

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
CAMPUS DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA

ISABELLE MARCANSOLA

Design de antenas *patch* retangular operando em modos de alta ordem

São João da Boa Vista

2022

Isabelle Marcansola

Design de antenas *patch* retangular operando em modos de alta ordem

Trabalho de Graduação apresentado ao Conselho de Curso de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações do Campus de São João da Boa Vista, Universidade Estadual Paulista, como parte dos requisitos para obtenção do diploma de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações .

Orientador: Prof^o Dr. Rafael Abrantes Penchel

São João da Boa Vista

2022

M313d	<p>Marcansola, Isabelle</p> <p>Design de antenas patch retangular operando em modos de alta ordem / Isabelle Marcansola. -- São João da Boa Vista, 2022</p> <p>71 f. : il., tabs.</p> <p>Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado - Engenharia de Telecomunicações) - Universidade Estadual Paulista (Unesp), Faculdade de Engenharia, São João da Boa Vista</p> <p>Orientador: Rafael Abrantes Penchel</p> <p>1. Antenas de microondas. 2. Campos eletromagnéticos. 3. Telecomunicações. I. Título.</p>
-------	---

Sistema de geração automática de fichas catalográficas da Unesp. Biblioteca da Faculdade de Engenharia, São João da Boa Vista. Dados fornecidos pelo autor(a).

Essa ficha não pode ser modificada.

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
FACULDADE DE ENGENHARIA - CÂMPUS DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**DESIGN DE ANTENAS PATCH RETANGULAR OPERANDO EM MODOS DE ALTA
ORDEM**

Aluno: Isabelle Marcansola

Orientador: Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel

Banca Examinadora:

- Rafael Abrantes Penchel (Orientador)
- Ivan Aritz Aldaya Garde (Examinador)
- Renan Alves dos Santos (Examinador)

A ata da defesa com as respectivas assinaturas dos membros encontra-se no prontuário do aluno (Expediente nº 059/2022)

São João da Boa Vista, 24 de novembro de 2022

DADOS CURRICULARES

ISABELLE MARCANSOLA

NASCIMENTO 30/12/1999 - Jundiaí / SP

FILIAÇÃO Robson Marcansola
Célia Aparecida Barros

2014 / 2016 Ensino Médio
Escola Estadual Coronel Joaquim José

2017 / 2022 Graduação em Engenharia Eletrônica e de
Telecomunicações
Universidade Estadual Paulista Júlio de
Mesquita Filho - UNESP

Dedico esse trabalho à minha avó Josefina dos Santos Marcansola, minha tia Rosemary Aparecida Marcansola e minha irmã Marielle Marcansola.

AGRADECIMENTOS

Neste trabalho gostaria de agradecer primeiramente à Deus, pois nos momentos mais difíceis dessa jornada, sei que pude contar com seu apoio e que tudo que alcancei foi devido à sua presença em minha vida.

Ao meu namorado, por todo o apoio durante esse período, me encorajando a sempre dar o melhor de mim.

À minha querida avó Josefina dos Santos Marcansola e tia Rosemary Aparecida Marcansola, que me incentivaram a sempre me dedicar e persistir em meus objetivos, independentemente dos obstáculos enfrentados.

À minha irmã, Marielle Marcansola, que me auxiliou durante o período de graduação, me apoiando e acreditando em minha capacidade mais do que eu mesma acreditava.

Ao meu orientador, Dr. Rafael Abrantes Penchel, quem me orientou durante esse período de cinco anos de graduação em minhas pesquisas científicas. Seus elogios, explicações, dicas e críticas, me incentivaram a me dedicar em todas as matérias da graduação e me inspirou a tentar me tornar uma profissional de qualidade e excelência.

À Fundação para o Vestibular da Universidade Estadual Paulista (VUNESP), com o programa Melhor Aluno de Escola Pública e a Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP), cuja as bolsas de pesquisa me auxiliaram com minhas despesas na universidade e participação em congressos, me inspirando e fazendo acreditar nas possibilidades que a educação poderia me proporcionar.

Às minhas amigas Audrea Talissa Manoel e Leticia Godêncio, com seu companheirismo e incentivo durante toda essa etapa em minha vida. A minha tia de coração Marisa Godêncio, por suas palavras de conforto e motivação.

Aos meu orientadores de estágio Felipe Gabriel Bosada, Rosemeire Bernardes e Pedro Ferreira Pinto, que sempre me auxiliaram, solucionando minhas incansáveis dúvidas e questionamentos e que os levo como inspiração para minha carreira profissional.

Este trabalho contou com o apoio da seguinte entidade:

Processo n° 2019/24250-2, Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP).

*"Tudo tem o seu tempo determinado, e há tempo para todo o propósito debaixo do céu."
(Eclesiastes 1:3)*

RESUMO

O presente trabalho apresenta um estudo eletromagnético do comportamento de antenas *patch* operando em modos transversais magnéticos de terceira e quinta ordem (TM_{030} , TM_{050}), sujeitos à inserção de fendas na estrutura do *patch* metálico e a variação do material do substrato. A técnica de inclusão de fendas locais é empregada afim de garantir a redistribuição da densidade superficial de corrente no *patch*, de modo que o ganho da estrutura atinja valores preferencialmente acima de 8 dB. Além disso, a técnica tem como intuito também assegurar a minimização do nível de lóbulos laterais e redução da largura de feixe de meia potência, tornando-as mais diretivas. Durante o estudo do comportamento dessas antenas, constatou-se que materiais com permissividade a partir de 6.7, geram naturalmente redução dos lóbulos laterais sem a necessidade da inserção das fendas locais, embora seja necessário um estudo mais aprofundado para determinar adequadamente o ponto de inflexão em que esse efeito ocorre. O trabalho teve início reproduzindo e compreendendo a técnica empregada no artigo (ZHANG; ZHU; WU, 2018) para o caso TM_{030} e operando em 4.86 GHz. Posteriormente, realizou-se o estudo do impacto da permissividade do material do substrato sobre o diagrama de radiação para o modo fundamental TM_{010} em 1.6 GHz assim como no modo de terceira ordem TM_{030} para 4.86 GHz, usando como materiais: Duroid 5880, RT/duroid 6006 e RT/duroid 6010.2LM. A mesma análise foi aplicada para 20 GHz e 60 GHz, contudo, usando como materiais: RO3003G2, Membrana Alumina e RO3010. Em ambos os casos, evidenciou-se que materiais de alta permissividade reduzem naturalmente os lóbulos laterais. Para o modo de terceira ordem, operando em 60 GHz, foi aplicado o método das fendas para o material RO3003G2, no qual foi possível redistribuir a densidade superficial de corrente, retirando a região fora de fase, e garantindo, assim como em (ZHANG; ZHU; WU, 2018) a redução dos lóbulos laterais e aumento da diretividade da antena. Os métodos foram estendidos para uma antena operando no modo TM_{050} com o objetivo de aumentar ainda mais o ganho da estrutura. A análise eletromagnética dos dispositivos foi realizada no software Ansys Eletronic Desktop, módulo HFSS (*High-Frequency Structure Simulator*) usando o método FEM (*Finite Element Method*).

PALAVRAS-CHAVE: Modos de Alta Ordem. Fendas. Permissividade. Distribuição de Corrente. Nível de Lóbulos Laterais. Diretividade.

ABSTRACT

This final paper presents an electromagnetic study of the behavior of *patch* antennas operating in magnetic transverse modes of third and fifth order (TM_{030} , TM_{050}), subjected to the insertion of slots in their structures and variation of the substrate material. The technique of local slots inclusion was used in order to guarantee the redistribution of the surface current density in the *patch* so the structure gain reaches a much higher level when compared to conventional antennas, besides ensuring the minimization of side lobe levels and reducing the half-power beamwidth, making them more directive. However, this technique is only valid in cases where the substrate material contains low permittivity. During the study of the behavior of these antennas, it was found that materials with high permittivity naturally generates a reduction in the side lobes, without needing to insert local slots. The work began by reproducing and understanding the technique used in the article (ZHANG; ZHU; WU, 2018) for the case TM_{030} and operating at 4.86 GHz. Then, it was studied the impact of the permittivity of the substrate material on the radiation diagram for the fundamental mode TM_{010} at 1.6 GHz as well as in the third order mode TM_{030} for 4.86 GHz, using as materials: Duroid 5880, RT/duroid 6006 and RT/duroid 6010.2LM. The same analysis was applied for 20 GHz and 60 GHz, however, using as materials: RO3003G2, Alumina Membrane and RO3010. In both cases, it was evaluated that high permittivity materials naturally reduce the side lobes. For the third order mode, operating at 60 GHz, it was applied the slot method for the RO3003G2 material, in which it was possible to redistribute the surface current density, removing the out-of-phase region, and ensuring, as in (ZHANG; ZHU; WU, 2018), a reduction in the side lobe level and an increase in the antenna directivity. The methods were extended to an antenna operating at the mode TM_{050} in order to further increase the gain of the structure. Electromagnetic analysis of the devices was performed using Ansys Electronic Desktop software, HFSS module (*High-Frequency Structure Simulator*) using the FEM method (*Finite Element Method*).

KEYWORDS: Higher Order Modes. Slots. Current Distribution. Permittivity. Side Lobe Levels. Directivity.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Trajectoria das gerações móveis	21
Figura 2	Especificações para o 5G	21
Figura 3	Representação simplificada do <i>massive</i> MIMO	22
Figura 4	Técnicas de excitação de antenas <i>patch</i>	24
Figura 5	Representação das dimensões de uma antena <i>patch</i> excitada por linha de <i>microstrip</i>	26
Figura 6	Efeito de franjamento de campo e geometria da constante dielétrica efetiva	27
Figura 7	Técnicas de casamento de impedância	30
Figura 8	Representação da distribuição de cargas elétricas no modelo da cavidade	30
Figura 9	Distribuição das linhas de campo elétrico para modos TM_{010} e TM_{001}	32
Figura 10	Diagrama 3D da diretividade de uma antena dipolo variando-se o comprimento	34
Figura 11	Modelo físico da antena <i>patch</i> com modo TM_{010} excitada por linha de <i>microstrip</i> e seu respectivo coeficiente de reflexão	36
Figura 12	Análises paramétricas da antena <i>patch</i> com modo TM_{010} e alimentada por linha de <i>microstrip</i>	36
Figura 13	Diagrama 3D do ganho da antena <i>patch</i> com modo TM_{010} e alimentada por linha de <i>microstrip</i>	37
Figura 14	Diretividade na sua forma polar variando-se os modos de operação da antena	38
Figura 15	Distribuição vetorial de campo elétrico no substrato da antena para diferentes modos de operação	39
Figura 16	Exemplificação da relação entre lóbulos laterais e nulos da densidade superficial de corrente	40
Figura 17	Geometria dos casos analisados do artigo (ZHANG; ZHU; WU, 2018)	41
Figura 18	Distribuição vetorial da densidade de corrente para uma fenda	42
Figura 19	Diretividade dos plano E e do plano H para o caso 1	43
Figura 20	SLL, HPBW, diretividade e largura do <i>patch</i> para o caso 1	44
Figura 21	Distribuição vetorial da densidade de corrente para duas fendas	45
Figura 22	Diretividade do plano E e do plano H para o caso 2	46
Figura 23	SLL, HPBW, diretividade e largura do <i>patch</i> para o caso 2	47
Figura 24	Distribuição vetorial da densidade de corrente para três fendas para o caso 3 - A,B,C	48
Figura 25	Diretividade do plano E e do plano H para o caso 3 - A,B,C	49
Figura 26	SLL, HPBW, diretividade e largura do <i>patch</i> para caso 3 - A,B,C	50
Figura 27	Diretividade dos plano E e do plano H para o caso 3 - 1,2,3	51
Figura 28	Modelo da antena alimentada por sonda utilizada como referência	52
Figura 29	Casamento de impedância para 20 GHz variando-se substrato	53
Figura 30	Diretividade dos planos E e H para 20 GHz variando-se o material do substrato	54
Figura 31	Casamento de impedância para 60 GHz variando-se substrato	55

Figura 32	Diretividade do plano E e do plano H para 60 GHz variando-se o material do substrato	56
Figura 33	Distribuição em magnitude do vetor de densidade superficial de corrente J_s no <i>patch</i> para 60 GHz	57
Figura 34	Modelo da antena <i>patch</i> para 60 GHz usando RO3003G2.	58
Figura 35	Diretividade da antena <i>patch</i> para 60 GHz usando RO3003G2 aplicando o método das fendas	59
Figura 36	Comparação da distribuição vetorial de densidade de corrente J_s ao longo do <i>patch</i> para TM_{030}	60
Figura 37	Diretividade 3D para 60 GHz usando RO3003G2	60
Figura 38	Comparação da distribuição em magnitude do campo elétrico no <i>patch</i>	60
Figura 39	Casamento de impedância para 100 GHz variando-se substrato	62
Figura 40	Diretividade dos plano E e do plano H para 100 GHz variando-se o material do substrato	63
Figura 41	Distribuição em magnitude do vetor de densidade superficial de corrente J_s no <i>patch</i> para 100 GHz	64
Figura 42	Modelo da antena <i>patch</i> para 100 GHz usando RO3003G2.	65
Figura 43	Diretividade do plano E e do plano H para 100 GHz variando-se os comprimentos das fendas (ls_1 e ls_2)	66
Figura 44	Diretividade do plano E e do plano H para 100 GHz variando-se a posição das fendas laterais em relação as centrais	67
Figura 45	Comparação da distribuição vetorial de densidade de corrente J_s ao longo do <i>patch</i> para TM_{050}	68
Figura 46	Diretividade 3D para 100 GHz usando RO3003G2	68
Figura 47	Comparação da distribuição em magnitude do campo elétrico no <i>patch</i> no modo TM_{050}	68

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Dimensões iniciais para a antena <i>patch</i> modo TM_{010} alimentada por linha de <i>microstrip</i>	35
Tabela 2 – Materiais utilizados para a análise de 20 e 60 GHz	52

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

TM ₀₃₀	Transverse Magnetic of Third Order (Transversal Magnético de Terceira Ordem)
TM ₀₅₀	Transverse Magnetic of Fifth Order (Transversal Magnético de Quinta Ordem)
FEM	Finite Element Method (Método do Elemento Finito)
HFSS	High Frequency Structure Simulator (Simulador de Estrutura em Alta Frequência)
1G	First Generation (Primeira Geração)
2G	Second Generation (Segunda Geração)
3G	Third Generation (Terceira Geração)
4G	Fourth Generation (Terceira Geração)
5G	Fifth Generation (Quinta Geração)
GSM	Global System for Mobile Communication (Sistema Global para Comunicações Móveis)
SMS	Short Message Service (Serviço de Mensagem Curta)
Mb/s	Megabits por segundo
Gb/s	Gigabits por segundo
ms	Milissegundos
IoT	Internet of Things (Internet das Coisas)
AI	Artificial Intelligence (Inteligência Artificial)
ML	Machine Learning (Aprendizado de Máquina)
GHz	Giga Hertz
MIMO	Multiple Input Multiple Output (Múltiplas Entradas Múltiplas Saídas)
PCB	Printed Circuit Board (Circuito Impresso em Placa)
FDTD	Finite Difference Time Domain (Domínio de Tempo de Diferença Finita)
dBi	Decibel Isotrópico
dB	Decibel
TM ₀₁₀	Transverse Magnetic of First Order (Transversal Magnético de Primeira Ordem)

TM _{0x0}	Transverse Magnetic of X_{th} Order (Transversal Magnético de Ordem X_{th})
SLL	Side Lobe Level (Nível de Lóbulo Lateral)
TM ₀₀₁	Transverse Magnetic of First Order Along z (Transversal Magnético de Primeira Ordem em z)
3D	Three Dimensions (Três Dimensões)
HPBW	Half Power Beam Width (Feixe de Largura de Meia Potência)
mm	Milímetros

LISTA DE SÍMBOLOS

$\%$	Porcentagem
λ_0	Comprimento de onda no vácuo
t	Espessura do <i>patch</i>
h	Altura do Substrato
ϵ_r	Permissividade relativa
Z_c	Impedância entre <i>slots</i> radiantes
L	Comprimento do <i>patch</i>
W	Largura do <i>patch</i>
ϵ_{eff}	Permissividade efetiva
ΔL	Acréscimo de comprimento do <i>patch</i>
L_{eff}	Comprimento eficaz
v_0	Velocidade da luz
$f_{r_{010}}$	Frequência ressonante no modo 010
G_1	Condutância individual
P_{rad}	Potência radiada
V_0	Tensão no terminal
η_0	Impedância intrínseca no vácuo
E_ϕ	Vetor campo elétrico orientado em ϕ
ϕ, θ	ângulos diretores em coordenadas esféricas
k_0	Número de onda no vácuo
G_{12}	Condutância mútua
J_0	Função de Bessel de Ordem 0
R_{in}	Resistência de entrada
Ω	Unidade de resistência
y_0	Posição da fenda de casamento do <i>patch</i> em relação a borda W

J_r	Densidade de corrente de repulsão
J_b	Densidade de corrente de atração
A_x	Vetor potencial magnético na direção do eixo x
∇	Operador rotacional
k	Número de onda
k_x	Número de onda na direção do eixo x
k_y	Número de onda na direção do eixo y
k_z	Número de onda na direção do eixo z
A_1, B_1	Constantes na direção do eixo z
A_2, B_2	Constantes na direção do eixo y
E_x	Vetor campo elétrico na direção do eixo x
E_y	Vetor campo elétrico na direção do eixo y
E_z	Vetor campo elétrico na direção do eixo z
H_x	Vetor campo magnético na direção do eixo x
H_y	Vetor campo magnético na direção do eixo y
H_z	Vetor campo magnético na direção do eixo z
μ	Permeabilidade do meio
ω	Frequência angular
j	Unidade imaginária
∂	Operador de derivadas parciais
$f_{r_{mnp}}$	Frequência ressonante para distribuição mnp
M_s	Vetor densidade superficial de corrente magnética
E_θ	Vetor campo elétrico na direção θ
E_ϕ	Vetor campo elétrico na direção ϕ
AF	Fator de disposição
D_0	Diretividade individual
D_{AF}	Diretividade do fator de disposição

g_{12}	Relação entre a condutância mútua G_{12} e a individual G_1
f_r	Frequência ressonante
S_{11}	Coefficiente de reflexão
$\tan(\gamma)$	Tangente de perdas

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	20
1.1	Contextualização	20
1.2	Revisão Bibliográfica	22
1.3	Objetivos	25
1.4	Estrutura do Trabalho	25
2	PROJETO DE ANTENAS PATCH	26
2.1	Características das Antenas <i>Patch</i>	26
2.1.1	Métodos de Análise	26
2.2	Técnica da Linha de Transmissão	27
2.2.1	Efeito de Borda	27
2.2.2	Comprimento Elétrico Efetivo e Frequência Ressonante	28
2.2.3	Condutância	28
2.2.4	Resistência de Entrada	29
2.3	Técnica da Cavidade Ressonante	29
2.3.1	Expressões de Campo - TM_x	30
2.3.2	Distribuições da Densidade de Corrente	32
2.3.3	Campos de Radiação - Modo TM_{010}	32
2.3.4	Influência da Largura do <i>Patch</i> na sua Diretividade	33
3	ESTUDO DE CASO: ANTENAS PATCH MODO CONVENCIONAL TM_{010}	35
3.1	Modelo Excitado por Linha de Transmissão	35
4	COMPARAÇÃO ENTRE OS MODOS TM_{010}, TM_{030} E TM_{050}	38
5	ESTUDO DO MÉTODO DAS FENDAS	41
5.1	Simulação e Análises	41
5.1.1	Configuração dos Estudos de Caso	41
5.1.2	Caso 1:	41
5.1.3	Caso 2:	44
5.1.4	Caso 3:	48
6	RESULTADOS PARA OS MODOS TM_{030} E TM_{050} OPERANDO EM 60 E 100 GHz	52
6.1	Análise do Impacto do Material do Substrato no Modo Fundamental em 20 GHz	52
6.2	Análise do Impacto do Material do Substrato no Modo de Terceira Ordem em 60 GHz	54
6.2.1	Aplicação de Fendas Locais no Modo TM_{030} Usando Substrato RO3003G2 em 60 GHz	57

6.3	Análise do Impacto do Material do Substrato no Modo de Quinta Ordem em 100 GHz	61
6.3.1	Aplicação de Fendas Locais no Modo TM_{050} Usando Substrato RO3003G2 em 100 GHz	64
7	CONCLUSÃO	69
	REFERÊNCIAS	70

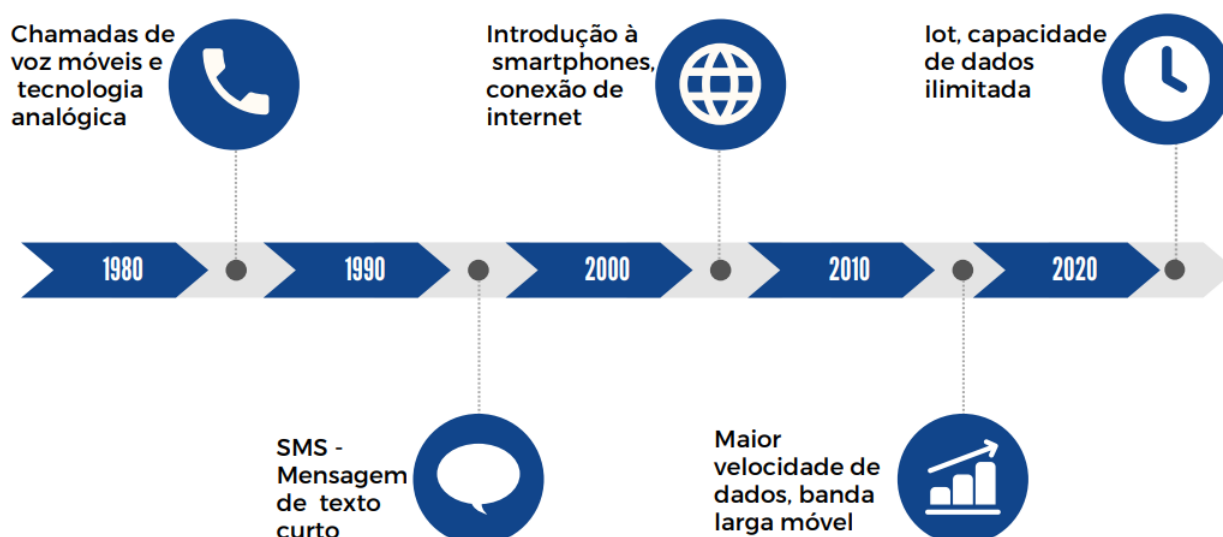
1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

As redes de comunicações móveis passaram por diversas alterações ao longo dos anos, afim de garantir aos seus usuários confiabilidade, alta taxa de dados e conectividade, concebendo uma trajetória com 5 gerações de tecnologias. Cada geração foi especificada e padronizada por órgãos regularizadores e comitês mundiais. A primeira geração, 1G, foi estabelecida com circuitos de comutação de voz analógicos, (DESCONHECIDO, 2022). A segunda geração, 2G, ainda com os mesmos circuitos da primeira geração, baseou-se no GSM (*Global System for Mobile*) e introduziu os serviços de SMS (*Short Message Service*), (DESCONHECIDO, 2022). Já a terceira geração, 3G, surge implementando os sistemas de comutação por pacotes, resultado da necessidade de otimização da largura de banda e fornecendo robustez aos sistemas. Ela também se caracteriza pela digitalização de dados e de sinal de voz, com taxas de até 3 Mb/s (NAHIAN, 2016). Com o aumento da demanda em relação aos serviços móveis, em especial, devido à popularização de diversos aparelhos eletrônicos com acesso à *internet*, tais como *smartphones*, *tablets*, *notebooks*, surgiu a quarta geração móvel, 4G, permitindo alcançar teoricamente taxas de até 1 Gb/s para *downlink*, priorizando o tráfego de pacotes, (NAHIAN, 2016). Após essa trajetória de avanços tecnológicos, cuja as principais características estão representadas na Figura 1, dá-se surgimento a quinta geração de redes móveis, o 5G, com mudanças e perspectivas avassaladoras comparadas às gerações anteriores, em termos de largura de banda, latência, capacidade de conexões, e densidade de cobertura conforme ilustrado na Figura 2. Para isso, novos padrões de transferência de dados deverão ser verificados, tais como: alta taxa de dados, alcançando 10 Gb/s para *uplink* e 20 Gb/s para *downlink*, baixa latência entre 110 e 1 ms, essencial para a expansão de tecnologias da Internet das Coisas (*Internet of Things - IoT*), além da conexão via *internet* em massa na faixa de bilhões de usuários. A IoT pode ser compreendida como a habilidade de objetos, dispositivos se comunicarem com a nuvem por meio da *internet*, sem a interação humana e se tornou uma das tecnologias mais importantes, em especial, devido aos avanços em inteligência artificial (*Artificial Intelligence - AI*) e aprendizado de máquina (*Machine Learning - ML*).

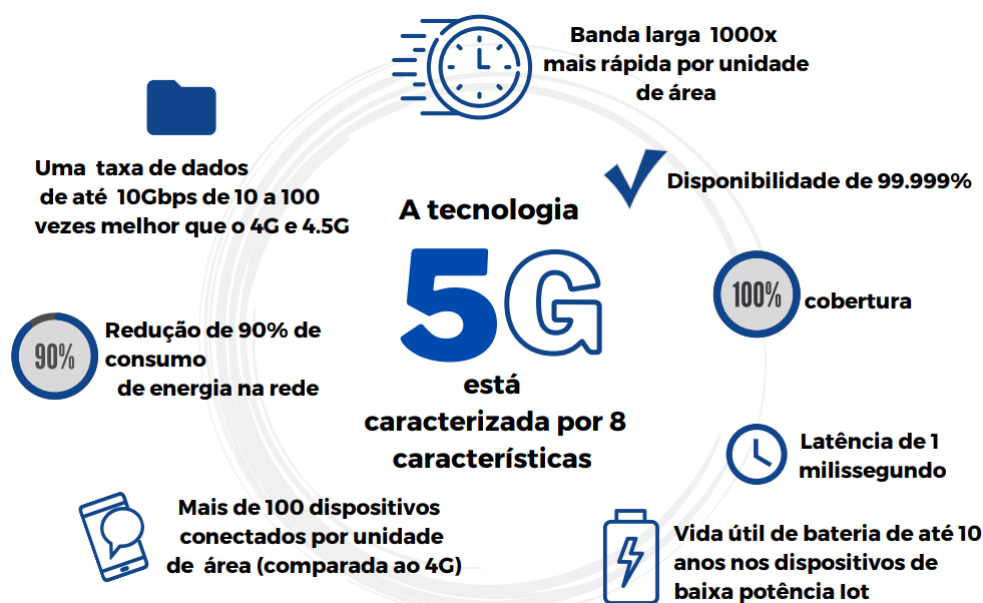
Contudo, para que o 5G permita essa alta conectividade e capacidade de transmissão de dados, o uso do espectro de frequência deverá ser expandido para a faixa de ondas milimétricas, estendendo-se de 30 GHz a 300 GHz (RAPPAPORT et al., 2013). Expandindo-se para essa faixa espectral, identifica-se o aumento da largura de banda e consequentemente a possibilidade de maiores taxas de dados, porém necessitando uma infraestrutura celular adequada.

Figura 1 – Trajetória das gerações móveis



fonte: Autoria própria, baseado em (DESCONHECIDO, 2022).

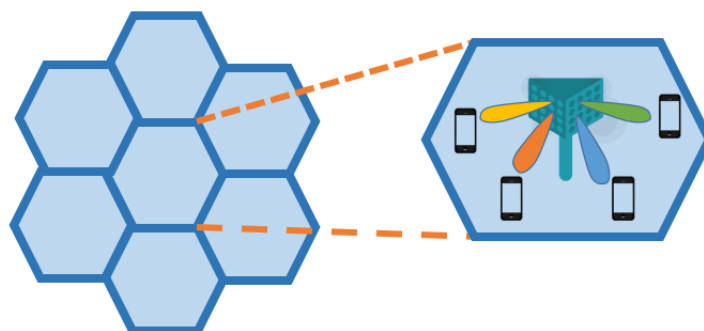
Figura 2 – Especificações para o 5G



fonte: Autoria própria, baseado em (DESCONHECIDO, 2022).

Com o intuito de aumentar a capacidade de densidade e eficiência em redes celulares, deverá utilizar-se de antenas pequenas, aplicadas aos sistemas de Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas (*Multiple Input Multiple Output* - MIMO). De acordo com (MUSTAFAR, 2018), esse modelo faz uso de múltiplas antenas transmissoras e receptoras (ver Figura 3), o que permite a redução de interferência entre canais causada pelos efeitos de multi-percurso. Enquanto isso, os sistemas *Massive* MIMO, alocados nas torres de redes celulares de alta cobertura, denominadas macro-células, devido aos seus feixes extremamente diretivos, permitem a comunicação simultânea de múltiplos usuários na mesma frequência, sendo extremamente importantes devido ao processo de reuso de frequência para aumento de capacidade dos *Clusters* em células de telefonia celulares.

Como consequência da implementação dessa nova geração de redes móveis, os elementos radia-

Figura 3 – Representação simplificada do *massive* MIMO

fonte: Autoria própria.

dores devem se adaptar a esse novo cenário, portanto, torna-se primordial que as antenas utilizadas apresentem larguras de feixe de lóbulo principal estreitos, de modo a evitar a interferência entre sinais dentro das pequenas estações de base celular, geralmente denominada pico-célula, em especial para aplicação no *Massive* MIMO e também garantir alto ganho para compensar a atenuação que o sinal irá sofrer ao se propagar.

Uma das possibilidades que vêm ganhando ampla notoriedade frente à comunidade científica assim como na área industrial para atender tais especificações, corresponde ao projeto de antenas planares - comumente denominadas antenas *patch* - por apresentarem: baixo custo, dimensões reduzidas e fácil fabricação, segundo (BALANIS, 2016). Essas antenas são utilizadas para alto desempenho de espaçonaves, aeronaves, satélites, aplicações de mísseis assim como sistemas de rádio e comunicação sem fio devido a sua fácil adesão a estruturas planares e não planares e fácil manufatura utilizando-se o Circuito de Placa Impressa (*Printed Circuit Board* - PCB) (BALANIS, 2016), (GARG et al., 2001). Entretanto, o valor de ganho está condicionado à diretividade, e para o caso do modo convencional (TM_{010}), de acordo com a formulação teórica, o valor de ganho pode atingir um valor de 8 dB, caso a antena apresente alta eficiência de radiação e uma pequena tangente de perdas, sendo necessário a aplicação de técnicas de modelagem que aumentem os valores de ganho e diretividade (ZHANG; ZHU; WU, 2018).

Uma alternativa é a aplicação de modos de alta ordem, contudo, têm-se o surgimento de lóbulos laterais com amplitudes próximas ao lóbulo principal, radiando energia para regiões alheias. Dentre as diversas estratégias para aumentar a eficiência desse tipo de antena e torná-la possível de ser aplicada nas redes 5G, adotou-se nesse trabalho a operação em modos de alta ordem com a inserção de fendas no *patch*, baseando-se no trabalho (ZHANG; ZHU; WU, 2018). Ademais a utilização de materiais de alta permissividade teve como objetivo modificar a distribuição superficial de corrente da estrutura e assim possibilitar alto ganho, diretividade, controle sobre os lóbulos laterais e controle da largura de feixe do lóbulo principal, contornando as adversidades que os modos de alta ordem estão atrelados.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

As antenas *patch* são consideradas uma das soluções mais versáteis em sistemas radiantes, isso devido a sua fácil manufatura, integração com outros dispositivos e bom controle sobre a radiação

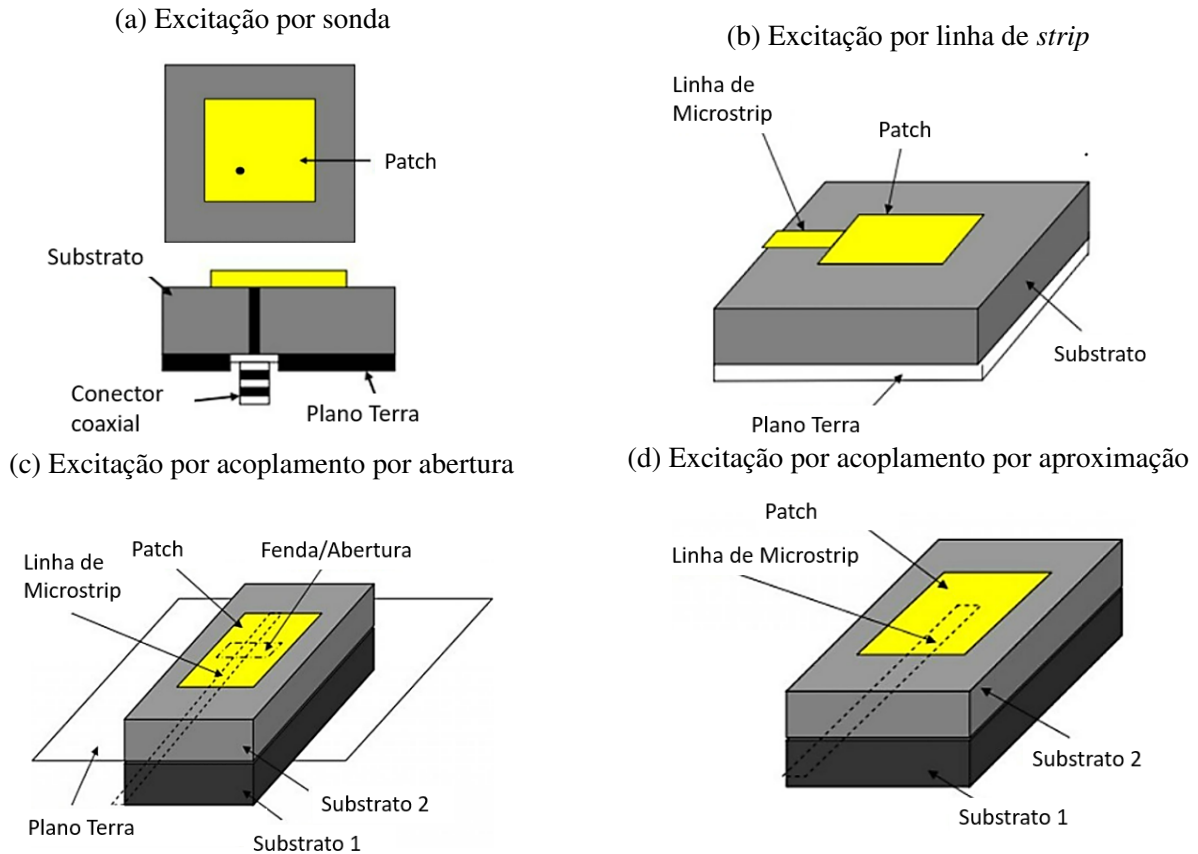
(BALANIS, 2016). Pesquisas e desenvolvimentos em tópicos voltados para antenas *patch* foram amplamente explorados ao longo das décadas. Avaliando a evolução da análise de antenas *patch* conforme disposto em (WATERHOUSE, 2003), em meados de 1970, dois métodos particulares de excitação dessas antenas foram desenvolvidos: o método da sonda e o método da linha de *strip* (ver Figura 4 (a-b)). Contudo, essas antenas apresentavam largura de banda estreita, podendo chegar à 5% dependendo da escolha da altura e do tipo de material do substrato, não sendo possíveis de serem aplicadas a qualquer sistema. O maior desafio nessa época era prever a impedância de entrada da antena, devido à característica heterogênea do meio onde o *patch* estava alocado. Além disso, dois métodos matemáticos aproximados de soma importância foram desenvolvidos para analisar essas antenas: o modelo de linha de transmissão e o modelo da cavidade, que forneceram um melhor discernimento em relação a performance desses dispositivos e que serão amplamente estudadas nesse trabalho.

O estudo das antenas *patch* continuou a se desenvolver, em especial, devido aos investimentos da indústria de defesa armamentista. O principal obstáculo era voltado a banda estreita que tais antenas apresentavam devido as alimentações por inserção de fenda e por sonda. Por isso, dois outros métodos de excitação foram elaborados: o acoplamento por abertura e acoplamento ao *patch* por aproximação (ver Figura 4 (c-d)). O método de excitação por acoplamento é o mais difícil de modelar porém apresenta a menor largura de banda, enquanto o método por aproximação apresenta a maior largura de banda dentre as quatro técnicas em questão. Além disso, métodos como o da Equação Integral (BALANIS, 2016) foram desenvolvidos, permitindo assim determinar a distribuição de corrente e impedância da estrutura. Ademais, *arrays* utilizando *patches* começaram a ser projetados, assim como outros tipos de geometrias, tais como a elíptica e circular, que assim como a retangular permitem diferentes polarizações, como linear, elíptica e circular, (BALANIS, 2016)r.

Em meados de 1990 novos métodos de análise de antenas foram introduzidos como: FDTD (*Finite Difference Time Domain*) e FEM (*Finite Element Method*), que reduziram o tempo para o *design* desses elementos. Com as diferentes arquiteturas e aplicações, as antenas *patch* multi-banda foram concebidas, de maneira a permitir o seu uso em diversos sistemas de comunicação. O conceito de redução das dimensões da antena também começou a ganhar força, em especial, com o avanço dos circuitos integrados.

Já a partir do ano 2000, melhorias contínuas em termos de banda e limitações dessas antenas foram alcançados. Devido a necessidade de garantir raios de cobertura cada vez maiores, e portanto, ganhos maiores, quatro técnicas distintas foram propostas para cumprir esse propósito, dado que as antenas refletoras embora gerem tais resultados, possuem como fator limitador o tamanho exorbitante de suas dimensões elétricas.

Dentre as técnicas de aumento de performance do *patch*, pode-se destacar: A primeira, chamada técnica do superestrato, usa superfícies parcialmente reflexivas (TRENTINI, 1956), (FERESIDI; VARDAXOGLU, 2001), compostas por padrões metálicos periódicos ou placas dielétricas com alta permissividade, acima do *patch* (ALEXOPOULOS; JACKSON, 1984), (JACKSON; ALEXOPOULOS, 1985). Esta técnica é muito eficiente se a condição de ganho de ressonância for atendida com o uso do superstrato.

Figura 4 – Técnicas de excitação de antenas *patch*

fonte: Obtido a partir de (NAHIAN, 2016).

A segunda técnica consiste em utilizar *patches* parasitas eletromagneticamente acoplados ao *patch* primário em configuração empilhada (LEE; LEE, 1990), (EGASHIRA; NISHIYAMA, 1996) ou planar (LEE; ACOSTA; LEE, 1987). A rigor, estas antenas funcionam como um conjunto, e não como uma antena de um único elemento. Além disso, a complexidade do controle do acoplamento entre *patches* resulta em grande dificuldade no projeto eletromagnético.

A terceira técnica consiste em aumentar as dimensões do *patch* na frequência de ressonância por meio da inserção de pinos de curto-circuito. Foi demonstrado em (SCHAUBERT et al., 1981) que a frequência ressonante do modo fundamental de uma antena *patch* pode ser aumentada quando os pinos de curto-circuito são introduzidos. A técnica foi aplicada em (ZHANG; ZHU, 2016a) e (ZHANG; ZHU, 2016b) para aumentar o ganho de antenas *patches* retangulares com polarização linear e circular, respectivamente.

Por fim, a quarta estratégia, adotada neste trabalho, consiste na inserção de fendas no *patch* com objetivo de modificar a distribuição de corrente superficial quando operando em modos de alta ordem (ZHANG; ZHU; WU, 2018), (ZHANG; ZHU, 2018). Nesse caso, o comprimento elétrico do ressonador se torna muito maior que o no modelo convencional, aprimorando a diretividade, independentemente da presença das fendas. Em (ZHANG; ZHU; WU, 2018) a técnica foi aplicada para o projeto de uma antena *patch* retangular operando no modo TM_{030} na frequência 4.2 GHz, obtendo resultados medidos de ganho de 13.3 dBi e redução de aproximadamente 20 dB dos lóbulos laterais. Em (ZHANG; ZHU, 2018) a técnica foi aplicada para projetar uma antena *patch* circular com

banda dupla em 3.6 GHz e 5.9 GHz com ganho de 10 dBi.

1.3 OBJETIVOS

Esse trabalho tem por objetivo o estudo e aplicação da técnica de aumento de ganho em antenas *patch*, explorando como método a operação da antena em modos de alta ordem, TM_{030} e TM_{050} , com o uso de materiais de alta permissividade, além da inserção de fendas no *patch* para a redistribuição da densidade superficial de corrente, afim de obter redução dos lóbulos laterais e controle da largura de feixe principal, tornando-as aptas para operarem nas arquiteturas 5G. Para isso, realizou-se o estudo dirigido dos diferentes modos de propagação sobre uma antena *patch*, avaliando a distribuição de campos eletromagnéticos e densidade superficial de corrente.

Inicia-se replicando o trabalho apresentado em (ZHANG; ZHU; WU, 2018), com o propósito de verificar como a corrente é redistribuída ao longo do *patch* após a inserção de tais fendas e compreendendo a técnica em questão. Ademais, foram projetadas *patches* retangulares para os modos TM_{030} e TM_{050} para as frequências 60 GHz e 100 GHz, aplicando diversos tipos de substratos e o método das fendas para os materiais de menor permissividade. Os comportamentos foram analisados usando como *software* o Ansys HFSS (*High Frequency Structure Simulator*) com o método dos elementos finitos para as análises eletromagnéticas.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente trabalho aborda a síntese e análise de antenas *patch* operando nos modos de alta ordem. Para isso, foram projetadas diversas antenas operando nos modos TM_{030} e TM_{050} com os mais diversificados materiais. No Capítulo 2, é apresentado a revisão teórica e características geométricas dessas estruturas.

Já no Capítulo 3, demonstra-se a operação dessas antenas no seu modo fundamental, representado por TM_{010} , exibindo o padrão de radiação, sua respectiva diretividade, e perda de inserção.

No Capítulo 4, é apresentado o comportamento dessas antenas operando nos modos de alta ordem, com suas respectivas distribuições vetoriais de campo elétrico no substrato, evidenciado-se o comportamento cossenoidal e a relação entre nulos e lóbulos laterais dos diagramas de radiação, compreendendo-se dessa forma o porquê da necessidade da aplicação da técnica das fendas.

Em seguida, no Capítulo 5, é realizado o estudo do artigo (ZHANG; ZHU, 2018), aplicando o método da inserção de fendas para redistribuição da densidade superficial de corrente em uma antena *patch* operando no modo TM_{030} .

No Capítulo 6, por sua vez, é aplicado o mesmo método das fendas em antenas operando em 60 GHz e 100 GHz, para os modos TM_{030} e TM_{050} , assim como o estudo do impacto de diferentes tipos de materiais no diagrama de radiação.

Por fim, no capítulo 7, é apresentada a conclusão do trabalho, evidenciando as principais características e comportamentos observados durante o decorrer do projeto.

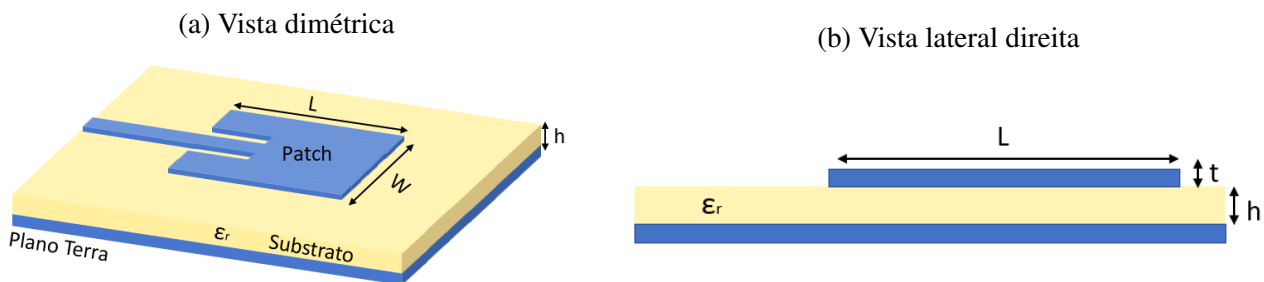
2 PROJETO DE ANTENAS PATCH

Nessa seção serão apresentados os conceitos e definições básicas usados para o desenvolvimento dessas antenas *patch*, podendo estes serem encontrados em (BALANIS, 2016).

2.1 CARACTERÍSTICAS DAS ANTENAS *PATCH*

Conforme descrito em (BALANIS, 2016), as antenas de *microstrip* consistem de uma placa metálica muito fina (de espessura t , sendo $t \ll \lambda_0$), de modo que λ_0 corresponde ao comprimento da luz no vácuo, sobreposta sobre um dielétrico (de altura h , no qual $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$) e este acoplado acima de um plano terra (condutor metálico), conforme disposto na Figura 5. Tais estruturas são modeladas de modo que seu diagrama de radiação atinja seu máximo na direção perpendicular ao plano em que o *patch* se encontra. Sendo sua configuração de campo definido por meio da excitação abaixo do *patch*.

Figura 5 – Representação das dimensões de uma antena *patch* excitada por linha de *microstrip*



fonte: Autoria própria, baseado em (BALANIS, 2016).

Diversos substratos podem ser utilizados para a construção dessas antenas, assim como disposto em (BALANIS, 2016) suas constantes dielétricas, representada por ϵ_r , geralmente estão em uma faixa de $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$. Os valores mais adequados são os de baixa permissividade relativa e espessura grossa, pois garantem maior eficiência e larga largura de banda. Substratos finos e com constante dielétrica alta são mais adequados para circuitos de microondas, dado a natureza de emular efeitos indutivos e capacitivos.

Muitas vezes antenas de *microstrip* são denominadas antenas *patch*. Geralmente os elementos de radiação e as linhas de alimentação são fotolitografadas no substrato. O *patch* pode ter diversas configurações, sendo as mais comuns: retangular, dipolo e circular.

2.1.1 Métodos de Análise

Existem diversos métodos de análises para antenas de *microstrip*, sendo os mais populares o método da linha de transmissão e da cavidade. Tais métodos são complementares e aproximados, de modo que a partir deles consegue-se retirar modelos matemáticos que permitem calcular as dimensões das geometrias da antena, tais como a largura e comprimento do *patch*. O método da cavidade, é muito

importante para a modelagem do formato da radiação, as distribuições de campo eletromagnético e as ressonâncias ao longo do *patch*.

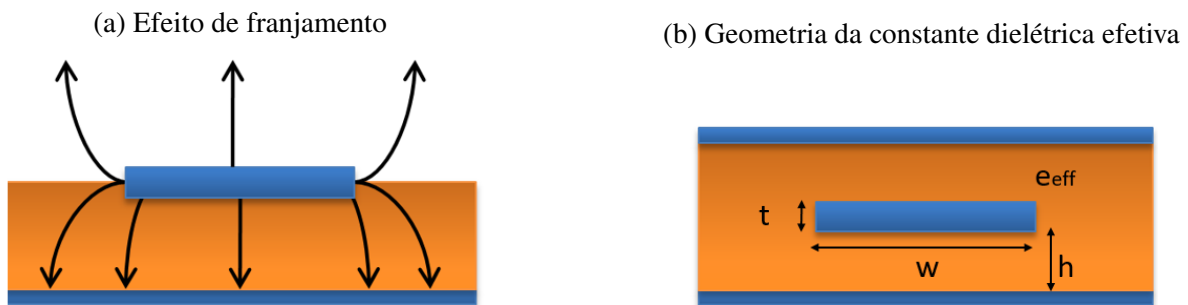
2.2 TÉCNICA DA LINHA DE TRANSMISSÃO

Essa técnica baseia-se em representar a antena por duas fendas separadas por uma linha de transmissão de baixa impedância Z_c e comprimento L .

2.2.1 Efeito de Borda

Como as dimensões do *patch* são finitas, ocorre o efeito de franjamento de campo. A quantidade de franjamento é uma função das dimensões do *patch* e do substrato.

Figura 6 – Efeito de franjamento de campo e geometria da constante dielétrica efetiva



Fonte: Autoria própria, baseado em (BALANIS, 2016).

Devido a a existência de bordas, as cargas elétricas tendem a se concentrar nessas regiões, aumentando portanto, a intensidade de campo em tais localidades. Assim como disposto na Figura 6(a), devido ao fato do meio ser heterogêneo, uma pequena parte do campo elétrico reside no ar acima do substrato, enquanto a maior concentração ocorre abaixo da linha de *microstrip* no dielétrico. O efeito de borda nesses casos faz com que os comprimentos elétricos das linhas pareçam maiores que os seus comprimentos físicos. Para contar os efeitos franjamento assim como o de propagação de onda, deve-se substituir o meio heterogêneo por um meio homogêneo caracterizado por uma constante elétrica efetiva - representada por ϵ_{eff} - que leve em conta ambas as propriedades (ver Figura 6(b)).

A constante elétrica efetiva é definida de modo que as características elétricas permaneçam as mesmas, em particular, a constante de propagação. Sendo o seu valor calculado por meio da Equação 2.1, conforme descrito em (BALANIS, 2016), desde que $W/h > 1$, apenas para as baixas frequências. A constante dielétrica efetiva geralmente tende a se aproximar da constante dielétrica relativa do material a medida que a frequência de operação da antena aumenta. Enquanto isso, de acordo com (BALANIS, 2016), valores práticos de W podem ser obtidos por meio da Equação 2.2.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \left(\frac{h}{W} \right) \right]^{-\frac{1}{2}}. \quad (2.1)$$

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.2)$$

2.2.2 Comprimento Elétrico Efetivo e Frequência Ressonante

Devido ao efeito de borda, o comprimento da antena *patch* parece maior do que suas dimensões físicas. Ocorre um acréscimo de comprimento ΔL , que dependerá tanto da relação W/h como de ϵ_{eff} . De acordo com (BALANIS, 2016), essa variação é muitas vezes simplificada por meio da Equação 2.3.

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)}. \quad (2.3)$$

Enquanto isso, conforme descreve o (BALANIS, 2016) o comprimento estendido L_{eff} será dado por:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L, \quad (2.4)$$

para o modo fundamental TM_{010} , a frequência ressonante é geralmente calculada como na Equação 2.5, (BALANIS, 2016). Na ressonância a antena funciona como um oscilador, de modo que o sinal bate e volta dentro da cavidade numa frequência específica, e como consequência, a parte imaginária da impedância é nula.

$$f_{r(010)} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (2.5)$$

sendo v_0 a velocidade da luz no vácuo. Como a Equação 2.5 não leva em conta os efeitos de borda, deve-se incluí-los para resultados mais precisos e a frequência ressonante será, portanto conforme a Equação 2.6 de acordo com (BALANIS, 2016).

$$f_{r(010)} = \frac{v_0}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{eff}}}. \quad (2.6)$$

2.2.3 Condutância

Conforme descrito (BALANIS, 2016), a antena de microfita pode ser modelada como duas fendas radiantes separadas por um comprimento L , e numa antena de fenda retangular pode-se modelar a admitância da fenda individual a partir de uma admitância equivalente, associando a uma admitância e condutância em paralelo, cuja a transformação de impedâncias permite chegar nos valores de condutância individual e mútuos. Cada fenda radiante, portanto, é representada por um circuito Y equivalente em paralelo com condutância G e susceptância B . Como ambos os feixes são iguais, $G_1 = G_2$ e $B_1 = B_2$. A condutância de cada fenda individual pode ser encontrada aplicando o modelo da cavidade, conforme definida pela Equação 2.7 (BALANIS, 2016).

$$G_1 = \frac{2P_{rad}}{|V_0|^2}, \quad \text{onde} \quad P_{rad} = \frac{|E_\phi|^2}{2\eta_0}. \quad (2.7)$$

Conforme descrito (BALANIS, 2016) P_{rad} corresponde a potência radiada pela antena, $|E_\phi|$ o módulo do campo elétrico na direção ϕ , η_0 a impedância intrínseca no vácuo e V_0 a tensão dos terminais. Substituindo a expressão de campo elétrico E_ϕ na Equação 2.7, têm-se que:

$$P_{rad} = \frac{|V_0|^2}{2\pi\eta_0} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{Wk_0}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta d\theta, \quad (2.8)$$

dados que k_0 na equação equivale ao número de onda no vácuo. Ao substituir todos os termos, de acordo com (BALANIS, 2016), chega-se numa expressão mais simplificada para a condutância individual G_1 , conforme disposto na Equação 2.9.

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad \mathbf{e} \quad I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{Wk_0}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta d\theta. \quad (2.9)$$

2.2.4 Resistência de Entrada

Utilizando das distribuições de campos da fenda 1 e 2 é possível calcular a condutância mútua, como disposto na Equação 2.10 (BALANIS, 2016).

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{Wk_0}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin\theta) \sin^3\theta d\theta. \quad (2.10)$$

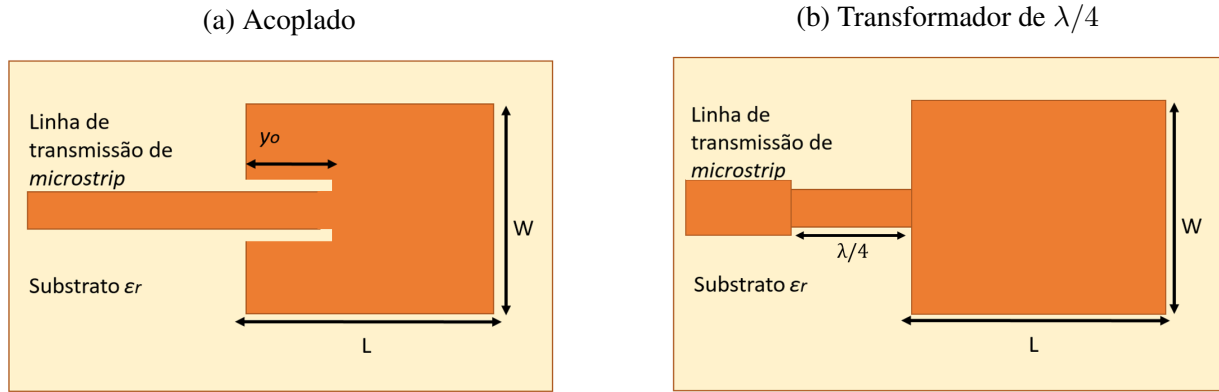
Para o casamento do sistema de alimentação da antena com sua impedância de entrada, deve-se realizar a transformação de impedâncias, para isso, é necessário alocar uma fenda a uma distância y_0 da borda do *patch*, para o caso de excitação usando linha de *microstrip*. A resistência de entrada, que leva em conta os efeitos individuais e o acoplamento mútuo e pode ser aproximada pela relação $(1/2(G_1 \pm G_2))$, se relaciona com a impedância da fenda de alimentação, representada pela variável R_{in} , cujo o valor usualmente é de 50 ou 73 Ω , por meio da Equação 2.11, conforme descrito em (BALANIS, 2016), tornando-se possível determinar a posição da fenda y_0 . Uma outra forma de obter o casamento dessas estruturas é usando transformadores de $\lambda/4$. Tais técnicas de casamento estão dispostas na Figura 7.

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_2)} \cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right). \quad (2.11)$$

2.3 TÉCNICA DA CAVIDADE RESSONANTE

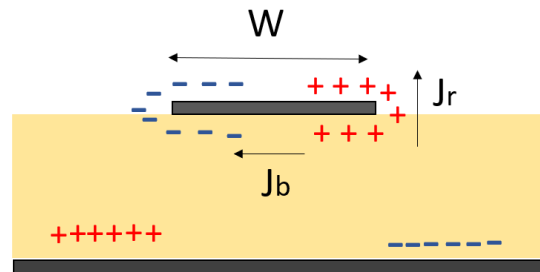
Antenas de *microstrip* assemelham-se a cavidades dielétricas com cargas e exibem alta ordem de ressonância. Para compreender o funcionamento desse modelo deve-se entender a formação dos campos dentro da cavidade e como são radiados pelas paredes.

Figura 7 – Técnicas de casamento de impedância



Fonte: Autoria própria, baseado em (BALANIS, 2016).

Figura 8 – Representação da distribuição de cargas elétricas no modelo da cavidade



fonte: Autoria própria, baseado em (BALANIS, 2016).

Quando o *patch* está energizado uma distribuição de cargas surge acima e abaixo do *patch* assim como no plano terra. A distribuição de cargas é controlada por dois mecanismos de atração e repulsão. O mecanismo de atração ocorre entre as cargas opostas abaixo do *patch* e no plano terra, que tendem a manter uma concentração de cargas abaixo do *patch*.

O mecanismo de repulsão, por sua vez, são as cargas opostas abaixo do *patch* que tendem a empurrar as cargas para as bordas e para cima do *patch*, conforme ilustrado na Figura 8. A movimentação dessas cargas tende a criar dois fluxos de correntes denominados J_r e J_b . Caso não houvesse corrente no topo, não haveria campo magnético tangencial nas bordas do *patch*. Nesse caso é possível modelar como superfícies condutoras magnéticas perfeitas. Na prática aproxima-se para esse modelo, produzindo bons resultados de campo eletromagnético.

Como a espessura do *microstrip* é muito fina, as ondas geradas entre o *patch* e plano terra sofrem de reflexões nas bordas do *patch*. Os campos estacionários abaixo do *patch* podem ser modelados por meio de funções cossenoidais. Por fim, as variações de campos ao longo da altura do substrato são consideradas constantes. Portanto, o topo e a parte inferior são considerados condutores elétricos perfeitos, enquanto as laterais como paredes magnéticas, definindo-se apenas os modos TM_x para a cavidade.

2.3.1 Expressões de Campo - TM_x

As configurações de campo dentro da cavidade podem ser encontradas usando o vetor potencial magnético (A_x). Conforme definido no (BALANIS, 2016), o vetor potencial magnético deve satisfazer

a equação homogênea da onda (ver Equação 2.12).

$$\nabla^2 A_x + k^2 A_x = 0 . \quad (2.12)$$

Aplicando a separação de variáveis assim como no (BALANIS, 2016), têm-se que:

$$A_x = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x)][A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y)][A_3 \cos(k_z z) + B_3 \sin(k_z z)] , \quad (2.13)$$

sendo k_x , k_y e k_z os números de onda ao longo das direções x , y e z . Os campos são determinados a partir das relações com o vetor A_x , como demonstrado nas Equações 2.14-2.15 (BALANIS, 2016).

$$E_x = \frac{-j}{\omega\mu\epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial^2 x} + k^2 \right) A_x , \quad E_y = \frac{-j}{\omega\mu\epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y} \quad \text{e} \quad E_z = \frac{-j}{\omega\mu\epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial z} . \quad (2.14)$$

$$H_x = 0, \quad H_y = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial z} \quad \text{e} \quad H_z = \frac{-1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial y} . \quad (2.15)$$

Quando aplicam-se as condições de contorno das paredes magnéticas e elétricas estabelecidas inicialmente, são obtidos os valores dos números de onda (k_x , k_y e k_z) em função das dimensões da geometria, conforme a Equação 2.16 disposta no (BALANIS, 2016). De modo que L equivale ao comprimento do *patch*, W sua largura e h a altura do substrato.

$$k_x = \frac{m\pi}{h} \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad , \quad k_y = \frac{n\pi}{L} \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad \text{e} \quad k_z = \frac{p\pi}{W} \quad p = 0, 1, 2, \dots , \quad (2.16)$$

assim como descrito no (BALANIS, 2016) a constante de propagação k será a combinação dos três números de onda, e a partir dela é definida a frequência de ressonância, assim como disposto em (BALANIS, 2016):

$$k^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 . \quad (2.17)$$

$$f_{r_{mnp}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2} . \quad (2.18)$$

A menor frequência ressonante corresponde ao modo fundamental. Para os casos no qual $L > W > h$, o modo dominante é o TM_{010} , e sua frequência ressonante é calculada pela Equação 2.19, encontrada em (BALANIS, 2016).

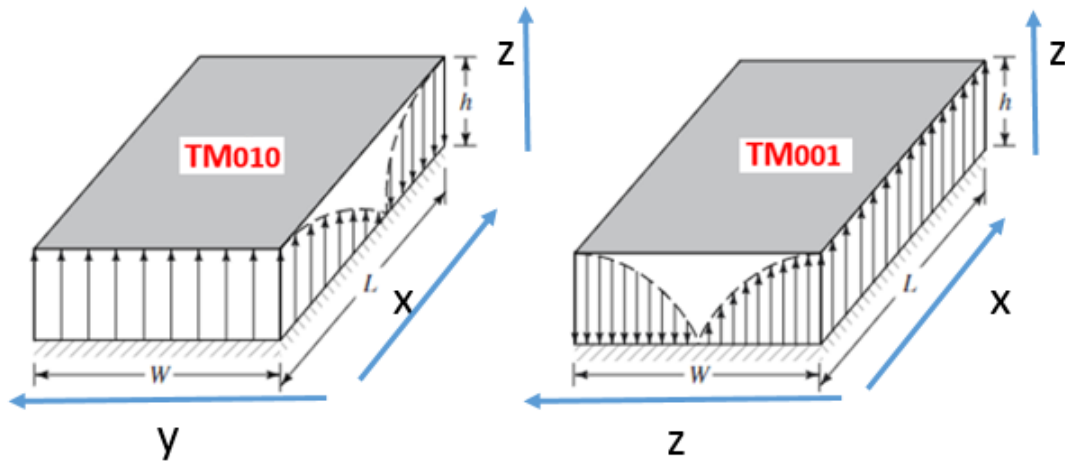
$$f_{r_{010}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} . \quad (2.19)$$

Para o caso $L > W > L/2 > h$, conforme o (BALANIS, 2016), o segundo modo corresponde ao TM_{001} , cuja a frequência é dada por meio da Equação 2.20.

$$f_{r_{001}} = \frac{v_0}{2W\sqrt{\epsilon_r}} . \quad (2.20)$$

As distribuições desses modos estão dispostas na Figura 9. Nelas pode-se verificar que de acordo com o modo desejado ($_{0n0}$ ou $_{00p}$) o comportamento cossenoidal ocorrerá ao longo do eixo y ou y , sendo n ou p a representação de nulos ao longo desse eixo. Com isso, fica evidente que o controle do modo de operação dessas antenas ocorre a partir de suas dimensões físicas e frequência de operação.

Figura 9 – Distribuição das linhas de campo elétrico para modos TM_{010} e TM_{001}



fonte: Obtido a partir de (BALANIS, 2016).

2.3.2 Distribuições da Densidade de Corrente

Das quatro fendas que representam a antena apenas os *slots* ao longo de W são radiantes, para os modos em que os campos são constantes ao longo de W . Esses *slots* são modelos com dois vetores de densidade superficial de corrente magnética idênticos, simbolizado por \mathbf{M}_s , formando portanto, um *array* de dois elementos, de mesma magnitude e fase, separadas por L . Essas duas fontes irão se somar na direção normal ao *patch*, dando origem a configuração *broadside*, muito utilizada em *arrays*. Enquanto isso, os campos formados ao longo de L irão se cancelar, dado que as densidades de correntes M_s tem mesma magnitude porém direções opostas nesse local. Esse conceito de *arrays* de dois *slots* será estendido para a diretividade.

2.3.3 Campos de Radiação - Modo TM_{010}

Uma das informações mais importantes ao analisarmos essas estruturas, corresponde à distribuição vetorial de campo elétrico e magnético. O campo de radiação é a soma do *array* de dois elementos, de modo que cada elemento é representado por um dos *slots*. Observando conforme (BALANIS, 2016), que para a região de campo distante, temos as seguintes aproximações: $E_r \approx E_\theta \approx 0$.

Como será usada uma estrutura com altura de substrato pequeno, ($k_0 h \ll 1$), obtém-se como aproximação para o campo elétrico gerado por cada *slot* individualmente, cuja a expressão está disposta em (BALANIS, 2016) e demonstrada na Equação 2.21.

$$E_\phi \approx j \frac{V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left(\frac{\sin \theta \sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right). \quad (2.21)$$

A Equação 2.21 remonta a expressão de campo elétrico para dipolos de comprimento $\lambda/2$. Enquanto isso, o *array factor* é uma função da distância L_{eff} do *patch*, conforme disposto na Equação 2.22, (BALANIS, 2016).

$$(AF) = 2 \cos \left(\frac{k_0 L_{eff}}{2} \sin \theta \sin \phi \right) . \quad (2.22)$$

Conforme descrito em (BALANIS, 2016), multiplicando-se o campo individual (Equação 2.21) pelo *array factor* (Equação 2.22), tem-se que o campo total é expresso pela Equação 2.23.

$$E_\phi \approx j \frac{V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left(\frac{\sin \theta \sin \left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta \right)}{\cos \theta} \right) 2 \cos \left(\frac{k_0 L_{eff}}{2} \sin \theta \sin \phi \right) . \quad (2.23)$$

Com isso, constata-se que o plano E ocorre para $\phi = 0$ e o plano H para $\phi = 90$.

2.3.4 Influência da Largura do *Patch* na sua Diretividade

De acordo com (BALANIS, 2016), a maneira mais simples de entender a diretividade das antenas *patch* é visualizando a estrutura como um *array* de duas aberturas retangulares análogas à dipolos, separadas por um comprimento L_{eff} . Assim, como na teoria de *arrays*, para o regime de uma antena de baixa diretividade a mesma pode ser definida como o produto da diretividade individual D_0 de um dos *slots* radiantes de comprimento W pela diretividade do *array factor* D_{AF} , que é o resultado da combinação dos dois *slots* radiantes. Logo, têm-se as seguintes equações para a diretividade, obtidas a partir de (BALANIS, 2016):

$$D = D_0 D_{AF} , \quad (2.24)$$

$$D_{AF} = \frac{2}{1 + g_{12}} . \quad (2.25)$$

Sendo g_{12} da Equação 2.25 a relação entre a condutância mútua G_{12} e a individual G_1 . A componente D_{AF} , de acordo com (BALANIS, 2016), é a diretividade do *array factor*, sendo portanto, altamente dependente do comprimento eficaz L_{eff} , conforme na Equação 2.26, pois assim como em arranjos, alterando-se a fase de alimentação da corrente da antena ou a distância entre os *slots* ocorre a alteração da direção de máximo e a forma na qual os campos se somam na região de campo distante.

$$AF \cos \left(\frac{k_0 L_{eff}}{2} \sin \theta \sin \phi \right) . \quad (2.26)$$

Ademais, recordando-se das Equações 2.3 e 2.4, entende-se que não é necessário modificar o comprimento físico da estrutura, pois ao modificar o tipo de material do substrato, já altera-se intrinsecamente a permissividade eficaz e portanto o comprimento eficaz do *patch*. Isso se tornará mais evidente no Capítulo 6, no qual estão descritos o impacto da alteração do substrato no diagrama de radiação dessas antenas.

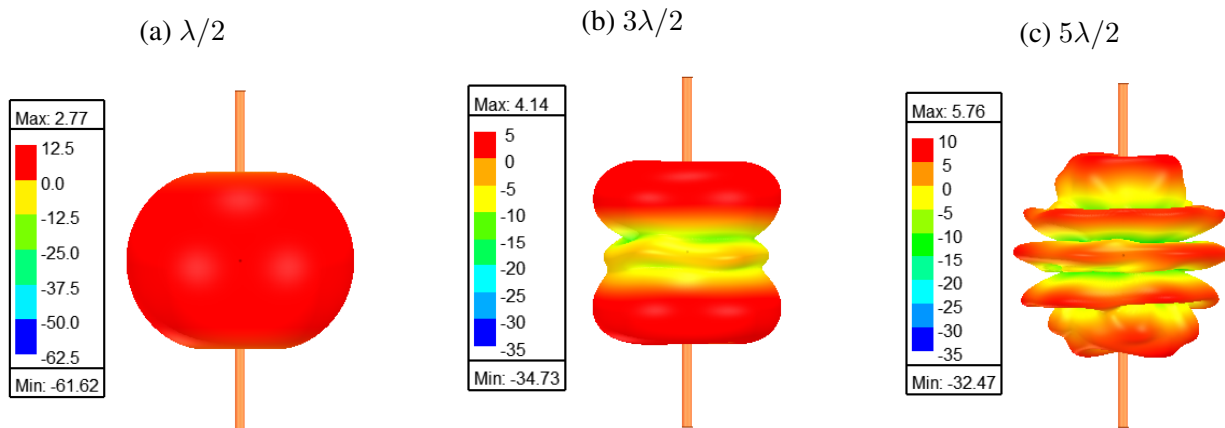
Enquanto isso, conforme o (BALANIS, 2016), a diretividade individual dos *slots* é definida por meio das Equações 2.27-2.28.

$$D_0 = \left(\frac{2\pi W}{\lambda_0} \right)^2 \frac{1}{I_1}, \quad (2.27)$$

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta \, d\theta. \quad (2.28)$$

Pela Equação 2.27 fica evidente que a diretividade depende da largura W do substrato. Dependendo do projeto, para modos de terceira ordem, nos quais $W \approx 3\lambda/2$ e modos de quinta ordem, sendo $W \approx 5\lambda/2$, suas respectivas diretividades serão maiores se comparadas ao modo de primeira ordem, no qual $W \approx \lambda/2$. Além disso, essas fendas retangulares se aproximam de dipolos, nas quais têm o surgimento dos lóbulos laterais devido a interferência construtivas e destrutivas das correntes ao longo do *patch*, conforme demonstrado na Figura 10.

Figura 10 – Diagrama 3D da diretividade de uma antena dipolo variando-se o comprimento



Fonte: Autoria própria.

3 ESTUDO DE CASO: ANTENAS PATCH MODO CONVENCIONAL TM_{010}

3.1 MODELO EXCITADO POR LINHA DE TRANSMISSÃO

Baseado na formulação anteriormente especificada, realizou-se o projeto de uma antena *patch* para o modo fundamental, TM_{010} , usando linhas de *microstrip*, compreendendo assim as principais características desse modo de operação e permitindo desse modo expandir para outros materiais, frequências e modos. Com o intuito de também entender o efeitos da linha de transmissão, optou-se construir a antena no modo fundamental usando esse método de alimentação ao invés da sonda coaxial, embora tenha conhecimento que cada método irá impactar de forma diferente no funcionamento da antena. Para isso, adotou-se as mesmas especificações do artigo (ZHANG; ZHU; WU, 2018), usando um substrato de material Rogers 5880, com espessura de $h = 1.575$ mm e operando numa frequência de $f_r = 1.6847$ GHz. As dimensões para a estrutura da antena estão dispostas na Tabela 1.

Tabela 1 – Dimensões iniciais para a antena *patch* modo TM_{010} alimentada por linha de *microstrip*

Dimensões	Valor [mm]
Comprimento do substrato	90
Largura do substrato	90
Largura da linha de alimentação	4.8528
Comprimento do <i>patch</i>	60
Largura do <i>patch</i>	70.3896
Largura da fenda de casamento	10.8
Posição da fenda de casamento (y_0)	17.7568

fonte: Autoria própria.

Na Figura 11(a) observa-se o modelo projetado, enquanto na Figura 11(b) está exposto a sua resposta em relação ao coeficiente de reflexão.

Com o intuito de melhorar ainda mais a sensibilidade do dispositivo, realizou-se algumas análises paramétricas. As variáveis avaliadas foram: a largura da linha de alimentação, representada por *Feed W* e a largura da fenda para o casamento de impedâncias, representada por *Abertura W*. Conforme disposto na Figura 12 a melhor combinação de parâmetros ocorreu para uma largura de linha de alimentação de 4.8528 mm e largura da fenda de 10.7 mm, no qual alcançou-se uma magnitude de perda de retorno de -45 dB (ver Figura 11(b)). Nesse tipo de configuração fica bem evidente a dependência da largura da linha de alimentação, da posição da fenda de casamento em relação a borda radiante *W* representada pela variável y_0 e também da largura da fenda de casamento na perda de retorno da antena.

Na Figura 13 encontram-se o padrão de ganho 3D da estrutura no campo distante e o ganho na sua forma polar para os planos $\phi = 0$ e $\phi = 90$ para a frequência de 1.68 GHz, após todo o processo de parametrização e otimização. Um ponto importante a ser destacado é que assim como disposto no artigo (ZHANG; ZHU; WU, 2018) antenas *patch* convencionais apresentam baixo ganho, no caso em questão de 5.63 dB, isso quando bem projetadas, com ótimo casamento e dimensionamento. Ademais,

Figura 11 – Modelo físico da antena *patch* com modo TM_{010} excitada por linha de *microstrip* e seu respectivo coeficiente de reflexão

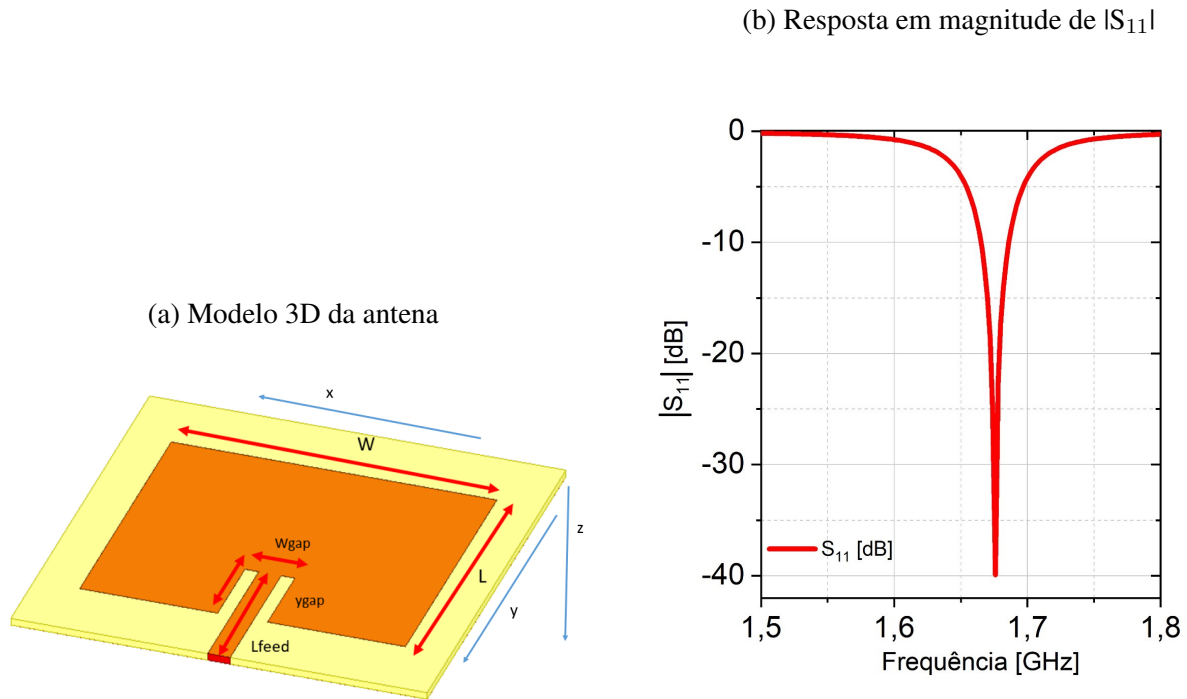
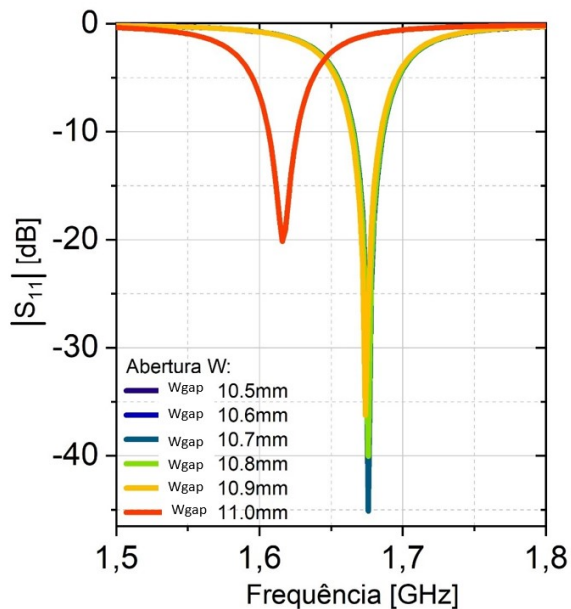
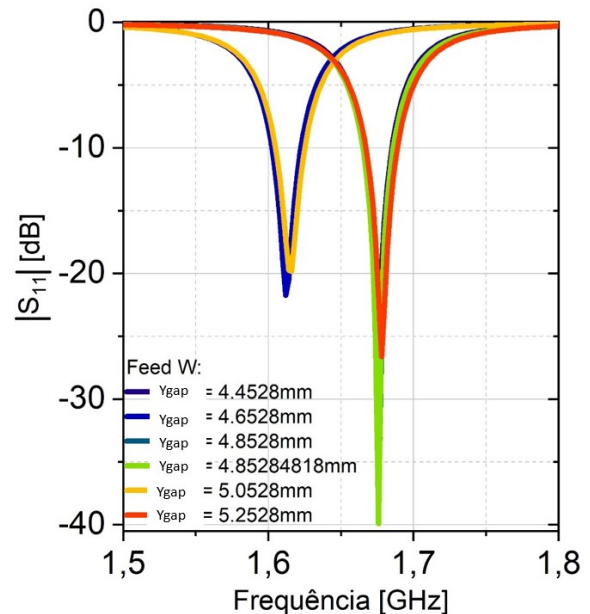


Figura 12 – Análises paramétricas da antena *patch* com modo TM_{010} e alimentada por linha de *microstrip*

(a) Análise da largura da fenda inserida na borda do *patch*



(b) Análise da largura da linha de *microstrip* de alimentação



fonte: Autoria própria.

fica bem evidente que não se trata de uma antena diretiva, sendo portanto, ineficientes para os sistemas 5G.

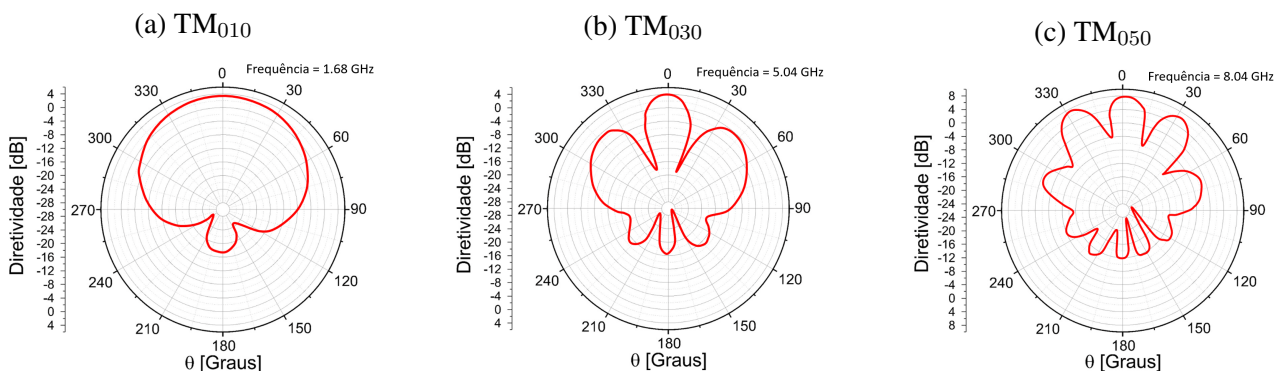
4 COMPARAÇÃO ENTRE OS MODOS TM_{010} , TM_{030} E TM_{050}

Como visto no Capítulo 3, o maior obstáculo pertinente ao uso dessas antenas, independente de sua forma de alimentação, é referente a largura de feixe de meia potência. Ademais também deseja-se alcançar valores de ganho acima de 8 dB. Para aumentar esse valor, uma das técnicas mais utilizadas é a operação em modos acima do fundamental TM_{010} , como os modos TM_{030} e TM_{050} . Entretanto, operar em tais modos pode gerar efeitos indesejáveis sobre o padrão de radiação, como o surgimento de lóbulos laterais no plano E de mesmas dimensões do lóbulo central, o que significa a dissipação de potência do sinal para direções que não sejam a de interesse. Como o objetivo do projeto é contornar tais inconvenientes, é primeiro necessário compreender tais efeitos na performance da antena, por isso, projetou-se antenas alimentadas por sonda e examinou-se o comportamento das mesmas operando nesses modos. A Figura 14 e Figura 15 apresentam os efeitos de tais modos em relação ao diagrama de radiação e a distribuição vetorial de campo elétrico.

Salientando que foi verificado apenas a operação da antena nas frequências associadas aos modos, não realizando o melhor casamento da posição da sonda coaxial, embora tenha modificado a posição para atingir um coeficiente de perda de retorno em volta de -15 dB. A principal característica observada no modo de terceira ordem, associado à Figura 14(b), é a existência de dois lóbulos laterais muito próximos ao lóbulo principal, cujo o SLL, que é a razão entre o lóbulo lateral e o lóbulo principal, está em torno de -10.5 dB, valor abaixo do considerado ideal, considerando que de acordo com (BALANIS, 2016) esse valor é em torno de -20 dB. O modo de quinta ordem, constata-se conforme na Figura 14(c) o surgimento de quatro lóbulos laterais, sendo dois deles praticamente das mesmas dimensões do principal, com nível de SLL de -2.5 dB. Este comportamento para os dois modos era o esperado, conforme já relatado na Seção 1.2.

Verifica-se por meio das distribuições vetoriais de campo (ver Figura 15 e Figura 16) que os lóbulos laterais estão associados ao padrão da distribuição de campo E_z ao longo do substrato, dado que todos os modos apresentam configuração cossenoidal, resultado da aplicação das equações de campo, sendo o número de zeros da função cosseno igual ao número de lóbulos central e laterais. Sendo assim, para o modo TM_{030} observam-se três nulos e dois lóbulos laterais acima do *patch*, enquanto para o módulo TM_{050} encontram-se cinco nulos e quatro lóbulos laterais acima do *patch*.

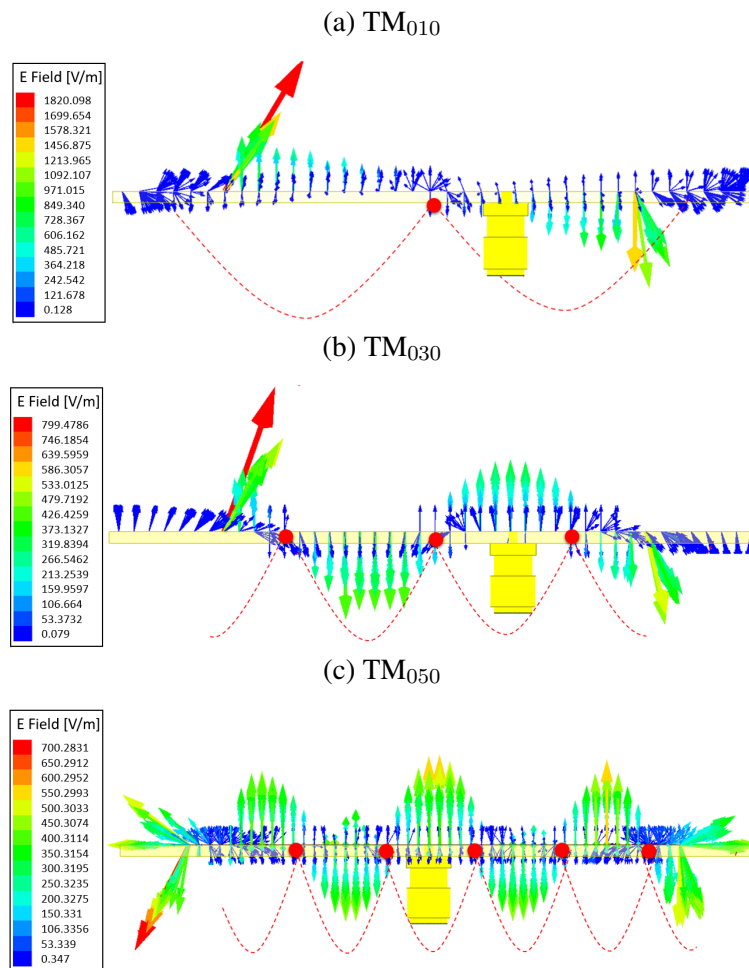
Figura 14 – Diretividade na sua forma polar variando-se os modos de operação da antena



Fonte: Autoria própria.

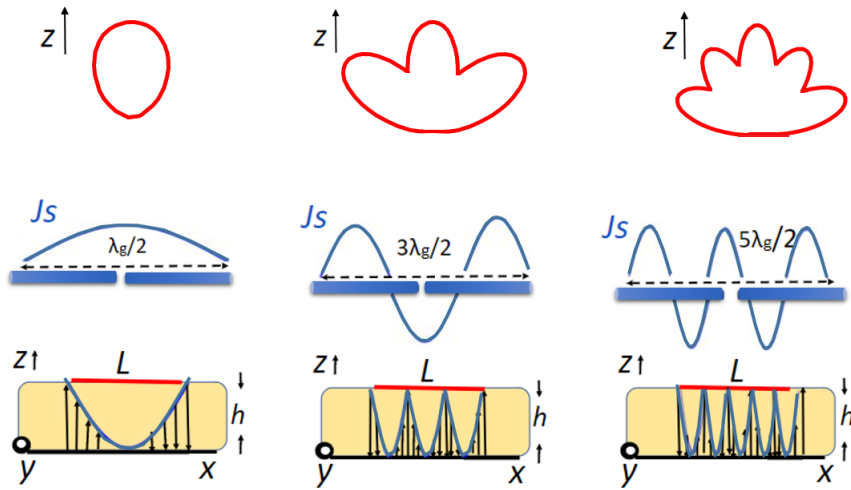
Ou seja, se inserir uma fenda na posição desses nulos, identificados por pontos vermelhos, é possível diminuir os lóbulos laterais e aumentar a diretividade do lóbulo central, dado que nesses pontos encontram-se as distribuições de correntes fora de fase, o que faz com que os campos se cancelem e gerem esses lóbulos laterais. Na prática é como se fosse transformada uma única antena num *array* de n antenas, sendo n o número de fendas alocadas. O próximo passo é estudar como a inserção dessas fendas no *patch* pode alterar a distribuição de corrente afim de reduzir os lóbulos laterais e aumentar o nível do lóbulo principal.

Figura 15 – Distribuição vetorial de campo elétrico no substrato da antena para diferentes modos de operação



Fonte: Autoria própria.

Figura 16 – Exemplificação da relação entre lóbulos laterais e nulos da densidade superficial de corrente



fonte: Autoria de Rhenan Alves dos Santos e Rafael Abrantes Penchel.

5 ESTUDO DO MÉTODO DAS FENDAS

Com o intuito de entender como o método das fendas impacta no diagrama de radiação dessas antenas operando em modos de alta ordem, reproduziu-se o processo empregado no artigo (ZHANG; ZHU; WU, 2018). Aplicando as mesmas dimensões, materiais e frequência de operação (4.86 GHz), modelou-se uma antena para o modo TM_{030} no HFSS. Após uma sequência de tentativas, compreendeu-se que uma vez inserida a fenda e alterado os seus comprimentos, o novo ponto de alimentação da sonda coaxial (isto é, que gere melhor casamento de impedância) será modificado, sendo necessário encontrar novamente essa posição. Além disso, uma vez modificada a estrutura, a frequência de ressonância se depara com um pequeno deslocamento, sendo nessa nova frequência o ponto de maior diretividade.

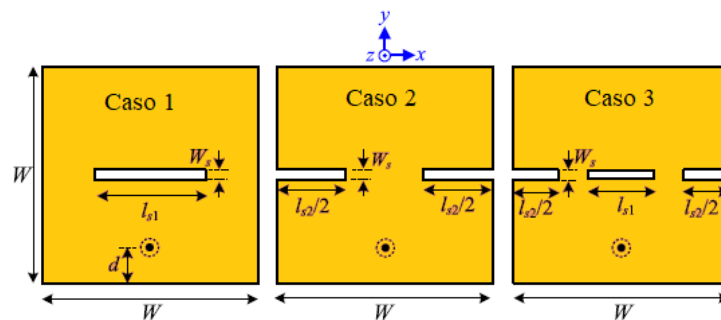
5.1 SIMULAÇÃO E ANÁLISES

5.1.1 Configuração dos Estudos de Caso

A antena usada tem o mesmo comprimento e largura W , de modo que as fendas foram inseridas ao longo do eixo x , em paralelo aos *slots* radiantes. Dividiu-se em três casos: O caso 1: onde apenas uma fenda foi inserida com comprimento l_{s1} localizada no centro. O caso 2: onde duas fendas foram inseridas nas bordas não radiantes com comprimento $l_{s2}/2$. Por fim, o caso 3: onde foram inseridos uma fenda central de comprimento l_{s1} e duas laterais de tamanho $l_{s2}/2$.

As larguras das fendas foram definidas como $W_s = 1$ mm, de modo que a sonda está posicionada em uma posição d no eixo y . O substrato consiste em Rogers Duroid 5880, com uma altura de 1.575 mm. A largura do *patch* é de 60 mm e foi utilizado a configuração plano infinito. Na Figura 17 encontram-se as disposições de fendas de cada caso.

Figura 17 – Geometria dos casos analisados do artigo (ZHANG; ZHU; WU, 2018)



fonte: Obtido a partir de (ZHANG; ZHU; WU, 2018).

5.1.2 Caso 1:

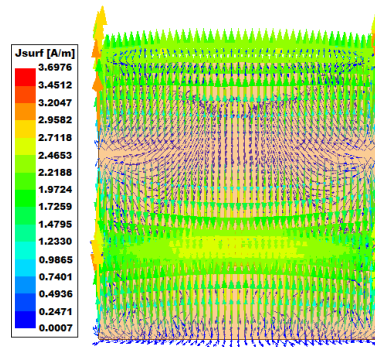
Inicia-se a investigação para o caso de apenas uma fenda. Para isso, a razão l_{s1}/W foi variada de 0, 0.3, 0.4 à 0.6 mantendo-se W fixo. Foi constatado que para o caso convencional, conforme a Figura 19, os níveis de lóbulos secundários do diagrama de radiação que aparecem no plano E são tão

altos, que estão próximos ao do lóbulo central. À medida que o *slot* é inserido, a densidade de corrente começa a se concentrar no centro do eixo x e decair nas bordas radiantes.

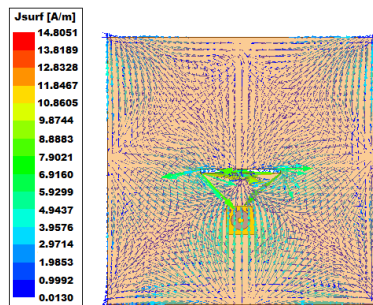
Como efeito, na Figura 19 uma vez que o comprimento da fenda aumenta os lóbulos laterais do diagrama de radiação que aparecem no plano E, e o padrão de radiação do plano H começa a se tornar mais largo.

Figura 18 – Distribuição vetorial da densidade de corrente para uma fenda

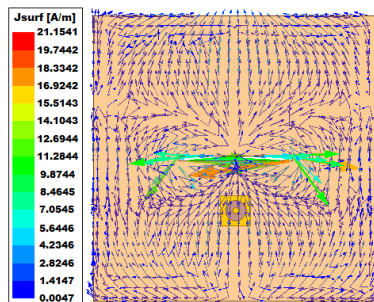
(a) $f_r = 4.86$ GHz



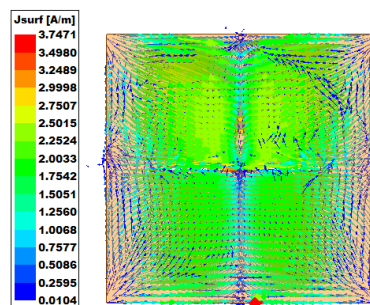
(b) $f_r = 4.79$ GHz



(c) $f_r = 4.56$ GHz



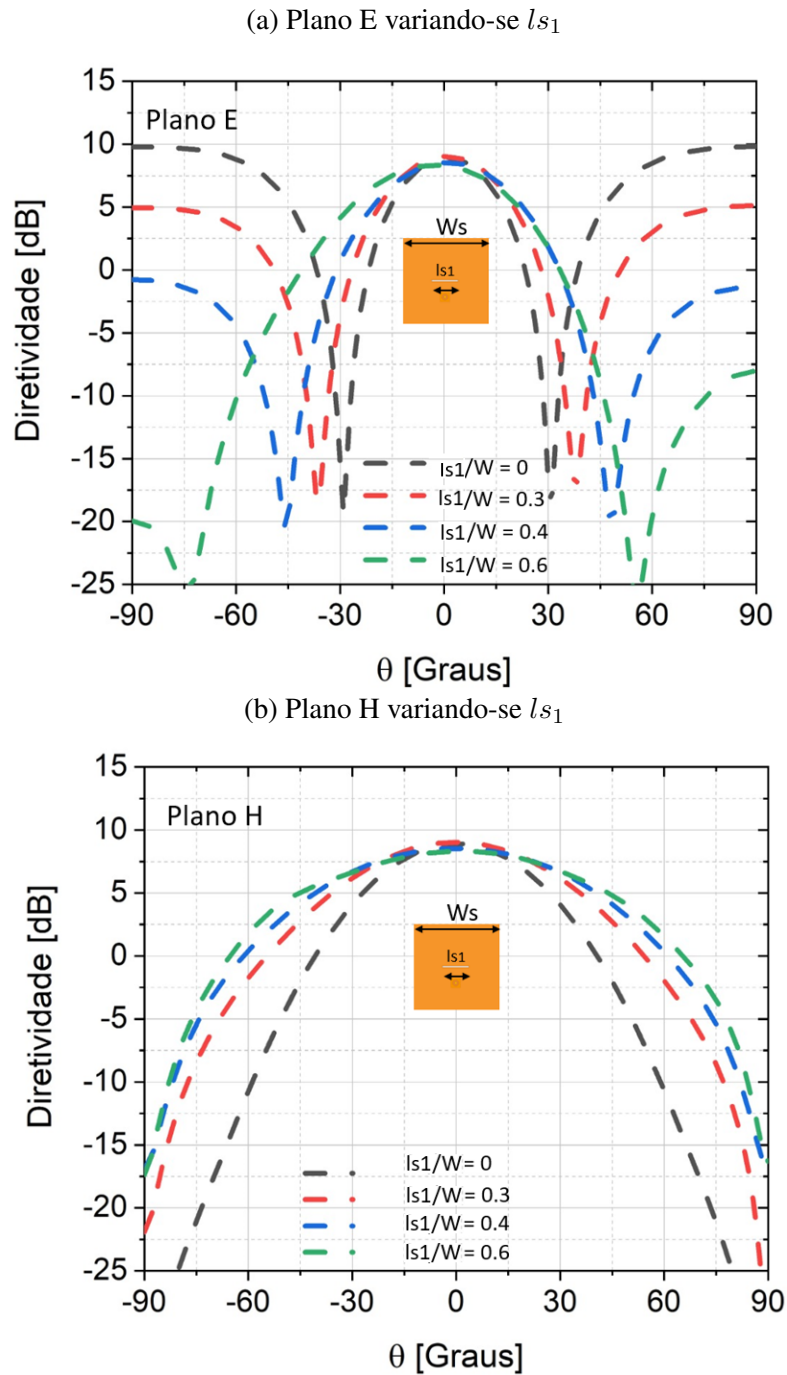
(d) $f_r = 4.31$ GHz



fonte: Autoria própria.

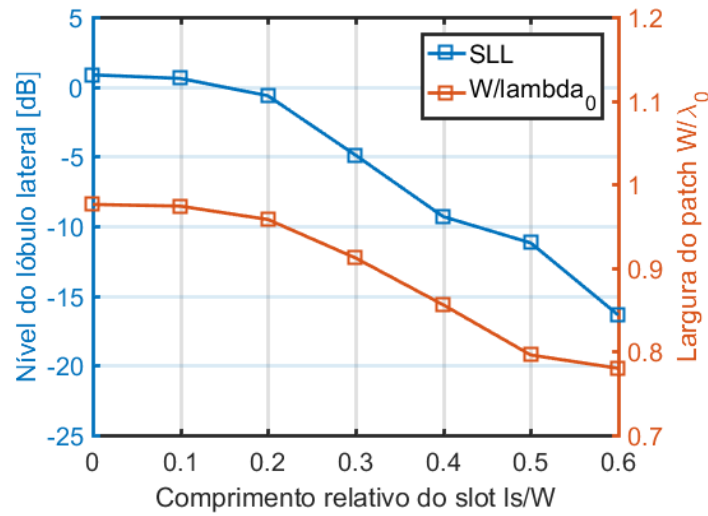
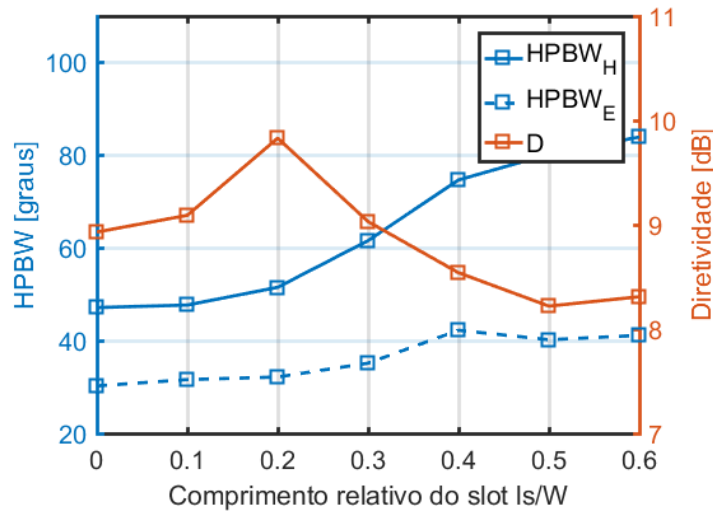
Devido a essa redução do SLL, a diretividade também apresenta um decaimento. Verificou-se também que a diretividade do plano H é reduzida devido a esse achatamento. Por fim, foram analisados os efeitos para demais valores de comprimento da fenda.

Figura 19 – Diretividade dos plano E e do plano H para o caso 1



fonte: Autoria própria.

Por meio da Figura 20(b), constata-se que uma vez alcançado seu valor máximo de diretividade, a mesma começa a decair gradativamente por consequência do grande aumento da largura do feixe do plano H. Além disso, a largura do feixe do plano H aumenta muito mais que a do plano E, consequência da disposição das fendas. Assim, conclui-se que não é possível apenas com uma única fenda alcançar alta diretividade, e baixo SLL.

Figura 20 – SLL, HPBW, diretividade e largura do *patch* para o caso 1(a) SLL e largura W variando-se ls_1 (b) HPBW e diretividade variando-se ls_1 

fonte: Autoria própria.

5.1.3 Caso 2:

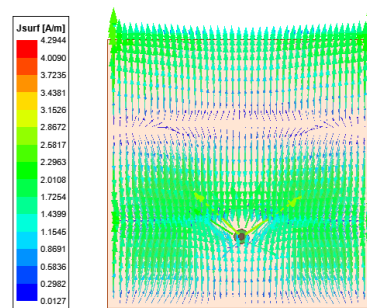
Neste caso, duas fendas centrais nas bordas foram inseridas, e os comprimentos dos *slots* foram modificados. Vemos na Figura 22 que com o aumento do tamanho da fenda - devido ao cancelamento da corrente fora de fase - o fator SLL decai progressivamente.

Enquanto isso, a corrente transversal começa a se tornar mais concentrada nas bordas e decair no centro, como disposto na Figura 21. Conseqüentemente, nota-se o estreitamento do plano H, de modo que os lóbulos laterais começam a transparecer. Com a redução dos lóbulos laterais e o estreitamento do plano H, alcança-se um aumento significativo da diretividade.

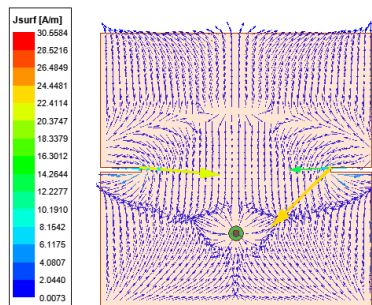
Para uma melhor avaliação, o comprimento dos *slots* foi variado de $0W$ a $0.6W$. Na Figura 23(a), observa-se uma redução substancial dos níveis de lóbulos laterais. Já na Figura 23(b), à medida que o SLL é reduzido o diagrama de diretividade do plano E se torna mais largo em termos de HPBW. Diferente do caso de um único *slot*, o HPBW do plano H torna-se praticamente estável em 50° .

Figura 21 – Distribuição vetorial da densidade de corrente para duas fendas

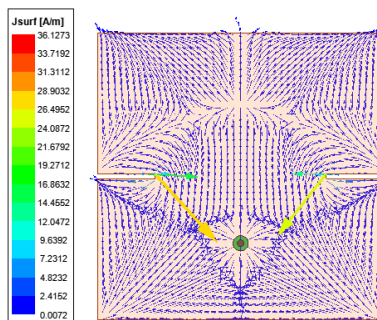
(a) $fr = 4.86$ GHz



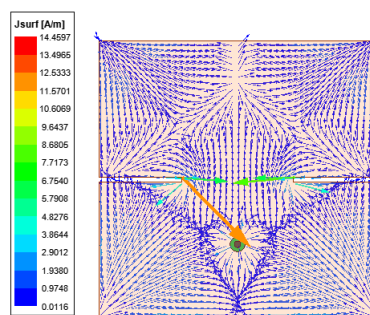
(b) $fr = 4.53$ GHz



(c) $fr = 4.3$ GHz



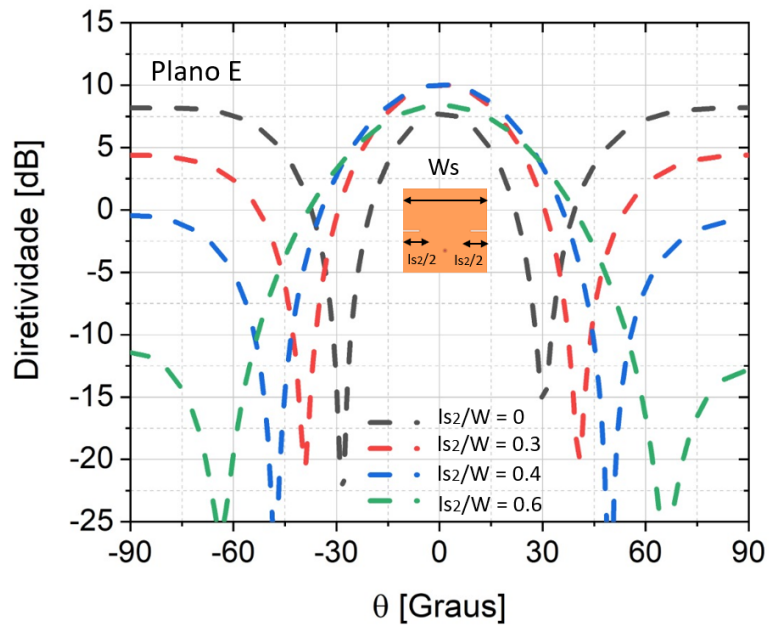
(d) $fr = 4.0$ GHz



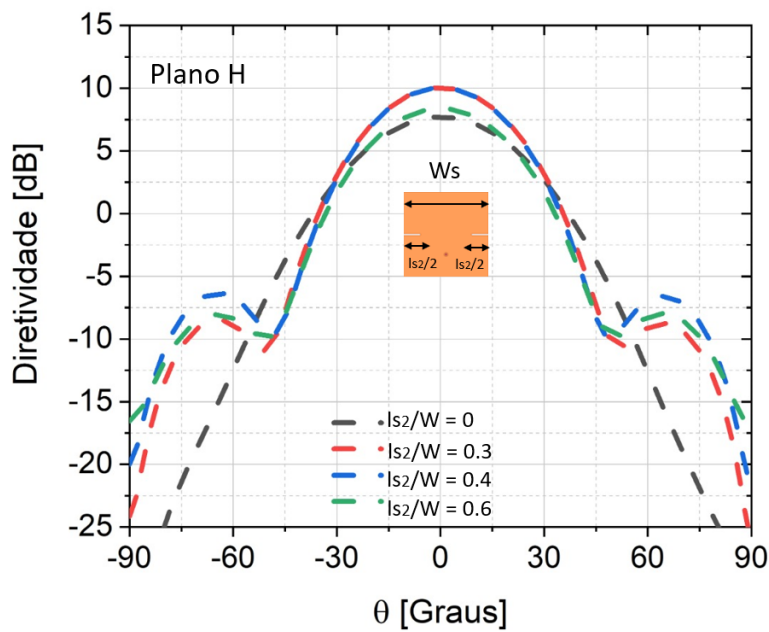
fonte: Autoria própria.

Figura 22 – Diretividade do plano E e do plano H para o caso 2

(a) Plano E variando-se l_{s2}



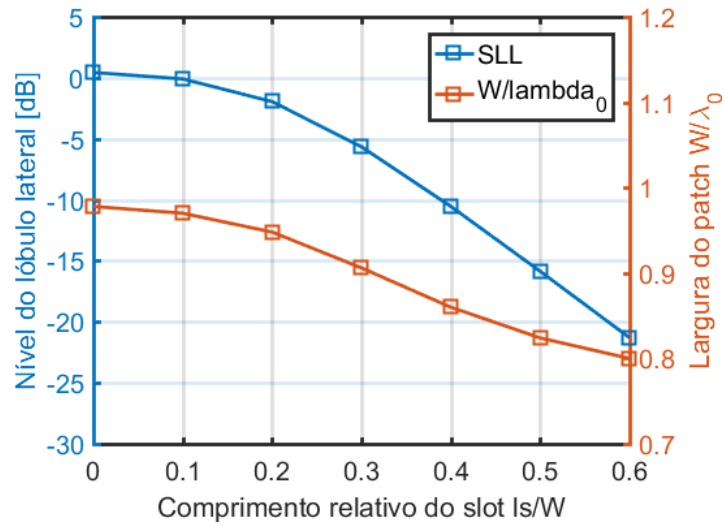
(b) Plano H variando-se l_{s2}



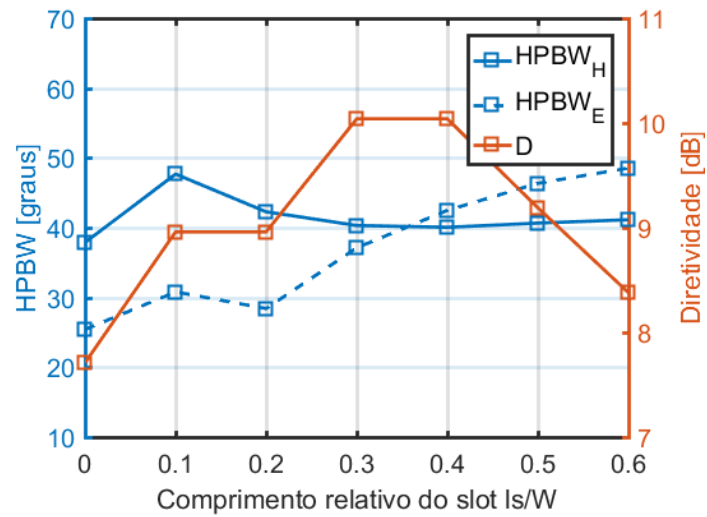
fonte: Autoria própria.

Figura 23 – SLL, HPBW, diretividade e largura do *patch* para o caso 2

(a) SLL e largura W variando-se ls_2



(b) HPBW e diretividade variando-se ls_2



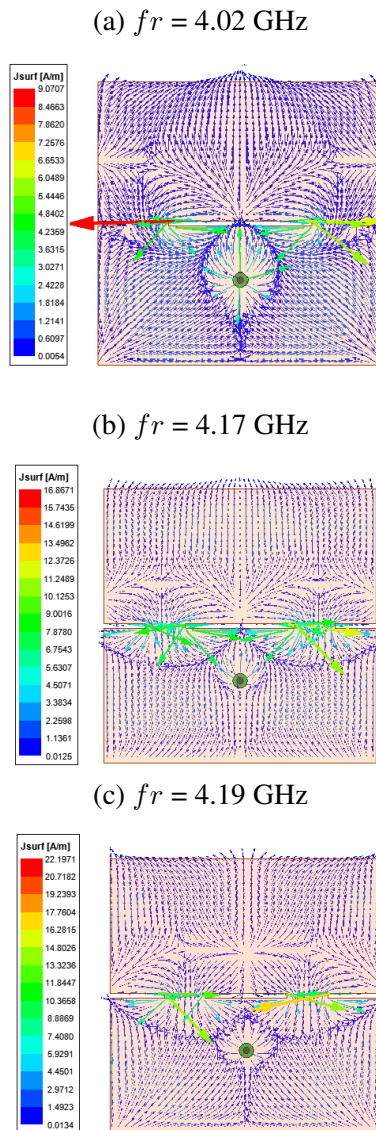
fonte: Autoria própria.

5.1.4 Caso 3:

Se os dois esquemas implementados anteriormente forem utilizados em conjunto, é altamente compreensível que a redução de nível de lóbulo lateral e o ajuste de largura de feixe poderão ser obtidos. Em comunicações ponto a ponto é altamente requerido alta diretividade e pequena largura de banda para evitar possíveis interferências. Para investigar os benefícios da combinação dos dois métodos, três casos foram implementados : caso A - os feixes laterais são maiores que o central, caso B - feixes laterais são 0.1 mm maiores que o central, e o caso C - no qual o feixe central é maior que os laterais.

Por meio da Figura 25 nota-se que valores muito altos para ls_2 gera o aumento da largura de feixe de meia potência do plano H. Além de quem, o nível de SLL aparenta ser melhor para comprimentos menores de ls_1 .

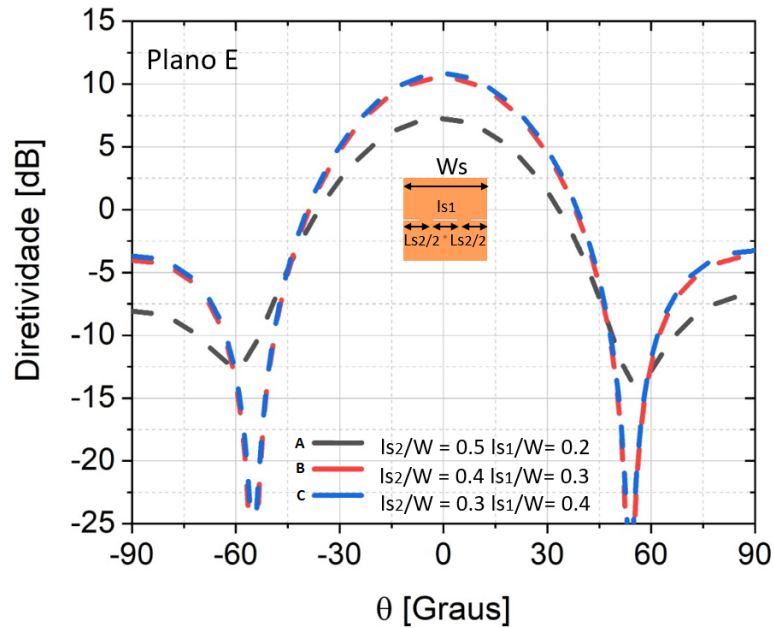
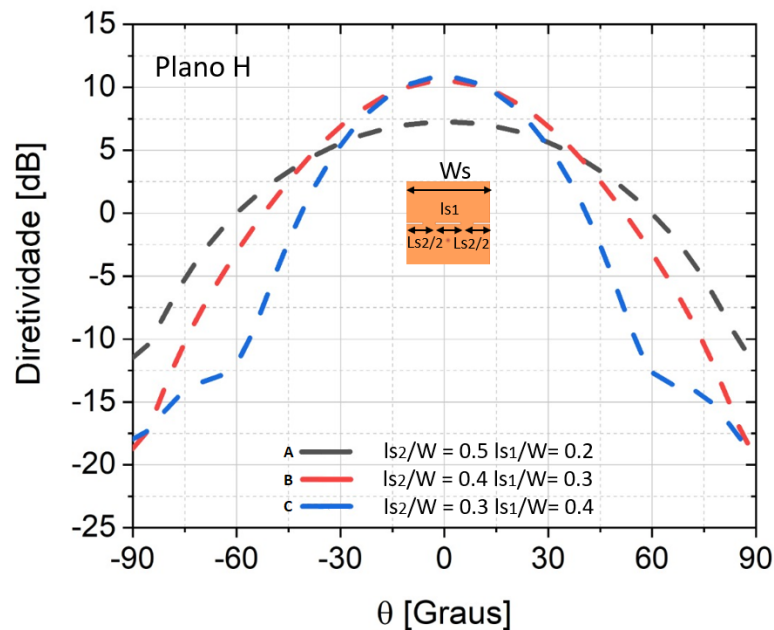
Figura 24 – Distribuição vetorial da densidade de corrente para três fendas para o caso 3 - A,B,C



fonte: Autoria própria.

É possível ver que a diretividade alcançada com 3 fendas é muito maior quando comparada às antenas *patch* convencionais. O parâmetro ls_2 foi variado, de modo que $(ls_1 + ls_2)/W = 0.7$.

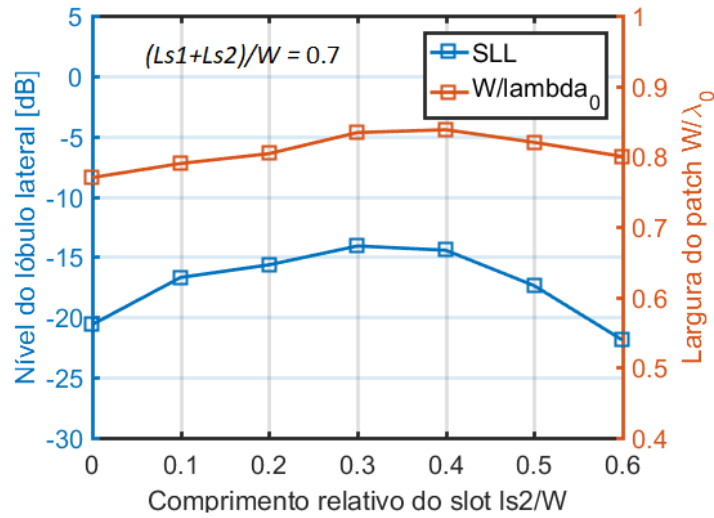
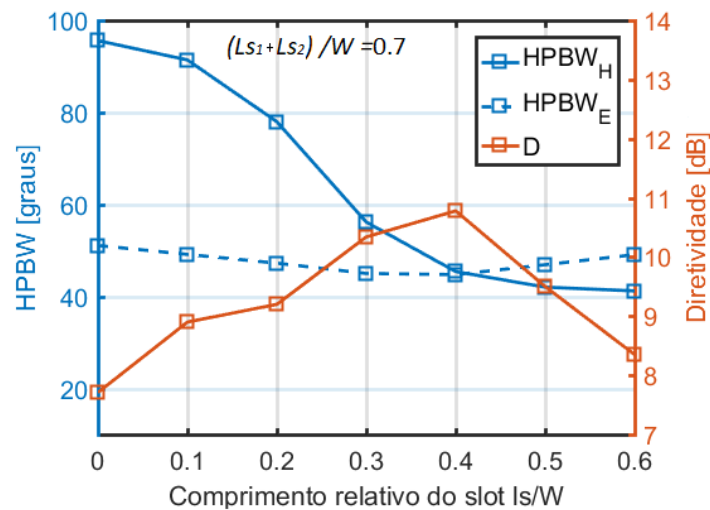
Figura 25 – Diretividade do plano E e do plano H para o caso 3 - A,B,C

(a) Plano E variando-se ls_2 e ls_1 (b) Plano H variando-se ls_2 e ls_1 

fonte: Autoria própria.

Pode-se observar na Figura 26 uma diretividade muito alta à medida que o comprimento de ls_2 aumenta, além da redução drástica da largura de feixe do plano H. Houve também uma redução do nível de lóbulo lateral. Em outras palavras, o baixo nível de lóbulo lateral, e a flexibilidade do plano H podem ser facilmente alcançadas.

Além disso, mais três casos foram investigados. O caso 1: com uma fenda central, o caso 2: com duas fendas laterais, e o caso 3: com três fendas em cascata. Como disposto na Figura 27, o caso 1

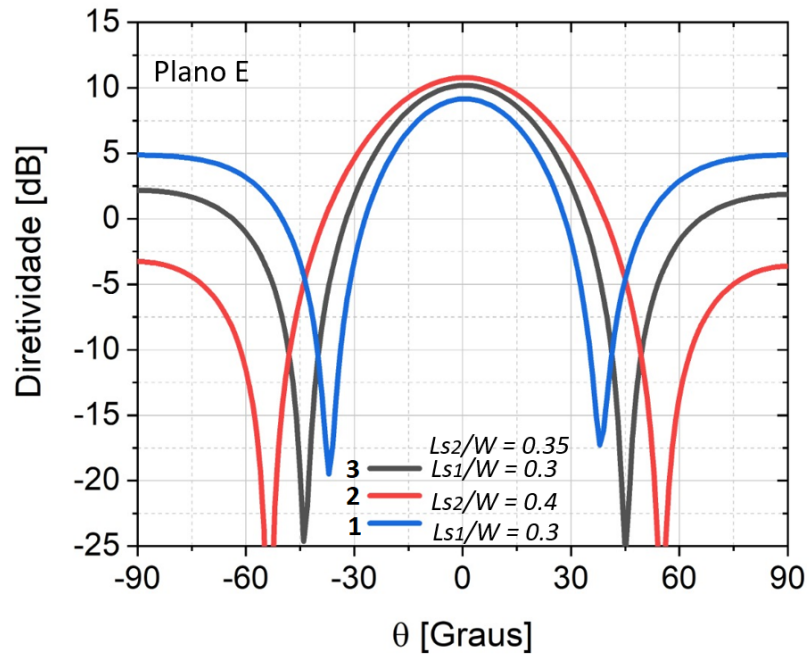
Figura 26 – SLL, HPBW, diretividade e largura do *patch* para caso 3 - A,B,C(a) SLL e largura W variando-se l_{s2} e l_{s1} (b) HPBW e diretividade variando-se l_{s2} e l_{s1} 

fonte: Auotira própria.

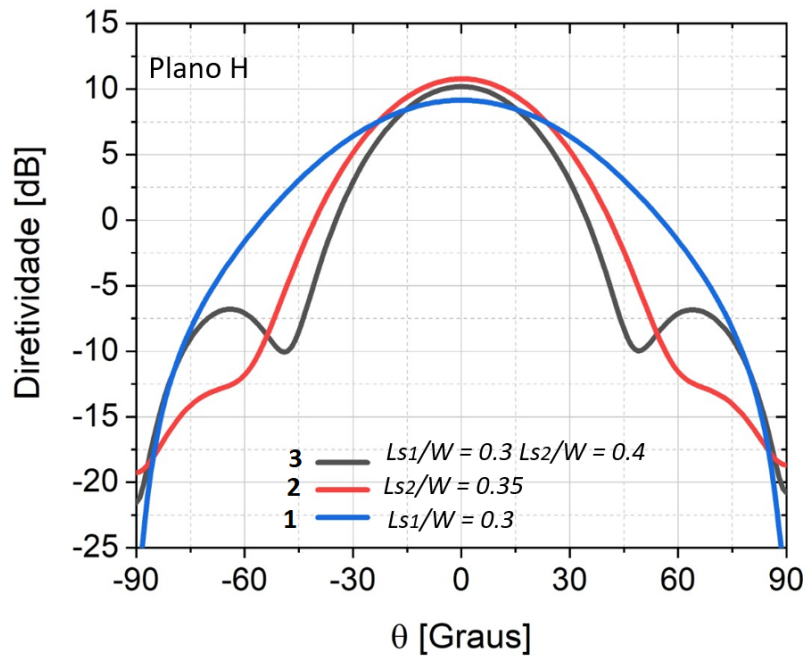
possui o maior nível de SLL no plano E e a maior largura de feixe no plano H. Nos casos 2 e 3, as antenas possuem aproximadamente o mesmo nível de diretividade, porém o caso 2 apresenta menor SLL e menor largura de feixe de meia potência no plano H. Conclui-se que o segundo caso consiste na melhor combinação para alcançar baixo SLL, alta diretividade, além de redução de HPBW do plano H.

Figura 27 – Diretividade dos plano E e do plano H para o caso 3 - 1,2,3

(a) Plano E variando-se l_{s2} e l_{s1}



(b) Plano H variando-se l_{s2} e l_{s1}

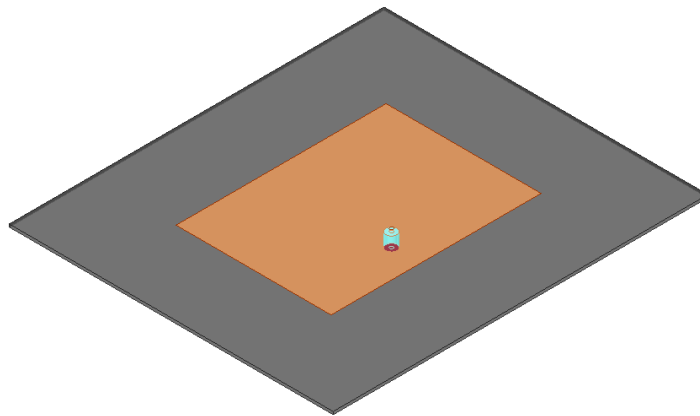


fonte: Autoria própria.

6 RESULTADOS PARA OS MODOS TM_{030} E TM_{050} OPERANDO EM 60 E 100 GHZ

Durante a construção no HFSS dos modelos para os modos de alta ordem, foi observado que assim que eram projetadas as antenas usando materiais de alta permissividade, os lóbulos laterais que são extensamente relatados nos mais variados estudos como em (ZHANG; ZHU; WU, 2018) não apareciam. Desse modo, realizou-se um estudo da influência do material do substrato no diagrama de radiação, tanto para o modo fundamental TM_{010} em 20 GHz, assim como para o modo de terceira ordem TM_{030} em 60 GHz e para o modo de quinta ordem TM_{050} em 100 GHz. Para isso, utilizou-se como estrutura uma antena de referência com alimentação por sonda coaxial, e para cada material de substrato, alterou-se a largura e comprimento do *patch*, do substrato, e a posição da sonda coaxial ao longo do eixo y para que houvesse o casamento de impedâncias.

Figura 28 – Modelo da antena alimentada por sonda utilizada como referência



fonte: Autoria própria.

Os materiais utilizados e suas respectivas características elétricas encontram-se na Tabela 2.

Tabela 2 – Materiais utilizados para a análise de 20 e 60 GHz

Material	Permissividade relativa ϵ_r	Tangente de perdas $\tan(\gamma)$
RO3003G2	3	0.0011
Membrana Alumina	6.7	0.01
RO3010	10.2	0.0022

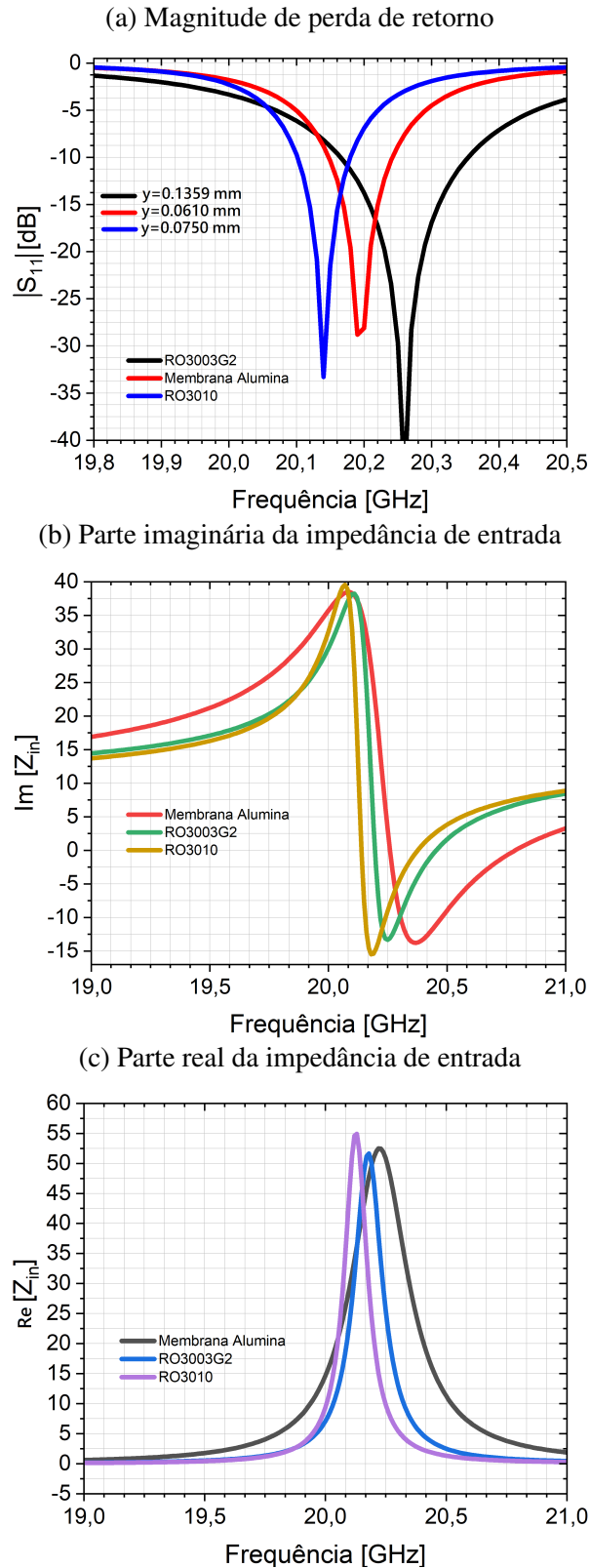
fonte: Autoria própria.

6.1 ANÁLISE DO IMPACTO DO MATERIAL DO SUBSTRATO NO MODO FUNDAMENTAL EM 20 GHZ

Iniciou-se avaliando o comportamento para o modo fundamental. Por meio da Figura 29, verifica-se que para cada material a posição da sonda que gera o casamento de impedâncias é alterado, e que a mesma ocorre quando a parte imaginária da impedância de entrada se aproxima de 0 e a real de 50Ω . Ademais, observa-se na Figura 30 que no modo fundamental o valor máximo de diretividade não

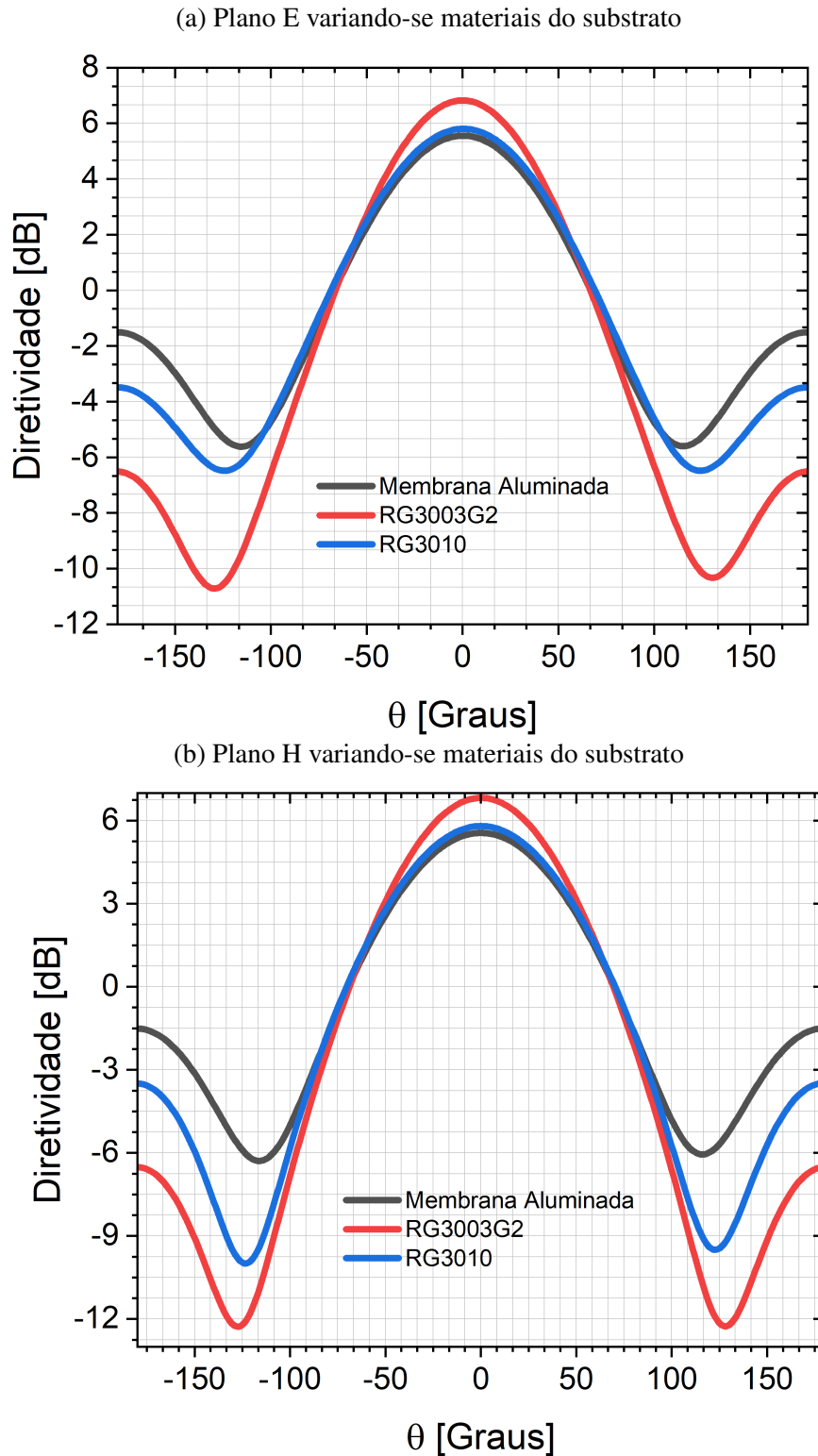
ultrapassa 7.5 dB. Contudo, o que é mais interessante é que quanto maior a permissividade do material do substrato, mais achatado o diagrama de radiação se torna. Isso ocorre, pois a diretividade é altamente dependente do *array factor* entre os dois *slots* radiantes, sendo assim, alterando a permissividade do substrato, modifica-se a soma dos campos eletromagnéticos.

Figura 29 – Casamento de impedância para 20 GHz variando-se substrato



Fonte: Autoria própria.

Figura 30 – Diretividade dos planos E e H para 20 GHz variando-se o material do substrato

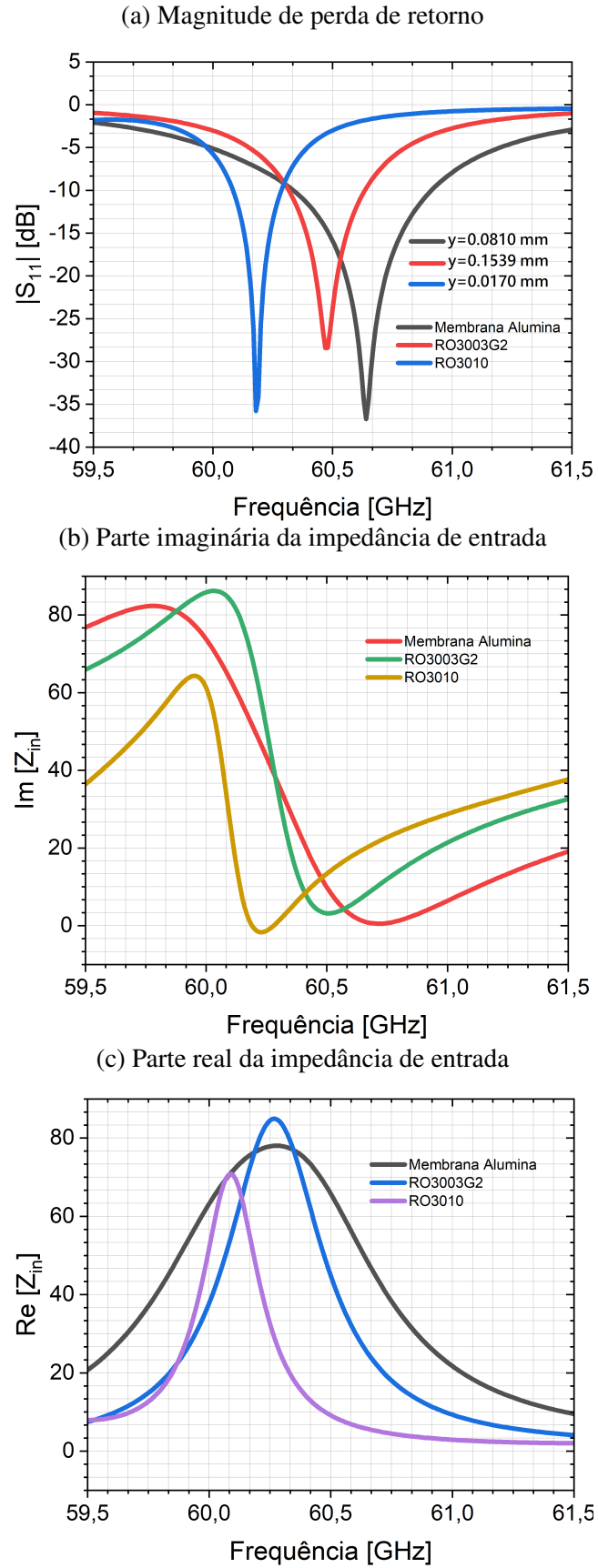


fonte: Autoria própria.

6.2 ANÁLISE DO IMPACTO DO MATERIAL DO SUBSTRATO NO MODO DE TERCEIRA ORDEM EM 60 GHz

Replicou-se o processo anteriormente descrito, contudo, para a frequência de 60 GHz. Por meio da Figura 31, nota-se novamente o comportamento anteriormente visto, no qual a posição de alimentação

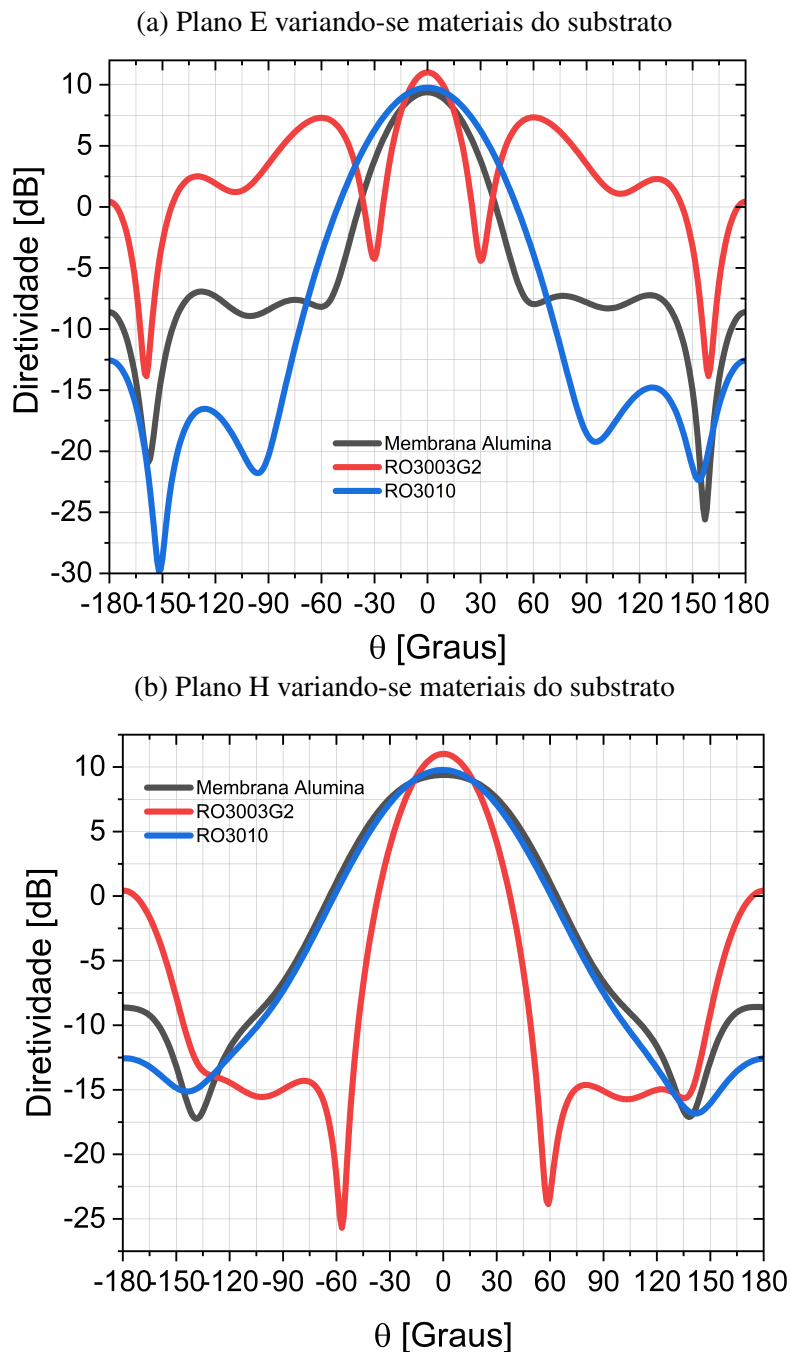
Figura 31 – Casamento de impedância para 60 GHz variando-se substrato



Fonte: Autoria própria.

da sonda varia com o material. Uma vez definido a frequência de ressonância, foi plotado o diagrama de diretividade no campo distante para os planos E e H, conforme a Figura 32. Observa-se nitidamente que o lóbulos laterais estão presentes apenas no caso do material RO3003G2 de menor permissividade, enquanto para os demais casos, os lóbulos laterais apresentaram uma redução alta de nível, sendo esse um dos comportamentos que não havia registro em nenhum dos artigos que foram estudados. Também é possível verificar na Figura 32b, que o HPBW do plano H aumenta consideravelmente para os materiais de maior permissividade, sendo mais largo quando comparado ao material de menor permissividade, gerando uma pequena redução de 1.4 dB na diretividade dessas antenas.

Figura 32 – Diretividade do plano E e do plano H para 60 GHz variando-se o material do substrato

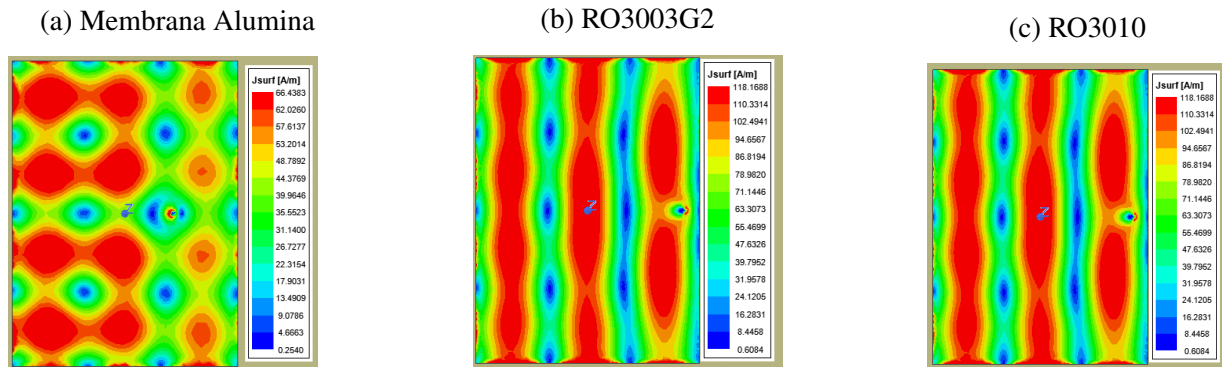


fonte: Autoria própria.

Alterando o material do substrato, modifica-se o comprimento elétrico efetivo da antena, de modo

que o *array factor* tem seu respectivo valor modificado, e dessa forma a diretividade dessas estruturas. Por fim, tem-se as distribuições em magnitude da densidade superficial de corrente no *patch*, de modo que apenas para o material RO3003G2 observa-se as regiões de corrente com três máximos do modo de terceira ordem, conforme a Figura 33b.

Figura 33 – Distribuição em magnitude do vetor de densidade superficial de corrente J_s no *patch* para 60 GHz



fonte: Autoria própria.

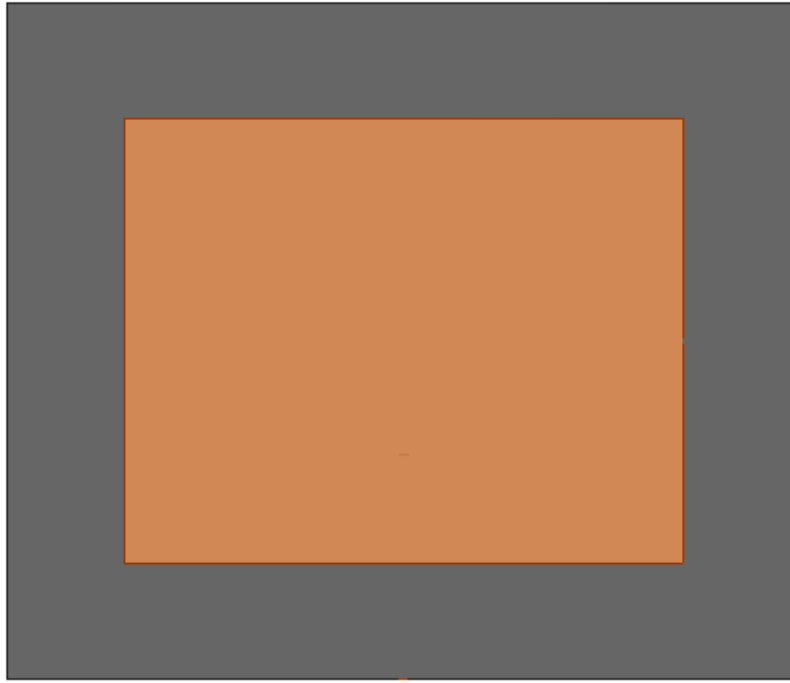
6.2.1 Aplicação de Fendas Locais no Modo TM_{030} Usando Substrato RO3003G2 em 60 GHz

Como observado na Seção 6.2, para o material RO3003G2 há a presença dos lóbulos laterais, sendo nesse cenário essencial a inserção das fendas locais. Por isso, a partir do modelo de sonda coaxial, inseriu-se as fendas no centro do *patch* (ver Figura 34), no qual pode-se observar o deslocamento da frequência ressonante de 60.4 GHz para 53.6 GHz. A partir dessa frequência de ressonância, realizou-se uma análise paramétrica dos comprimentos das fendas, conforme realizado no estudo do artigo (ZHANG; ZHU; WU, 2018), adotando a relação $(l_{s1} + l_{s2})/W = 0.7$. Na Figura 35, observa-se alguns dos resultados dessa análise paramétrica. Percebe-se que à medida que o comprimento das fendas das bordas aumentam (l_{s2}), estreita-se o lóbulo principal do plano H, ao ponto de que a partir de 2.3 mm aparecerem lóbulos laterais. Já no plano E, ocorre um estreitamento do lóbulo até 2 mm e posteriormente volta a aumentar, sendo o melhor resultado obtido para $l_{s2} = 2$ mm e $l_{s1} = 1.36$ mm, com 11.45 dB de diretividade e eliminação dos lóbulos laterais.

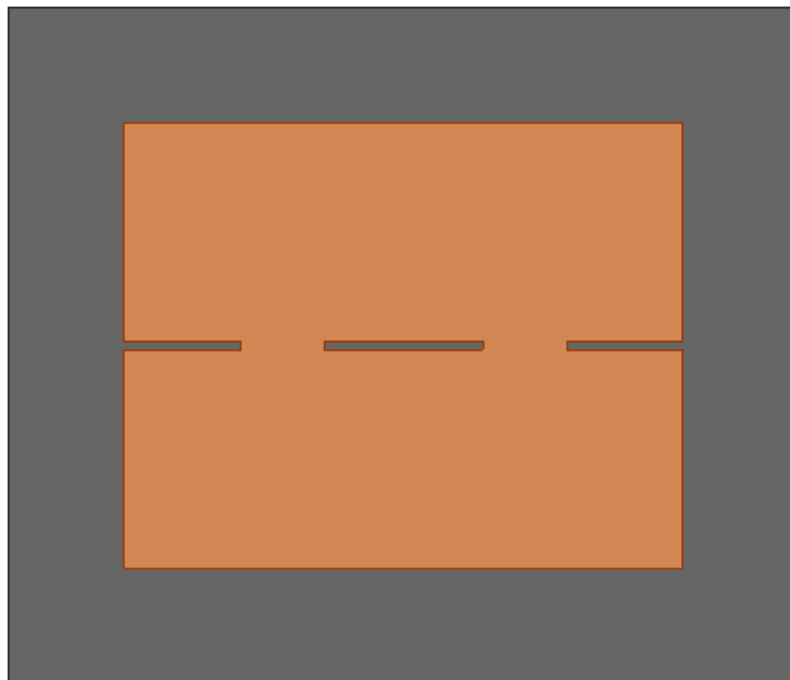
Ao plotar a distribuição vetorial de corrente no *patch* para o melhor valor de comprimento de fenda, identifica-se na Figura 36 que com a inserção das fendas as correntes fora de fase contornam as mesmas, de modo que elas não contribuam para o diagrama de radiação. Por meio do diagrama de radiação 3D da diretividade (ver Figura 37), pode-se notar a redução drástica dos lóbulos laterais, e por fim, ao analisar da Figura 38, comparando a distribuição em magnitude do campo elétrico para o caso com as fendas com o modo fundamental, devido a aplicação da técnica dos *slots* ocorre o surgimento de um *array* de duas *patches* de modo fundamental.

Figura 34 – Modelo da antena *patch* para 60 GHz usando RO3003G2.

(a) Modelo sem fendas

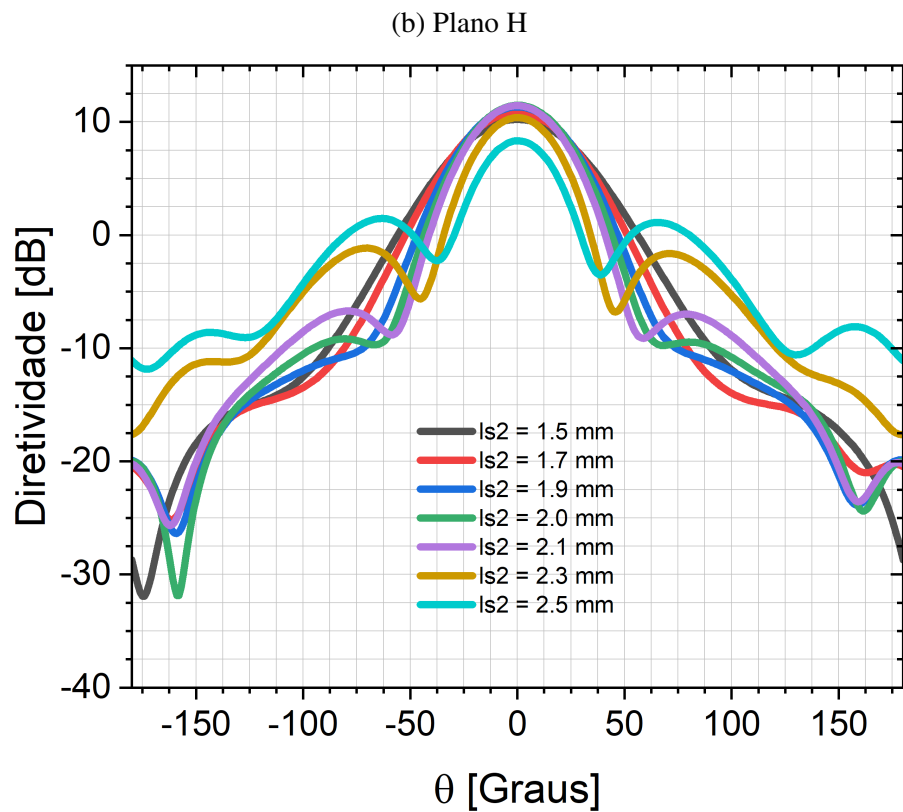
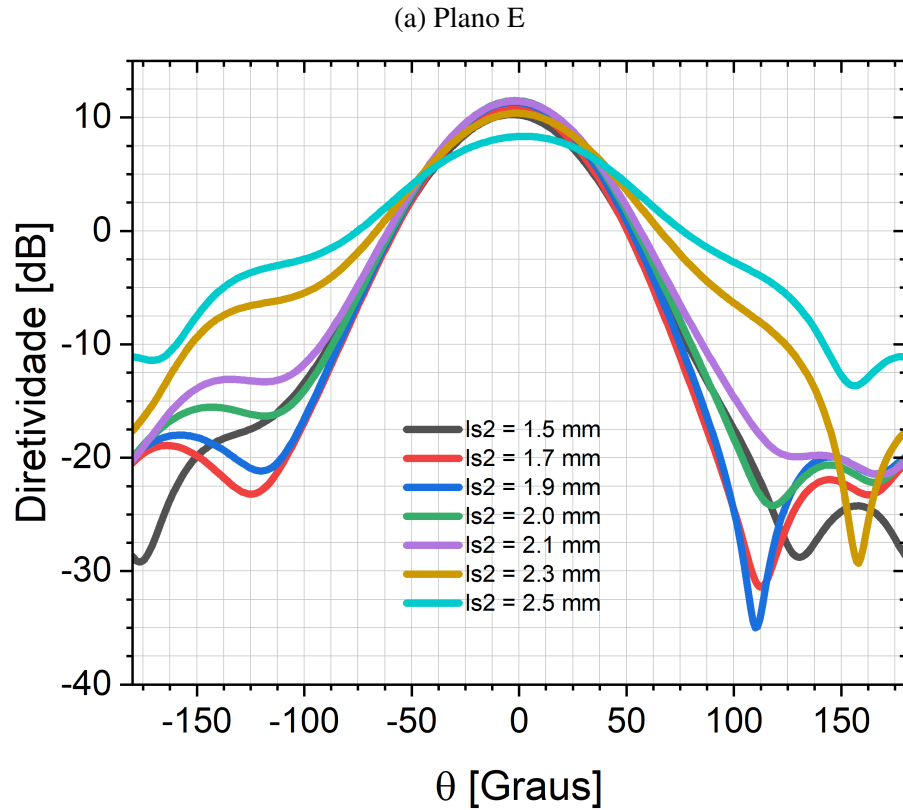


(b) Modelo com fendas



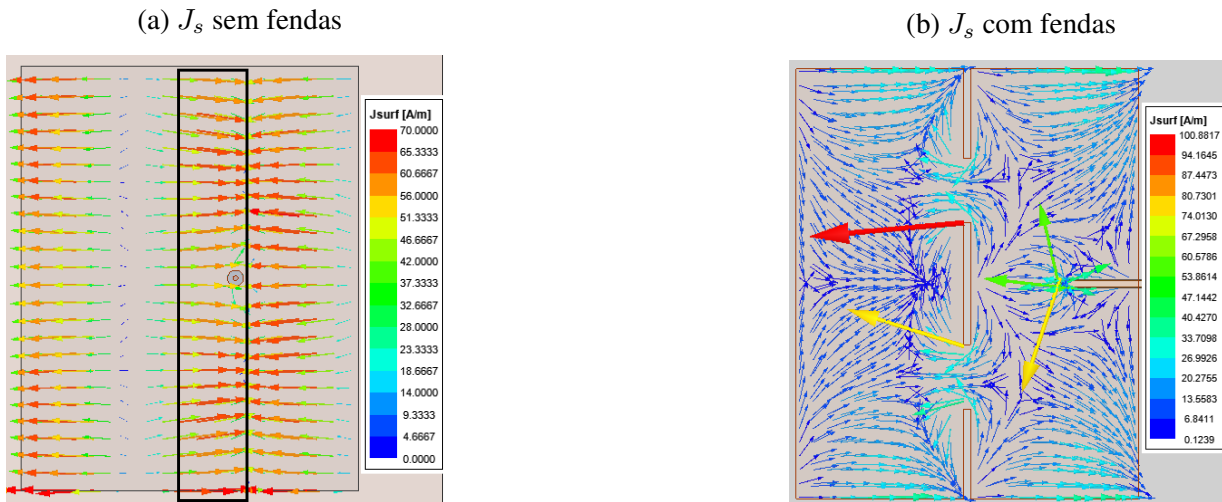
fonte: Autoria própria.

Figura 35 – Diretividade da antena *patch* para 60 GHz usando RO3003G2 aplicando o método das fendas



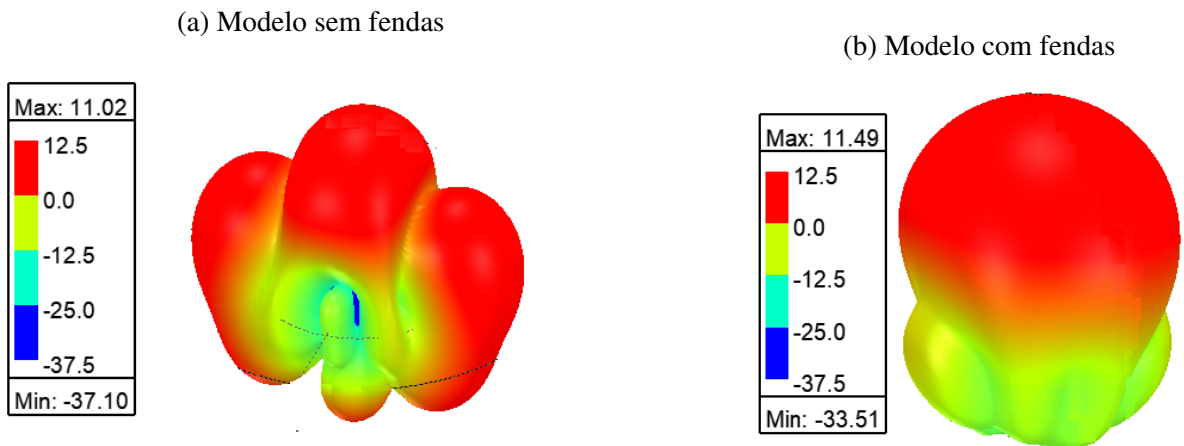
fonte: Autoria própria.

Figura 36 – Comparação da distribuição vetorial de densidade de corrente J_s ao longo do *patch* para TM_{030}



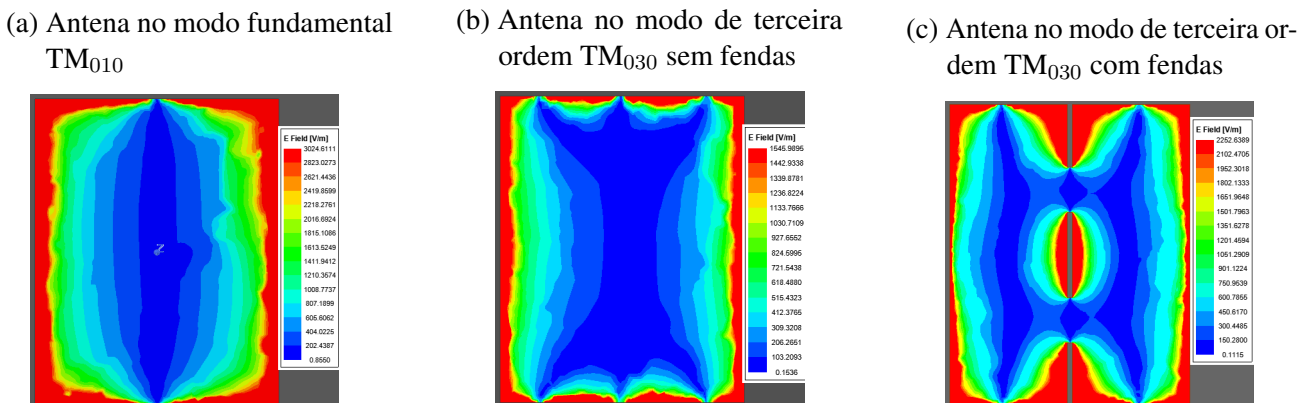
fonte: Autoria própria.

Figura 37 – Diretividade 3D para 60 GHz usando RO3003G2



fonte: Autoria própria.

Figura 38 – Comparação da distribuição em magnitude do campo elétrico no *patch*



fonte: Autoria própria.

6.3 ANÁLISE DO IMPACTO DO MATERIAL DO SUBSTRATO NO MODO DE QUINTA ORDEM EM 100 GHz

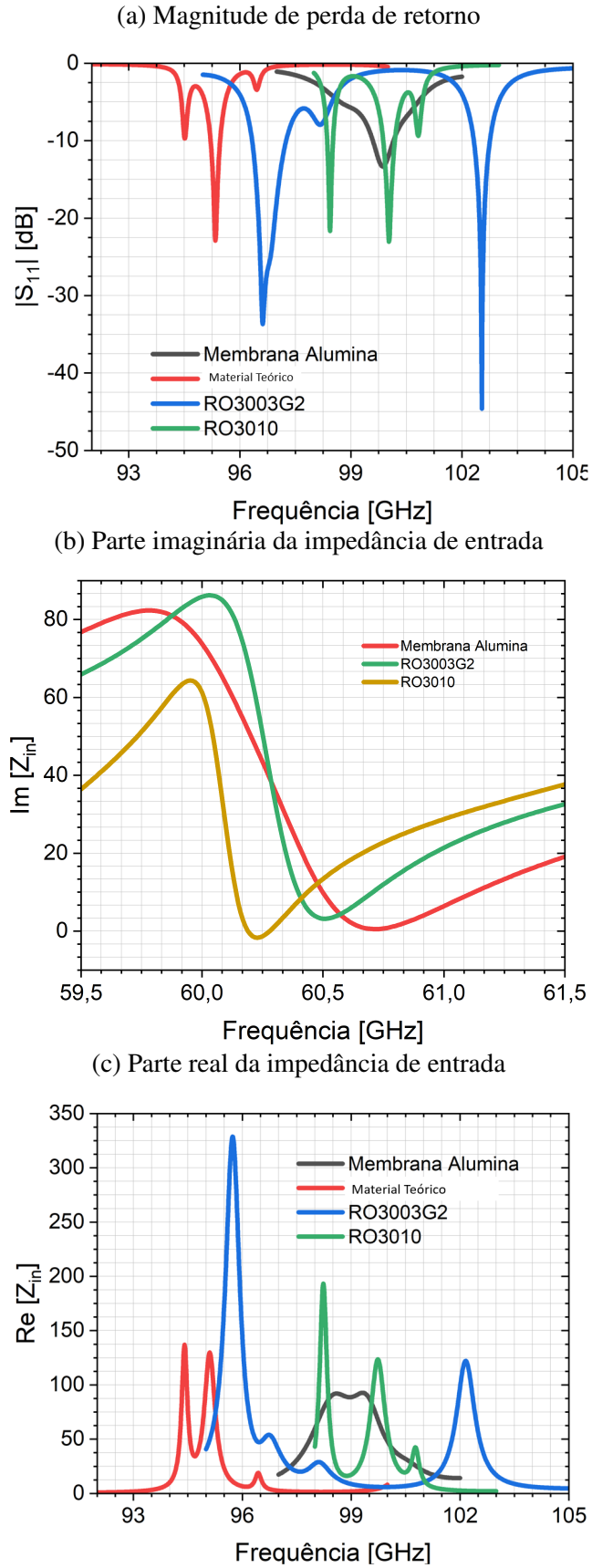
Por fim, foram executadas as mesmas análises anteriores para o modo de quinta ordem TM_{050} , operando em 100 GHz. Para analisar os respectivos casos, foi usado o mesmo modelo de antena da Figura 28, contudo, transladando a operação para a faixa de frequência de 100 GHz para cada tipo de material da Tabela 2, observando que foi incluído um material teórico a mais para o modo TM_{050} , correspondendo com permissividade $\epsilon_r = 15$ e tangente de perdas de $\tan(\gamma) = 0.002$. Para cada material, realizou-se o casamento de impedância, conforme a Figura 39.

Analisando-se a Figura 40 fica evidente que para o material de menor permissividade - R03003G2 - os lóbulos laterais são extremamente próximos ao lóbulo principal, assim como ocorreu para o modo de terceira ordem. Contudo, usando apenas os materiais da Tabela 2, foi possível reduzir os lóbulos laterais no máximo em até 5 dB. Se desejar reduzir ainda mais o nível dos lóbulos laterais, como por exemplo em 10 dB, faz-se necessário aumentar a permissividade do material de substrato para $\epsilon_r = 15$.

Consequentemente, fica mapeado um comportamento plausível para esses tipos de antenas para modos de alta ordem. Usando materiais de alta permissividade foram reduzidos os valores de SLL, contudo, quanto maior o modo de operação, maior o valor de permissividade que é necessário para obter ótimos resultados. Enquanto isso, observa-se na Figura 41 as distribuições em magnitude da densidade superficial de corrente J_s ao longo do *patch*.

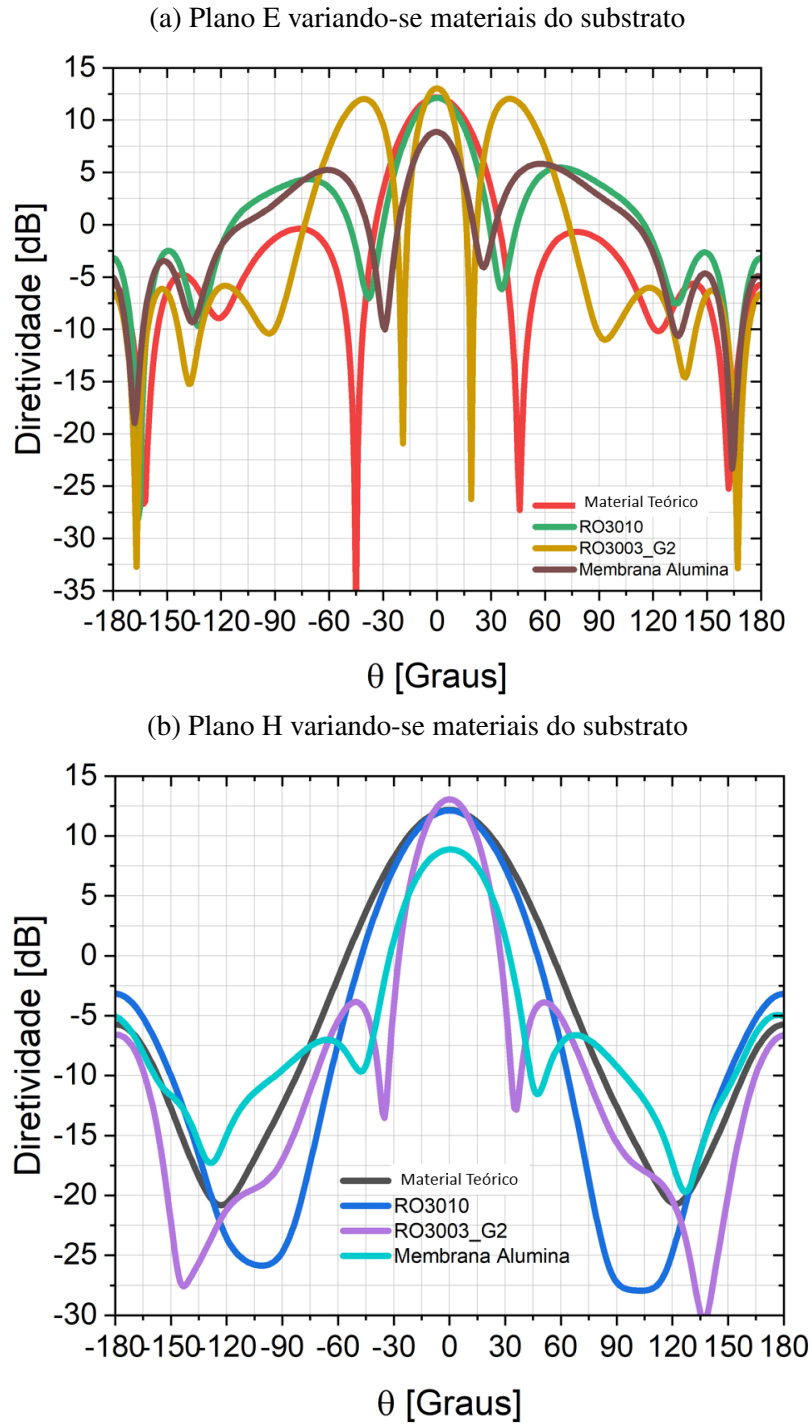
Portanto, foram identificados dois métodos de redução de lóbulos laterais, e aumento da respectiva diretividade: o primeiro perfazendo-se do uso de materiais de alta permissividade, que reduzem naturalmente tais lóbulos, em contrapartida, quanto maior o grau de redução desejado maior o valor de permissividade necessário, isso faz com que tais antenas sejam dispendiosas. O outro método, tratado como o foco de objeto de estudo desse trabalho, corresponde ao método das fendas, nos quais a partir da aplicação de fendas locais, pode-se redistribuir a respectiva densidade superficial de corrente e retirar a corrente fora de fase, de modo que os campos possam somar-se construtivamente e obter o diagrama de radiação almejado. O grande impasse desse método, é que só é aplicável para materiais de baixa permissividade. Ao aplicar o método das fendas em materiais de alta permissividade, perde-se completamente o controle sobre o diagrama de radiação, tornando-o altamente assimétrico.

Figura 39 – Casamento de impedância para 100 GHz variando-se substrato



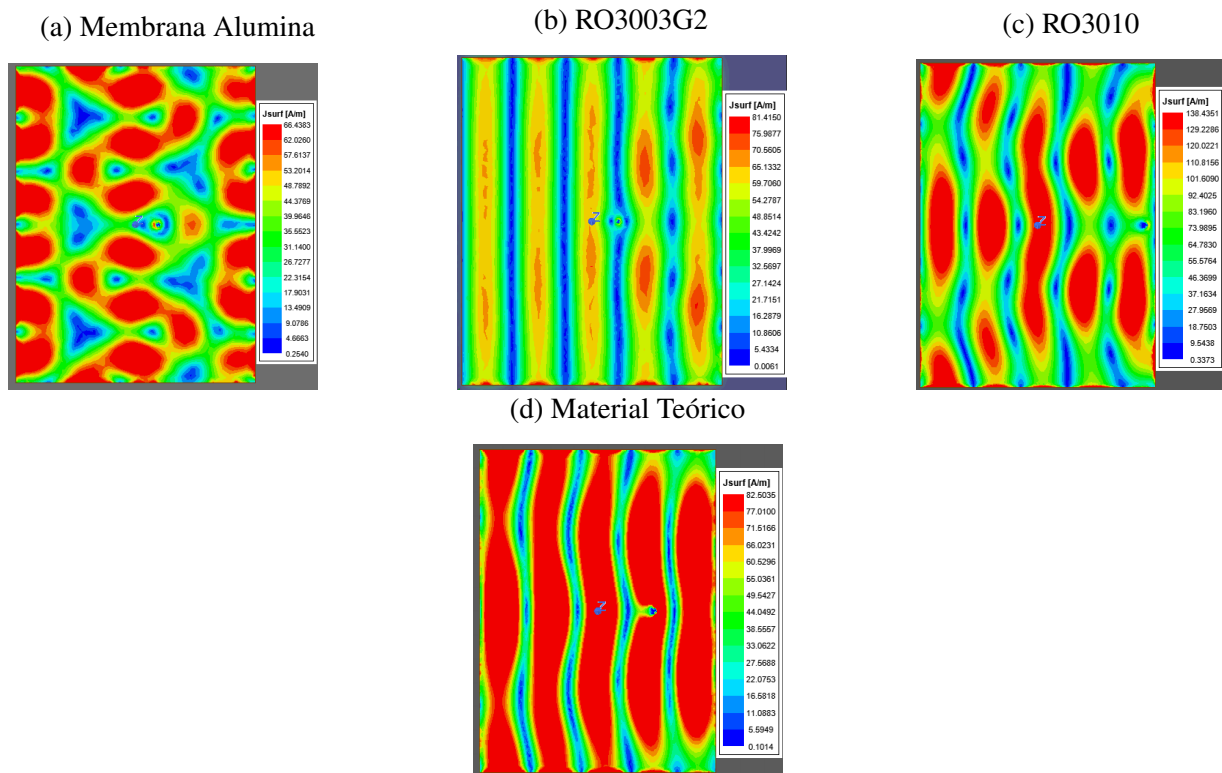
Fonte: Autoria própria.

Figura 40 – Diretividade dos plano E e do plano H para 100 GHz variando-se o material do substrato



fonte: Autoria própria.

Figura 41 – Distribuição em magnitude do vetor de densidade superficial de corrente J_s no *patch* para 100 GHz



fonte: Autoria própria.

6.3.1 Aplicação de Fendas Locais no Modo TM_{050} Usando Substrato RO3003G2 em 100 GHz

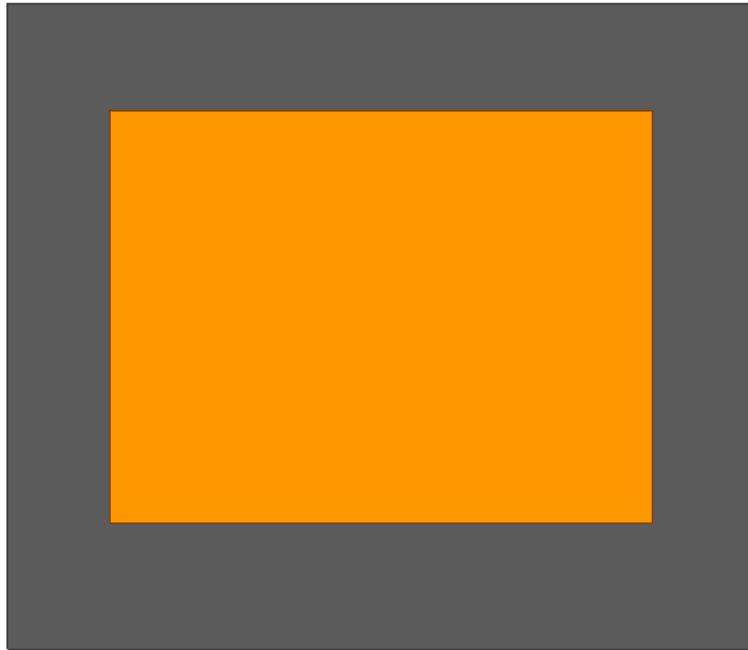
Para o material RO3003G2, aplicou-se o método das fendas afim de diminuir os lóbulos laterais. A partir do modelo de referência com alimentação via sonda coaxial, distribuíram-se as fendas locais conforme a Figura 42. Devido a inserção das fendas, modificou-se o comprimento do *patch*, de modo que a sua frequência de ressonância ocorre-se em 111 GHz.

A partir dessa frequência de ressonância, foram realizadas duas análises discretas em relação ao diagrama de radiação (ver Figura 43). A primeira corresponde a variação dos comprimentos das fendas centrais, representadas por l_{s1} , respeitando novamente a relação $(l_{s1} + l_{s2})/W = 0.7$. Ao longo do plano E, observa-se que quanto maior o comprimento de l_{s1} , menor os níveis de lóbulo lateral, além da redução da largura de feixe HPBW. Contudo, para o plano H, os lóbulos laterais começam a aparecer à medida que aumenta-se o comprimento de l_{s1} . Visando obter um equilíbrio entre ambos os planos, adotou-se $l_{s1} = 2.7$ mm e $l_{s2} = 1.27$ mm, como melhor resultado. Posteriormente, variou-se a posição das fendas laterais a uma distância d em relação às fendas centrais, cujo os resultados das variações estão na Figura 44. Foi identificado que existe uma posição em específico no qual é possível alcançar alta diretividade e redução dos níveis de lóbulo lateral, sendo nesse caso para $d = 0.7$ mm, sendo essa escolha resultado das diversas análises paramétricas, além de serem nessa posição em específico o local onde as correntes fora de fase ocorrem, por isso, após a inserção das fendas, as correntes fora de fase contornam as fendas e não contribuem para a radiação.

A partir do melhor conjunto de resultados ($l_{s1} = 2.7$ mm, $l_{s2} = 1.27$ mm e $d = 0.7$ mm) plotou-se

Figura 42 – Modelo da antena *patch* para 100 GHz usando RO3003G2.

(a) Modelo sem fendas



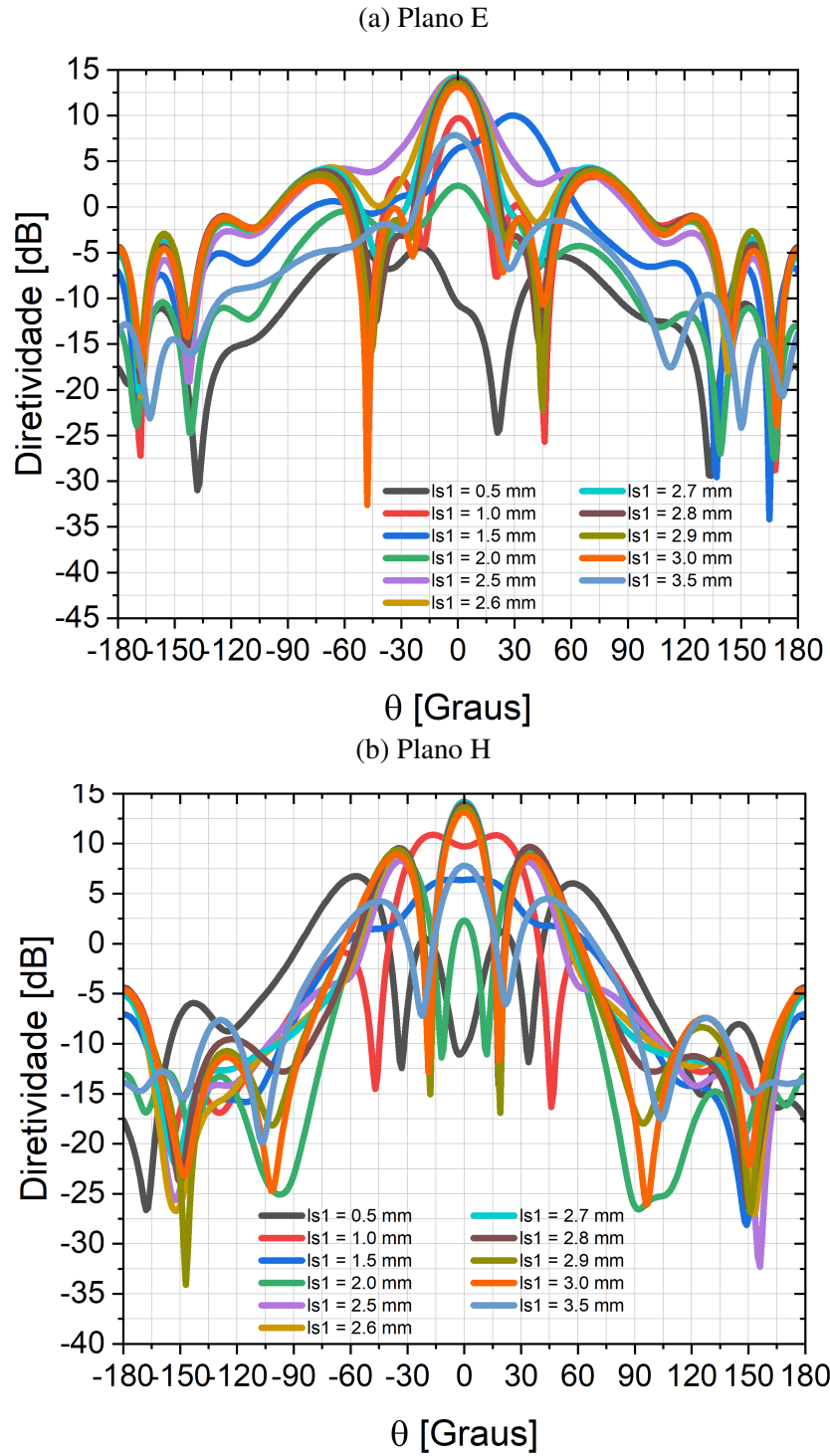
(b) Modelo com fendas



fonte: Autoria própria.

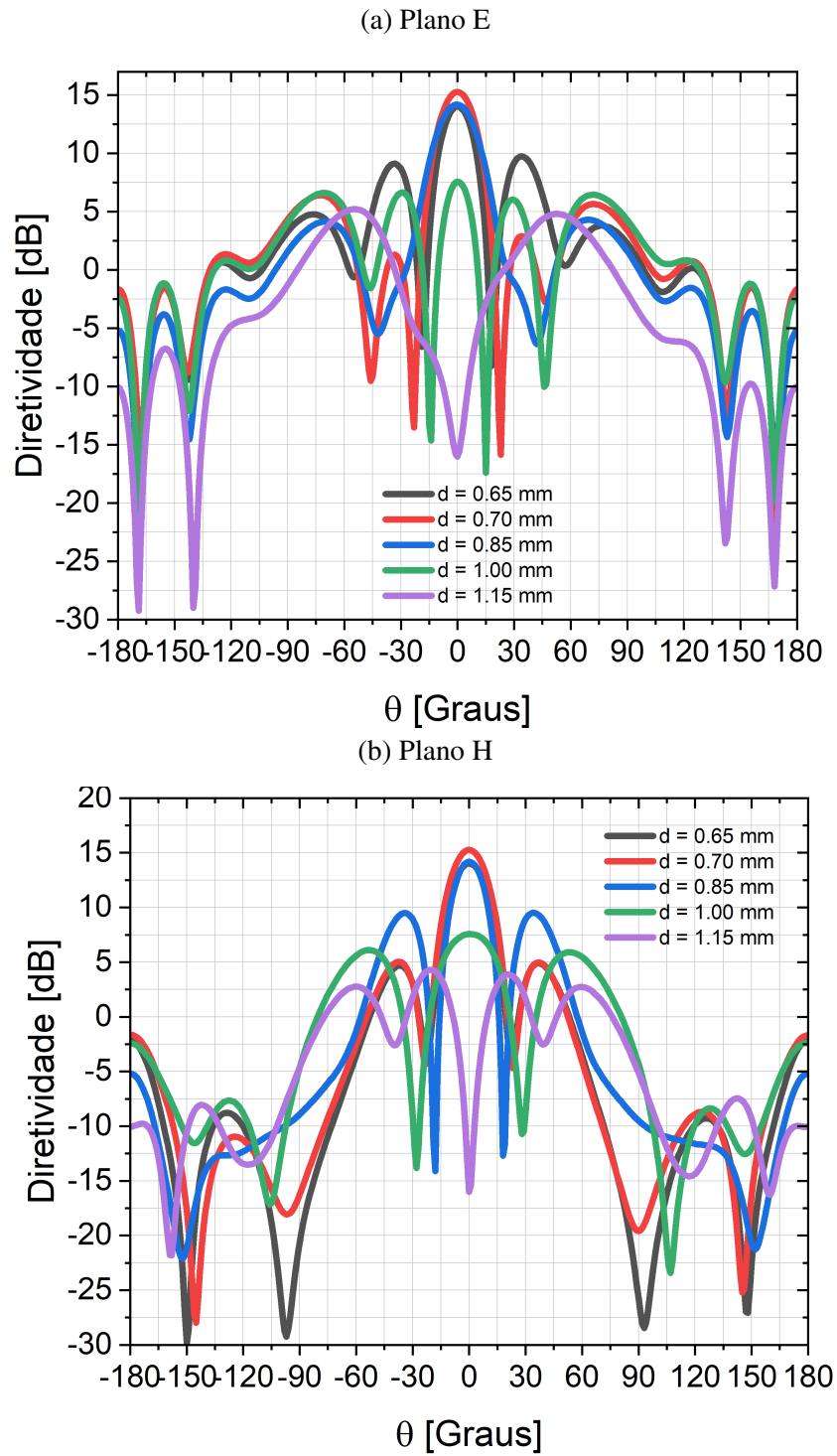
a distribuição vetorial de corrente no *patch*, conforme a Figura 45b, na qual a corrente fora de fase foi desfeita após a inserção das fendas. Foi plotado também o diagrama de radiação 3D da diretividade (ver Figura 46), no qual observa-se a redução drástica dos lóbulos laterais e o respectivo aumento da diretividade, alcançando 15 dB de pico. Enquanto isso, na Figura 47 nota-se que com a presença das fendas ocorre a transformação do *patch* em um *array* com 3 antenas *patch* no modo fundamental TM_{010} .

Figura 43 – Diretividade do plano E e do plano H para 100 GHz variando-se os comprimentos das fendas (l_{s1} e l_{s2})



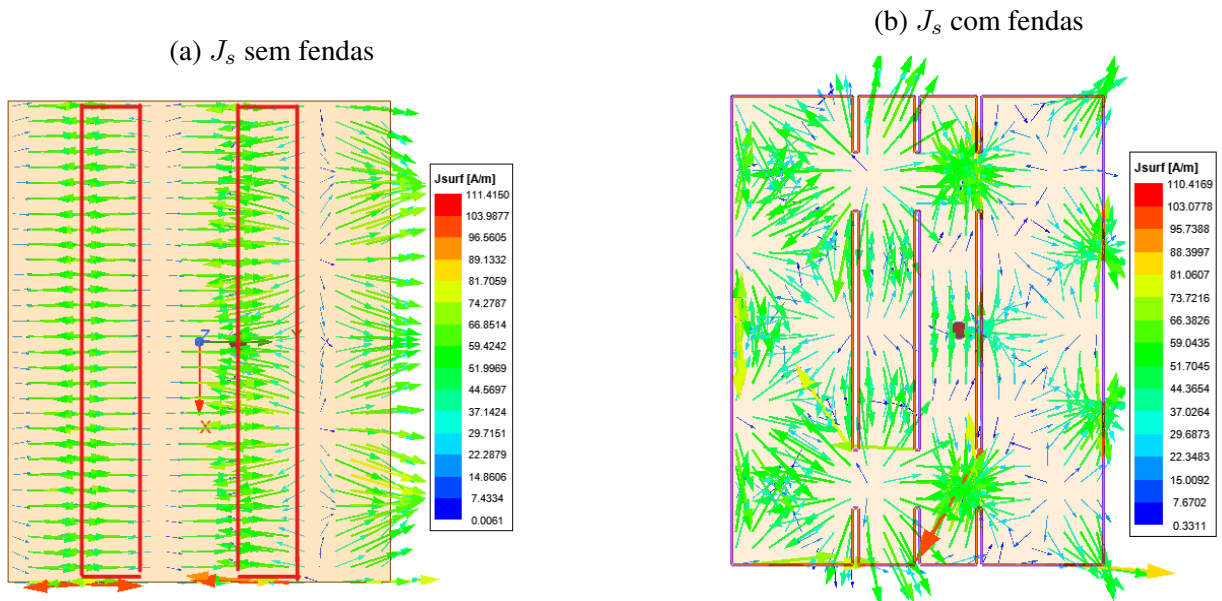
fonte: Autoria própria.

Figura 44 – Diretividade do plano E e do plano H para 100 GHz variando-se a posição das fendas laterais em relação as centrais



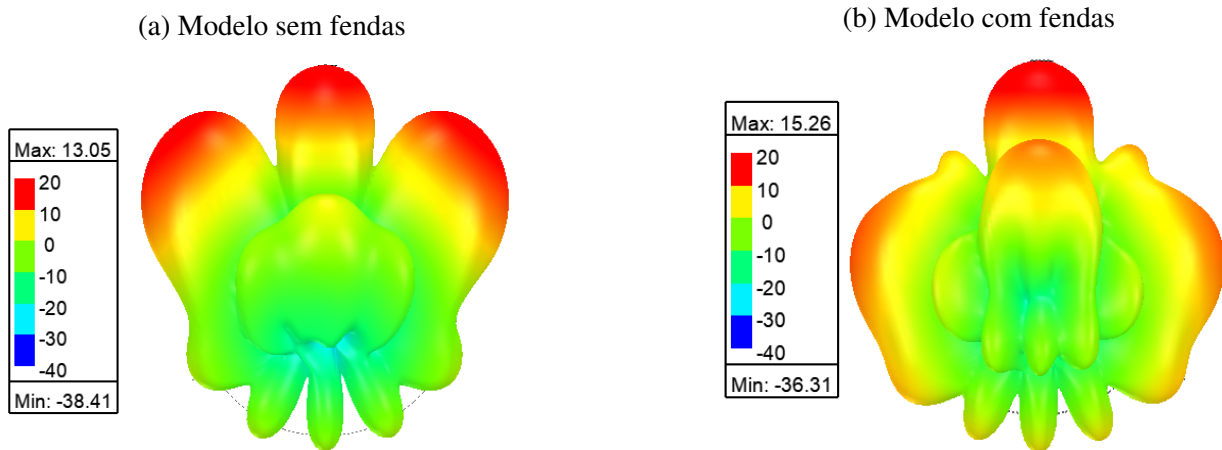
fonte: Autoria própria.

Figura 45 – Comparação da distribuição vetorial de densidade de corrente J_s ao longo do *patch* para TM_{050}



fonte: Autoria própria.

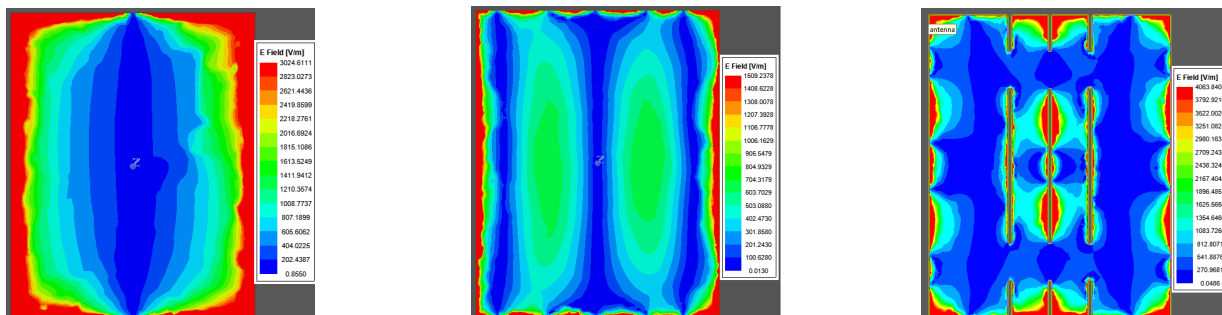
Figura 46 – Diretividade 3D para 100 GHz usando RO3003G2



fonte: Autoria própria.

Figura 47 – Comparação da distribuição em magnitude do campo elétrico no *patch* no modo TM_{050}

(a) Antena no modo fundamental TM_{010} (b) Antena no modo de quinta ordem TM_{050} sem fendas (c) Antena no modo de quinta ordem TM_{050} com fendas



fonte: Autoria própria.

7 CONCLUSÃO

Este trabalho teve como proposta principal o estudo e aplicação da técnica das fendas locais para redistribuição da densidade superficial de corrente no *patch* para antenas operando em modos de alta ordem, afim de alcançar alta diretividade e redução do nível de lóbulos laterais. Em particular, estudou-se o impacto dos materiais de substrato, a variação do comprimento dessas fendas locais assim como suas respectivas posições ao longo do *patch* sobre o diagrama de radiação, especificamente os planos E e H na região de campo distante.

Ao longo do projeto identificou-se que para cada modo de operação, a quantidade de fendas locais variava de acordo com a necessidade de eliminar as correntes fora de fase. Ademais, foi observado que aplicando o uso de materiais de alta permissividade conseguiu-se naturalmente reduzir o nível de lóbulos laterais, contudo, quanto maior o modo de operação, maior o valor de permissividade necessário para atingir bons níveis de SLL. Deve-se recordar que geralmente utilizam-se substratos com permissividade menores em antenas, afim de evitar o confinamento de campo, facilitando a propagação de onda assim como larguras de banda maiores, enquanto circuitos de microondas usam de substratos com permissividades maiores, dado que deseja-se criar efeitos indutivos e capacitivos.

Enquanto isso, o método das fendas apresenta-se válido apenas para os materiais de baixa permissividade. Ao serem aplicadas as fendas locais, foi observado o deslocamento da frequência de ressonância, tornando-se primordial identificar o novo ponto de casamento de impedância da estrutura por meio de análises paramétricas da posição da sonda coaxial ao longo do *patch*. Evidenciou-se por meio de análises paramétricas, que existem valores específicos de posição das fendas e comprimentos das mesmas que alcancem os melhores resultados em termos de SLL, HPBW e diretividade, de modo que para o projeto e questão foi possível obter para o modo TM_{030} um valor de diretividade de 11.49 dB, enquanto para o modo TM_{050} obteve-se valor de 15.26 dB, valores superiores quando comparados às antenas de modo convencional, que geralmente são em torno de 6dB.

Por meio das distribuições da magnitude de campo elétrico, fica extremamente nítido que ao inserir as fendas locais, transforma-se o *patch* em um *array* de *patches* de modo fundamental, assim como eliminam-se as correntes fora de fase. Por conseguinte, foi possível por meio desse trabalho mapear o comportamento de antenas *patch* retangulares operando em modos de alta ordem, assim como dois métodos de melhoria de sua performance, o uso de materiais de alta permissividade assim como a aplicação de fendas locais por meio de análises paramétricas.

Para futuras implementações, poderá ser aplicado um processo de *machine learning* afim de agilizar a determinação da posição das fendas locais assim como suas respectivas dimensões. Dentro os diversos modelos computacionais, para esse caso em específico, destaca-se a aplicação de redes neurais, em especial a técnica de *deep learning*, de modo que dado a frequência de ressonância, modo de operação e materiais utilizados, o modelo de antena possa ser projetado automaticamente por meio dos valores ótimos fornecidos via um algoritmo previamente configurado usando uma extensa base de dados.

REFERÊNCIAS

- ALEXOPOULOS, N.; JACKSON, D. Fundamental superstrate (cover) effects on printed circuit antennas. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 32, n. 8, p. 807–816, 1984.
- BALANIS, C. A. **Antenna Theory: Analysis and Design**. [S.l.]: Wiley, 2016. ISBN 9781118642061.
- DESCONHECIDO, A. **topin 5G - Visão Geral, Oportunidades e Desafios**. 2022. Disponível em: <<https://topin.io/pt/ebooks>>.
- EGASHIRA, S.; NISHIYAMA, E. Stacked microstrip antenna with wide bandwidth and high gain. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 44, n. 11, p. 1533–1534, 1996.
- FERESIDI, A. P.; VARDAXOGLU, J. C. High gain planar antenna using optimised partially reflective surfaces. **IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation**, v. 148, n. 6, p. 345–350, 2001.
- GARG, R. et al. **Microstrip Antenna Design Handbook**. Artech House, 2001. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=_er1LO5pEnUC>.
- JACKSON, D.; ALEXOPOULOS, N. Gain enhancement methods for printed circuit antennas. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 33, n. 9, p. 976–987, 1985.
- LEE, R. Q.; ACOSTA, R.; LEE, K. F. Radiation characteristics of microstrip arrays with parasitic elements. **Electronics Letters**, v. 23, n. 16, p. 835–837, 1987.
- LEE, R. Q.; LEE, K. F. Experimental study of the two-layer electromagnetically coupled rectangular patch antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 38, n. 8, p. 1298–1302, 1990.
- MUSTAFAR, M. A. Millimeter-wave beamforming mimo antenna design for 5g wireless applications. **IEEE International RF and Microwave Conference (RFM)**, p. 9–12, 2018.
- NAHIAN, A. **Design and Performance Analysis of U-Slot, Y-Slot and U-Y Slot Microstrip Patch Antenna for Wireless Applications**. Tese (Doutorado), 11 2016.
- RAPPAPORT, T. S. et al. Millimeter wave mobile communications for 5g cellular: It will work! **IEEE Access**, v. 1, p. 335–349, 2013.
- SCHAUBERT, D. et al. Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 29, n. 1, p. 118–123, 1981.
- TRENTINI, G. V. Partially reflecting sheet arrays. **IRE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 4, n. 4, p. 666–671, 1956.
- WATERHOUSE, R. B. **Microstrip Patch Antennas : A Designer's Guide / R.B. Waterhouse**. Kluwer Academic Publishers Boston, 2003. 421 p. ISBN 1402073739. Disponível em: <<http://www.loc.gov/catdir/toc/fy037/2002041376.html>>.
- ZHANG, X.; ZHU, L. Gain-enhanced patch antennas with loading of shorting pins. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 64, n. 8, p. 3310–3318, 2016.
- ZHANG, X.; ZHU, L. High-gain circularly polarized microstrip patch antenna with loading of shorting pins. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 64, n. 6, p. 2172–2178, 2016.

ZHANG, X.; ZHU, L. Dual-band high-gain differentially fed circular patch antenna working in tm11 and tm12 modes. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 66, n. 6, p. 3160–3165, 2018.

ZHANG, X.; ZHU, L.; WU, Q. Sidelobe-reduced and gain-enhanced square patch antennas with adjustable beamwidth under tm03 mode operation. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 66, n. 4, p. 1704–1713, 2018.