D. Kim, M. Ando, T. Nagatsuma, J. Takeuchi and A. Hirata, "Wideband waveguide slot array antennas with corporate-feed in 120GHz and 350GHz bands," Electromagnetic Theory (EMTS), Proceedings of 2013 URSI International Symposium on, Hiroshima, 2013, pp. 866-867.