

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

HENRIQUE FINATTO

**Proposta de Antena para Aplicação em Radar de Abertura Sintética na Banda C
Embarcada em Veículo Aéreo de Pequeno Porte**

Alegrete

2021

HENRIQUE FINATTO

**Proposta de Antena para Aplicação em Radar de Abertura Sintética na Banda C
Embarcada em Veículo Aéreo de Pequeno Porte**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia de Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Marcos V. T. Heckler

Alegrete
2021

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos
pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do
Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais) .

F491p Finatto, Henrique

Proposta de Antena para Aplicação em Radar de Abertura Sintética na Banda C Embarcada em Veículo Aéreo de Pequeno Porte / Henrique Finatto.

102 p.

Trabalho de Conclusão de Curso(Graduação)-- Universidade Federal do Pampa, ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES, 2021.

"Orientação: Marcos Vinício Thomas Heckler".

1. Sistema SAR. 2. Antena. 3. Banda C. 4. Antena em Fenda. 5. SIW. I. Título.

HENRIQUE FINATTO

PROPOSTA DE ANTENA PARA APLICAÇÃO EM RADAR DE ABERTURA SINTÉTICA NA BANDA C EMBARCADA EM VEÍCULO AÉREO DE PEQUENO PORTE

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia de Telecomunicações.

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 04 de Outubro de 2021.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler
Orientador
UNIPAMPA

Prof. Dr. Edson Rodrigo Schlosser
UNIPAMPA

Prof. Me. Lucas Santos Pereira
UNIPAMPA



Assinado eletronicamente por **EDSON RODRIGO SCHLOSSER, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 04/10/2021, às 19:07, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **LUCAS SANTOS PEREIRA, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 04/10/2021, às 19:07, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **MARCOS VINICIO THOMAS HECKLER, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 04/10/2021, às 19:07, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **0625180** e o código CRC **DBCC3B88**.

Universidade Federal do Pampa, Campus Alegrete
Av. Tiarajú, 810 – Bairro: Ibirapuitã – Alegrete – RS CEP: 97.546-550
Telefone: (55) 3422-8400

Dedico este trabalho ao Celso e à Isabel,
pelas possibilidades do meu existir.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente quero agradecer aos meus pais, Isabel e Celso, pelo apoio irrestrito e incondicional à todas as escolhas e caminhos que tomei e que me levaram até aqui. Agradeço a minha irmã pelo apoio e dedicação de irmão que sempre chegou quando necessário. Obrigado família, pois sem seus esforços e compromissos estas páginas não teriam sido escritas.

Ao orientador deste trabalho, prof. Marcos, pelas discussões e construções nas reuniões de Iniciação Científica. Pelo empenho em exigir e manter um padrão de qualidade científica e acadêmica para enriquecer e continuar a manter o foco e a estrutura desta pesquisa. Principalmente pelo apoio na construção do texto e pelo aceite da parceria que tem uma etapa concluída.

Ao prof. Edson pelo apoio na confecção dos protótipos, medições no LEMA, envolvimento e motivação para validar os conceitos e uso das ferramentas e técnicas disponíveis em laboratório.

Aos colegas de laboratório Juner, Eduardo e Liebert que me apresentaram o LEMA e sempre acolheram alunos interessados em seguir nas ondas da radiofrequência.

Ao prof. Lucas S. por despertar a motivação acadêmica para além das linhas da pesquisa em laboratório. Sempre lembrando do pilar da Extensão acadêmica junto à comunidade. E tendo em mente que, já que devemos fazer, devemos fazer bem feito.

Aos professores Dimas e Cristian, pela apresentação e inserção nos ambientes de \LaTeX às orientações para navegar nesse ambiente.

Aos técnicos de laboratório, Ana e Diego, pelo apoio e paciência na construção dos protótipos.

Ao professor Jacson, pela primeira aula na Universidade Federal e por manter um compromisso sério e dedicado à cátedra que ministra.

Agradecer aos amigos de pergolado, Gustavo Henrique, Olivério, Sthefany, Bruno, Gabriel P., Marcelle, Raquel, Dionatam e Tasciano, que transformaram os intervalos das aulas presenciais mais cheios de vida e chimarrão.

Por fim, agradecimentos à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado do Rio Grande do Sul pela possibilidade de bolsas de Iniciação Científica para auxiliar na execução da pesquisa intitulada “Prospecção da utilização de radares de abertura sintética para aplicações em agricultura e monitoramento ambiental”.

*Progresso linda terra
Que me deu Nosso senhor
Progresso, linda terra
Do meu peito com fervor
Vou cantar-te este louvor*

*Sobre montes altaneiros
Que se erguem para o céu
Progresso, minha terra
Em teu cimo o amor de Deus
Colocou o berço meu*

*Minha mãe me embalava
e eu amava mais e mais
Progresso, terra amada
Sim por causa de meus pais
Te esquecerei jamais*

*Se andar por longes terras
E Teu nome ouvir dizer
Progresso lembrado,
Meu jazigo quero ter
Em teu seio se eu morrer.*

(Guido Arnaldo Lermen)

RESUMO

Este trabalho apresenta um projeto de antena para aplicação em radar de abertura sintética em banda C embarcada em veículo aéreo de pequeno porte, para operação com dupla polarização linear em 5,8 GHz. Os objetivos do estudo são a proposição de soluções para monitoramento ambiental por meio do sensoriamento remoto por dispositivos ativos; a caracterização de um sistema de sensoriamento remoto por radar de abertura sintética; a descrição de um *front-end* de sistema SAR para instalação em veículo aéreo de pequeno porte; e a proposta de uma topologia de antena para aplicação em 5,8 GHz com dupla polarização linear. A metodologia de trabalho é baseada em um processo de revisão bibliográfica sobre sistemas de sensoriamento remoto, fundamentos teóricos de eletromagnetismo aplicado a antenas e análises com simulador eletromagnético *Ansys Electromagnetics Suite 2016*. Sensores ativos e passivos são comparados, dando-se enfoque ao primeiro, para análise de sistemas de sensoriamento remoto com radar de visada lateral. Uma discussão a respeito de radares de abertura sintética é desenvolvida com a apresentação de alguns parâmetros de construção de imagens do tipo SAR, como resolução das imagens, modos de aquisição e atributos de fase e polarização dos sinais. Projetos validados de sistemas embarcados em veículos aéreos de pequeno porte para aquisição de imagens do tipo SAR, localizados na literatura também são discutidos. Alguns fundamentos da teoria de antenas são expostas, particularmente os conceitos de redes de antenas e polarização de ondas eletromagnéticas. São discutidas as tecnologias de antenas de microfita acopladas por fenda e princípios do modelo da cavidade ressonante. Um resumo de alguns dos principais parâmetros de um sistema SAR aerotransportado é apresentado, para embasar as etapas seguintes desta pesquisa. A primeira tentativa para obtenção das especificações de projeto foi realizada com a modelagem de antenas acopladas por fenda. A segunda etapa da pesquisa teve o foco no desenvolvimento da proposta de antena em cavidade ressonante, construída com tecnologia SIW, e com fenda para irradiação. Após a escolha do tipo de geometria, estudos paramétricos foram realizados para a compreensão do impacto da distribuição das vias metálicas e da fenda irradiante na estrutura. Os pinos foram distribuídos de forma uniforme e não uniforme para composição das paredes da cavidade ressonante. Além disso, análise do comprimento e da largura da fenda foi realizada. Todos os estudos avaliaram as condições de polarização cruzada na frequência central de operação. Na sequência, redes com dois e com quatro elementos foram consideradas. A última etapa da pesquisa constituiu na construção de protótipos para validação dos conceitos. Um elemento de rede de dois elementos foi validado, conjuntamente com um divisor T com defasagem em 180°. Alguns problemas de prototipação dificultaram análises precisas. Mas os estudos validaram os principais conceitos de projeto.

Palavras-chave: sistema SAR; antena; Banda C; antena em fenda; SIW.

ABSTRACT

This work presents an antenna design for the application in C-band synthetic aperture radar to be installed onto a small aircraft for operation with dual-linear polarization at 5.8 GHz. The objectives of the study are to propose solutions for environmental monitoring through remote sensing by active devices; characterization of a synthetic aperture radar remote sensing system; a description of a front-end SAR system for installation onto small aircraft; and the proposal of an antenna topology for operation at 5.8 GHz with dual-linear polarization. The work methodology is based on a literature review process on remote sensing systems and antenna design, and analysis with electromagnetic simulation with Ansys Electromagnetics Suite 2016 software. Active and passive sensors are compared, focusing on the former, for analysis of remote sensing systems with side-view approach. A discussion about synthetic aperture radars is developed with the presentation of some SAR-type image construction parameters, such as image resolution, acquisition modes, and phase and polarization attributes of the signals. Validated designs of small aircraft embedded systems for SAR-type image acquisition, presented in the literature, are discussed. The basic antenna theory is exposed, bringing concepts of antenna arrays and polarization of electromagnetic waves. These are discussed as microstrip, slot-coupled antenna technologies, and resonant cavity modeling principles. An attempt to summarize some main parameters of an airborne SAR system is presented to support the following steps of this research. The first attempt to meet the design specifications was made with the simulation of slot-coupled antennas. The second part of the research was focused on the development of antennas based on resonant cavities composed of lateral walls in SIW technology and with an radiation slot. Parametric studies were carried out to understand the impact of the distribution of metallic vias and the radiating slot in the structure. The pins were placed uniformly and non-uniformly along the walls of the resonant cavity. In addition, studies of the length and width of the slot have been carried out. All the analysis considered the conditions of cross-polarization at the operating frequency of the system. Following single element design, antenna arrays were proposed. Two-element and four-element arrays have been studied. The last part of the research consisted of building prototypes to validate the concepts. A two-element array was fabricated along with the feeder. Some problems in the prototyping steps have been identified and are discussed in this work.

Keywords: SAR system; antenna; Band C; slotted antenna; SIW.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Cenários típicos para sensoriamento remoto.	30
Figura 2 – Espectro eletromagnético segmentado em faixas principais.	30
Figura 3 – Princípio de funcionamento do radar.	32
Figura 4 – Quadro de um sistema de sensoriamento remoto por radar.	34
Figura 5 – Representação de parâmetros de formação de uma imagem SAR.	36
Figura 6 – Modos de operação de iluminação de alvos em sistema SAR. (a) <i>Strimap</i> . (b) <i>Spotligh</i> . (c) <i>Spotligh</i> com voo circular.	37
Figura 7 – Tipos de redes de antenas. (a) Rede linear. (b) Rede planar.	40
Figura 8 – Tipos de polarização de ondas planas. (a) Linear. (b) Circular. (c) Elíptica.	42
Figura 9 – Estrutura genérica de uma antena de microfita.	43
Figura 10 – Formatos de <i>patch</i> de microfita.	44
Figura 11 – Antena de microfita com acoplamento por fenda.	44
Figura 12 – Modelo da cavidade ressonante.	46
Figura 13 – Plano de visada lateral do sistema SAR.	48
Figura 14 – Estudo de variação da altura da plataforma e parâmetros da antena.	49
Figura 15 – Vista esquemática da seção transversal de uma antena de microfita alimentada por fenda eletromagnética.	51
Figura 16 – Modelo eletromagnético de antena de microfita com única fenda.	51
Figura 17 – Estudo da variação da permissividade elétrica relativa do laminado empregado para projeto da antena alimentada por fenda retangular simples, com $f_0 = 1,25$ GHz.	52
Figura 18 – Diagrama de irradiação normalizado da antena com fenda retangular simples, plano $\phi = 0^\circ$ e em $f_0 = 1,25$ GHz.	52
Figura 19 – Geometria da antena de microfita com fenda em cruz, mostrada em corte, destacando principais parâmetros construtivos.	53
Figura 20 – Modelo eletromagnético da antena de microfita com fenda em cruz adaptada para $f_0 = 5,8$ GHz.	54
Figura 21 – Diagramas de irradiação da antena com fenda em cruz, plano $\phi = 0^\circ$ e $f_0 = 5,8$ GHz.	55
Figura 22 – Diagramas de irradiação dos feixes da antena com fenda em cruz, plano $\phi = 90^\circ$, $f_0 = 5,8$ GHz.	55
Figura 23 – Geometria da antena SIW de projeto. (a) Vista isométrica de um elemento único. (b) Vista do topo com as principais variáveis de projeto de um elemento único.	57
Figura 24 – Geometria base. (a) Modelo CAD. (b) Coeficiente de reflexão centrado em $f_0 = 2,45$ GHz.	58

Figura 25 – Desenho CAD da antena SIW em 5,8 GHz. As vias na estrutura são representados pelos pontos mais escuros. A transparência do desenho permite notar os detalhes do conector coaxial. (a) Fenda deslocada e cavidade centralizada. (b) Fenda centralizada.	59
Figura 26 – Diagramas de irradiação dos planos E (a) e H (b) da localização da fenda na estrutura.	59
Figura 27 – Variação diâmetro dos pinos da antena SIW.	60
Figura 28 – Gráfico de estudo do coeficiente de reflexão para distribuição homogênea de vias na estrutura SIW.	61
Figura 29 – Diagrama de irradiação de estudo do número de vias distribuídas de forma homogênea pela cavidade, Plano E. G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.	62
Figura 30 – Diagrama de irradiação de estudo do número de vias distribuídas de forma homogênea pela cavidade, Plano H. G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.	62
Figura 31 – Magnitude do campo elétrico para distintas distribuições homogêneas de pinos. (a) 26 vias. (b) 22 vias. (c) 18 vias. (d) 12 vias.	63
Figura 32 – Gráfico do coeficiente de reflexão em estudo do número de vias próximas ao alimentador da antena.	64
Figura 33 – Diagrama de irradiação do estudo do número de vias próximas ao alimentador da antena, Plano E. G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.	65
Figura 34 – Diagrama de irradiação do estudo do número de vias próximas ao alimentador da antena, Plano H. G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.	66
Figura 35 – Distribuição do módulo do campo elétrico no topo do substrato para o estudo do número de vias próximas ao conector. (a) 19 vias. (b) 18 vias. (c) 17 vias. (d) 16 vias.	67
Figura 36 – Magnitude de S_{11} para diversos números de vias próximas à fenda irradiante.	67
Figura 37 – Diagrama de irradiação para o estudo do número de vias próximas à fenda irradiante, Plano E. G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.	68
Figura 38 – Diagrama de irradiação para o estudo do número de vias próximas à fenda irradiante, Plano H. G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.	68
Figura 39 – Distribuição do módulo do campo elétrico no topo do substrato com redução de vias próximo à fenda. (a) 19 vias. (b) 18 vias. (c) 17 vias.	70
Figura 40 – Influência do número de vias ao longo de Δy nos dois lados menores na cavidade.	70
Figura 41 – Diagrama de irradiação do estudo do número de vias ao longo de Δy nos dois lados na cavidade, Plano E. G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.	71

Figura 42 – Diagrama de irradiação do estudo do número de vias ao longo de Δy nos dois lados na cavidade, Plano H. G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.	71
Figura 43 – Distribuição do módulo do campo elétrico no topo do substrato com redução de vias ao longo do eixo y . (a) 20 vias. (b) 18 vias. (c) 16 vias. (d) 14 vias.	73
Figura 44 – Variação do comprimento da fenda e sua influência no diagrama de irradiação no plano E. G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.	73
Figura 45 – Variação do comprimento da fenda e sua influência no diagrama de irradiação no plano H. G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.	74
Figura 46 – Diagramas de irradiação em função da largura da fenda Δa para $\Delta b = 12,05$ mm, Plano E. G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.	75
Figura 47 – Diagramas de irradiação em função da largura da fenda Δa para $\Delta b = 12,05$ mm, Plano H. G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.	75
Figura 48 – Diagramas de irradiação para estudo da largura da fenda, Δa , para o Plano E, $\Delta b = 14,05$ mm. G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.	76
Figura 49 – Diagramas de irradiação para estudo da largura da fenda, Δa , para o Plano H, $\Delta b = 14,05$ mm. G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.	76
Figura 50 – Influência do parâmetro Δb no casamento de impedância. Círculos em cinza destacam f_0 .	78
Figura 51 – Influência de Δa para $\Delta b = 12,05$ mm no casamento de impedância. Círculos em cinza destacam f_0 .	79
Figura 52 – Influência de Δa para $\Delta b = 17,35$ mm no casamento de impedância. Círculos em cinza destacam f_0 .	79
Figura 53 – Comportamento do módulo campo elétrico no topo do substrato para algumas dimensões de fenda para f_0 . (a) $\Delta b = 12,05$ mm e $\Delta a = 3,75$ mm. (b) $\Delta b = 13,05$ mm e $\Delta a = 3,75$ mm. (c) $\Delta b = 14,05$ mm e $\Delta a = 3,75$ mm. (d) $\Delta b = 14,05$ mm e $\Delta a = 2,75$ mm. (e) $\Delta b = 14,05$ mm e $\Delta a = 4,75$ mm.	80
Figura 54 – Detalhe do vetor campo elétrico na antena SIW projetada.	81
Figura 55 – Geometrias de redes 2x1 simuladas. (a) Tipo 1. (b) Tipo 2. (c) Tipo 3.	82
Figura 56 – Diagrama de irradiação para rede 2x1 para Plano E. G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.	83
Figura 57 – Diagrama de irradiação para rede 2x1 para Plano H. G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.	84
Figura 58 – Geometria do divisor de potência tipo T com defasagem de 180° entre as portas de saída. (a) Vista isométrica em CAD. (b) Dimensionamento do dispositivo.	85
Figura 59 – Parâmetros S do divisor T simulado. (a) Magnitude. (b) Defasagem entre as portas de saída.	85

Figura 60 – Desenho CAD das redes SIW 2x2 em 5,8 GHz. As vias na estrutura são representados pelos pontos mais escuros. A transparência do desenho permite notar os conectores coaxiais. (a) Rede base. (b) Rede com redução do número de vias próximas à fenda.	86
Figura 61 – Comparação dos diagramas de irradiação da rede 2x2 base para as polarizações principais.	87
Figura 62 – Diagramas de irradiação da rede 2x2 com menos vias ao lado da fenda. (a) Plano $\phi = 90^\circ$. (b) Plano $\phi = 0^\circ$	88
Figura 63 – Magnitude do campo elétrico no topo do substrato para as redes 2x2, para f_0 . (a) Rede base. (b) Rede com redução do número de vias próximas à fenda.	88
Figura 64 – Protótipo construído para validação de ε_r . (a) Desenho em CAD da geometria com 22 vias. (b) Fenda irradiante do modelo. (c) Detalhe do conector coaxial.	89
Figura 65 – Estudo da variação do ε_r , com passo de 0,1, para distintos diâmetros dos pinos. Linhas contínuas: vias com 0,6 mm de diâmetro. Linhas pontilhadas: vias de 1 mm de diâmetro.	90
Figura 66 – Gráfico do coeficiente de reflexão do protótipo e da primeira simulação com ajustes finos no ε_r	90
Figura 67 – Geometria dos protótipos dos elementos simples, sem escala. (a) Protótipo 1. (b) Protótipo 2.	91
Figura 68 – Comparação entre as curvas de módulo de S_{11} simulada e medida para o segundo protótipo.	92
Figura 69 – Simulação do impacto da imprecisão no primeiro processo de prototipação. (a) Alteração na fenda, sem escala. (b) Módulo do coeficiente de reflexão simulado.	92
Figura 70 – Comparação entre diagramas de irradiação normalizados medidos e simulados em 5,8 GHz. (a) Plano E. (b) Plano H.	93
Figura 71 – Diagramas de irradiação normalizados medidos e simulados em 5,89 GHz: (a) Plano E. (b) Plano H.	93
Figura 72 – Protótipo do divisor T. (a) Medição do dispositivo. (b) Dispositivo construído em detalhe. (c) Dados medidos do dispositivo. Linha contínua: HFSS. Linha pontilhada: medidas.	95
Figura 73 – Protótipo da rede 2x1. (a) Medição da matriz de espalhamento do irradiador.(b) Topo da estrutura com a fendas. (c) Detalhe da solda dos conectores.	96
Figura 74 – Comparação entre as curvas de diferença de fase entre as portas de saída do alimentador.	96

Figura 75 – Parâmetros S simulados e medidos para a rede 2x1 em SIW: (a) Porta 1. (b) Porta 2.	97
Figura 76 – Dados medidos do coeficiente de reflexão da rede 2x1 acoplada ao alimentador. (a) <i>Setup</i> de medição. (b) Coeficiente de reflexão medido.	97
Figura 77 – Comparação entre diagramas de irradiação normalizados medidos e simulados para a rede 2x1 em 5,8 GHz: (a) Plano E. (b) Plano H.	98
Figura 78 – Comparação entre diagramas de irradiação normalizados medidos e simulados para a rede 2x1 em 5,84 GHz: (a) Plano E. (b) Plano H.	98

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Designação de bandas de radiofrequência	32
Tabela 2 – Síntese dos Parâmetros do Sistema SAR	47
Tabela 3 – Comparação entre número de vias para ganho e polarização cruzada em distribuição de vias homogêneas.	61
Tabela 4 – Ganho, abertura de feixe e polarização cruzada para estudo do número de vias próximas ao conector coaxial.	65
Tabela 5 – Ganho, abertura de feixe e polarização cruzada para estudo do número de vias próximas à fenda.	69
Tabela 6 – Ganho, abertura de feixe e polarização cruzada para o estudo de redução do número de vias ao longo de Δy	72
Tabela 7 – Comparação dos dados de ganho, ângulo de meia-potência e nível de polarização cruzada para diversas dimensões da fenda irradiante na antena SIW.	77
Tabela 8 – Tabela resumo com a geometria de antena SIW otimizada pelos estudos paramétricos.	81
Tabela 9 – Ganho, abertura de feixe e polarização cruzada para as três configurações de rede em SIW simuladas.	83
Tabela 10 – Ganho, abertura de feixe e polarização cruzada para rede com duas polarizações.	87
Tabela 11 – Comparação de valores de ganho, ângulo de meia-potência e polarização cruzada entre projeto simulado e medições de campo próximo do elemento simples em 5,8 GHz e 5,89 GHz.	94
Tabela 12 – Comparação dos parâmetros S do alimentador em 5,8 GHz.	94
Tabela 13 – Comparação de ganho, ângulo de meia-potência e polarização cruzada entre projeto simulado e medições de campo próximo para rede 2x1 em 5,8 GHz e e 5,84 GHz.	97

SUMÁRIO

1	Introdução	26
2	Revisão Bibliográfica	29
2.1	Sistemas de Sensoriamento Remoto	29
2.1.1	Sensores Passivos	31
2.1.2	Sensores Ativos	31
2.2	Sistema SAR	33
2.2.1	Parâmetros de Construção de Imagem SAR	35
2.2.1.1	Resolução Espacial	36
2.2.1.2	Modos de aquisição	37
2.2.2	Atributos de Fase e Polarização dos Sinais	38
2.3	Projetos de Sistemas SAR Aerotransportados	38
2.4	Teoria de Antenas	39
2.4.1	Redes de Antenas	40
2.4.2	Polarização de Ondas Eletromagnéticas	41
2.4.3	Antenas de Microfita	43
2.4.3.1	Antena Acoplada por Fendas	43
2.4.4	Cavidade Ressonante	45
2.5	Principais Parâmetros do Projeto para Veículo Aéreo Não Tripulado	47
3	Antenas Alimentadas por Acoplamento via Fenda	50
3.1	Acoplamento por fenda retangular simples	50
3.2	Acoplamento por fenda em Cruz	52
4	Antena Tipo Guia de Onda Integrado ao Substrato - SIW	56
4.1	Geometria da Antena	56
4.2	Estudo das Vias na Estrutura	60
4.2.1	Distribuição Uniforme de Vias	60
4.2.2	Distribuição Não Uniforme de Vias	63
4.3	Estudo do Impacto das Dimensões da Fenda	72
4.3.1	Comprimento da Fenda	72
4.3.2	Largura da Fenda	74
4.4	Rede de Antenas SIW	82
4.4.1	Rede 2x1 com polarização simples	82
4.4.1.1	Divisor T com defasagem 180°	84
4.4.2	Rede 2x2 com dupla polarização	86
5	Resultados Experimentais	89
5.1	Primeiro Protótipo	89
5.2	Segundo Protótipo	91
5.3	Projeto do sistema alimentador para a rede 2x1	94
5.4	Protótipo da Rede 2x1	94

6	Considerações Finais	99
	Referências	101

1 INTRODUÇÃO

O monitoramento de ambientes naturais e construídos pelo homem, sem a necessidade de contato direto com aquele meio ou alvo, pode ser definido como uma prática de sensoriamento remoto. Monitorar estruturas e espaços visa a obtenção de dados e informações pertinentes à tomada de decisões, tanto para aplicações militares quanto civis. Com ferramentas e técnicas de sensoriamento remoto é possível identificar a segmentação de áreas, a qualidade ambiental de culturas e cultivos agrícolas - quando da extração de informações sobre a umidade do solo e o volume de matéria vegetal de uma área produtiva, bem como monitorar alvos de interesse ao longo de determinado período com múltiplas passagens da plataforma de imageamento.

Sistemas de monitoramento ambiental por sensoriamento remoto prospectam diagnósticos sobre condições de caracterização do uso do solo, captando a radiação refletida por distintos comprimentos de onda do espectro eletromagnético. Os sistemas monitorados podem apresentar características urbana ou rural, no caso de monitoramento continental, e oceânicas ou de geleiras, para regiões de mar aberto e polares. No caso de sistemas de radar do espaço aéreo ou monitoramento meteorológico, os radares podem ser apontados para a atmosfera terrestre. Como os alvos monitorados podem apresentar comportamento diferente para os distintos comprimentos de onda, a análise fica mais completa se o sistema de monitoramento empregar fontes de dados variadas. Tais fontes provêm de uma gama de sensores, especializados para cada comprimento de onda de interesse, podendo estar na região do espectro visível ou não. As bases de dados podem ser gerenciadas em sistemas de informações geográficas para caracterização e processamento das informações coletadas para que, unidos, possam ter utilidade na criação e atualização de bancos de dados para a tomada de decisão [1].

Tendo em vista a utilidade dos sensores remotos para distintos fins, este trabalho analisa um sistema de sensoriamento remoto a partir de radares de abertura sintética (do inglês, *synthetic aperture radar* - SAR). Esta técnica de obtenção de informações sem a necessidade de contato imediato com o alvo é utilizada para a geração de imagens de sensores ativos em comprimentos de onda distintos do óptico e que não interagem com obstáculos entre o alvo e a cena de interesse, como é o caso de nuvens e chuva [1] e [2]. O que possibilita o uso deste tipo de sensor em qualquer condições meteorológica.

Na agricultura, a caracterização de áreas de cultivo e o diagnóstico de plantios são exemplos de uso de sistemas SAR, bem como estimativa de área cultivada, monitoramento da produção (possibilitando prognósticos para enfrentamento de doenças e pragas) e estimativa de produção agrícola. Um sistema SAR também é sensível às características dielétricas e geométricas dos alvos, apresentando uma resposta em frequência distinta, podendo penetrar no dossel de vegetação arbórea, por exemplo. A possibilidade de variação

dos parâmetros do sistema, como ângulo de incidência do imageamento e polarização da onda incidente sobre o alvo, permite a obtenção de mais informações acerca da área monitorada [3].

O uso de imagens polarimétricas de sensores embarcados em satélite operando na Banda C foi utilizado para caracterização de umidade do solo e desenvolvimento fenológico de culturas. Bem como o uso de conjuntos multitemporais de imagens, em detrimento ao uso de imagens únicas, para caracterizar cenas de interesse [4] [5], parâmetros bio-físicos, biomassa, conteúdo de água e clorofila [3].

Como ferramenta para a agricultura, produtos cartográficos são produzidos com a composição e contribuição de imagens capturadas de diversas bandas espectrais. Composições formadas por sensores que operam nas bandas do visível, infravermelho e de radar são processadas com o objetivo de identificar correlações para caracterizar os alvos de interesse imageados [6].

Com a finalidade de estabelecer os limites e contornos desta pesquisa, procurou-se desenvolver uma proposta de sensor ativo para irradiação e captação de sinais para sensoriamento remoto com SAR em banda C com dupla polarização linear (horizontal-horizontal - HH, vertical-vertical - VV, horizontal-vertical - HV, vertical-horizontal - VH). Para atingir este objetivo geral, mais amplo, as métricas mais específicas são as que seguem:

- Propor soluções de monitoramento ambiental regional visando compor um leque de elementos emergentes na literatura sobre tecnologias de sensoriamento remoto por dispositivos ativos;
- Caracterizar um sistema SAR discriminando seus subsistemas principais em blocos de análise e desenvolvimento;
- Descrever o *front-end* do sistema SAR com base nos requisitos para aplicação em sistema aerotransportado de pequeno porte;
- Propor uma topologia de antena para aplicação em banda C com frequência de operação em 5,8 GHz e dupla polarização linear.

A base de metodologia desta pesquisa foi um levantamento no referencial bibliográfico sobre sistemas de sensoriamento remoto. Sendo possível uma discussão a fim de verificar a viabilidade técnica de tal projeto para integração em veículos aéreos não-tripulados (VANT's). Buscou-se mostrar as especificidades técnicas de cada projeto reportado na literatura e propor uma solução que contemple os objetivos aqui propostos. O projeto da antena, construída em tecnologia SIW (do inglês, *substrate integrated waveguide*) seguiu um referencial base e partiu para métodos empíricos, com o objetivo de caracterizar a geometria de estudo. Para tal, estudos foram realizados para o projeto de antenas em simulador eletromagnético, utilizando ferramentas de desenho assistido por computador (CAD - *Computer Aided Desing*) da *Anslys Electromagnetics Suite 2016* com o uso pacote

HFSS (do inglês, *High-Frequency Structure Simulator*). Esta proposta está formatada em três capítulos. O Capítulo 2 monta uma revisão bibliográfica sobre os sistemas de sensoria-mento remoto, distinguindo os tipos de sensores e descrevendo parâmetros importantes para projeto. O enfoque da proposta é delineado em sensores do tipo SAR. O capítulo é finalizado com uma seção sobre a teoria de antenas que apresenta conceitos pertinentes à análise das estruturas irradiantes propostas como polarização de ondas eletromagnéticas e modelagem de cavidade ressonante.

O Capítulo 3 discorre sobre o projeto de antenas acopladas por fenda. Este é uma primeira tentativa da pesquisa em desenvolver uma solução adequada para as especificações do projeto de um sistema SAR.

As laudas do Capítulo 4 apresentam estudo de uma geometria em SIW com fenda irradiante. Partindo de um elemento isolado, que é base do estudo do impacto da disposição dos elementos que conformam a cavidade, bem como a fenda irradiante. Na sequência, propostas de redes de 2 elementos são apresentados. Para atingir a especificação de dupla polarimetria, é proposto uma rede com 4 elementos.

Por fim, protótipos foram medidos para validação de conceitos e o Capítulo 5 levanta as discussões e relatos dos processos de confecção e medição dos mesmos. Tentativas de arguição dos dados obtidos em bancada é apresentada de forma a contribuir com o esforço da pesquisa.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo, uma definição de sistemas de sensoriamento remoto é discorrida. Uma breve descrição de sistemas de imageamento passivos, e ativos, também é colocada, com a finalidade de diferenciar os dois grupos de sensores, dando mais enfoque nos dispositivos ativos. Alguns parâmetros importantes para a definição e captura de imagens do tipo SAR são discutidos. Projetos de sistemas ativos de radar transportados em veículos aéreos de pequenos porte, localizados na literatura, são apresentados. Conceitos de teoria das antenas e uma modelagem de cavidades ressonantes são mostrados com o intuito de orientar as etapas posteriores da pesquisa. Por fim, os principais parâmetros do projeto de um sistema de sensoriamento remoto do tipo SAR é resumido para orientações básicas.

2.1 Sistemas de Sensoriamento Remoto

Sensoriamento remoto consiste em adquirir informações de um alvo sem ter acesso direto ao mesmo, por meio do uso de plataformas terrestres, aéreas (balões, aeronaves tripuladas ou não) e orbitais (satélites artificiais) [1]. Estas características estão ilustradas na Figura 1. Os sistemas embarcados em balões surgiram principalmente para a contribuição de esforço de guerra. Sua principal função era a obtenção de imagens para reconhecimento do solo. Para imagear extensões maiores, as imagens eram obtidas com visada lateral. Todo o sistema de sensoriamento remoto necessita de uma fonte de iluminação, que irradia a cena de interesse com ondas eletromagnéticas em uma faixa de frequências específica.

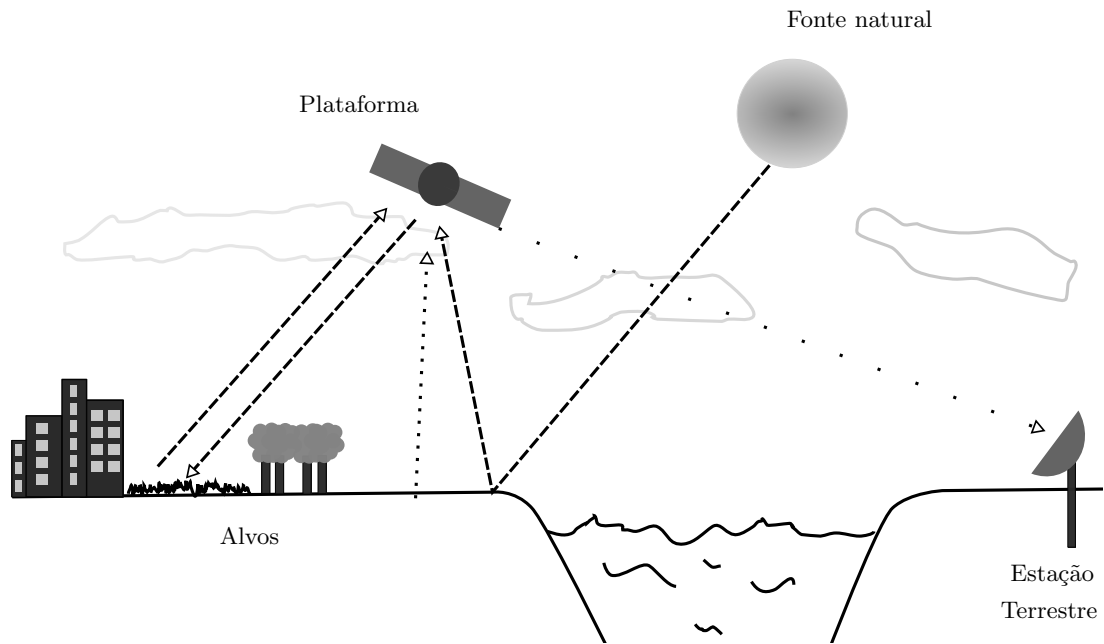
O espectro eletromagnético é subdividido em faixas, bem delimitadas, como mostrado na Figura 2. A relação entre frequência f , comprimento de onda λ e a velocidade de propagação c de uma onda eletromagnética é dada por

$$\lambda = \frac{c}{f}. \quad (2.1)$$

A energia irradiada pela fonte propaga-se até atingir o alvo na superfície a ser imageada. Após interação da onda eletromagnética incidente com o alvo, parte da energia será espalhada e poderá ser captada pela plataforma de recepção.

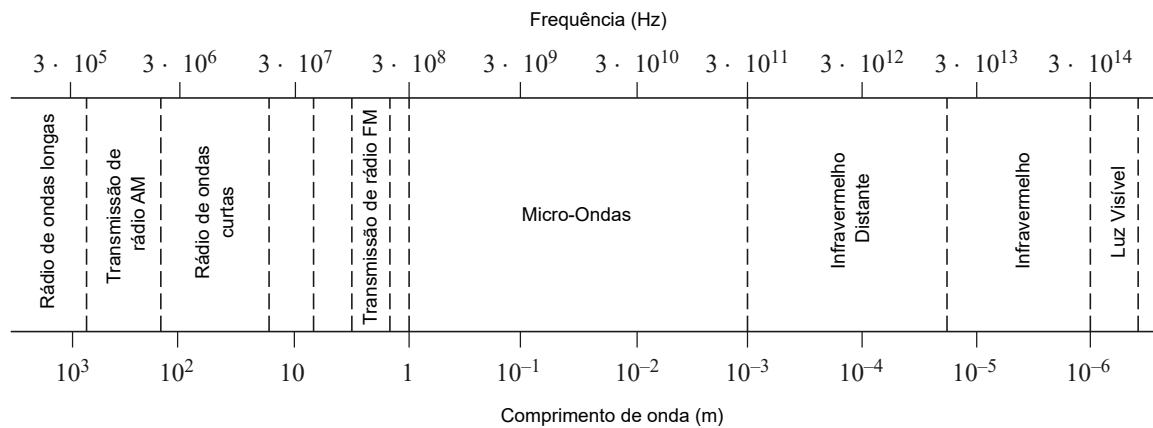
As características da onda refletida, como polarização, fase e amplitude, dependem das propriedades do alvo. Um sistema de recepção na plataforma de imageamento capta esta energia refletida pelos alvos por um sensor específico ou pelo mesmo dispositivo utilizado como fonte de energia. A plataforma de imageamento processa os dados recebidos, para que sejam transmitidos a uma base terrestre ou armazenados para pós-processamento. Por fim, os dados são transformados em imagens para interpretação e análise dos parâmetros de interesse dos alvos [8].

Figura 1 – Cenários típicos para sensoriamento remoto.



Fonte: adaptado de [1].

Figura 2 – Espectro eletromagnético segmentado em faixas principais.



Fonte: adaptado de [7].

Parâmetros importantes que caracterizam um sensor para sensoriamento remoto são as resoluções. Tipicamente, são definidos quatro tipos de resolução: espacial, espectral, radiométrico e temporal.

A resolução espacial define a capacidade de distinguir objetos na superfície imageada. Sensores meteorológicos apresentam resoluções na ordem de 1-10 km por *pixel*, enquanto sensores para cadastros multifinalitários, como os embarcados em satélites *QuickBird*, apresentam resolução espacial de 0,4-4 m [9].

A resolução espectral define a capacidade de um sensor em discriminar objetos com base no comportamento em frequência dos alvos. Esta característica define a quantidade de bandas de operação no sensor. Programas satelitais de sensoriamento remoto geralmente são embarcados com equipamentos capazes de imagear as cenas com distintas bandas espectrais, como é o caso do satélite *Landsat-8*, que foi projetado para operar com onze bandas espectrais distintas alocadas no espectro visível, infravermelho e termal. O custo para lançamento de satélites deste porte é um motivador para embarcar bastantes sensores.

A resolução radiométrica define a capacidade do sensor em discriminar os níveis de energia captados do alvo e consiste na representação da energia discriminada em níveis de cinza. Por fim, a resolução temporal determina o tempo de revisita do sensor à área imageada.

2.1.1 Sensores Passivos

Sensores passivos são plataformas que operam apenas com um sistema de detecção de energia irradiada ou refletida dos alvos. Tais sistemas não possuem capacidade de irradiar energia para a cena de interesse. Em sistemas remotos que operam em bandas do espectro visível, a fonte primária de energia é o sol. Em sistemas que operam na banda termal, a energia é irradiada do próprio alvo [1].

Uma desvantagem desse tipo de sistema é a condição atmosférica, pois a presença de nuvens impede que a cena seja imageada, uma vez que a energia do espectro visível sofre bloqueio pelas nuvens. A principal vantagem é a simplicidade do sistema de sensoriamento [1].

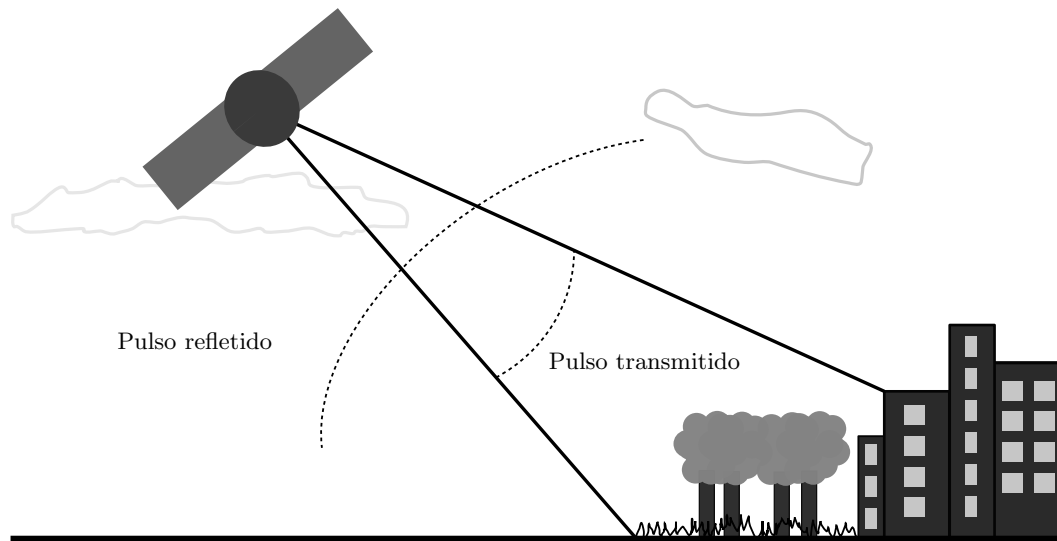
Um exemplo de sistema passivo montado em plataforma orbital é a série de satélites *Landsat*, lançados a partir dos anos 1970. O *Landsat* foi um dos primeiros programas a disponibilizar imagens orbitais para uso civil [10]. Outro mais recente é a Missão Amazônia, que já opera um satélite, o Amazônia 1, para aplicações de monitoramento ambiental, principalmente na América do Sul. Uma vantagem dos sistemas orbitais é a capacidade de visitar as mesmas áreas com periodicidade conhecida, possibilitando análises temporais.

Sistemas transportados em aeronaves têm a vantagem de estarem mais próximos dos seus alvos em relação aos embarcados em satélites. Assim, as resoluções espaciais das imagens adquiridas por sistemas aerotransportados tendem a ser maiores que as obtidas com sistemas satelitais.

2.1.2 Sensores Ativos

Os sensores ativos podem ser definidos como todos aqueles que dependem de iluminação dos alvos de interesse por meio de uma fonte própria. Assim, as características da fonte luminosa são todas conhecidas, como variação de fase e amplitude, sendo organizadas em um pulso para transmissão, como mostra a Figura 3. A partir do sinal refletido, as alterações das características da onda espalhada revelam informações a respeito do alvo.

Figura 3 – Princípio de funcionamento do radar.



Fonte: adaptado de [1].

Os sistemas de radar foram os primeiros sensores ativos implementados. Durante a Segunda Guerra Mundial, as tecnologias de radar foram desenvolvidas com o objetivo de identificar ataques aéreos [2]. É comum distinguir as faixas de operação deste tipo de sensor nas bandas de operação de rádio-frequência, como na Tabela 1.

Tabela 1 – Designação de bandas de radiofrequência

Denominação (Banda)	Frequência
HF	3-30 MHz
VHF	30-300 MHz
UHF	300-1000 MHz
L	1-2 GHz
S	2-4 GHz
C	4-8 GHz
X	8-12 GHz
Ku	12-18 GHz
K	18-26 GHz
Ka	26-40 GHz
U	40-60 GHz
V	50-75 GHz
E	60-90 GHz
W	75-110 GHz
F	90-140 GHz

Fonte: adaptado de [7].

Um sistema de radar ativo pode ser coerente ou não. Um radar coerente tem a função de acompanhar a variação de fase do sinal recebido, o que leva a uma variação na frequência do mesmo. Conforme [11], o tempo de propagação $\tau(t)$ de um sinal entre um alvo em movimento e o radar em função da distância entre os dois elementos $r(t)$ pode ser escrito como

$$\tau(t) = \frac{2r(t)}{c}. \quad (2.2)$$

A fase $\phi(t)$ deste sinal pode ser escrita como

$$\phi(t) = \omega\tau(t), \quad (2.3)$$

onde ω é a frequência angular do sinal.

Supondo que $r(t|t = nT) = r_0 + n\Delta r$, onde r_0 é a posição inicial do alvo, nT a n -ésima amostragem no tempo T e Δr é a variação da posição no tempo de amostragem, considerada constante, a frequência instantânea do sinal é obtida derivando a Eq. (2.3) com relação ao tempo, de forma que

$$\frac{\partial\phi(t|t = nT)}{\partial(t)} = \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right) \left(\frac{\Delta r}{\Delta t}\right), \quad (2.4)$$

sendo Δt a variação no tempo. O termo $\left(\frac{\Delta r}{\Delta t}\right)$ é caracterizado como a velocidade radial do alvo v_r . Assim,

$$\frac{\partial\phi(t|t = nT)}{\partial(t)} = \omega_d = \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right) v_r. \quad (2.5)$$

Como $\omega_d = 2\pi f_d$, sendo f_d o desvio Doppler,

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda}. \quad (2.6)$$

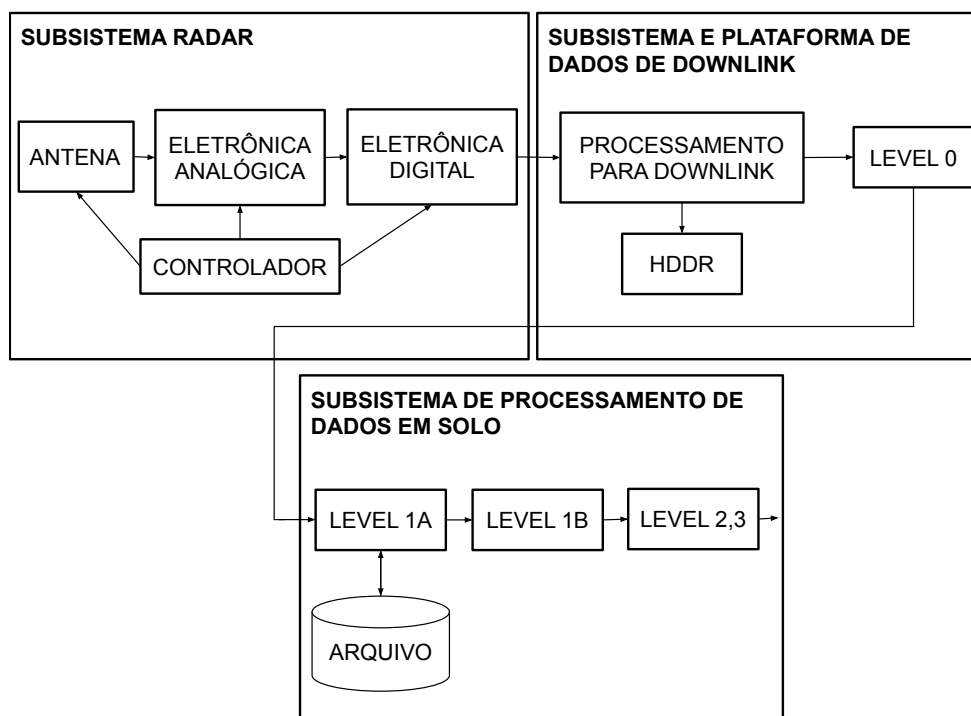
Logo, identificando os desvios de frequência entre dois pulsos de radar, o emitido e o refletido, pode-se deduzir a velocidade de um alvo em relação ao radar.

2.2 Sistema SAR

Como forma de apresentar o conjunto amplo de elementos que compõem um sistema SAR, esta seção foi elaborada baseada em [2]. Ainda que o modelo relatado seja para sensoriamento remoto satelital, as informações podem ser generalizadas para qualquer tipo de plataforma. São apresentadas breves descrições, com a finalidade de ilustrar cada subsistema presente na Figura 4.

De forma ampla, o sistema precisa realizar três tarefas básicas: transmitir os pulsos de radar, captar a energia espalhada dos pulsos transmitidos e enviar os dados para uma estação de armazenamento em solo (*downlink*). Na operação do transmissor, o sinal modulador é misturado à portadora de acordo com um sistema de excitação definido pela frequência de repetição de pulso (do inglês, *pulse repetition frequency - PRF*) do conjunto. O sinal tem sua potência elevada por amplificadores de alta potência e é acoplado à antena

Figura 4 – Quadro de um sistema de sensoriamento remoto por radar.



Fonte: adaptado de [2].

por um circuito circulador. No subsistema da antena, o sinal a ser transmitido é aplicado em divisores de potência e deslocadores de fase para conformação e apontamento de feixe [2].

O sinal recebido é um eco do sinal transmitido. O circulador encaminha o sinal recebido ao sistema de recepção, onde é filtrado por um filtro passa-banda e amplificado por um amplificador de baixo ruído (do inglês, *low noise amplifier* - LNA). O sinal pode passar por um amplificador de ganho variável (do inglês, *variable-gain amplifier* - VGA) e direcionado para um mixer, que desloca a frequência da banda de operação para uma frequência intermediária (FI). Após nova filtragem e amplificação, o sinal recebido é novamente deslocado em frequência, agora para banda base, para divisão do sinal em fase e quadratura e amostragem dos sinais em conversores analógico-digitais (do inglês, *analog-to-digital converters* - ADC's)[2].

O subsistema de *downlink* organiza os dados na plataforma de imageamento para armazenamento em um gravador digital de alta densidade (do inglês, *high density digital recorder* - HDDR) e transmissão para estação em solo. Além dos dados em banda base, informações de telemetria da plataforma são codificados para transmissão[2].

O sistema entrega os dados imageados em distintos níveis. O nível mais bruto dos dados (Level 0) é a saída de dados diretamente do processador para o *downlink* na estação terrestre ou de armazenamento fora da plataforma de imageamento. O nível 1A adiciona aos dados padrões de calibração do sensor e parâmetros de georreferenciamento, calculados

e anexados à imagem, mas sem aplicação destes parâmetros. A principal finalidade deste nível é armazenamento. No nível 1B, os parâmetros gravados são aplicados às imagens. Este é o nível padrão de produtos SAR. Os demais níveis apresentam parâmetros derivados das imagens, como características geofísicas [2].

O programa de sensoriamento remoto *Sentinel*, por exemplo, da Agência Espacial Europeia (do inglês, *European Space Agency - ESA*), usa os níveis de categorização de produtos para distribuição das imagens do sensor SAR Sentinel-1A e os disponibiliza em plataforma *online*. As imagens são categorizadas em três níveis: no nível 0, os dados estão brutos, inclusive sem foco, apenas com informações da plataforma orbital, calibração interna e ruído; os dados nos níveis 1 e 2 são processados a partir do nível anterior e são especializados para cenas terrestre e oceânica, respectivamente [10].

2.2.1 Parâmetros de Construção de Imagem SAR

Nesta subseção, os parâmetros construtivos importantes para entender o processo de captação e geração de uma imagem com um sensor de abertura sintética são descritos. Semelhante aos radares convencionais, em sistemas SAR, ondas eletromagnéticas são transmitidas sequencialmente. Seus ecos retroespalhados são coletados pela antena receptora em movimento, em contraponto a radares estáticos que permanecem fixos no solo. A combinação coerente destes sinais constrói uma abertura virtual de antena maior que a antena física real [12].

Segundo [12], os sinais normalmente utilizados em sensores SAR são pulsos modulados em frequência com amplitude constante. Durante a transmissão de um pulso com duração de tempo τ , a frequência instantânea f_i é variada linearmente ao longo do tempo t por

$$f_i = k_r t, \quad (2.7)$$

sendo k_r a taxa de *chirp* (pulso). Tal pulso ocupa uma largura de banda $B_r = k_r \tau$. Cada pulso é transmitido a uma determinada *PRF* e, conseqüentemente, o intervalo existente entre dois pulsos subsequentes equivale a $PRI = PRF^{-1}$ (*PRI* derivada do termo inglês *pulse repetition interval*).

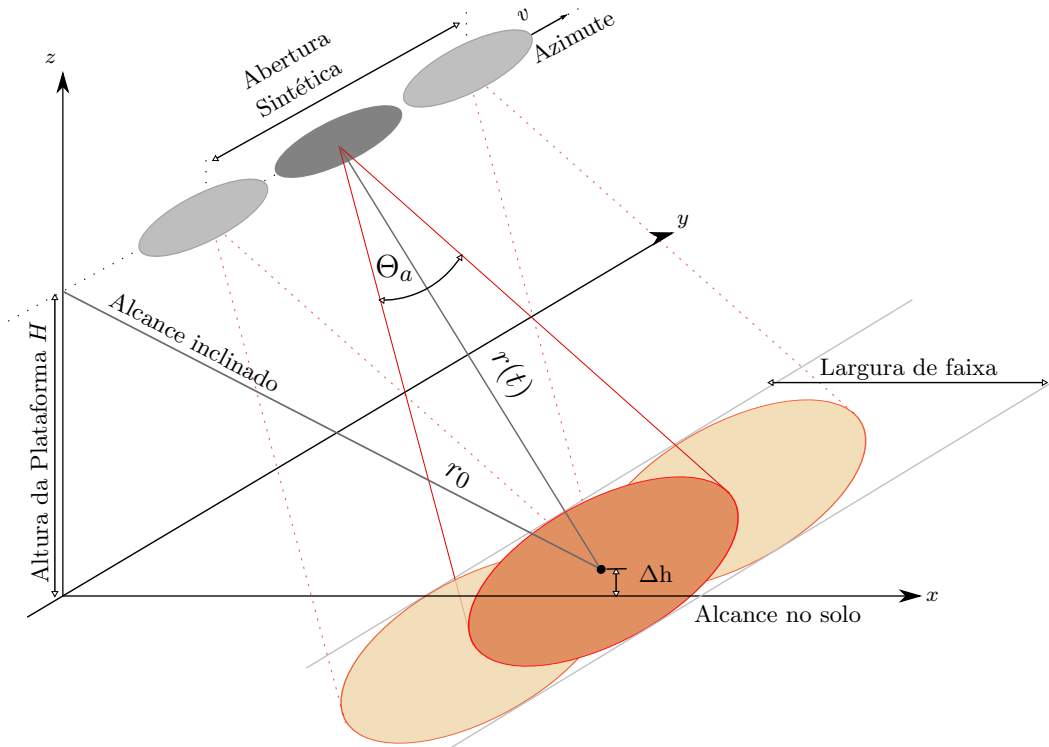
A Figura 5 apresenta os parâmetros mais importantes para a formação da imagem SAR, segundo [12]. A distância entre o radar, com velocidade constante v , e um ponto no solo com coordenadas $(x, y, z) = (x_0, 0, \Delta h)$ – sendo Δh a altitude do alvo em relação ao nível de referência – pode ser definida como

$$r(t) = \sqrt{r_0^2 + (vt)^2}, \quad (2.8)$$

sendo r_0 definido por $r_0(t_0) = \sqrt{(H - \Delta h)^2 + x_0^2}$.

Considerando que a distância da plataforma até o alvo r_0 é bem maior que a distância entre duas transmissões de pulso, pode-se expandir a Equação (2.8) por série de

Figura 5 – Representação de parâmetros de formação de uma imagem SAR.



Fonte: adaptado de [12].

Taylor, resultando em [12]

$$r(t) = \sqrt{r_0^2 + (vt)^2} \approx r_0 + \frac{(vt)^2}{2r_0}, \quad \text{se } \frac{vt}{r_0} \ll 1. \quad (2.9)$$

Logo, é possível prever a distância entre o alvo e a plataforma de imageamento com precisão. Como os sistemas auxiliares de geolocalização são os responsáveis pela aquisição das informações a respeito do posicionamento da plataforma, é possível considerar que os sistemas de orientação e telemetria carecem de boa calibragem e funcionamento, sendo sensíveis à correta execução do plano de voo.

2.2.1.1 Resolução Espacial

A resolução espacial em imagens SAR é definida de duas formas: ao longo da linha de azimute, chamada de resolução em azimute δ_a , que aponta na direção de movimento da plataforma, e resolução em alcance δ_r perpendicularmente à anterior, definida na visada de alcance. A definição de δ_r é conhecida por ser igual para todos os tipos de radar com visada lateral [8], sendo entendida como

$$\delta_r = \frac{c}{2B_r}. \quad (2.10)$$

Logo, a resolução em alcance é dependente apenas da largura de banda do pulso transmitido (B_r).

A resolução em azimute depende de fatores como a largura do feixe real da antena Θ_a , o tamanho da abertura sintética L_{sa} e a largura do feixe da antena sintética Θ_{sa} . Segundo [12], pode-se aproximar δ_a por

$$\delta_a = r_o \Theta_{sa} = r_o \frac{\lambda}{2L_{sa}} = \frac{d_a}{2}, \quad (2.11)$$

sendo d_a o tamanho da antena real em azimute. O tamanho da abertura sintética é aproximado por

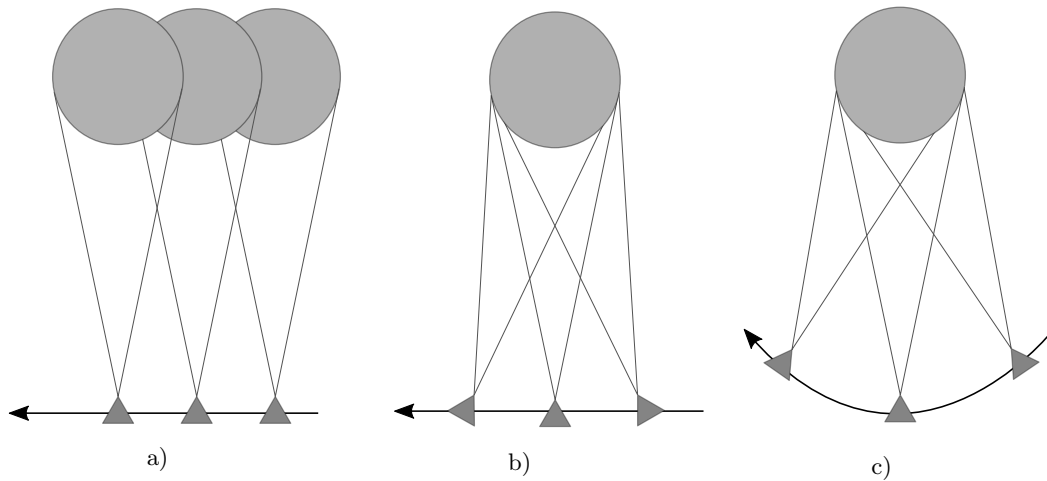
$$L_{sa} \simeq \Theta_a r_o = \lambda r_o / d_a. \quad (2.12)$$

O tempo de iluminação T_{il} de um alvo pode ser aproximado por $T_{il} = \lambda r_o / v d_a$. O sistema adquire uma linha de dados sempre que percorre uma distância $P = vPRI$.

2.2.1.2 Modos de aquisição

Os modos de aquisição se referem às formas como o feixe da antena se comporta para iluminar os alvos ao longo do plano de voo da plataforma. São três os principais modos de aquisição: *Stripmap*, *ScanSAR* e *Spotlight*. Cada modo está ilustrado na Figura 6.

Figura 6 – Modos de operação de iluminação de alvos em sistema SAR. (a) *Strimap*. (b) *Spotligh*. (c) *Spotligh* com vôo circular.



Fonte: adaptado de [13].

O modo de aquisição *Stripmap*, representado na Figura 6(a), mantém o feixe da antena apontado sempre na mesma direção, enquanto a plataforma segue a orientação de voo. O modo *Spotlight*, apresentado na Figura 6(b), necessita de mecanismos de apontamento do feixe da antena e tem, como principal vantagem, a iluminação dos alvos sob diferentes perspectivas angulares. Uma terceira possibilidade ocorre com a alteração da orientação do voo e do apontamento do feixe, conforme ilustrado na Figura 6(c). Tal técnica garante varredura da cena de interesse de forma mais ampla, com a desvantagem

de necessitar sincronismo de voo com o apontamento de feixe, que representa um ponto crítico para o processamento dos dados [13].

2.2.2 Atributos de Fase e Polarização dos Sinais

A polarimetria de um sensor SAR mede o estado de polarização dos sinais emitido e espalhado. Neste estudo, a polarização linear será considerada, embora propostas com polarização elíptica possam ser encontradas na literatura [14]. Os atributos de polarização do pulso transmitido pelo radar podem ter características horizontal (H) ou vertical (V). A recepção da polarização pode variar, conforme o sistema:

- HH: transmissão horizontal e recepção horizontal;
- VV: transmissão vertical e recepção vertical;
- HV: transmissão horizontal e recepção vertical;
- VH: transmissão vertical e recepção horizontal.

A polarização é chamada direta, se a polarização transmitida é a mesma que a recebida (HH e VV). Os demais casos (HV e VH) são chamados de polarização cruzada. Dessa forma, uma importante preocupação de projeto é a alta isolamento entre as portas de acesso da antena, para evitar interferência de um sinal sobre o outro [8]. A aquisição do comportamento dos alvos frente a distintas polarizações lineares é um atributo utilizado para identificação dos alvos e caracterização das cenas imageadas.

O estudo da fase dos sinais retroespalhados levou ao desenvolvimento de tecnologias de interferometria SAR (InSAR). Técnicas de InSAR são utilizadas para a geração de modelos digitais de superfície, sendo aplicados na produção de cartas topográficas [15], além do uso em modelos computacionais para a construção de modelos digitais do terreno e modelos de superfície.

2.3 Projetos de Sistemas SAR Aerotransportados

Nesta seção, apresentam-se projetos de radares de abertura sintética em veículos aéreos não tripulados (VANT's) disponíveis na literatura. Diversos sistemas robustos e validados para distintas aplicações foram identificados e serão descritos nos parágrafos abaixo [14][16][17][18].

O grupo universitário de engenharia e tecnologia da *Multimedia University*, em conjunto com a *Agency of Remote Sensing Malaysia*, da Malásia, desenvolveu e validou um radar de abertura sintética para veículo aéreo não-tripulado (do inglês, *unmanned aerial vehicle synthetic aperture radar* - UAVSAR). O sistema opera na banda C (5,3 GHz) com polarização VV e resolução espacial de 5 m. A operação ocorre no modo *stripmap*, com $PRF = 1$ kHz, largura de banda de 80 MHz e pulso com 10 μs de duração. A antena

foi implementada em tecnologia de microfita com dimensões 1m x 0,3m, com 28 elementos irradiantes, resultando em um ganho de 15 dBi. Esta antena foi integrada à fuselagem da aeronave de forma que o feixe principal aponte para um ângulo de 25° a partir do nadir. A altitude de voo da plataforma é de 1 km, cobrindo uma largura de 912 m. A estrutura em microfita é composta de três camadas: a primeira é a camada irradiante; a camada central é formada por um plano de terra e a terceira é composta pela rede de alimentação. Uma sonda conecta a rede até o irradiador. A potência máxima de pico é 50 W. A plataforma carrega sistemas de posicionamento por sistema global de posicionamento (do inglês, *global positioning system* - GPS) e orientação do VANT. Para o padrão da plataforma, o sistema embarcado foi projetado com um peso máximo de 20 kg. Após calibrações, a plataforma foi testada e validada, atendendo aos objetivos propostos [16].

O CP-SAR é um projeto especializado para operação com ondas circularmente polarizadas (LL, LR, RL e RR, onde “L” representa polarização à esquerda *left* e “R” à direita *right*) e linearmente polarizadas (HH, HV, VH e VV). Este protótipo foi desenvolvido pelo *Josaphat Microwave Remote Sensing Laboratory* da Universidade de Chiba, Japão, e opera em banda L (1,27 GHz) com largura de banda de 15 MHz, *PRF* entre 2-2,5 kHz e com resolução espacial menor que 1 m. O VANT opera em altitudes entre 1 e 4 km. As antenas são construídas em tecnologia de microfita, com alimentação por conectores coaxiais, ganho de 14 dBic e razão axial menor que 3 dB. O objetivo final do projeto foi a validação do sistema para embarcá-lo em um micro-satélite [14].

O sistema Sarenka, desenvolvido pela *Warsaw University of Technology*, da Polônia, propôs um sistema SAR embarcado em VANT com a principal premissa de construção com componentes disponíveis no mercado convencional (do inglês, *commercial off-the-shelf* - COTS). O sistema opera na banda C (5,52 GHz) com resolução nominal de até 0,3 m. A *PRF* do sistema é variável de 0,1-2 kHz e a largura de banda do sistema pode ser ajustada entre 24-480 MHz. O sistema foi validado em veículo terrestre [17] e, posteriormente, ajustado e validado em VANT pela Academia da Força Aérea Portuguesa [18].

2.4 Teoria de Antenas

Segundo [19], “uma antena é uma estrutura intermediária entre o espaço livre e o dispositivo de guiamento”. Os parâmetros de interesse que descrevem as características importantes para uma estrutura irradiante são: diagrama de irradiação, diretividade, ganho, eficiência de irradiação, polarização e os parâmetros de entrada da antena, como a impedância de entrada e o coeficiente de reflexão.

Diagramas de irradiação são representações gráficas do espalhamento da potência irradiada no espaço. A função ganho $G(\theta, \phi)$ de uma antena, em coordenadas esféricas, pode ser representada por

$$G(\theta, \phi) = \epsilon_{rad} D(\theta, \phi), \quad (2.13)$$

sendo ϵ_{rad} a eficiência de irradiação da antena, que relaciona as potências irradiada e entregue ao irradiador, $\epsilon_{rad} = P_{rad}/P_{in}$. O ganho da antena representa um fator de multiplicação do sinal emitido ou recebido pelo irradiador.

A diretividade $D(\theta, \phi)$ aponta o nível de concentração de energia indicado em determinada direção. A função diretividade é definida como

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)_{max}}{P_{rad}}, \quad (2.14)$$

onde $U(\theta, \phi)_{max}$ é a máxima intensidade de irradiação.

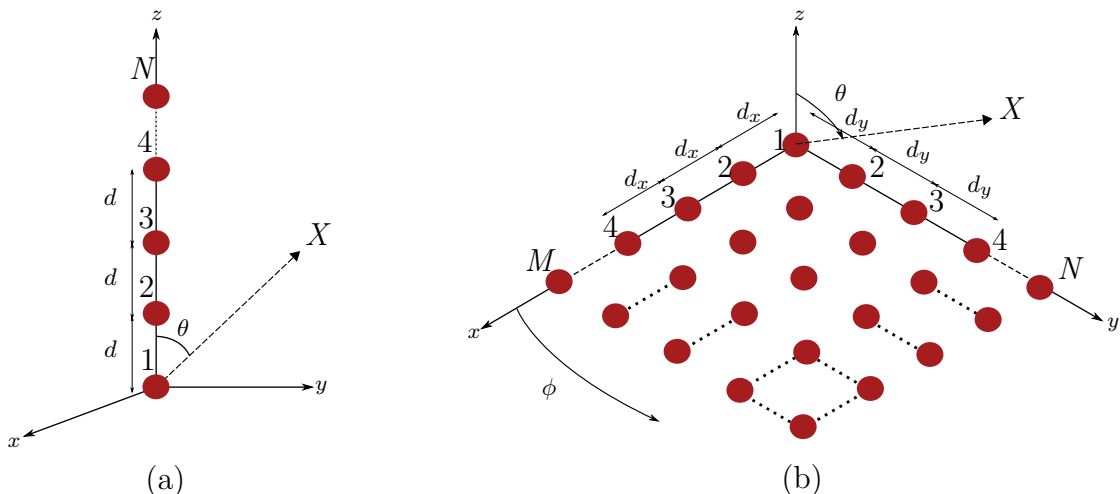
2.4.1 Redes de Antenas

Uma única antena nem sempre apresenta propriedades de irradiação e diretividade adequadas para uma determinada aplicação. Utilizando um conjunto de elementos irradiantes tem-se uma rede de antenas, cujo princípio físico de operação consiste na soma vetorial dos campos irradiados pelos elementos, resultando em interferência construtiva em determinadas direções, formando lóbulos (principal e secundários), e interferência destrutiva em outras, ocasionando nulos no diagrama de irradiação resultante.

Esta seção trata das redes construídas com base na defasagem progressiva existente entre as correntes de alimentação dos elementos. Todavia, o espaçamento, a amplitude das correntes de alimentação e a geometria dos elementos individuais também impactam no desempenho de uma rede [20].

As redes podem ser construídas de forma *linear*, com os elementos dispostos ao longo de uma linha, ou *planar*, com os elementos dispostos em um plano, como ilustra a Figura 7 [20]. Há redes dispostas em três dimensões, mas estas fogem do escopo do presente trabalho e, portanto, não serão abordadas.

Figura 7 – Tipos de redes de antenas. (a) Rede linear. (b) Rede planar.



Fonte: adaptado de [20].

Na rede linear mostrada na Figura 7(a), cada elemento é alimentado por correntes com valores de fase seguindo uma sequência progressiva β . Ao longo desta seção, todas as correntes de excitação apresentam mesma amplitude. Assim, o campo elétrico total E_{total} é obtido por

$$E_{total} = E_{individual} AF_{linear}, \quad (2.15)$$

sendo $E_{individual}$ a expressão do campo elétrico irradiado por um único elemento da rede, na condição de campo distante e AF_{linear} é o fator de rede da rede linear (do inglês, *array factor*), definido como

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd \cos \theta + \beta)}, \quad (2.16)$$

onde k é o número de onda, d a distância entre os elementos irradiantes, θ é uma coordenada do sistema esférico e N é o número de elementos que compõem a rede.

Dispondo-se elementos de forma organizada no plano xy , conforme ilustrado na Figura 7(b), ter-se-á uma rede planar. Para este caso, o fator de rede planar AF_{planar} pode ser expresso por

$$AF_{planar} = AF_x AF_y, \quad (2.17)$$

sendo

$$AF_x = \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \quad (2.18)$$

e

$$AF_y = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)}, \quad (2.19)$$

onde M e N representam o número de elementos dispostos ao longo das direções x e y , respectivamente, d_x é o espaçamento entre os elementos ao longo da direção x e d_y representa a distância entre os elementos ao longo de y . Os termos β_x e β_y correspondem às defasagens progressivas ao longo de x e y , respectivamente. Os ângulos θ e ϕ são coordenadas de um sistema esférico clássico.

2.4.2 Polarização de Ondas Eletromagnéticas

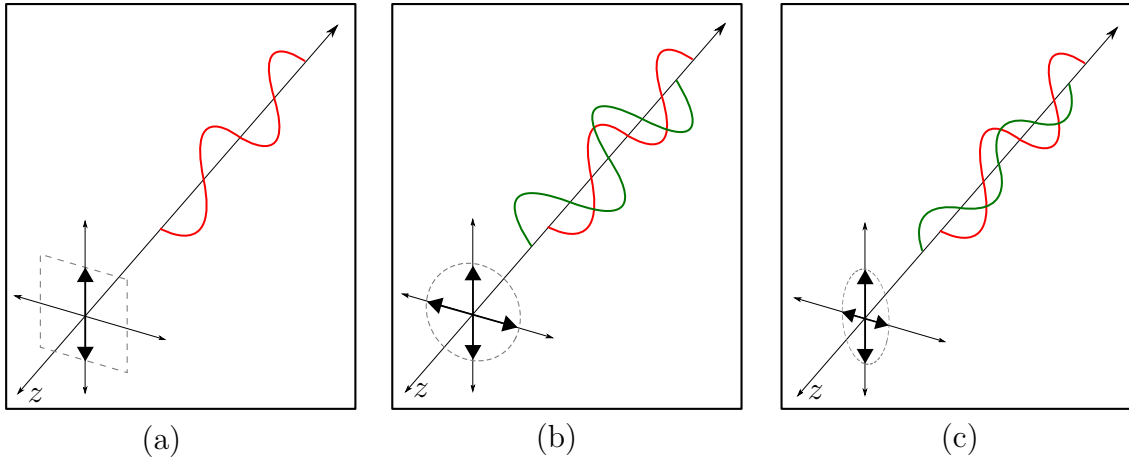
A polarização de uma onda eletromagnética irradiada relaciona-se com a variação no tempo da amplitude e direção do vetor de campo elétrico. A curva traçada por este vetor determina o tipo de polarização [20]. O campo instantâneo de uma onda plana e uniforme propagando-se no sentido positivo de z pode ser escrito como

$$\vec{E}(x,y,z,t) = E_x \cos(\omega t - kz + \phi_x) \hat{x} + E_y \cos(\omega t - kz + \phi_y) \hat{y}, \quad (2.20)$$

onde as amplitudes dos campos ao longo de x e y são representadas pelas variáveis E_x e E_y , respectivamente, k é a constante de propagação, ω é a frequência angular, t representa o tempo e ϕ_x e ϕ_y são as fases da respectiva componente cartesiana.

Observando a variação do conjunto de termos da Eq. (2.20) ao longo da direção de propagação, é possível identificar o comportamento de polarização do campo no formato de linha (Figura 8(a)), círculo (Figura 8(b)) ou elipse (Figura 8(c)), indicando, respectivamente, polarização linear, circular e elíptica. As polarizações linear e circular podem ser consideradas como casos especiais da polarização elíptica [20]. No caso de polarização circular, o sentido de giro do vetor campo elétrico deve ser observado. Por convenção, pode-se ter polarização circular à direita (do inglês, *right hand circular polarization* - RHCP) ou polarização circular à esquerda (do inglês, *left-hand circular polarization* - LHCP).

Figura 8 – Tipos de polarização de ondas planas. (a) Linear. (b) Circular. (c) Elíptica.



Fonte: adaptado de [21].

Polarização linear ocorre quando a diferença de fase entre ambas as componentes de campo da Eq. (2.20) for

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (2.21)$$

Ou seja, uma onda apresentará polarização linear se as componentes ortogonais de campo elétrico apresentarem diferença de fase nula ou de um múltiplo de 180° . Além disso, a onda apresentará polarização linear se apenas uma das componentes de campo existir: $E_x \neq 0$ e $E_y = 0$ ou $E_x = 0$ e $E_y \neq 0$.

A polarização circular é obtida quando as amplitudes das componentes ortogonais são iguais e a diferença de fase for um múltiplo ímpar de $\pi/2$. Matematicamente,

$$E_x = E_y \quad (2.22)$$

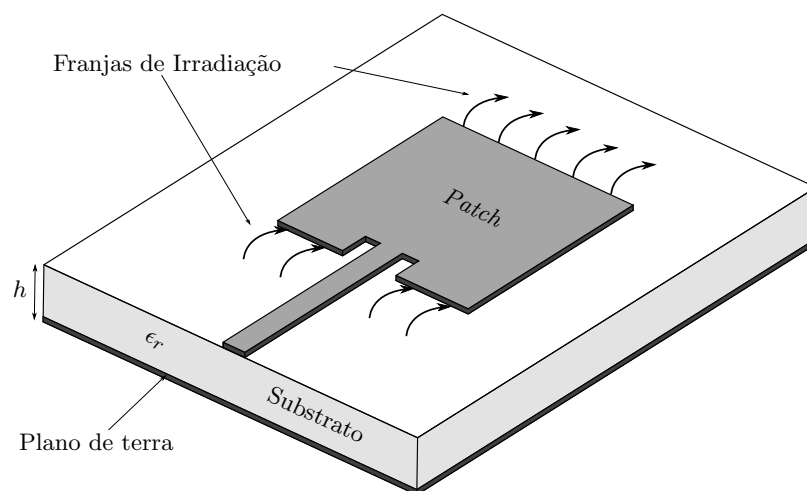
$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} +\frac{\pi}{2}, & \text{para RHCP} \\ -\frac{\pi}{2}, & \text{para LHCP.} \end{cases} \quad (2.23)$$

2.4.3 Antenas de Microfita

Uma antena de microfita consiste em um condutor metálico fino e um plano de terra separados por um substrato dielétrico, como ilustrado na Figura 9. O formato do elemento irradiador, chamado *patch*, pode assumir distintas geometrias, sendo a retangular a mais comum por apresentar baixa polarização cruzada. A Figura 9 destaca as franjas de irradiação, responsáveis pela energia irradiada ao espaço livre. A Figura 10 apresenta outros formatos de antena em microfita encontrados na literatura.

Há diversas formas de alimentação de antenas de microfita: por linha de transmissão, por ponta de prova coaxial, por proximidade ou por fenda eletromagnética. A localização do ponto de alimentação da estrutura implica na impedância de entrada da mesma. Logo, ajustes na posição do alimentador geralmente são aplicados de modo a encontrar o melhor ponto para o casamento de impedância da estrutura.

Figura 9 – Estrutura genérica de uma antena de microfita.



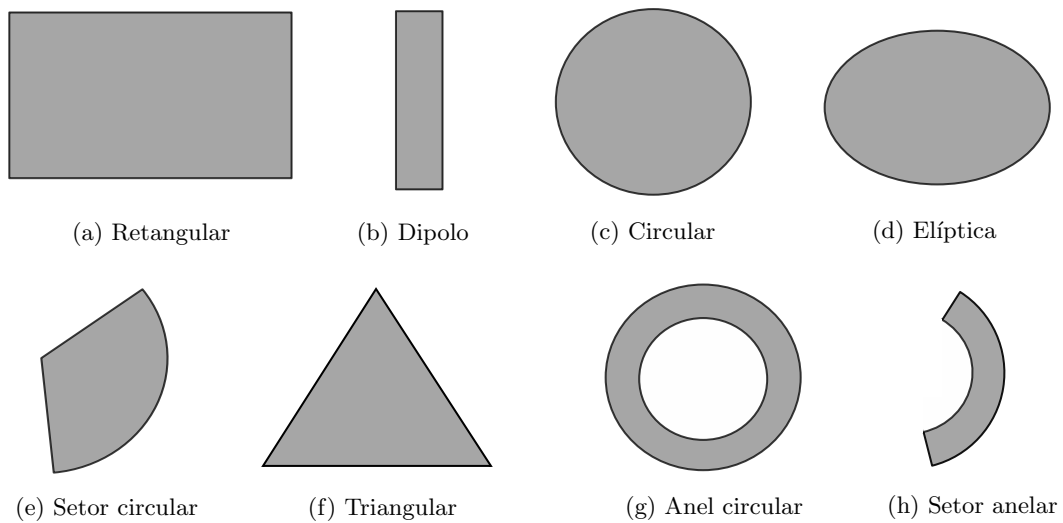
Fonte: adaptado de [20].

Antenas fabricadas em tecnologia de microfita apresentam características interessantes, destacando-se bom perfil aerodinâmico, possibilidade de conformação a estruturas de suporte, boa robustez mecânica, baixo volume e baixo peso [20, 22].

Comparando com antenas convencionais, as de microfita apresentam banda mais estreita, operam com eficiência de irradiação moderada e possibilitam baixa capacidade de potência. Uma forma de remediar estas limitações é aumentar a espessura do substrato, porém pode ocorrer excitação de ondas de superfície [20].

2.4.3.1 Antena Acoplada por Fendas

Dentre os métodos de alimentação de uma antena de microfita está o acoplamento por fenda. Nesta geometria, ilustrada na Figura 11, inexistente contato elétrico entre a linha de alimentação e o irradiador. A posição do *patch* em relação à fenda deve ser centralizada

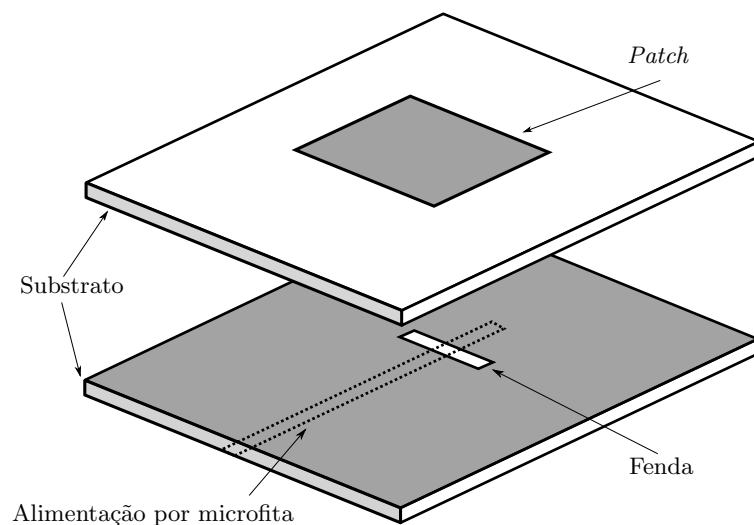
Figura 10 – Formatos de *patch* de microfita.

Fonte: adaptado de [20].

para máximo acoplamento com a linha de alimentação. Isto é obtido posicionando-se a linha de alimentação perpendicular à fenda. O nível de acoplamento também é determinado pelo comprimento da fenda, enquanto que sua largura apresenta baixa influência nas características de irradiação da antena [23].

Quanto ao sistema de alimentação, é importante salientar que o toco da estrutura pode ser utilizado para ajustar a reatância introduzida pela fenda. Uma vantagem dessa estratégia é a alta isolamento entre as polarizações principal e cruzada [23].

Figura 11 – Antena de microfita com acoplamento por fenda.



Fonte: adaptado de [23].

A espessura do substrato de alimentação exige um compromisso da ordem de

0,01-0,02 λ (comprimentos de onda). Substratos mais finos implicam em menos radiações espúrias das linhas de alimentação, todavia apresentam mais perdas. Quanto ao substrato do *patch*, a espessura do mesmo é proporcional à largura de banda da antena. Substratos espessos podem implicar em um nível de acoplamento menor para determinados tamanhos de fenda [23].

2.4.4 Cavidade Ressonante

Circuitos ressonantes podem ser sintetizados em micro-ondas com uma variedade de técnicas [7]. Para este trabalho, torna-se relevante a modelagem de uma cavidade retangular fechada por paredes condutoras elétricas. Em particular, serão analisados os modos TM^z no interior dessa cavidade, que é mostrada esquematicamente na Figura 12. Para isso, parte-se da equação de onda escrita em coordenadas cartesianas para a componente E_z , dada por

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} E_z + \frac{\partial^2}{\partial y^2} E_z + \frac{\partial^2}{\partial z^2} E_z + k^2 E_z = 0. \quad (2.24)$$

A solução geral empregada para resolução da equação acima através do Método da Separação de Variáveis equivale a

$$E_z(x,y,z) = f(x)g(y)h(z), \quad (2.25)$$

onde $f(x)$, $g(y)$ e $h(z)$ representam funções de onda dependentes de apenas uma das coordenadas x , y e z , respectivamente. O número de onda k pode ser decomposto ao longo das três coordenadas cartesianas como sendo

$$k^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2.$$

Uma vez que a cavidade é delimitada por seis paredes elétricas, conforme mostrado esquematicamente na Figura 12, o campo eletromagnético apresentará comportamento estacionário ao longo das três coordenadas. Assim,

$$\begin{aligned} f(x) &= A \operatorname{sen}(k_x x) + B \operatorname{cos}(k_x x), \\ g(y) &= C \operatorname{sen}(k_y y) + D \operatorname{cos}(k_y y), \\ h(z) &= E \operatorname{sen}(k_z z) + F \operatorname{cos}(k_z z), \end{aligned} \quad (2.26)$$

de forma que a solução geral para E_z corresponde a

$$E_z(x,y,z) = [A \operatorname{sen}(k_x x) + B \operatorname{cos}(k_x x)] \dots [C \operatorname{sen}(k_y y) + D \operatorname{cos}(k_y y)] [E \operatorname{sen}(k_z z) + F \operatorname{cos}(k_z z)]. \quad (2.27)$$

Após a imposição das condições de contorno nas seis paredes elétricas, é possível escrever-se que

$$B = 0$$

$$D = 0$$

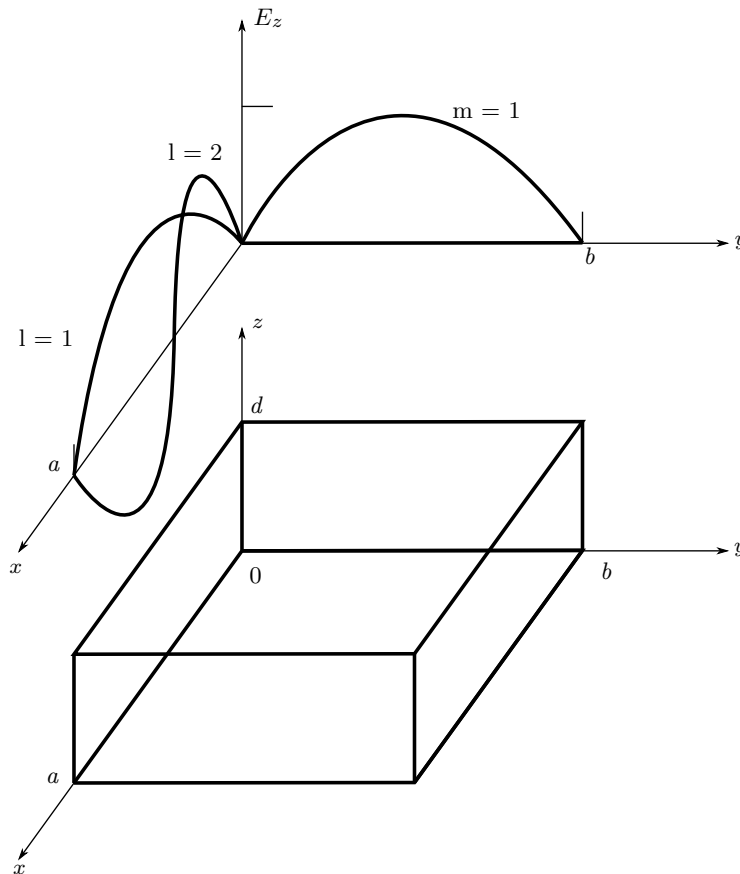
$$\begin{aligned}
 E &= 0 \\
 k_x &= \frac{m\pi}{a} \\
 k_y &= \frac{n\pi}{b} \\
 k_z &= \frac{l\pi}{d}.
 \end{aligned}$$

Assim, para um determinado modo TM_{mnl}^z é dado por

$$E_z(x,y,z) = A_{mnl} \operatorname{sen}\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \cos\left(\frac{l\pi}{d}z\right), \quad (2.28)$$

sendo A_{mnl} o valor da amplitude da componente de campo E_z .

Figura 12 – Modelo da cavidade ressonante.



Fonte: adaptado de [7].

Substituindo k_x , k_y e k_z por suas expressões na definição empregada para o número de onda k , resulta que

$$k_{mnl} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2}. \quad (2.29)$$

A frequência de ressonância do modo TM_{mnl}^z é calculada, finalmente, por

$$f_{mnl} = \frac{ck_{mnl}}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}}, \quad (2.30)$$

sendo ε_r e μ_r a permissividade elétrica e a permeabilidade magnética relativas do material que preenche o interior da cavidade, respectivamente.

2.5 Principais Parâmetros do Projeto para Veículo Aéreo Não Tripulado

Com base nos referenciais bibliográficos para um projeto que atenda às características de uma antena para um sistema SAR, operando em banda C com dupla polarização linear, foram reunidas as características principais para uma proposta de um sistema de imageamento do tipo SAR embarcado em veículo aéreo de pequeno porte na Tabela 2. Para ilustrar alguns conceitos da tabela anterior, a Figura 13 apresenta métricas importante de um sistema de sensoriamento remoto de visada lateral.

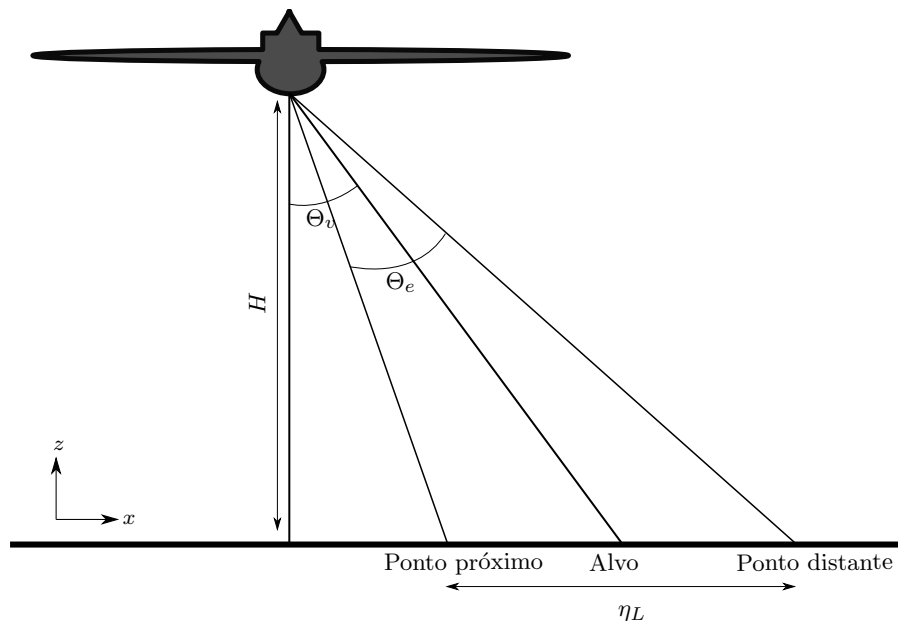
Tabela 2 – Síntese dos Parâmetros do Sistema SAR

Critério	Projeto
Faixa de operação	Banda C
Frequência da portadora	5,8 GHz
Largura de banda do chirp	100 MHz
Ganho da rede	14 dBi
Pico de potência	10-30 W
Modo de operação	Stripmap
Tipos de polarização	VV, HH, VH, HV
Modulação	Linear FM
Polarização cruzada da antena	30 dB
Coefficiente de reflexão na banda (B)	-10 dB
Altura da plataforma	1 - 4 km
Largura do feixe em azimute	5°
Largura do feixe em elevação (Θ_e)	5°
Tamanho faixa imageada (η_L)	0,7 - 3 km
Ângulo de visada (Θ_v)	25°
Resolução em azimute	5 m
Resolução em alcance	5 m
PRF	1 kHz
Velocidade da plataforma	100 m/s

Fonte: Autor.

Os requisitos de potência do sistema são considerados genéricos neste estudo, pois o modelo em análise é apresentado para validação de uma proposta. Comercialmente, é possível encontrar substratos que atendam às necessidades de alimentação do sistema, porém não estão disponíveis em laboratório para fabricação e verificação experimental.

Figura 13 – Plano de visada lateral do sistema SAR.

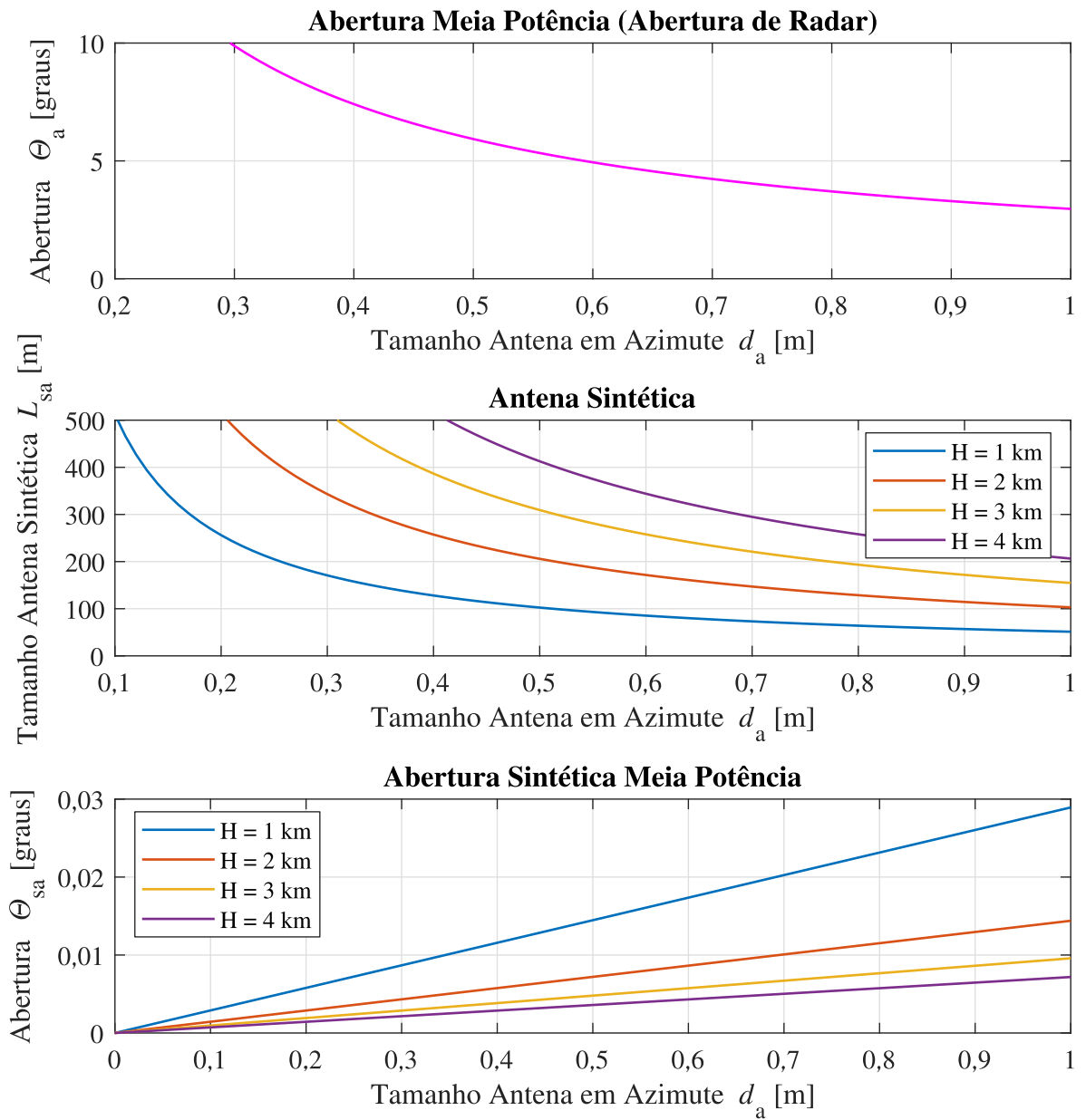


Fonte: adaptado de [24].

Objetivada a caracterização de uma estrutura irradiante que possa atender aos parâmetros de projeto da Tabela 2, é possível analisar os parâmetros da altura de voo do VANT (H , na Figuras 5 e 13). Assim, visando avaliar o impacto no feixe de abertura real da antena Θ_a , o tamanho da abertura sintética L_{sa} e o ângulo de abertura Θ_{sa} , a Figura 14 apresenta o comportamento gráfico das principais variáveis que implicam na compreensão do processo de formação de uma imagem do tipo SAR.

A abertura de meia potência traça a relação do lóbulo principal para um sistema de radar qualquer, que é inversamente proporcional ao tamanho da antena. Este tipo de abertura é aplicado para radares fixos ou móveis. Conforme a Eq (2.12), pode-se inferir o tamanho da abertura da antena sintetizada para um conjunto de altitudes de voo. Para esta análise, o comportamento do gráfico também apresenta característica inversa com o tamanho da antena real em azimuth. Uma observação importante é o tamanho, em graus, da abertura do feixe principal que a antena sintética consegue reproduzir com relação à antena real.

Figura 14 – Estudo de variação da altura da plataforma e parâmetros da antena.



Fonte: Autor.

3 ANTENAS ALIMENTADAS POR ACOPLAMENTO VIA FENDA

Antenas com acoplamento por fenda foram apresentadas na Subseção 2.4.3.1. Neste capítulo, duas estruturas de antenas em microfita acopladas por fenda, com características potenciais à aplicação ensejada neste trabalho, serão descritas. As estruturas foram construídas conforme o projeto descrito em [8]. O substrato que compõe os elementos é o Arlan CuClad 250 ($\epsilon_r = 2,55$ e $\text{tg}\delta = 0,0022$).

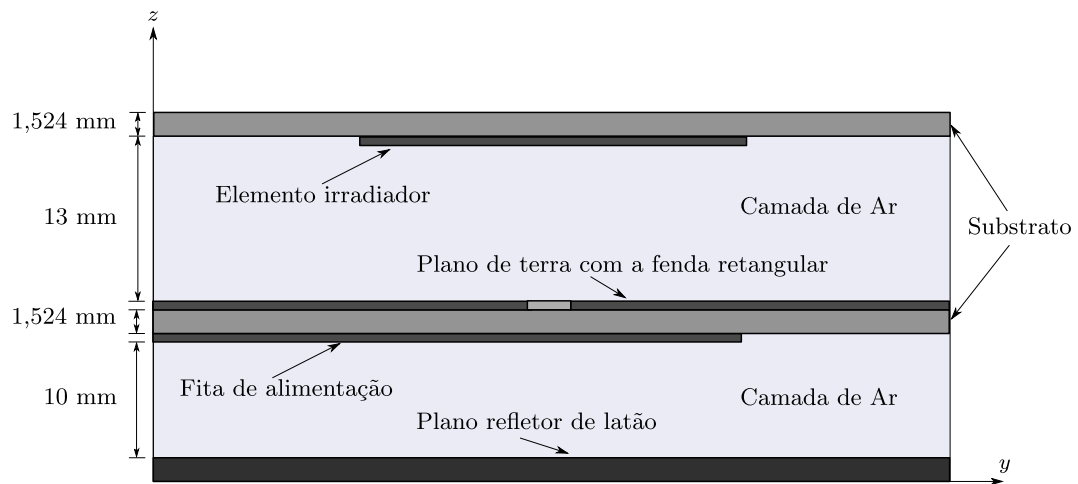
O uso de antenas acopladas por fenda é baseado na necessidade de implementação de sistema com baixo nível de polarização cruzada e isolamento entre irradiadores e sistema de alimentação, sendo estas características ideais para projetos de radares. Em [8], uma antena para operar em banda L, com $f_0 = 1,25$ GHz, é apresentado. Sua proposta consiste na criação de uma rede de antenas, para operação de um sistema SAR polarimétrico aerotransportado. Ou seja, as especificações de peso e complexidade do sistema irradiante são menos restritivas do que as estabelecidas neste trabalho, haja vista que a carga útil que pode ser transportada é ordens de grandeza maior que no caso de VANTs.

Depois da reprodução da geometria em simulador eletromagnético, para replicação de resultados, o projeto com dupla fenda foi escalonado para a frequência de operação especificada na Tabela 2, conforme será demonstrado a seguir.

3.1 Acoplamento por fenda retangular simples

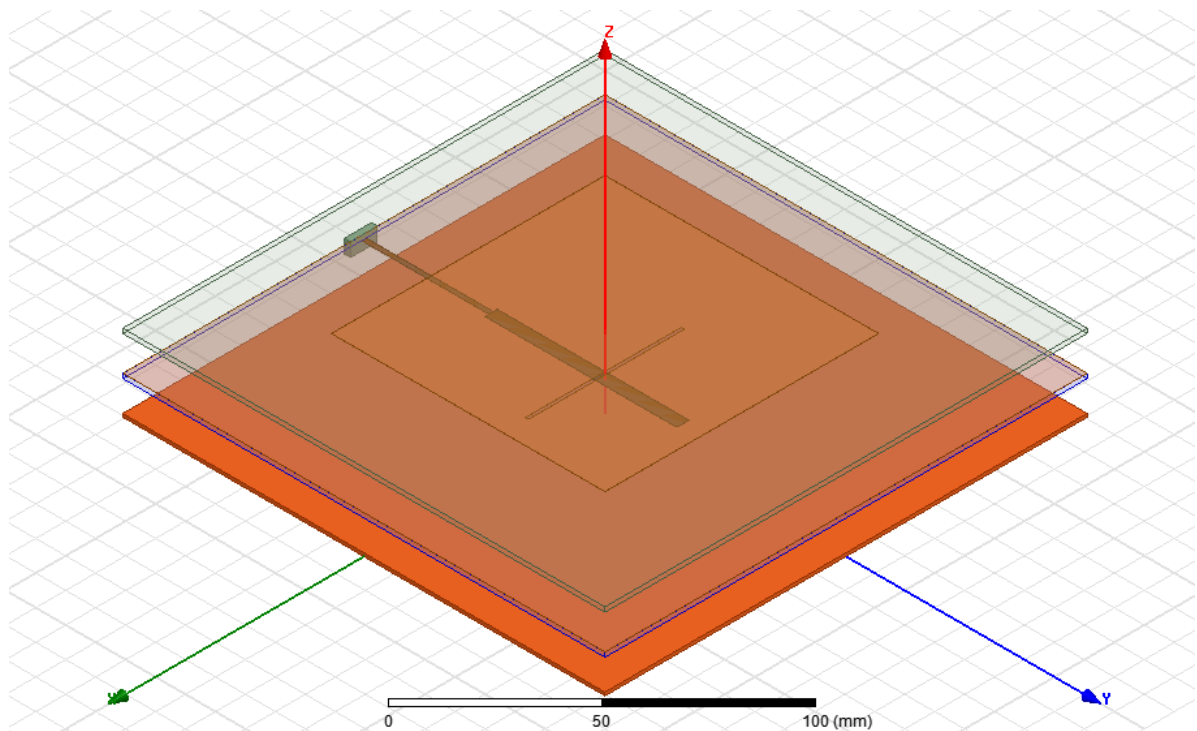
O estudo de antenas alimentadas por fendas retangulares foi iniciado com a consideração de uma única fenda, produzindo uma única polarização. Em comparação com uma antena de microfita clássica, como a da Figura 9, as estruturas analisadas devem apresentar várias camadas. Um diagrama esquemático é apresentado na Figura 15, que proporciona uma compreensão mais ampla acerca da visualização da distribuição dos elementos nas diversas camadas que compõem a estrutura. Tal antena foi modelada no simulador ANSYS HFSS e encontra-se mostrada na Figura 16, da qual podem-se destacar os seguintes aspectos: no topo, encontra-se o laminado com o *patch* na face inferior; no centro, há um substrato com o plano de terra que acomoda a fenda, em sua parte superior, e a linha de alimentação por microfita, alocada na face inferior; a camada mais abaixo é formada por uma chapa de latão, que atua como refletor. A geometria dos substratos é quadrada com lados de 161 mm. As camadas são sustentadas por suportes de acrílico. O irradiador quadrado tem 91,3 mm de lado. A fenda tem largura de 1 mm e comprimento de 52 mm.

Figura 15 – Vista esquemática da seção transversal de uma antena de microfita alimentada por fenda eletromagnética.



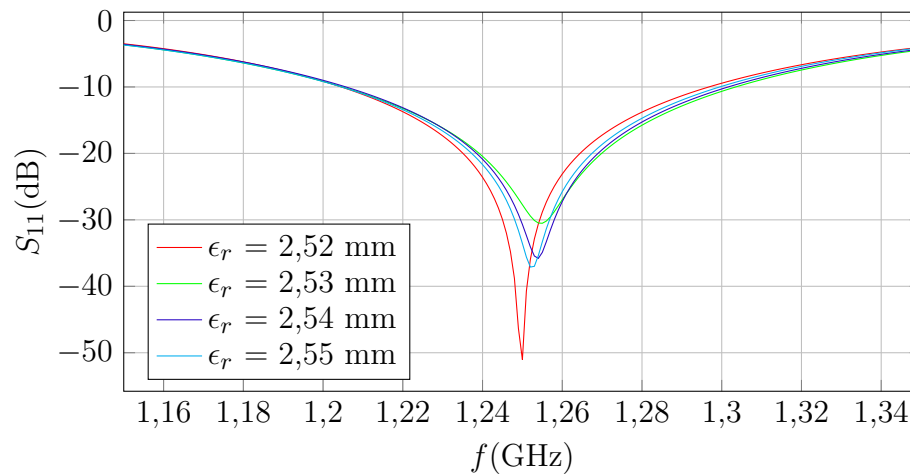
Fonte: adaptado de [8].

Figura 16 – Modelo eletromagnético de antena de microfita com única fenda.



Com a estrutura validada, uma análise das características do substrato foi realizada. Para ajustar a frequência de operação do sistema, é apresentado um estudo da variação de ϵ_r dentro dos limites de tolerância apontados na folha de dados do material empregado [25]. Conforme demonstrado na Figura 17, a curva que mais se ajusta à frequência de operação desejada ao projeto foi para o caso em que $\epsilon_r = 2,52$.

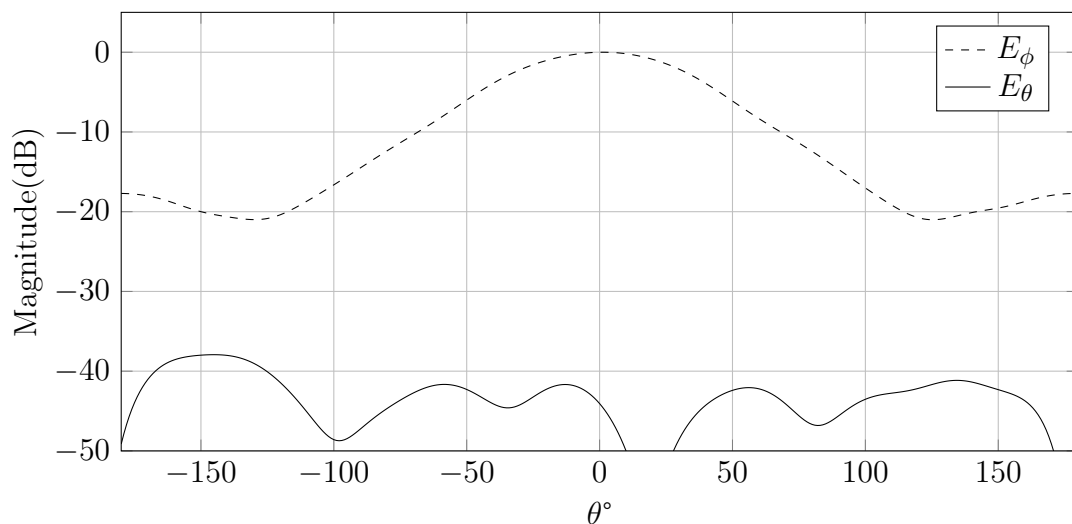
Figura 17 – Estudo da variação da permissividade elétrica relativa do laminado empregado para projeto da antena alimentada por fenda retangular simples, com $f_0 = 1,25$ GHz.



Fonte: Autor.

O nível de polarização cruzada verificado na Figura 18 é menor que -40 dB entre os campos E_ϕ e E_θ . Portanto, a estrutura atinge uma elevada isolamento entre as polarizações principal e cruzada. Esta característica já era esperada e foi validada por meio desta simulação eletromagnética.

Figura 18 – Diagrama de irradiação normalizado da antena com fenda retangular simples, plano $\phi = 0^\circ$ e em $f_0 = 1,25$ GHz.

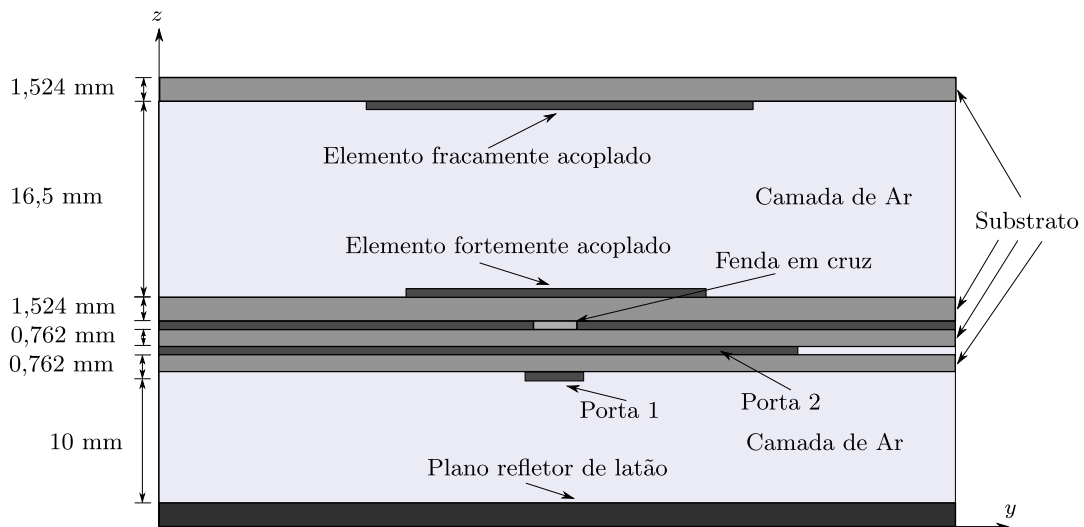


Fonte: Autor.

3.2 Acoplamento por fenda em Cruz

Como o objetivo de [8] foi construir uma geometria com dupla polarização linear, a estrutura acima foi modificada para esta finalidade. Com relação à geometria com fenda

Figura 19 – Geometria da antena de microfita com fenda em cruz, mostrada em corte, destacando principais parâmetros construtivos.

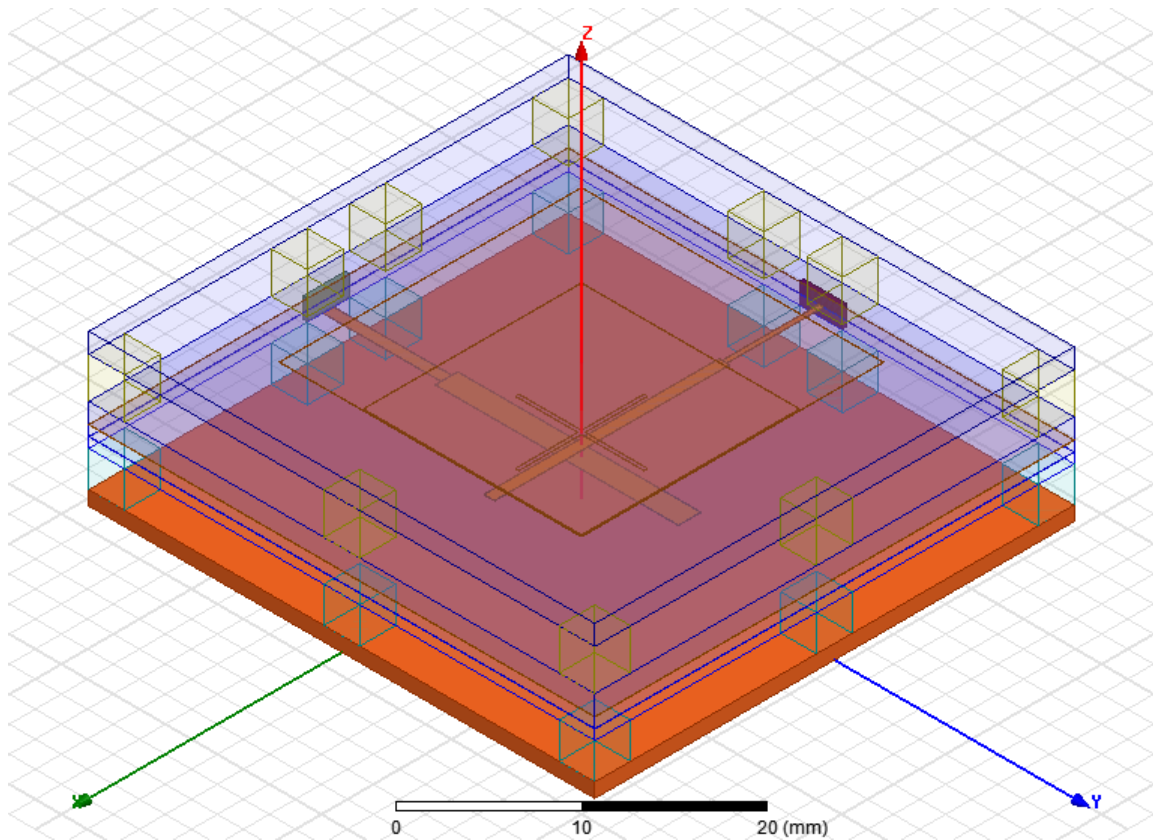


Fonte: adaptado de [8].

simples, esta apresenta mais camadas de substrato e elementos irradiantes. A Figura 19 mostra, em corte, os elementos deste novo irradiador. Vale destacar que [8] sugeriu o uso de substratos com distintas espessuras, para reduzir a distância entre a fenda e a linha de alimentação, com o fim de melhorar o acoplamento entre estes elementos.

Suportes de acrílico foram adicionados com objetivo de sustentação mecânica das distintas camadas que compõem o elemento irradiante. A geometria modelada no simulador eletromagnético é apresentada na Figura 20. A frequência de operação original 1,25 GHz foi escalonada para 5,8 GHz em uma tentativa de conformar esta geometria às especificações propostas na Tabela 2.

Figura 20 – Modelo eletromagnético da antena de microfita com fenda em cruz adaptada para $f_0 = 5,8$ GHz.



Fonte: Autor.

Para o escalonamento em frequência, seguiram-se algumas tentativas de otimização das dimensões da antena em *software*. Um dos aspectos analisados foi a redução do número de suportes de acrílico. Com o intuito de simplificar a construção da estrutura, a retirada da camada superior também foi abordada.

Os diagramas de irradiação resultantes após o escalonamento são apresentados nas Figuras 21 e 22 para os dois planos principais ($\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$). É nítido que o nível de polarização cruzada, obtido com a estrutura com apenas uma fenda, não foi alcançado, ficando na ordem de 23 dB. Por esta razão, optou-se por investigar outro tipo de estrutura, que será abordada no capítulo seguinte.

Figura 21 – Diagramas de irradiação da antena com fenda em cruz, plano $\phi = 0^\circ$ e $f_0 = 5,8$ GHz.

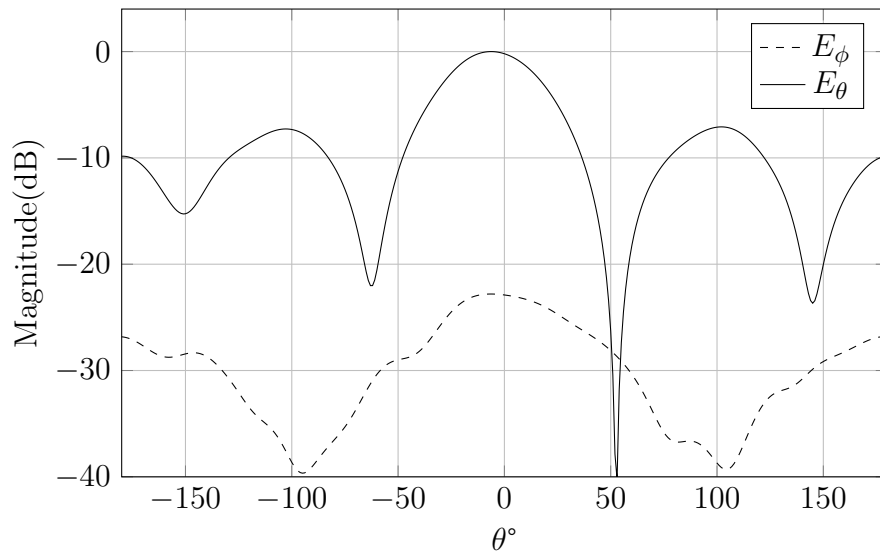
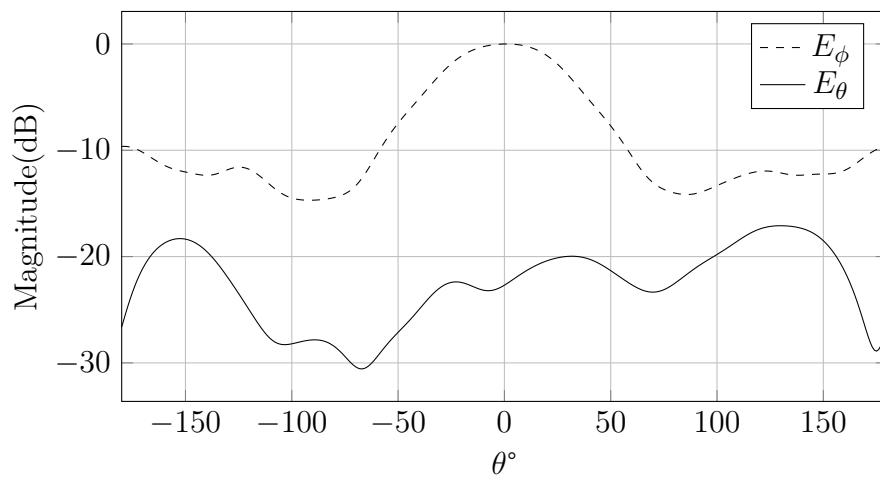


Figura 22 – Diagramas de irradiação dos feixes da antena com fenda em cruz, plano $\phi = 90^\circ$, $f_0 = 5,8$ GHz.



4 ANTENA TIPO GUIA DE ONDA INTEGRADO AO SUBSTRATO - SIW

Este capítulo aborda o estudo do elemento irradiante escolhido como principal neste trabalho: a antena tipo SIW. O elemento é estudado, inicialmente, de forma isolada. As seções a seguir apresentam a geometria de estudo simulada em *software* eletromagnético específico da *Ansys Electromagnetics 2016* por meio do pacote de recursos HFSS 2016.2, disponível no Laboratório de Eletromagnetismo, Micro-Ondas e Antenas (LEMA).

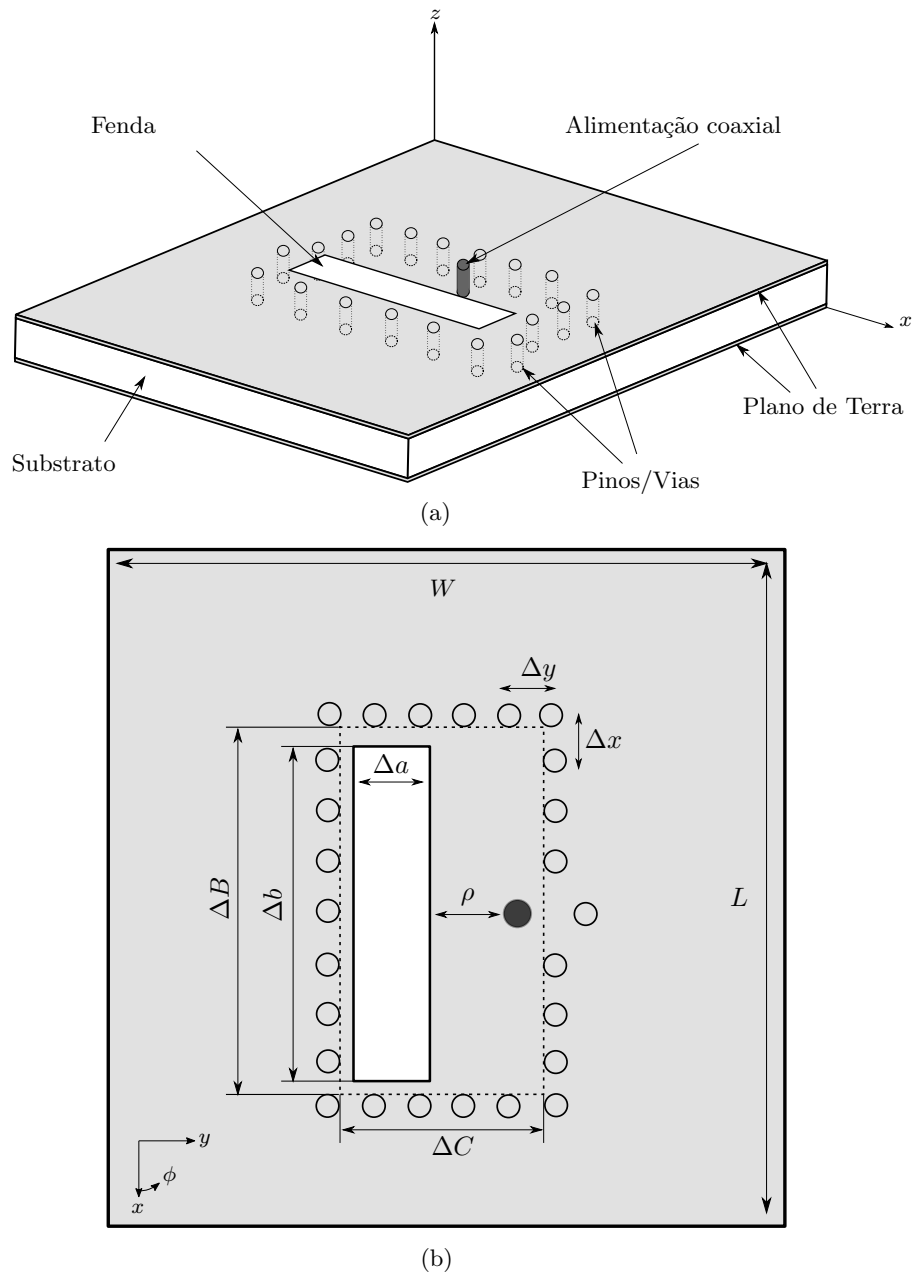
Após o projeto do elemento simples, um estudo sobre redes de antenas SIW foi realizado e será descrito no final do capítulo.

4.1 Geometria da Antena

A proposta de uma antena em cavidade ressonante retangular com seis paredes elétricas apresenta significativas dificuldades técnicas de construção. Para o caso particular de antenas em tecnologia de circuito impresso, a principal restrição é a implementação das paredes elétricas no interior de um laminado de micro-ondas. Para contornar esse problema, [26] propõe a síntese de cavidades utilizando pinos metálicos, lançando mão no uso de técnicas de construção de estruturas conhecidas como guia de onda integrado ao substrato (do inglês, *substrate integrated waveguide* - SIW). Esta tecnologia emprega componentes de baixo custo, atentando para o controle da polarização cruzada em distintos tipos de irradiadores.

A geometria SIW simulada, ilustrada na Figura 23, é composta inicialmente por uma disposição de 22 pinos, dispostos a espaçamentos constantes de Δx e Δy ao longo de x e y , respectivamente, que são empregados para modelar uma cavidade ressonante retangular com dimensões ΔB ao longo de x e ΔC ao longo de y . A irradiação de potência ocorre por meio da fenda retangular de comprimento Δb e largura Δa [26].

Figura 23 – Geometria da antena SIW de projeto. (a) Vista isométrica de um elemento único. (b) Vista do topo com as principais variáveis de projeto de um elemento único.



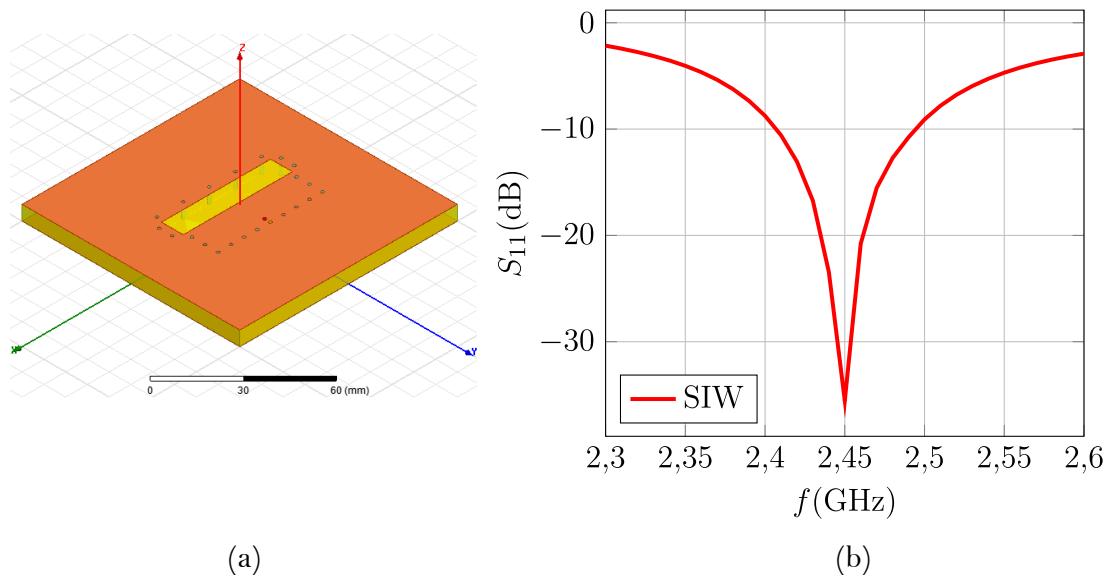
Fonte: Autor.

A alimentação da estrutura é realizada por meio de ponta de prova coaxial. A principal variável de projeto do alimentador é a distância entre a fenda e o centro do condutor central, definido como ρ na Figura 23(b).

Inicialmente, [26] projeta a estrutura para uma $f_0 = 2,45$ GHz, em substrato de FR4 e espessura de 6 mm. As vias possuem 1,3 mm de diâmetro, sendo aplicados 22 no total, como é possível identificar na estrutura da Figura 24(a). A operação na frequência de 2,45 GHz é mostrada no gráfico da Figura 24(b). A largura de banda, considerando-se como

critério que $|S_{11}| \leq -10$ dB (este será o critério usado ao longo de todo o trabalho para definição de largura de banda), corresponde a 80 MHz. A antena apresenta polarização linear ao longo de do eixo y , segundo o desenho em Figura 24(a).

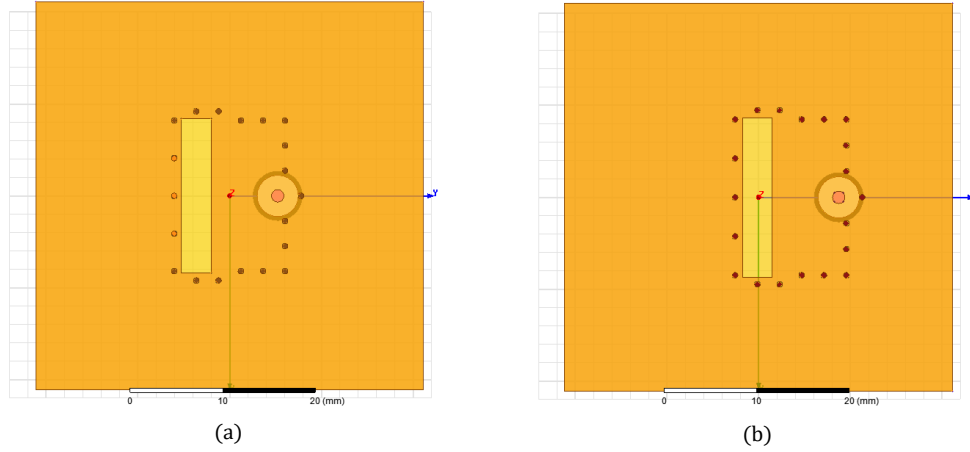
Figura 24 – Geometria base. (a) Modelo CAD. (b) Coeficiente de reflexão centrado em $f_0 = 2,45$ GHz.



Fonte: Autor.

A partir da estrutura da Figura 24, escalonaram-se em frequência os elementos para operação em 5,8 GHz. Após discussões sobre resultados preliminares e avaliação acerca da disponibilidade de recursos em laboratório, a geometria adotada é apresentada na Figura 25. A antena foi projetada em FR4 com 1,524 mm de espessura e 20 vias de 0,6 mm de diâmetro. Em comparação à geometria apresentada por [26], a elevação da frequência de operação da antena desenvolvida neste trabalho possibilitou reduzir o número de vias para composição da cavidade ressonante, o que reduz a complexidade no processo construtivo.

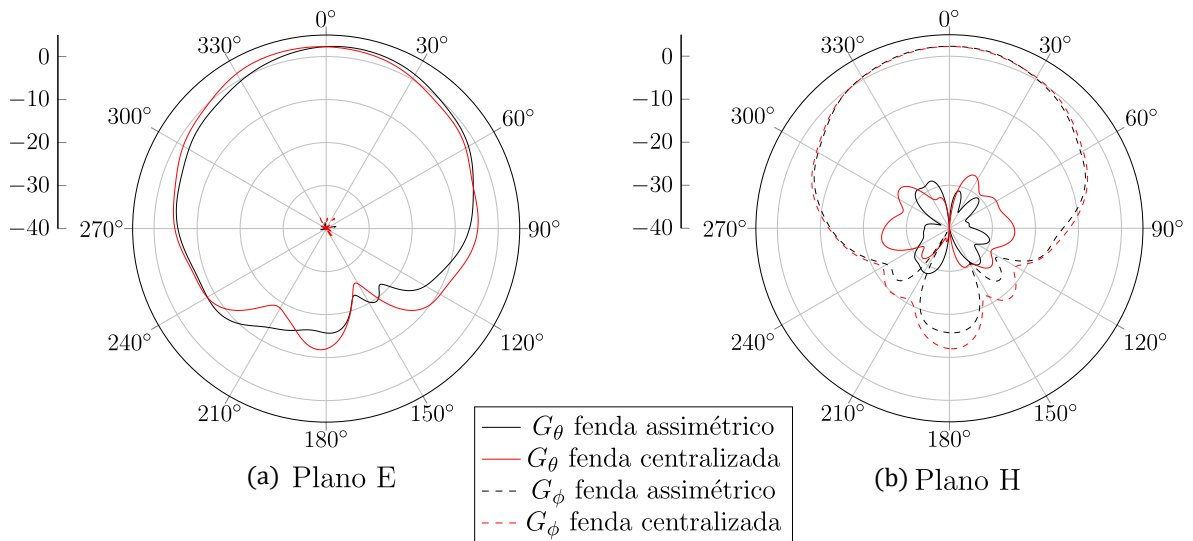
Figura 25 – Desenho CAD da antena SIW em 5,8 GHz. As vias na estrutura são representados pelos pontos mais escuros. A transparência do desenho permite notar os detalhes do conector coaxial. (a) Fenda deslocada e cavidade centralizada. (b) Fenda centralizada.



Fonte: Autor.

Como a fenda, localizada no topo da estrutura, é responsável pela irradiação, sua posição no plano de terra é fator importante para ser avaliado. A bibliografia base, trazida em [26], explora a geometria da Figura 25(a), com a cavidade ressonante praticamente centralizada. Todavia, como é possível observar na Figura 26, para os principais planos de irradiação, é perceptível uma pequena alteração no apontamento do diagrama do plano E. Como o deslocamento da fenda, nesta análise, ocorreu ao longo do plano E, não houve alteração substancial do diagrama de irradiação no plano H.

Figura 26 – Diagramas de irradiação dos planos E (a) e H (b) da localização da fenda na estrutura.



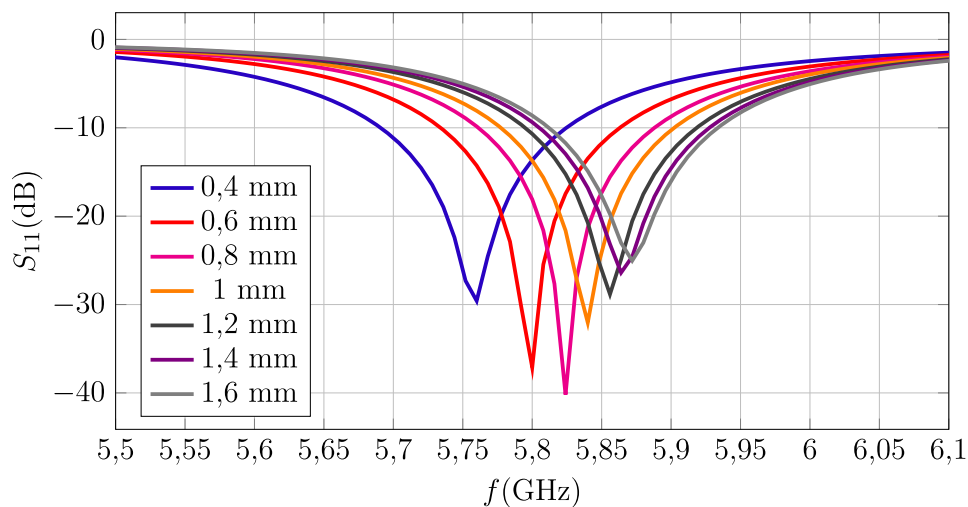
Fonte: Autor.

4.2 Estudo das Vias na Estrutura

Na sequência do escalonamento em frequência, ajustes finos foram aplicados à estrutura no *software* de simulação, com o objetivo de refinar os resultados e melhorar o casamento de impedância de entrada. Para os estudos a seguir, a geometria precisou ser parametrizada no CAD, para permitir observação do efeito de cada parâmetro de projeto de forma isolada sobre as características da antena.

Inicialmente, um estudo sobre o impacto do diâmetro das vias na estrutura foi organizado. Os resultados são apresentados na Figura 27. O diâmetro das vias tem impacto direto na frequência de ressonância. Logo, variações sensíveis no raio das vias impactam diretamente na frequência de operação da estrutura. Observa-se que o impacto do aumento no diâmetro das vias reduziu o tamanho físico da cavidade ressonante, deslocando a ressonância para frequências mais elevadas. Para todos os diâmetros considerados, a largura de banda ficou próxima de 120 MHz. Para o caso específico em que o diâmetro seja 0,6 mm, a largura de banda obtida equivale a 128 MHz.

Figura 27 – Variação diâmetro dos pinos da antena SIW.



Fonte: Autor.

O número de vias para composição da cavidade impacta na complexidade, tanto na fase de projeto, dado o aumento no tempo de simulação numérica, quanto na fase de testes práticos, por demandar mais tempo para fabricação dos protótipos. As subseções a seguir expõem duas possíveis situações para a alocação de vias na estrutura: distribuídas de forma uniforme ou não uniforme.

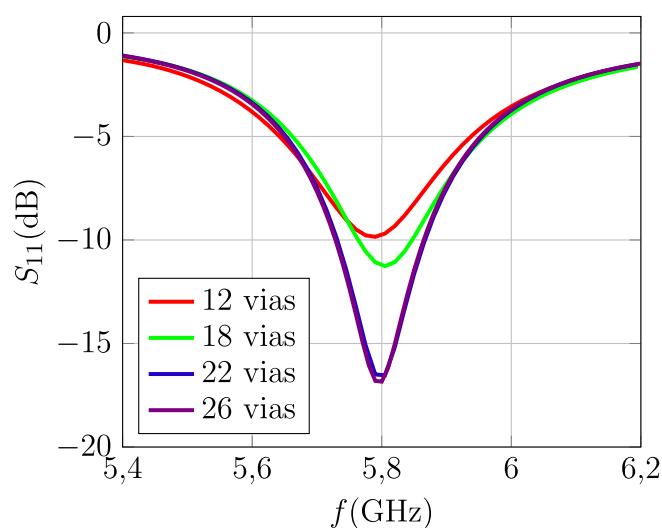
4.2.1 Distribuição Uniforme de Vias

Uma distribuição uniforme de vias para composição da cavidade ressonante implica em manter as variáveis de projeto Δx e Δy iguais. A parametrização do desenho em CAD

levou em conta o tamanho da cavidade conformada pelas vias.

Estruturas de 12, 18, 22 e 26 vias foram simuladas. A Figura 28 apresenta o coeficiente de reflexão para os três primeiros casos apresentados. Verifica-se, nitidamente, que o casamento de impedância é afetado pelo número de vias, implicando, conseqüentemente, em alteração da largura de banda. Para 26 e 22 obtêm-se larguras de 130 MHz; para 18 vias tem-se 90 MHz. Com 12 vias, não foi possível obter casamento de impedância adequado em nenhuma frequência próxima à desejada.

Figura 28 – Gráfico de estudo do coeficiente de reflexão para distribuição homogênea de vias na estrutura SIW.



Fonte: Autor.

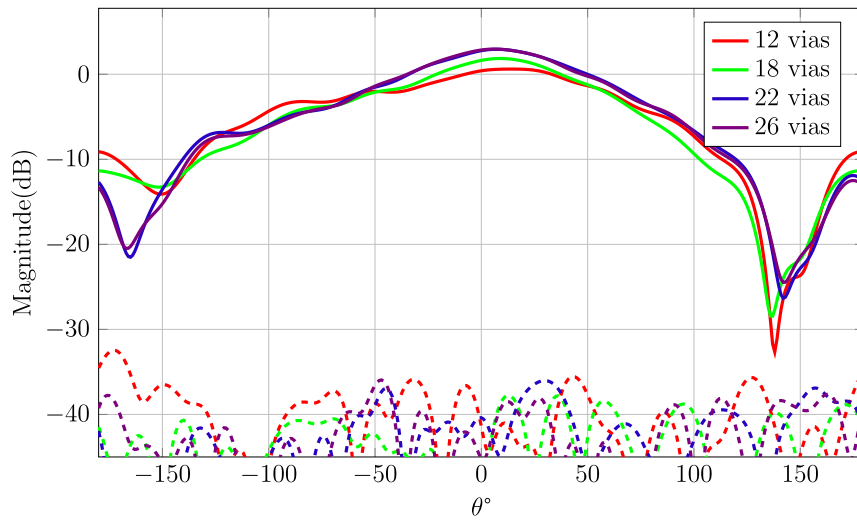
O impacto no ganho nos principais planos de irradiação é mostrado nas Figuras 29-30. É visível a proporcionalidade entre o número de vias e o ganho da antena. A Tabela 3 resume os dados de ganho, abertura de feixe e isolamento entre as polarizações principal e cruzada média para cada caso. O ganho varia de 0,6 a 2,9 dBi e a polarização cruzada média aumenta com a condição de apenas 12 pinos na estrutura.

Tabela 3 – Comparação entre número de vias para ganho e polarização cruzada em distribuição de vias homogêneas.

Número de Vias	Ganho (dBi)	Ângulo de meia-potência		Polarização Cruzada Média (dB)	
		Plano E	Plano H	Plano E	Plano H
12	0,6	122°	87°	-40,0	-22,9
18	1,8	82°	78°	-44,9	-32,4
22	1,9	86°	77°	-43,0	-32,4
26	2,9	83°	76°	-44,7	-36,3

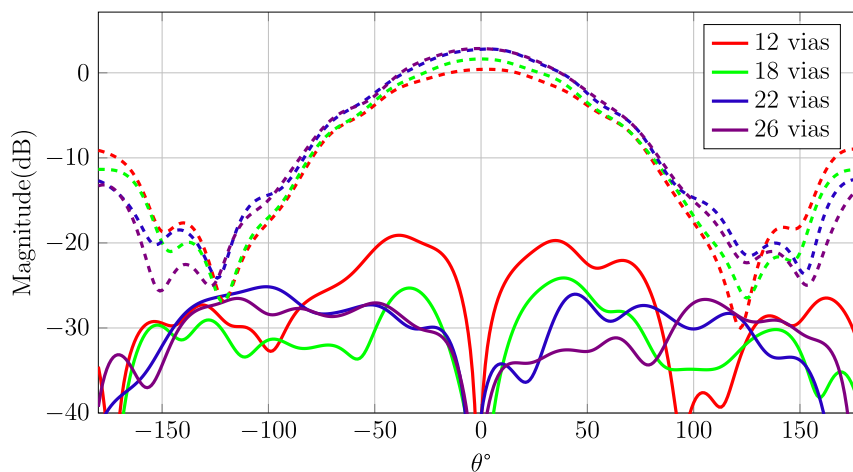
Fonte: Autor.

Figura 29 – Diagrama de irradiação de estudo do número de vias distribuídas de forma homogênea pela cavidade, Plano E.
 G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.



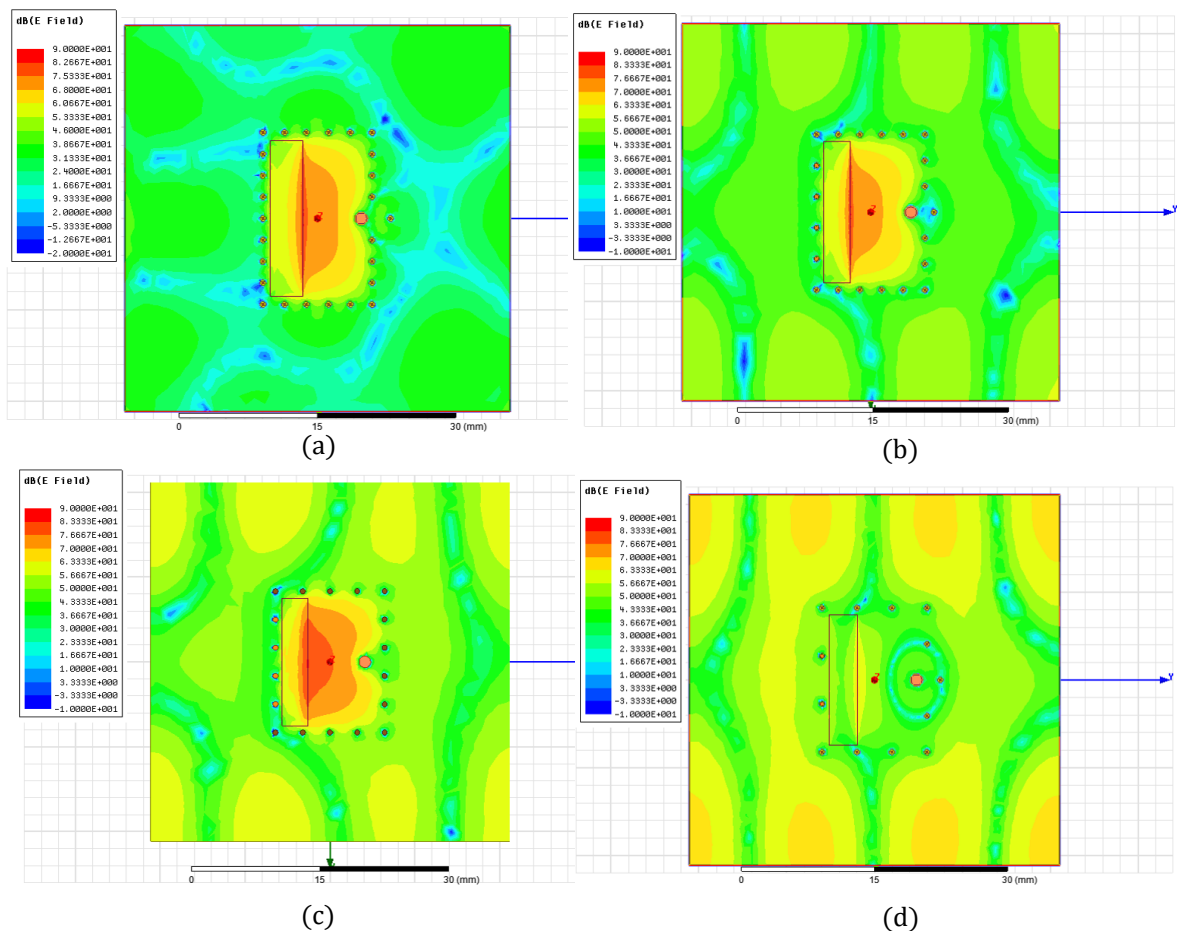
Fonte: Autor.

Figura 30 – Diagrama de irradiação de estudo do número de vias distribuídas de forma homogênea pela cavidade, Plano H.
 G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.



Fonte: Autor.

Figura 31 – Magnitude do campo elétrico para distintas distribuições homogêneas de pinos. (a) 26 vias. (b) 22 vias. (c) 18 vias. (d) 12 vias.



Fonte: Autor.

No compilado da Figura 31, a distribuição do módulo do campo elétrico é apresentada no topo do substrato. A escala de cores define a intensidade do campo. Uma geometria com um grande número de vias, distribuídas de forma homogênea pela cavidade, como é possível comparar entre Figura 31(a) e Figura 31(d), sintetiza uma cavidade ressonante que possui maior capacidade de reter o campo elétrico em seu interior. Em contra partida, poucas vias (neste caso, 12) não são suficientes para a síntese de uma parede elétrica que consiga confinar o campo eletromagnético adequadamente. É de interesse deste trabalho a delimitação de um número de vias que sejam adequadas para as etapas de prototipação, pois um elevado número de vias torna a fabricação mais dificultada com os recursos disponíveis no LEMA.

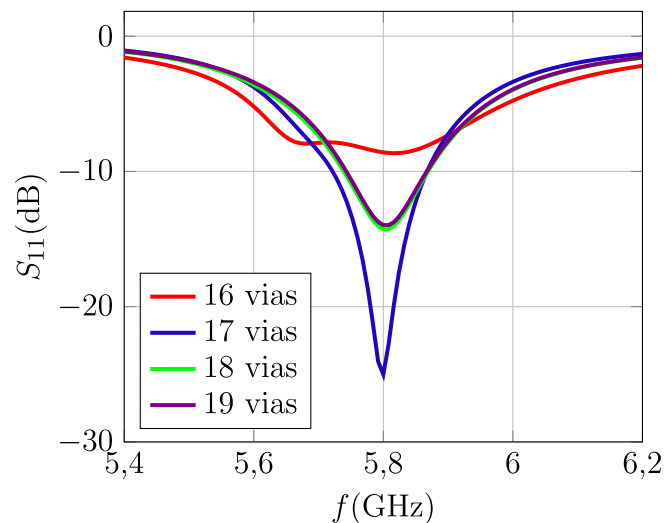
4.2.2 Distribuição Não Uniforme de Vias

Como é possível identificar na literatura [26] [22], os pinos nem sempre são dispostos de forma uniforme. Logo, é interessante analisar o impacto disso nas características da antena. Com essa finalidade, um estudo foi realizado dispondo as vias da geometria SIW ao

longo de Δx e Δy de forma não uniforme. O principal objetivo do estudo foi a identificação da influência de cada parede: próxima à fenda; próxima ao conector coaxial de alimentação; e perpendiculares a estas duas, dispostas ao longo de y na estrutura da Figura 25. Como observação, cabe destacar que a remoção de uma via impacta na realocação de todas as demais da parede em estudo.

Inicialmente, as vias próximas ao conector começaram a ser removidas. Como o número de vias na estrutura impacta na frequência de operação do sistema, para cada via retirada, um ajuste no tamanho da cavidade fez-se necessário. Tal ajuste se deu para a dimensão ΔB (e Δb para manter as proporções). O gráfico da Figura 32 apresenta a melhor configuração para o $|S_{11}|$ aferida pelos ajustes aplicados à cada estrutura. Para o menor número de vias a largura de banda em -10 dB não atende às especificações de projeto; para 18 e 19 vias a largura de banda é próxima de 120 MHz. Para 17 vias a largura de banda foi de 144 MHz.

Figura 32 – Gráfico do coeficiente de reflexão em estudo do número de vias próximas ao alimentador da antena.

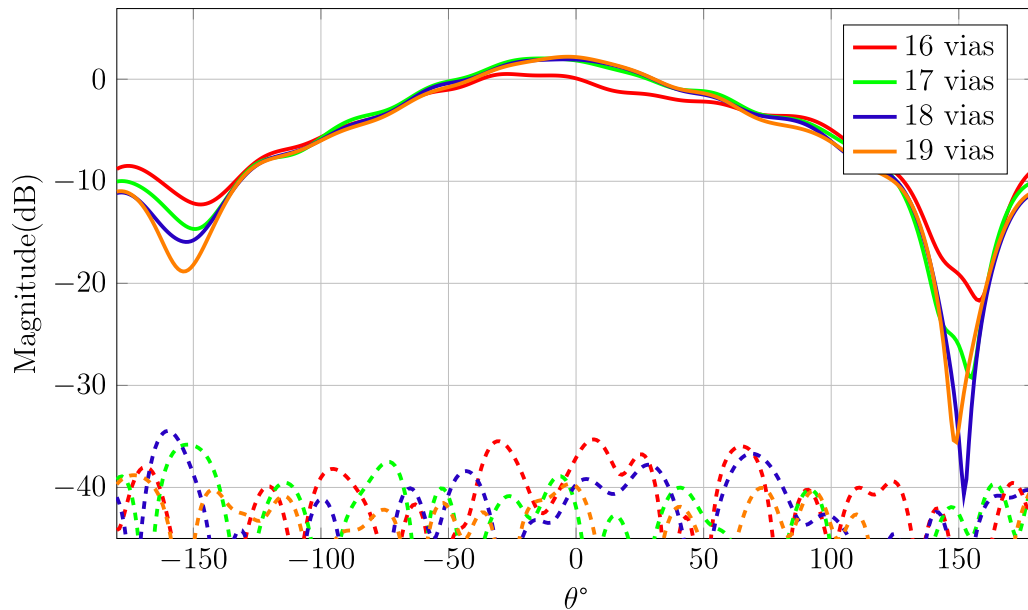


Fonte: Autor.

O $|S_{11}|$ para configurações de 19 até 16 vias totais presentes na estrutura identifica uma piora nas condições de reflexão dos sinais para operação na f_0 de interesse, com a redução do número de vias próximas ao conector de alimentação. Inclusive, com o número mínimo simulado, as condições de ressonância não são atingidas.

Figura 33 – Diagrama de irradiação do estudo do número de vias próximas ao alimentador da antena, Plano E.

G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.



Fonte: Autor.

As condições dos principais planos de irradiação ortogonais são ilustradas nos gráficos retangulares das Figuras 33 e 34 para o plano E e H, respectivamente. Os diagramas não apresentam grande variação com relação ao apontamento e ganho. É possível identificar uma alta isolação entre as componentes perpendiculares de ganho. Com ressalvas para o caso de 16 vias na estrutura. A Tabela 4 resume os dados dos diagramas para o estudo do número de vias próximos ao conector coaxial.

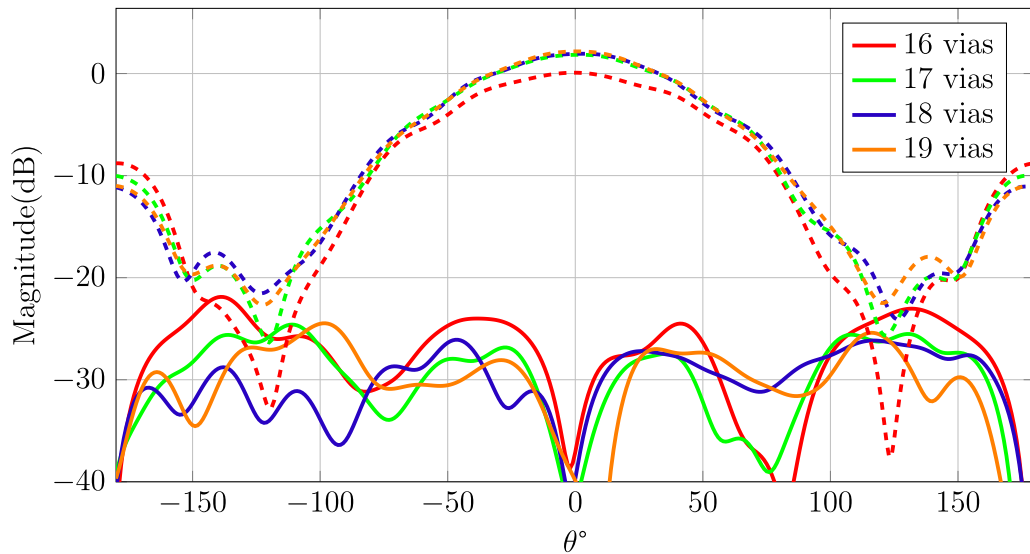
Tabela 4 – Ganho, abertura de feixe e polarização cruzada para estudo do número de vias próximos ao conector coaxial.

Número de Vias	Ganho (dBi)	Ângulo de meia-potência		Polarização Cruzada Média (dB)	
		Plano E	Plano H	Plano E	Plano H
16	0,5	125°	89°	-40,6	-26,6
17	2,0	99°	83°	-44,6	-31,7
18	1,9	102°	82°	-42,3	-31,7
19	2,2	88°	80°	-46,7	-34,3

Fonte: Autor.

Figura 34 – Diagrama de irradiação do estudo do número de vias próximas ao alimentador da antena, Plano H.

G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.



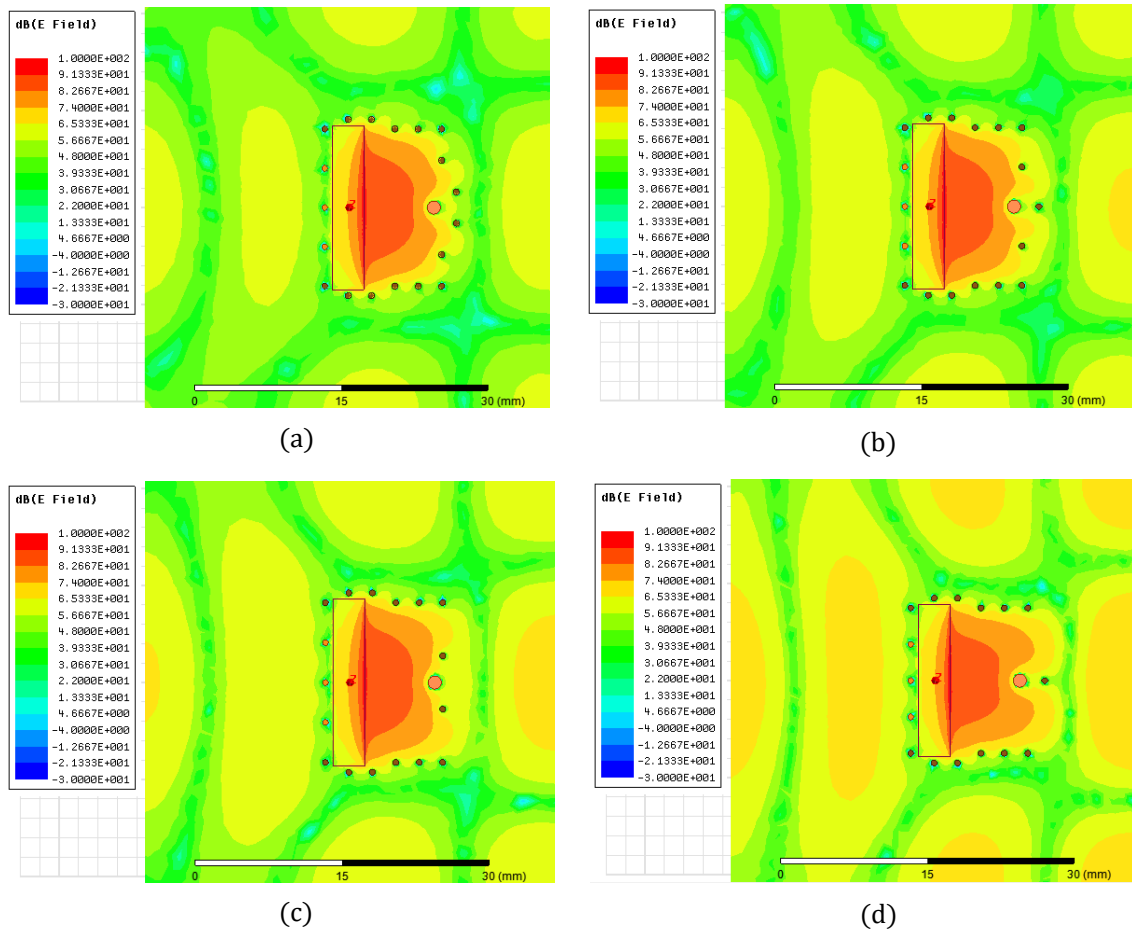
Fonte: Autor.

A composição de telas da Figura 35 aponta, em escala de cores por intensidade, o comportamento do módulo do campo elétrico no topo do substrato. Além das condições da geometria simulada, fica mais clara a necessidade de manutenção de um certo número de vias próximas ao conector. O que atua como uma barreira refletora das ondas exitadas no interior do substrato.

Comparando diretamente as Figuras 35(a) e (d) identifica-se que há melhor confinamento do campo elétrico no primeiro em relação ao último. As telas intermediárias, Figuras 35(b) e (c), mostram a transição entre os outros casos.

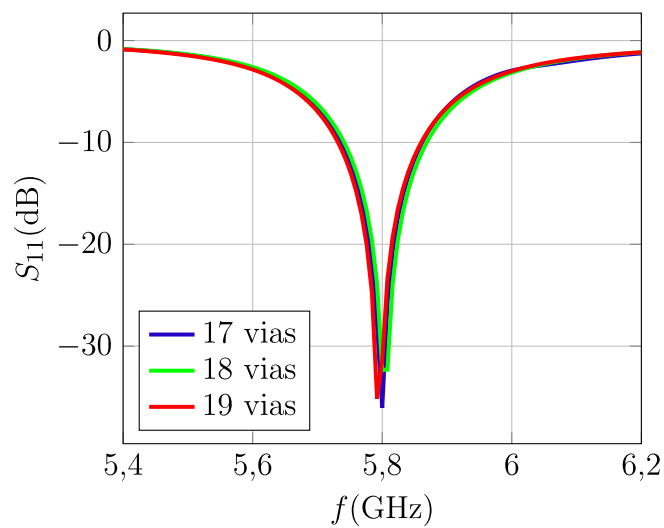
Seguindo os estudos da distribuição não uniforme de vias pela estrutura, é apresentado o impacto da redução do número de vias na parede próxima à fenda. A Figura 36 apresenta a magnitude do parâmetro S_{11} para cada uma das configurações com 17, 18 e 19 vias totais na antena. A distribuição dos pinos deu-se de forma uniforme, parametrizada pelo tamanho da cavidade ao longo de x . Para todos os casos de distribuição total de vias nas estruturas da Figura 36, a largura de banda ficou próxima de 120 MHz.

Figura 35 – Distribuição do módulo do campo elétrico no topo do substrato para o estudo do número de vias próximas ao conector. (a) 19 vias. (b) 18 vias. (c) 17 vias. (d) 16 vias.



Fonte: Autor.

Figura 36 – Magnitude de S_{11} para diversos números de vias próximas à fenda irradiante.

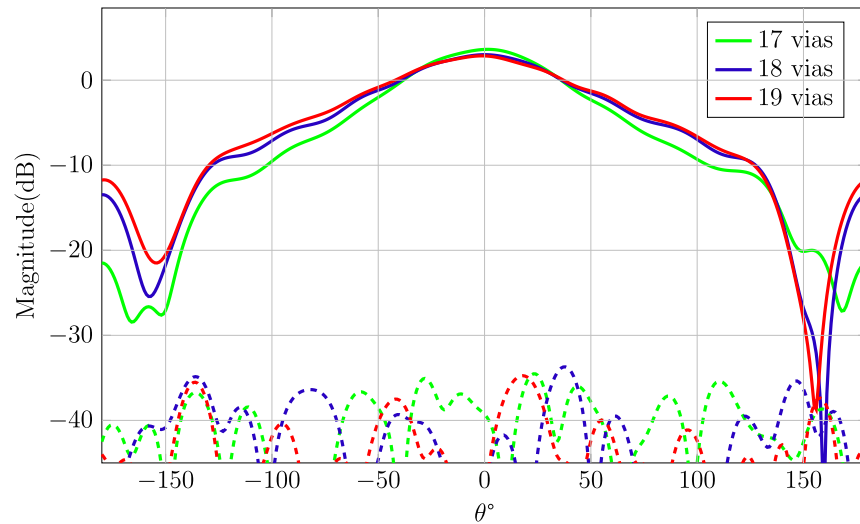


Fonte: Autor.

Os diagramas de irradiação para os principais planos são organizados na Figura 37 e Figura 38 para os planos E e H, respectivamente. Nos casos apresentados, o nível de polarização cruzada não é alterado de forma significativa, porém o ganho aumenta com a redução do número de vias próximas à fenda.

Figura 37 – Diagrama de irradiação para o estudo do número de vias próximas à fenda irradiante, Plano E.

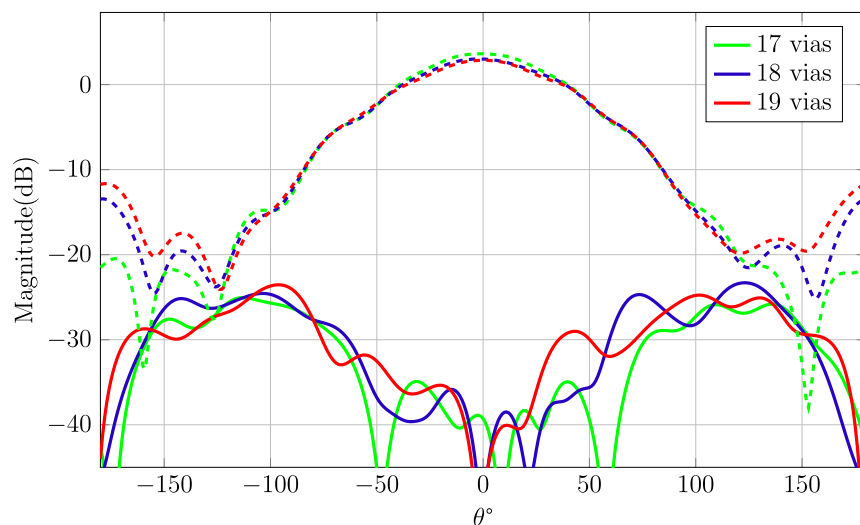
G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.



Fonte: Autor.

Figura 38 – Diagrama de irradiação para o estudo do número de vias próximas à fenda irradiante, Plano H.

G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.



Fonte: Autor.

Dados compilados dos diagramas para a condição de redução do número de vias

próximas à fenda são mostrados na Tabela 5. É importante destacar a condição do ganho com um menor número de pinos na estrutura, além de a isolação entre as polarizações principal e cruzada permanecer em nível satisfatório. O comportamento do módulo do campo elétrico no topo do substrato pode ser visto em detalhe para todas as configurações das Figuras 36–38 no compilado da Figura 39. Por uma análise da escala das cores para a intensidade do módulo do campo elétrico, a presença das vias próxima a fenda tem um impacto limitado no confinamento do campo elétrico, em comparação com as Figuras 31 e 35. Todavia, nas estruturas das Figura 39(a) e Figura 39(c), por exemplo, é possível observar uma maior distribuição do campo pelo substrato na última estrutura.

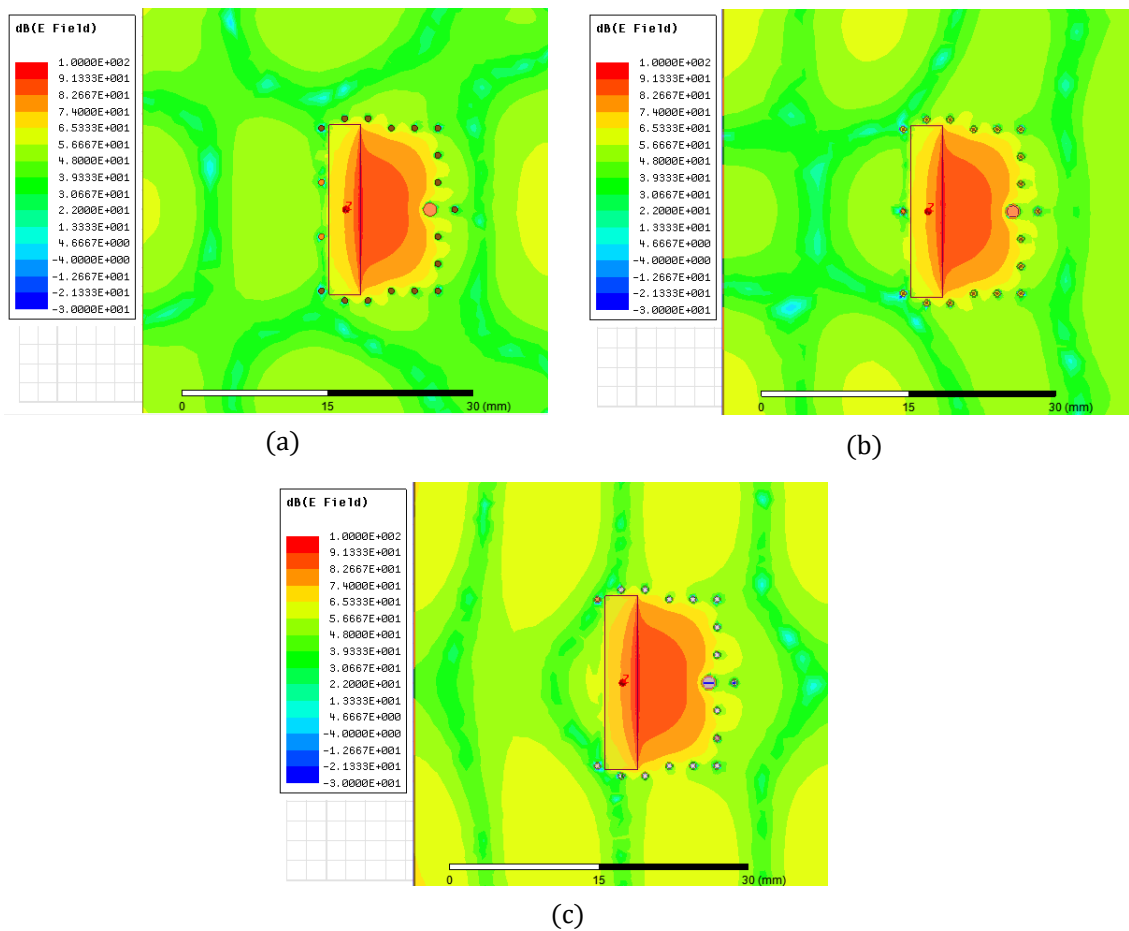
Tabela 5 – Ganho, abertura de feixe e polarização cruzada para estudo do número de vias próximas à fenda.

Número de Vias	Ganho (dBi)	Ângulo de meia-potência		Polarização Cruzada Média (dB)	
		Plano E	Plano H	Plano E	Plano H
17	3,6	74°	72°	-41,1	-42,0
18	3,0	75°	76°	-46,0	-42,0
19	2,9	81°	76°	-45,2	-39,7

Fonte: Autor.

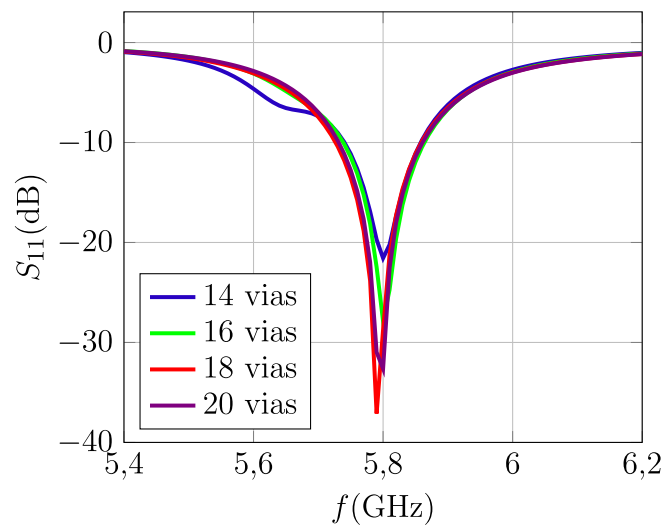
Para finalizar o estudo do impacto da distribuição do número de vias na estrutura de forma não homogênea, são expostos, abaixo, resultados de simulações computacionais para o caso da redução do número de pinos ao longo da menor dimensão da cavidade ressonante na estrutura da Figura 25(a). Como as vias são retiradas aos pares, conjuntos de 14, 16, 18 e 20 vias totais foram distribuídos em torno da cavidade. A magnitude do parâmetro S_{11} para cada uma das configurações é mostrada na Figura 40. A largura de banda obtida para os casos com 14, 16 e 18 vias corresponde a cerca de 120 MHz. Para 20 vias, este valor se eleva para 130 MHz.

Figura 39 – Distribuição do módulo do campo elétrico no topo do substrato com redução de vias próximo à fenda. (a) 19 vias. (b) 18 vias. (c) 17 vias.



Fonte: Autor.

Figura 40 – Influência do número de vias ao longo de Δy nos dois lados menores na cavidade.

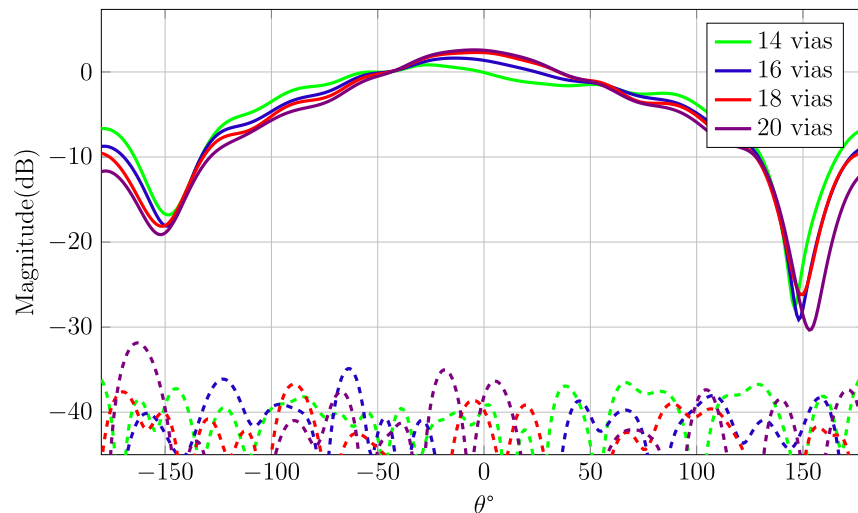


Fonte: Autor.

A princípio, pela Figura 40, a redução do número de vias ao longo de y reduz a magnitude de S_{11} . O impacto destas vias nos planos E e H é mostrado nas Figuras 40 e 42, respectivamente. Além da redução do ganho, identifica-se piora do nível de polarização cruzada média.

Figura 41 – Diagrama de irradiação do estudo do número de vias ao longo de Δy nos dois lados na cavidade, Plano E.

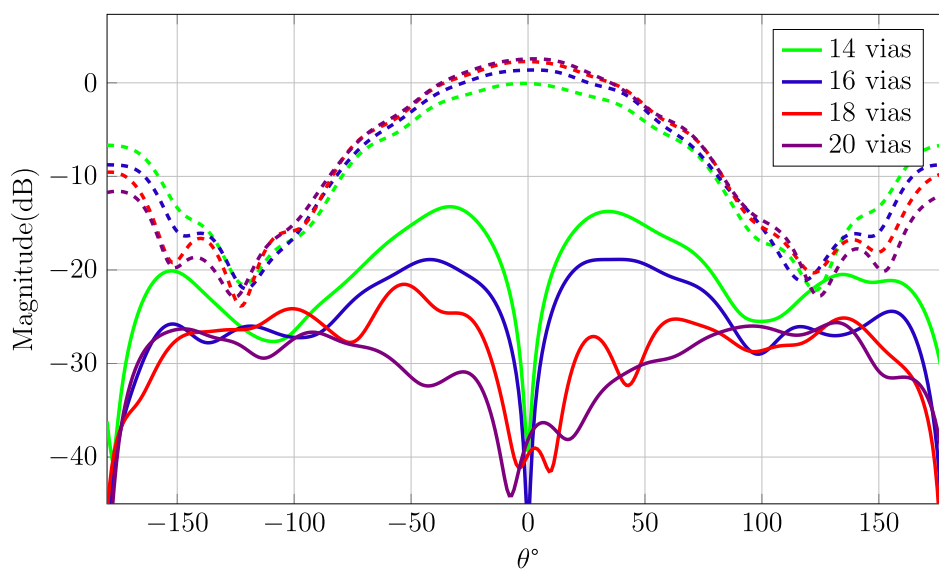
G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.



Fonte: Autor.

Figura 42 – Diagrama de irradiação do estudo do número de vias ao longo de Δy nos dois lados na cavidade, Plano H.

G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.



Fonte: Autor.

O resumo dos dados de simulação dos diagramas das Figuras 41 e 42 são apre-

sentados na Tabela 6. Um auxílio da interpretação física destes elementos específicos é o conjunto de compilados da Figura 43 que apresenta o comportamento do módulo do campo elétrico no topo do substrato. Com a redução do número de vias orientadas no lado menor da cavidade dispersa a energia eletromagnética pelo interior do substrato. Energia esta que “vaza” pela criação pouco efetiva das duas paredes elétricas. O que impacta negativamente nas condições de ganho e polarização cruzada da Tabela 6.

Tabela 6 – Ganho, abertura de feixe e polarização cruzada para o estudo de redução do número de vias ao longo de Δy .

Número de Vias	Ganho (dBi)	Ângulo de meia-potência		Polarização Cruzada Média (dB)	
		Plano E	Plano H	Plano E	Plano H
14	0,8	155°	86°	-41,2	-17
16	1,6	120°	86°	-45,6	-23,5
18	2,3	99°	82°	-46,0	-32,5
20	2,6	88°	81°	-46,2	-36,7

Fonte: Autor.

4.3 Estudo do Impacto das Dimensões da Fenda

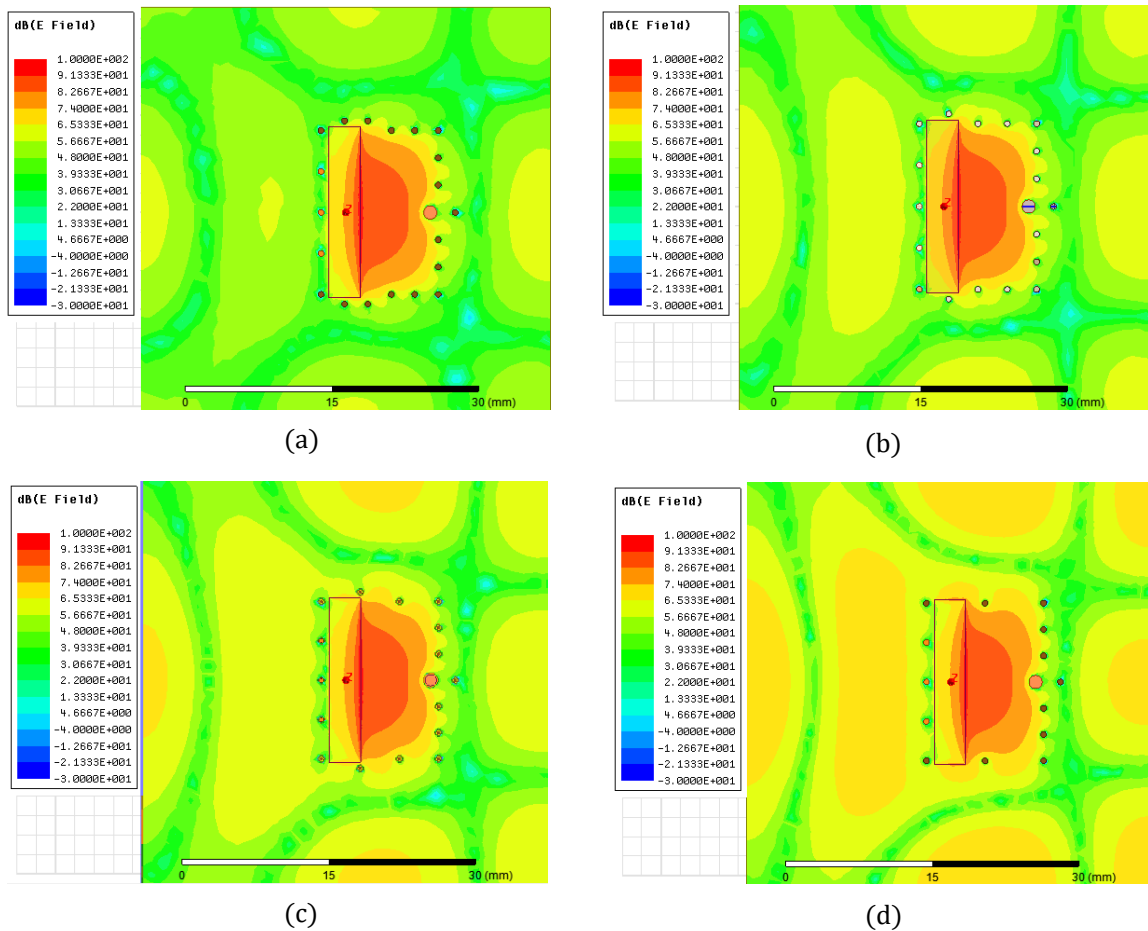
Como a estrutura precisa irradiar energia para o espaço livre, a fenda é o elemento responsável por isso. Assim, estudar os efeitos de suas dimensões Δb e Δa faz-se necessário, para averiguar o impacto deste elemento no ajuste da frequência de operação, no nível de polarização cruzada, no casamento de impedância e no ganho da antena.

4.3.1 Comprimento da Fenda

Nesta seção, apresenta-se o impacto do comprimento da fenda, para uma largura de $\Delta a=3,75$ mm. Na sequência, uma análise comparativa é realizada para alguns comprimentos de fenda Δb e variando-se a largura da mesma, o parâmetro Δa . A antena simulada para esta análise possuía 21 vias. Para cada configuração de fenda, a cavidade foi redimensionada em ΔB , para ajustar a frequência de ressonância.

Os diagramas de irradiação são apresentados nas Figuras 44 e 45 para o plano E e H, respectivamente. Verifica-se que o aumento no comprimento da fenda aumenta o ganho do sistema.

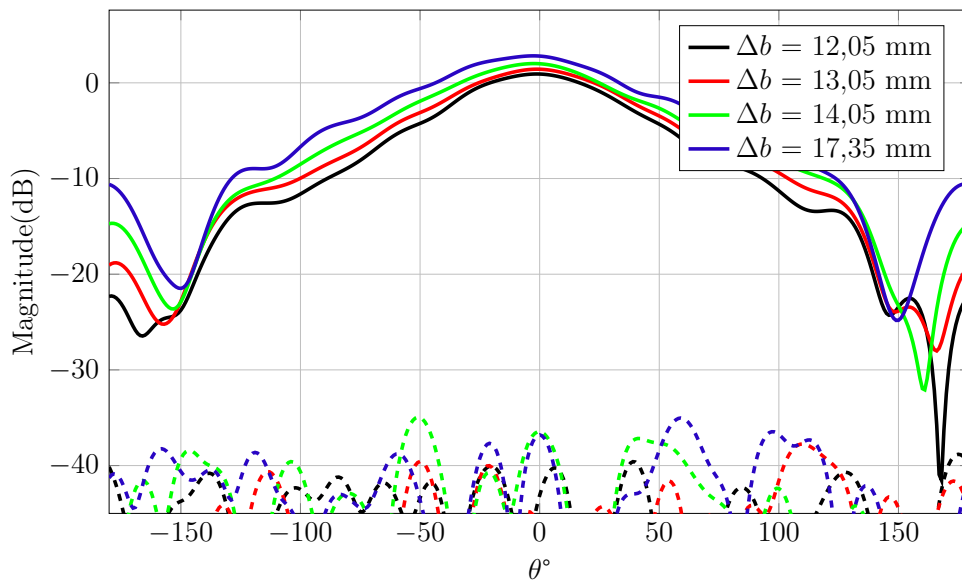
Figura 43 – Distribuição do módulo do campo elétrico no topo do substrato com redução de vias ao longo do eixo y . (a) 20 vias. (b) 18 vias. (c) 16 vias. (d) 14 vias.



Fonte: Autor.

Figura 44 – Variação do comprimento da fenda e sua influência no diagrama de irradiação no plano E.

G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.

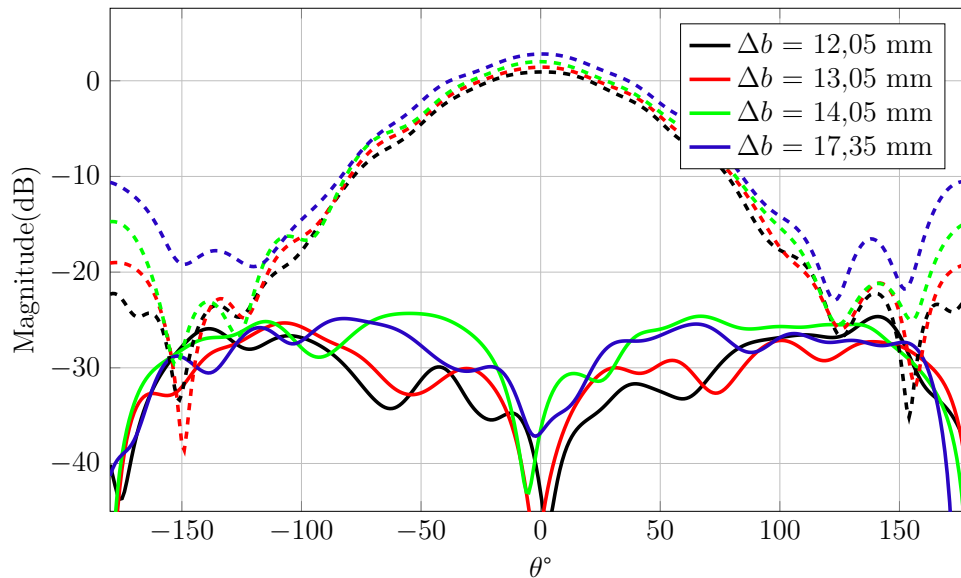


Fonte: Autor.

É possível identificar nos diagramas de irradiação acima que o ganho diminui com a redução do comprimento da fenda. Todavia, o resultado a ser destacado é relacionado ao nível de polarização cruzada. No plano E, o impacto é relativamente baixo. Identifica-se no diagrama da Figura 44 um nível de polarização cruzada da ordem de -40 dB. No plano H, mostrado na Figura 45, o impacto é mais acentuado, de forma que a polarização cruzada tende a elevar-se com o aumento do comprimento da fenda. Com os dois planos apresentados acima, é possível identificar que o uso de fendas com comprimento semelhante à largura da cavidade ressonante, ou maiores, devem ser aplicados no projeto dessa antena.

Figura 45 – Variação do comprimento da fenda e sua influência no diagrama de irradiação no plano H.

G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.

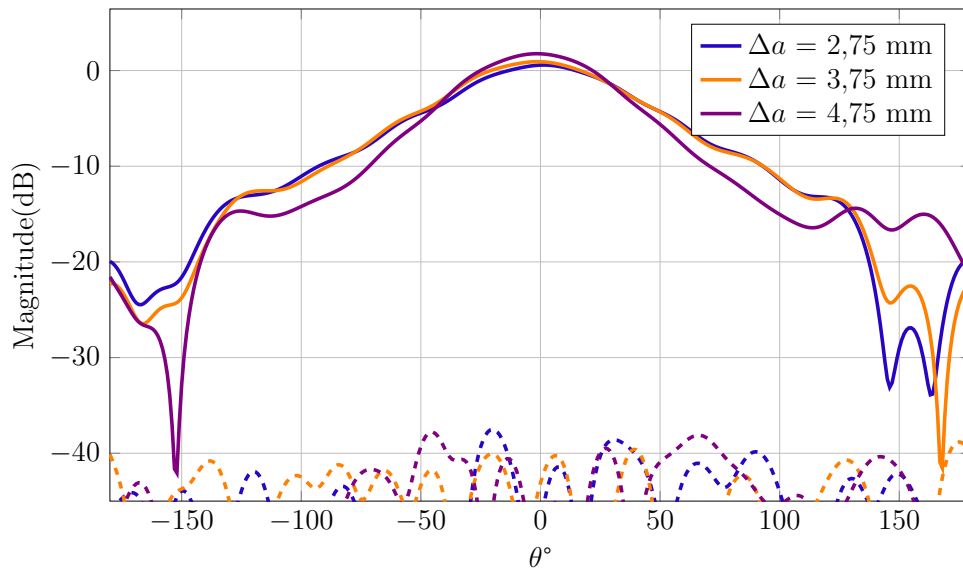


Fonte: Autor.

4.3.2 Largura da Fenda

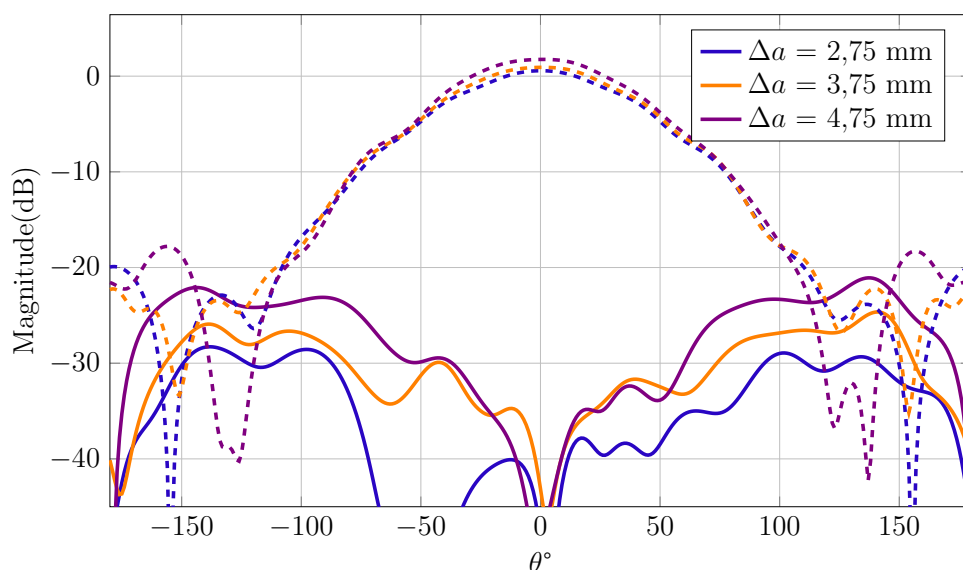
Para a análise da influência da largura da fenda, será considerado o caso em que $\Delta b = 12,05$ mm. O diagrama de irradiação nos planos principais é mostrado nas Figuras 46 e Figura 47 para os planos E e H, respectivamente.

Figura 46 – Diagramas de irradiação em função da largura da fenda Δa para $\Delta b = 12,05$ mm, Plano E. G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.



Observando com detalhe a relação dos ganhos, é perceptível uma relação inversa entre ganho e aumento do valor da variável Δa . Todavia, o nível de polarização cruzada apresenta uma variação mais importante que a alteração de ganho. Para o plano $\phi = 90^\circ$, o nível de polarização cruzada está na ordem de 40 dB para toda a faixa angular apresentada na Figura 46. Para o plano $\phi = 0^\circ$, uma largura de fenda menor evidencia uma melhor condição de isolamento da polarização cruzada: comparando os níveis das curvas do diagrama da Figura 47 tem-se nível de polarização cruzada média abaixo da polarização principal de -42 dB para $\Delta a = 2,75$ mm, -37 dB para $\Delta a = 3,75$ mm; e -35 dB para $\Delta a = 4,75$ mm.

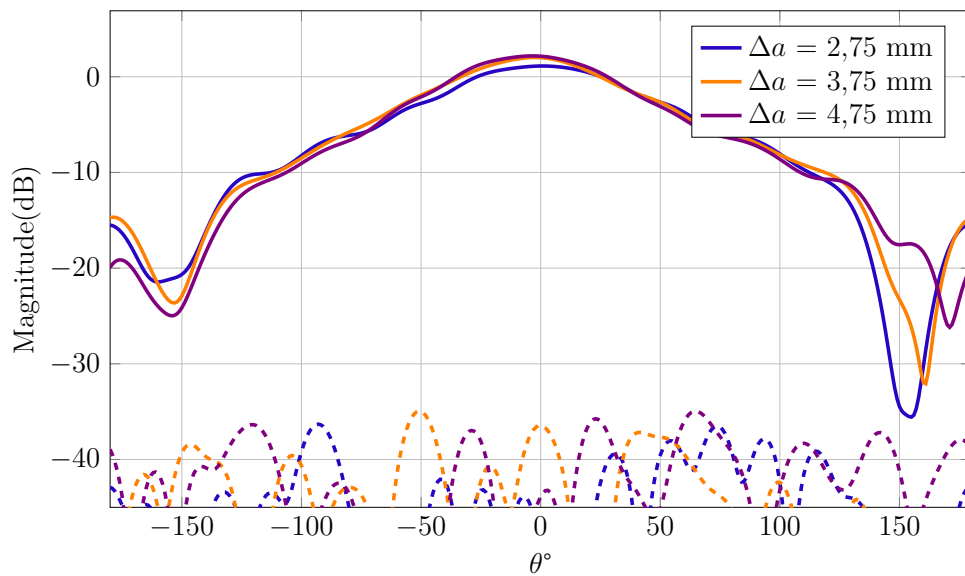
Figura 47 – Diagramas de irradiação em função da largura da fenda Δa para $\Delta b = 12,05$ mm, Plano H. G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.



Aumentando a dimensão Δb para 14,05 mm, têm-se os diagramas de irradiação apresentados nas Figuras 48–49 para os planos E e H, respectivamente. A relação de ganho segue inversamente proporcional à largura da fenda. A polarização cruzada no plano H segue a mesma tendência dos diagramas da Figura 47; ou seja, fendas mais finas resultam em maior isolamento entre as polarizações principal e cruzada.

Figura 48 – Diagramas de irradiação para estudo da largura da fenda, Δa , para o Plano E, $\Delta b = 14,05$ mm.

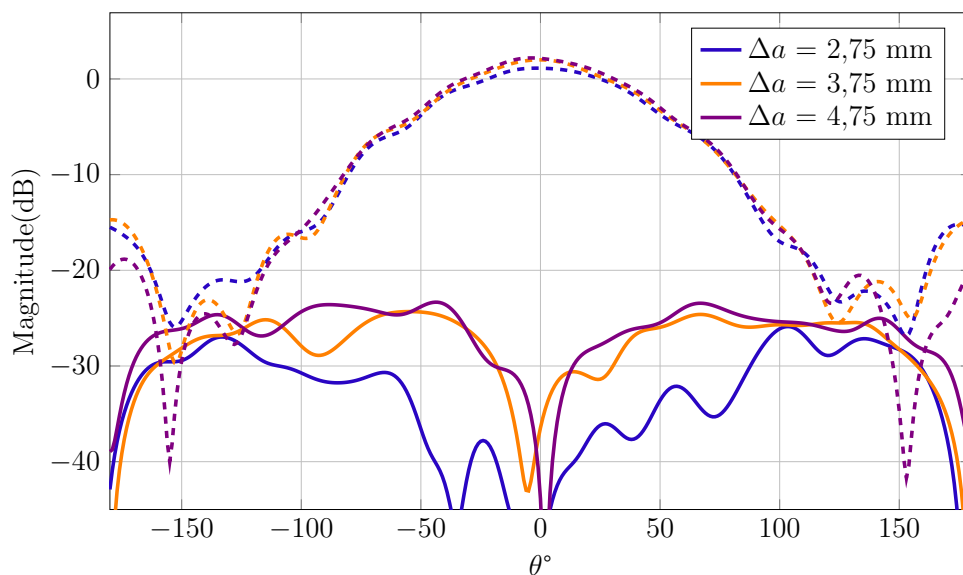
G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.



Fonte: Autor.

Figura 49 – Diagramas de irradiação para estudo da largura da fenda, Δa , para o Plano H, $\Delta b = 14,05$ mm.

G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.



Como a fenda é responsável pela irradiação das ondas eletromagnéticas para o espaço livre, e como os diagramas mostraram uma relação entre a largura da fenda e a polarização cruzada, deve-se encontrar uma largura da fenda adequada. Logo, uma fenda estreita se mostrou mais interessante para atender aos requisitos da proposta de estudo, em comparação com aberturas maiores (vide diagramas imediatamente anteriores).

A Tabela 7 resume as análises dos diagramas das Figuras 46-49. É possível observar a relação entre o nível de polarização cruzada, para as configurações de comprimento, Δa , e largura da fenda, Δb , bem como os valores de ganho e ângulo de meia-potência do irradiador.

Tabela 7 – Comparação dos dados de ganho, ângulo de meia-potência e nível de polarização cruzada para diversas dimensões da fenda irradiante na antena SIW.

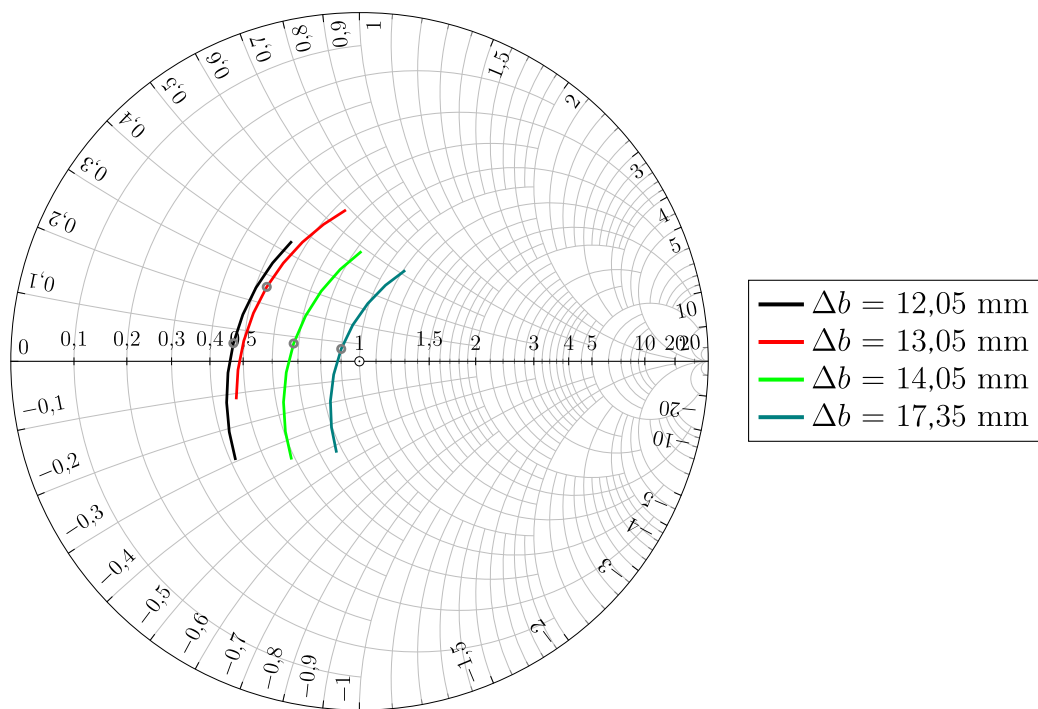
Δa (mm)	Δb (mm)	Ganho (dBi)	Ângulo de meia-potência		Polarização Cruzada Média (dB)	
			Plano E	Plano H	Plano E	Plano H
2,75	12,05	0,57	70°	76°	44,1	41,8
	14,05	1,1	81°	81°	47,0	41,8
3,75	12,05	0,92	68°	75°	45,5	35,8
	14,05	2	74°	74°	46,9	32,2
4,75	12,05	1,75	61°	73°	46,4	38,0
	14,05	2,2	81°	75°	44,0	31,9

Fonte: Autor.

Após a influência da fenda no diagrama de irradiação, procedeu-se com a análise do impacto das dimensões da fenda no casamento de impedância da antena. A posição entre a fenda e o ponto de excitação, correspondente a ρ na geometria geral da Figura 23, foi alterada quando da variação da largura da fenda. O objetivo do projeto é encontrar impedância de entrada compatível com um sistema de 50Ω . Inicialmente, a estrutura apresenta fenda com largura $\Delta a = 3,75$ mm. Em todas as cartas de Smith apresentadas entre as Figuras 50-52, a faixa de frequências plotada corresponde a 5,75 - 5,85 GHz.

A Figura 50 mostra as curvas para variação do comprimento da fenda. Os diagramas destas configurações foram apresentados nas Figuras 44-45. A largura foi variada de 12,05 mm a 17,35 mm. Uma tendência entre o comprimento da fenda Δb pode ser observada: quanto mais longa for a fenda, mais próxima do centro da carta a curva se localizará. Esta foi a principal razão para o uso de uma fenda com o tamanho ligeiramente superior à largura da cavidade ressonante.

Figura 50 – Influência do parâmetro Δb no casamento de impedância. Círculos em cinza destacam f_0 .

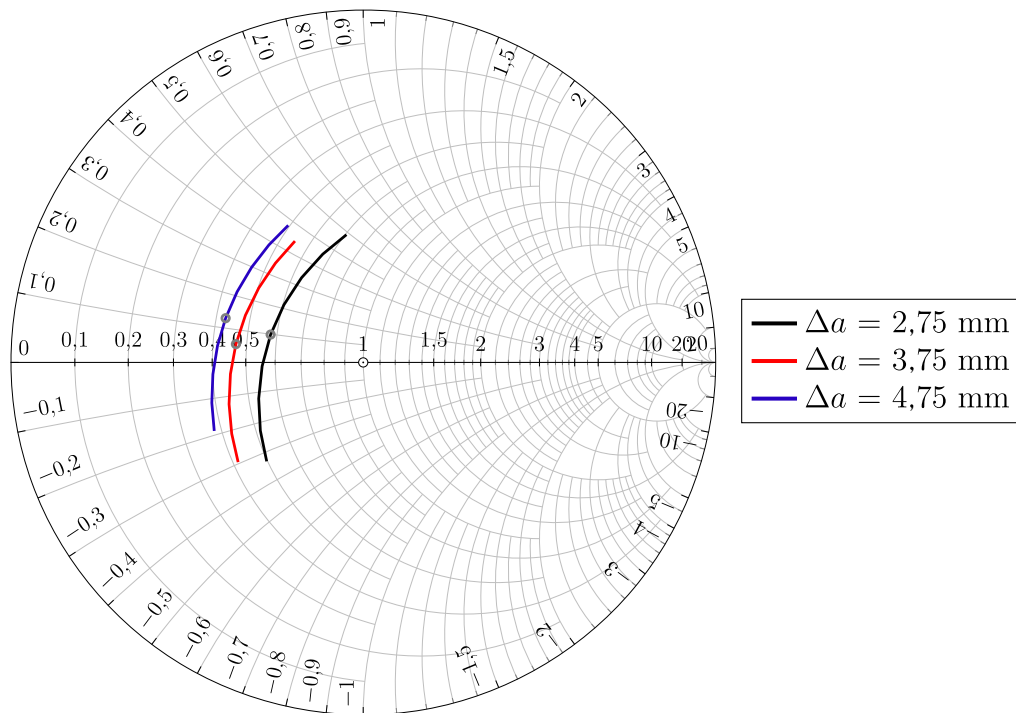


Fonte: Autor.

Tendo em vista a necessidade de comparar mais resultados com relação ao casamento de impedância, para validação do modelo e para definir o correto tamanho da fenda, estudos da largura da fenda foram aplicados. Tais rotinas de simulação computacional foram aplicadas aos dois extremos analisados anteriormente: $\Delta b = 12,05$ mm e $\Delta b = 17,35$ mm. Na Figura 51, as curvas para o primeiro caso estão plotadas para três larguras de fenda distintas. A redução da largura não promove casamento aceitável, dado que as curvas permanecem longe do centro da carta.

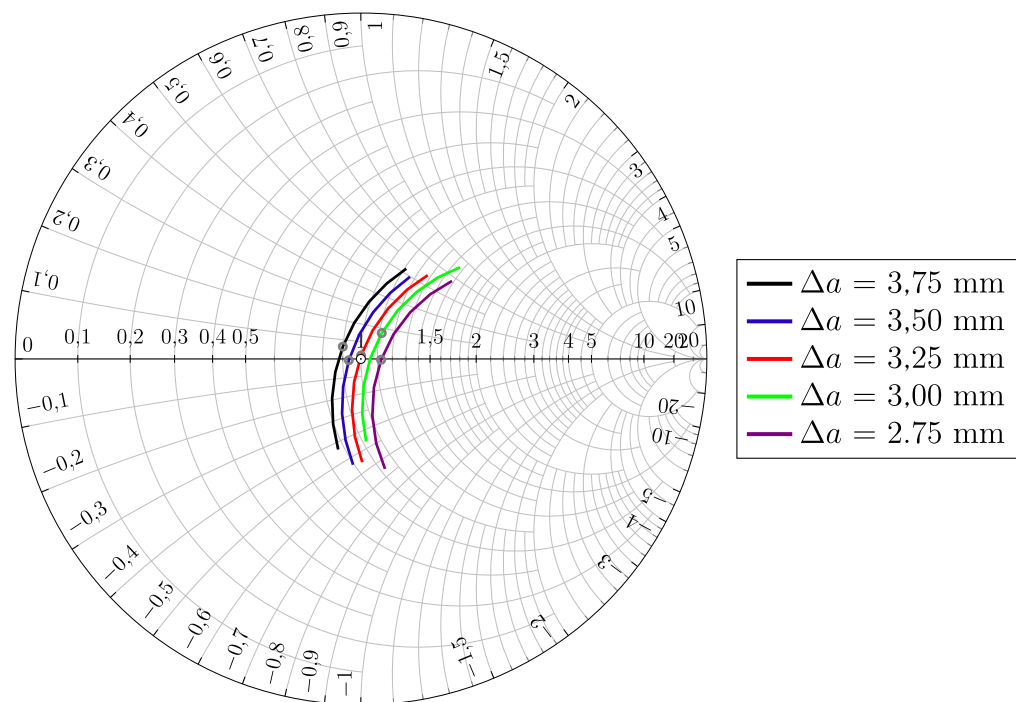
Em contrapartida, a partir do resultado da Figura 50 para $\Delta b = 17,35$ mm, os resultados para diferentes valores de Δa estão mostrados na Figura 52. É possível identificar que o melhor casamento de impedância se dá para uma largura de fenda $\Delta a = 3,25$ mm, o que coloca a distância entre a fenda e o ponto de excitação equivalente a $\rho = 7,235$ mm.

Figura 51 – Influência de Δa para $\Delta b = 12,05$ mm no casamento de impedância. Círculos em cinza destacam f_0 .



Fonte: Autor.

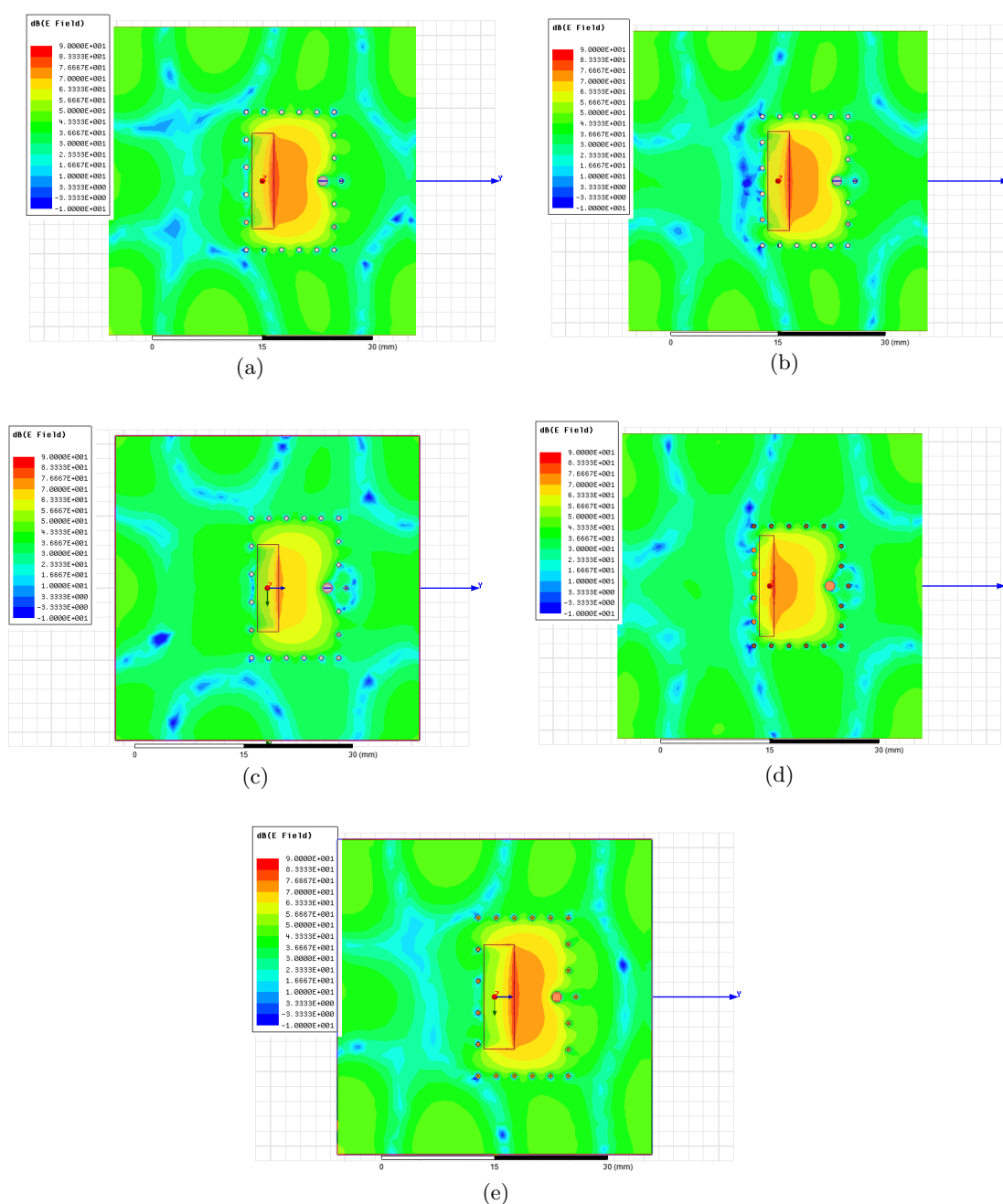
Figura 52 – Influência de Δa para $\Delta b = 17,35$ mm no casamento de impedância. Círculos em cinza destacam f_0 .



Fonte: Autor.

Para este estudo, o comportamento do módulo do campo elétrico no topo do substrato pode ser observado na composição da Figura 53, para algumas dimensões de fenda. Observa-se que fendas com comprimento menor, Figura 53(c) por exemplo, dificultam a passagem da irradiação para o espaço livre. É importante destacar que, para cada geometria apresentada nas Figuras 53(a)-(e), ajustes na frequência de operação foram realizados na dimensão ΔB da cavidade.

Figura 53 – Comportamento do módulo campo elétrico no topo do substrato para algumas dimensões de fenda para f_0 . (a) $\Delta b = 12,05$ mm e $\Delta a = 3,75$ mm. (b) $\Delta b = 13,05$ mm e $\Delta a = 3,75$ mm. (c) $\Delta b = 14,05$ mm e $\Delta a = 3,75$ mm. (d) $\Delta b = 14,05$ mm e $\Delta a = 2,75$ mm. (e) $\Delta b = 14,05$ mm e $\Delta a = 4,75$ mm.



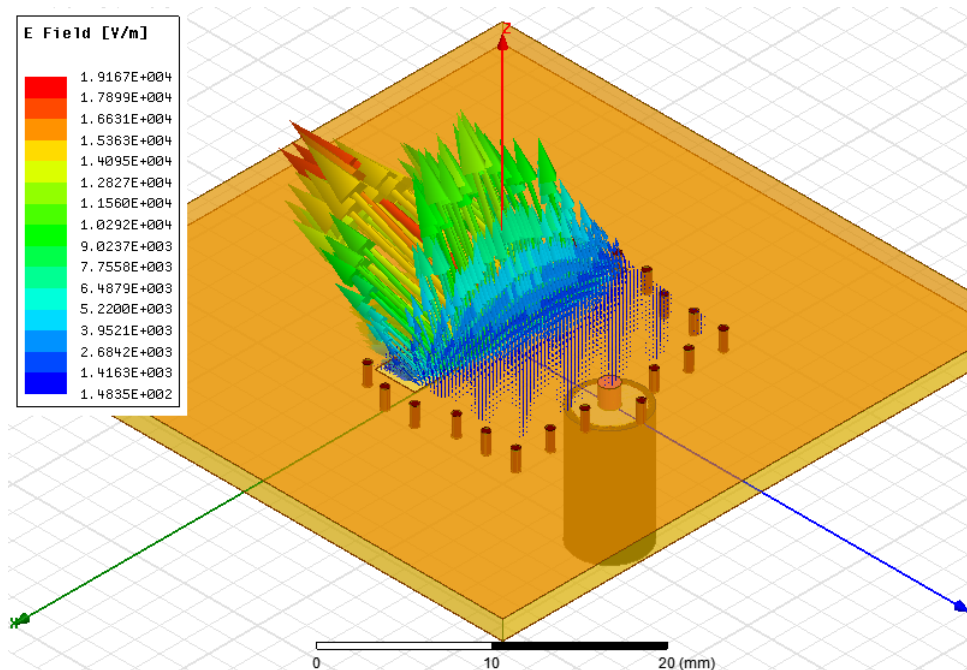
A Tabela 8 apresenta as dimensões do elemento simples da Figura 23. A Figura 54 apresenta a distribuição do comportamento do vetor campo elétrico na região da cavidade das vias, extraído do simulador.

Tabela 8 – Tabela resumo com a geometria de antena SIW otimizada pelos estudos paramétricos.

Parâmetro	Valor
Número de vias totais	20
Vias ao lado da fenda	5
Tamanho da cavidade em x (ΔB)	16,95 mm
Tamanho da cavidade em y (ΔC)	12,10 mm
Δb	17,35 mm
Δa	3,25 mm
ρ	7,235 mm
Largura de banda B	130 MHz

Fonte: Autor.

Figura 54 – Detalhe do vetor campo elétrico na antena SIW projetada.



Fonte: Autor.

Finalizadas as análises anteriores, e montada a estrutura irradiante final, dois tipos de redes foram considerados: a primeira com alinhamento de duas cavidades, para produzir polarização simples, e a segunda com o emprego de quatro elementos, para operação com polarização ortogonal. As subseções seguintes apresentam os resultados obtidos para essas estruturas.

4.4 Rede de Antenas SIW

As redes de antenas estudadas neste trabalho empregam o elemento irradiador estudado na seção anterior.

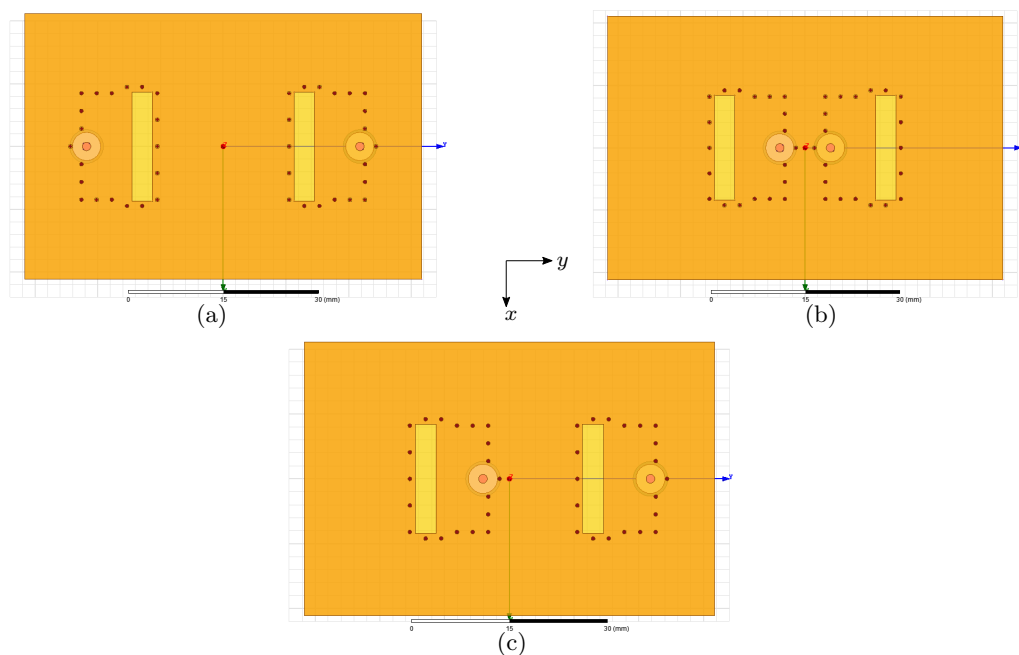
4.4.1 Rede 2x1 com polarização simples

Para o estudo desta primeira rede, foram adotadas três disposições, com a finalidade de avaliar o impacto sobre o nível de polarização cruzada. Essas três topologias encontram-se descritas na Figura 55. Para os três casos, a distância entre as fendas é dada por $\lambda_0/2$ e o tamanho do plano de terra foi definido como 42,25 mm x 63,375 mm.

A primeira estrutura analisada apresenta a forma mostrada na Figura 55(a), onde as fendas ficam dispostas no centro do plano de terra. Nesta configuração, verifica-se a existência de uma rotação de 180° entre os elementos. Assim, para que haja soma vetorial dos campos irradiados, faz-se necessário introduzir defasagem de 180° entre as portas de excitação.

Com o intuito de deixar a estrutura mais compacta, os elementos da rede acima descrita foram rotacionados de 180° , originando a geometria mostrada na Figura 55(b). Também nesse caso, as tensões nas portas de excitação devem ser defasadas de 180° entre si. Para fins de comparação, uma rede linear de dois elementos com fendas paralelas e sem rotação de elementos também foi analisada. Esta estrutura é mostrada na Figura 55(c) [26].

Figura 55 – Geometrias de redes 2x1 simuladas. (a) Tipo 1. (b) Tipo 2. (c) Tipo 3.

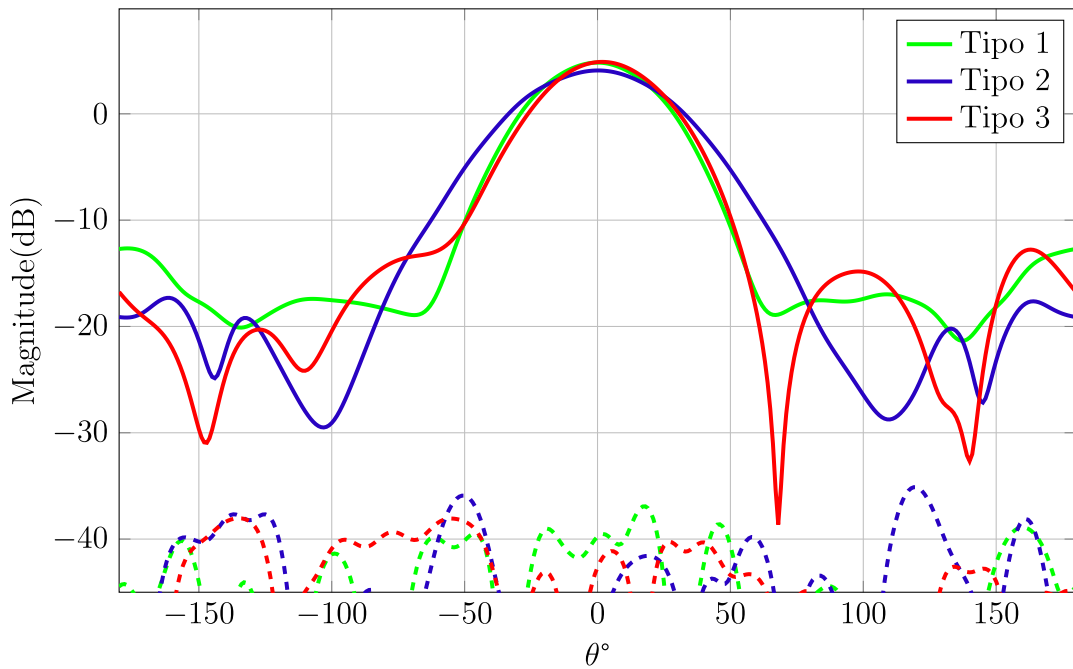


Fonte: Autor.

A Figura 56 imprime os diagramas de irradiação para o plano $\phi = 0^\circ$, o plano E de cada rede simulada. A Figura 57 imprime os diagramas de irradiação para o plano $\phi = 90^\circ$, o plano H de cada rede simulada. O melhor nível de polarização cruzada é atingido para o caso da geometria da Figura 55(a), uma vez que a alta isolamento entre as polarizações principal e cruzada resultou na faixa de 40 dB, atingindo as especificações de projeto. A Tabela 9 imprime os principais parâmetros dos diagramas.

Figura 56 – Diagrama de irradiação para rede 2x1 para Plano E.

G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.



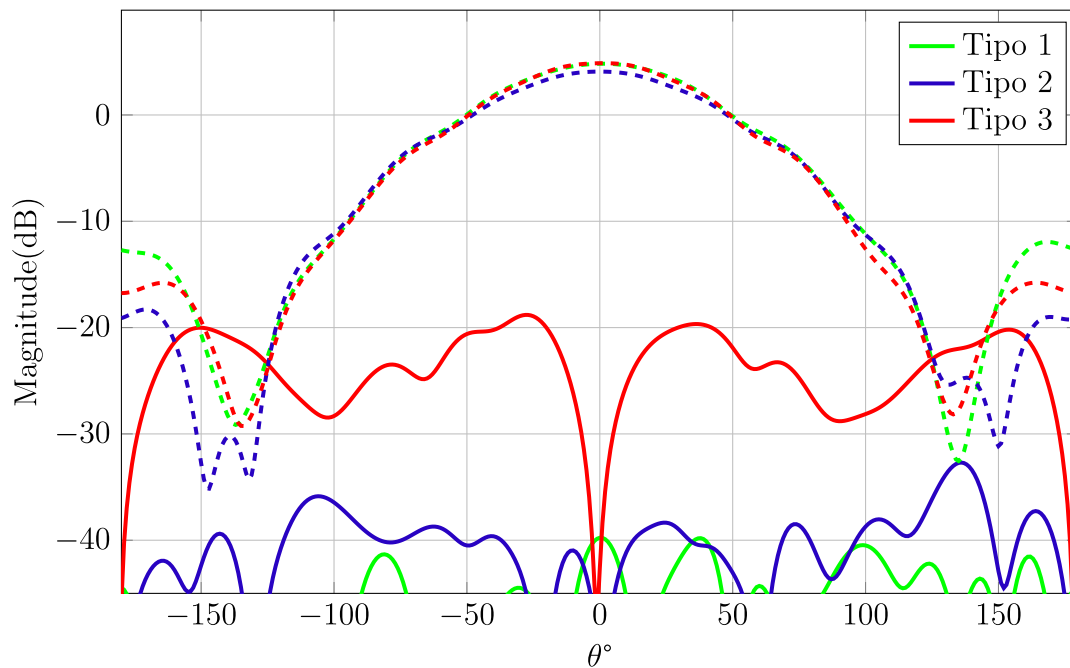
Fonte: Autor.

Tabela 9 – Ganho, abertura de feixe e polarização cruzada para as três configurações de rede em SIW simuladas.

Rede	Ganho (dBi)	Ângulo de meia-potência		Polarização Cruzada Média (dB)	
		Plano E	Plano H	Plano E	Plano H
Tipo 1	4,8	46°	79°	43,5	49,4
Tipo 2	4,1	57°	83°	50	45,7
Tipo 3	4,9	4°	78°	50,8	27,7

Fonte: Autor.

Figura 57 – Diagrama de irradiação para rede 2x1 para Plano H.
 G_ϕ : pontilhado. G_θ : linha contínua.



Fonte: Autor.

Os diagramas no plano H apresentam a simetria esperada. Todavia, no plano E, a característica de simetria aparece apenas para as configurações (a) e (b), uma vez que o espelhamento dos elementos, somado à defasagem das excitações em 180° , compensa a assimetria do diagrama.

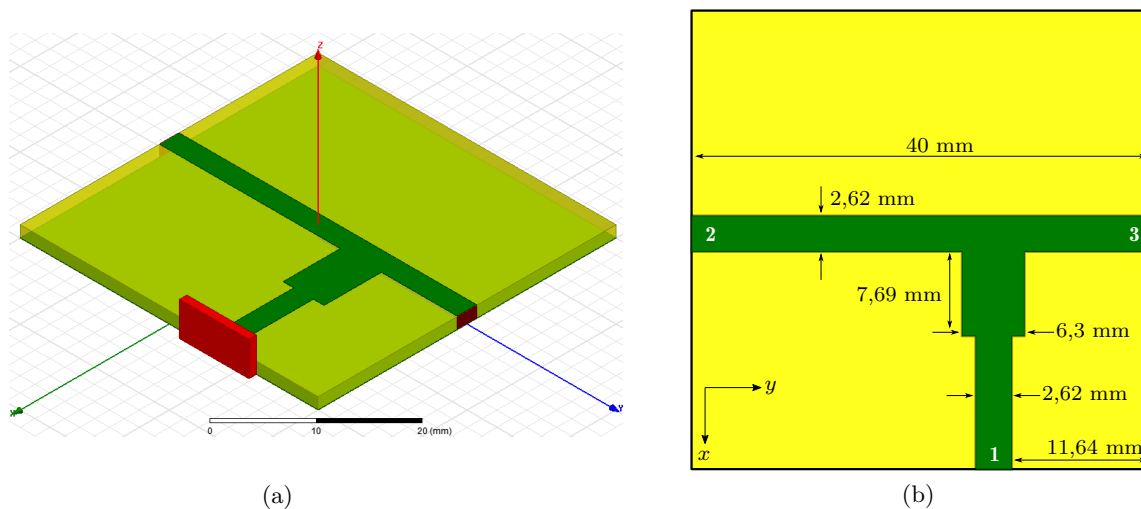
4.4.1.1 Divisor T com defasagem 180°

A alimentação das redes 2x1 apresentadas na subseção 4.4.1 é feita por dois conectores SMA. Como a única diferença entre as fontes é a defasagem de π radianos entre as entradas, um divisor de potência é projetado para atender estas especificações utilizando apenas uma fonte de alimentação. O modelo projetado e simulado em computador é mostrado na Figura 58, em FR4. Objetiva-se uma divisão de potência de 1:1 entre as duas portas de saída (portas 2 e 3); ou seja, com igual divisão de potência. A defasagem entre as portas é obtida deslocando-se a linha de entrada e o transformador de $\frac{\lambda}{4}$, mantendo um percurso com diferença de 180° elétricos da entrada às duas saídas.

O substrato utilizado para projeto do divisor foi o mesmo empregado para o projeto da antena SIW. As dimensões do divisor são 40 mm x 40 mm.

As curvas de magnitude para os parâmetros da matriz de espalhamento S , obtidas para o divisor projetado, são apresentadas na Figura 59(a). Estes parâmetros mostram as condições de espalhamento da potência, que é acoplada à porta 1 e é transmitida para as portas 2 e 3. O coeficiente de reflexão tem $|S_{11}| = -19$ dB em 5,8 GHz, o que

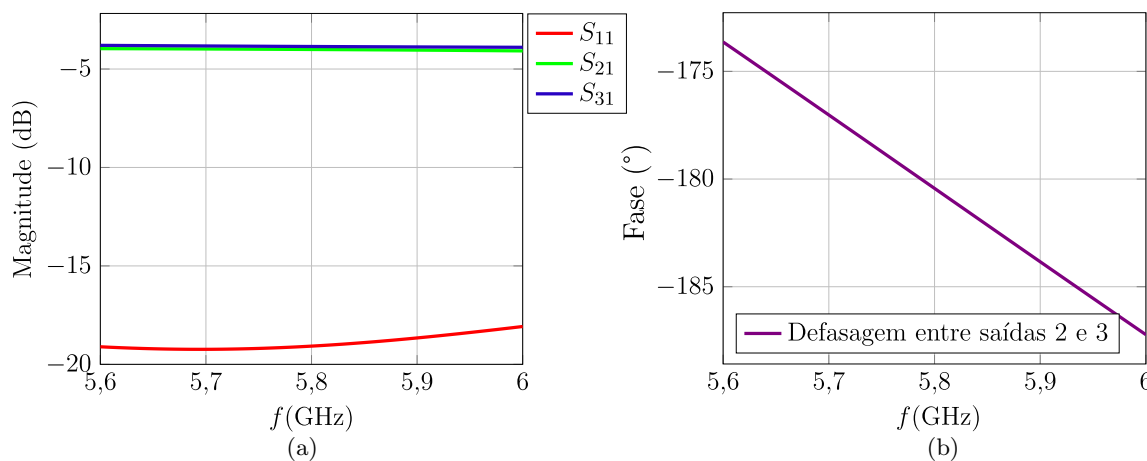
Figura 58 – Geometria do divisor de potência tipo T com defasagem de 180° entre as portas de saída. (a) Vista isométrica em CAD. (b) Dimensionamento do dispositivo.



Fonte: Autor.

significa que a maior parte da potência de entrada é transmitida e não refletida. Os níveis de potência nas saídas estão bastante próximos: $|S_{21}| = -3,8$ dB e $|S_{31}| = -4,0$ dB em 5,8 GHz. A discrepância deve-se às perdas no substrato, uma vez que as linhas apresentam comprimentos distintos, conforme já elucidado acima.

Figura 59 – Parâmetros S do divisor T simulado. (a) Magnitude. (b) Defasagem entre as portas de saída.



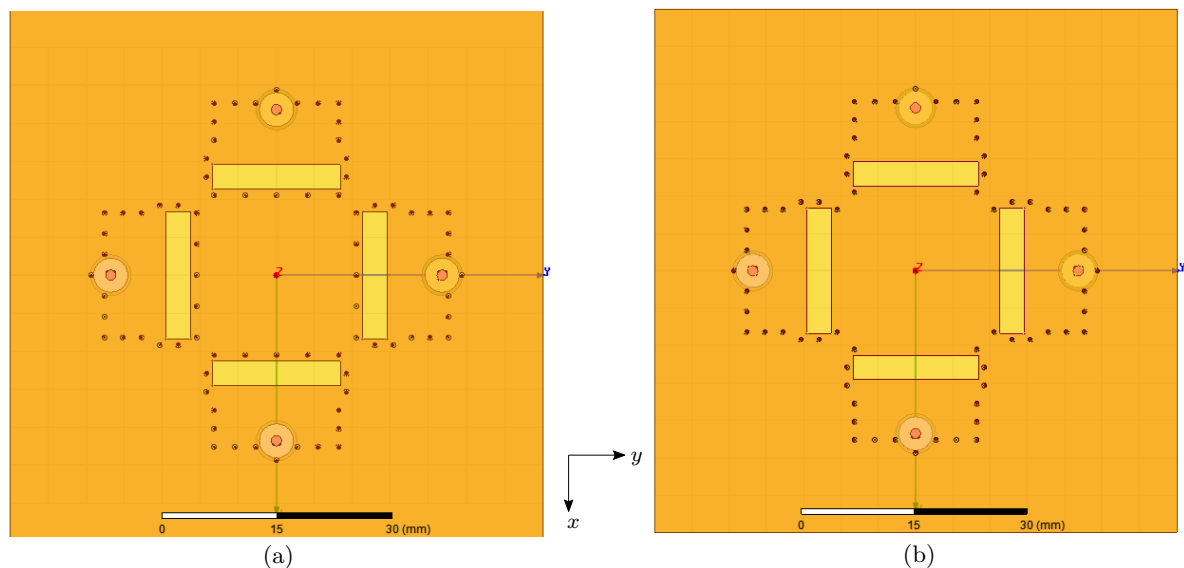
Fonte: Autor.

A defasagem dos sinais de saída é mostrada na Figura 59(b). Próximo à frequência central de operação, a defasagem obtida encontra-se próxima a 180°.

4.4.2 Rede 2x2 com dupla polarização

Com o objetivo de atingir capacidade de operação com dupla polarização linear (VV, HH, VH e HV) duas redes 2x1 foram agrupadas de forma perpendicular para que a polarimetria desejada possa ser alcançada na estrutura embarcada em VANT. Com base nas geometrias discutidas na subseção 4.4.1, dois distintos irradiadores são agregados em um mesmo plano de terra. As redes 2x1 individualizadas são alinhadas com os eixos x e y . A estrutura resultante é ilustrada na Figura 60(a). A alimentação das fendas paralelas é realizada com uma defasagem de π radianos. Por convenção, define-se que as cavidades alinhadas ao longo do eixo x produzirão polarização vertical, enquanto que as alinhadas ao longo de y produzirão polarização horizontal. O acionamento de uma polarimetria implica no desligamento das fontes da outra polarimetria.

Figura 60 – Desenho CAD das redes SIW 2x2 em 5,8 GHz. As vias na estrutura são representados pelos pontos mais escuros. A transparência do desenho permite notar os conectores coaxiais. (a) Rede base. (b) Rede com redução do número de vias próximas à fenda.

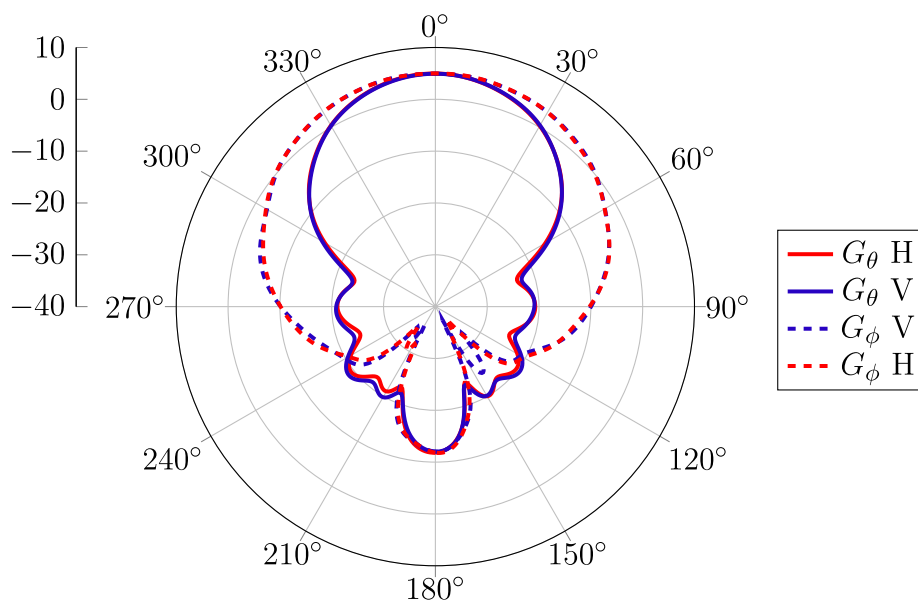


Fonte: Autor.

Como cada conjunto de polarização opera de forma independente da outra, é esperado que os diagramas de irradiação horizontal e vertical sejam idênticos. Tal característica é comprovada comparando-se os diagramas apresentados na Figura 61, na qual os principais planos encontram-se traçados em um único diagrama.

A Tabela 10 resume os dados dos diagramas anteriores, identificados como redes base. A condição de ganho é de 5 dBi. A polarização cruzada é adequada para a aplicação, sendo que o nível médio atingido fica na ordem dos 50 dB.

Figura 61 – Comparação dos diagramas de irradiação da rede 2x2 base para as polarizações principais.



Fonte: Autor.

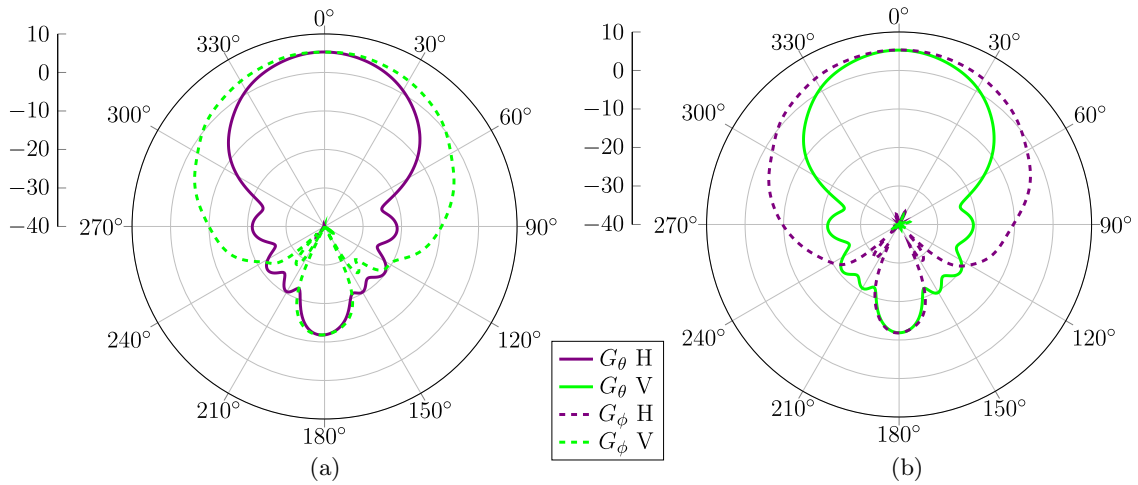
Do ponto de vista de Engenharia, deve-se procurar reduzir complexidade das estruturas projetadas. A rede 2x2 multiplica a complexidade de construção de protótipos por quatro em relação ao elemento isolado, já apresentado na Seções 4.1, 4.3 e 4.3. Foi demonstrado que há aumento de ganho quando pinos da região próxima à fenda são removidos, como apresentado na Figura 39 e Tabela 5. Esses resultados motivaram o estudo da geometria ilustrada na Figura 60(b), na qual os pinos próximos à fenda foram eliminados, com o intuito de se observar o impacto nas características finais da rede. Os diagramas de irradiação desta nova configuração são apresentados na Figura 62. As condições de simetria continuam sendo observadas para as diferentes polarizações. Os valores de ganho, ângulo de meia-potência e isolamento média entre as polarizações principal e cruzada para as duas redes 2x2 analisadas são comparadas na Tabela 10. Verifica-se contribuição na relação do ganho de cerca de 0,4 dBi para a última estrutura considerada.

Tabela 10 – Ganho, abertura de feixe e polarização cruzada para rede com duas polarizações.

Polarização	Rede	Ganho (dBi)	Abertura de meia-potência		Polarização Cruzada Média (dB)	
			$\phi=90^\circ$	$\phi=0^\circ$	$\phi=90^\circ$	$\phi=0^\circ$
Horizontal	Base	5	47°	77°	49,8	50,7
	Menos Vias Fenda	5,3	50°	81°	52,2	48,8
Vertical	Base	4,9	79°	48°	49	54,6
	Menos Vias Fenda	5,3	80°	48°	52,5	52

Fonte: Autor.

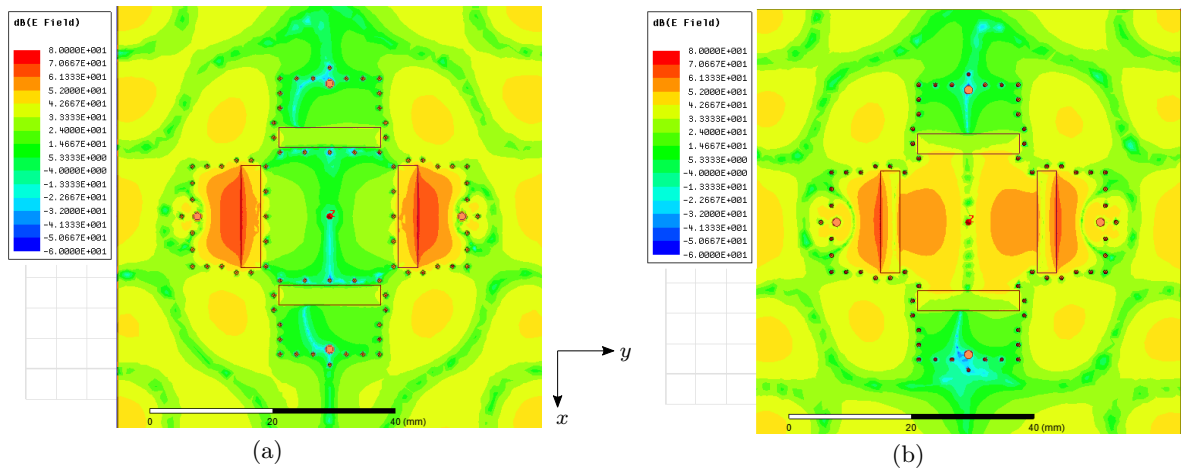
Figura 62 – Diagramas de irradiação da rede 2x2 com menos vias ao lado da fenda. (a) Plano $\phi = 90^\circ$. (b) Plano $\phi = 0^\circ$.



Fonte: Autor.

O efeito da retirada de vias pode ser visualizado na Figura 63. As imagens apresentam o comportamento do módulo do campo elétrico no topo do substrato para a condição de polarização horizontal. A Figura 63(a) mostra a rede base com as cavidades contendo os campos elétricos dentro dos seus limites. As fendas imediatamente próximas de cada conector são os únicos pontos de saída dos campos excitados. Já na Figura 63(b), os campos excitados, além de saírem pela estrutura através das fendas mais próximas do alimentados coaxial, também propagam-se ao centro da estrutura, podendo ser irradiados, inclusive, por meio das fendas ortogonais.

Figura 63 – Magnitude do campo elétrico no topo do substrato para as redes 2x2, para f_0 . (a) Rede base. (b) Rede com redução do número de vias próximas à fenda.



Fonte: Autor.

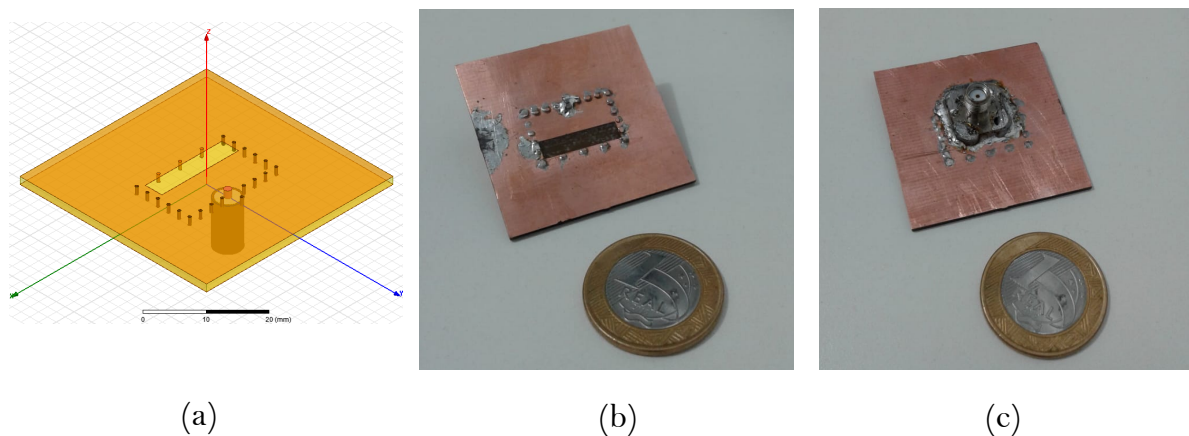
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo discute o processo de validação de conceitos pertinentes à pesquisa. Em virtude das condições de pandemia, a totalidade de protótipos capazes de serem construído foi limitada. Todavia, a construção e avaliação de um elemento único irradiante é analisada. Na sequência, uma rede 2x1 foi projetada e validada conjuntamente com um dispositivo divisor de potência. Os equipamentos de medida foram o analisador de redes *Agilent Technologies E5071C*, para análise das matrizes de espalhamento, e a Câmara de Campo Próximo, para medição dos diagramas de irradiação.

5.1 Primeiro Protótipo

A etapa de validação dos conceitos foi realizada no LEMA com auxílio da equipe técnica do laboratório. O primeiro protótipo, apresentado na Figura 64, foi esquematizado no *software* AutoDesk EAGLE 9.5.2, versão disponibilizada para estudantes, para geração dos arquivos a serem fresados na prototipadora. Posteriormente, os demais protótipos tiveram seus arquivos em formato *GERBER* gerados utilizando recursos do *software* da ANSYS.

Figura 64 – Protótipo construído para validação de ϵ_r . (a) Desenho em CAD da geometria com 22 vias. (b) Fenda irradiante do modelo. (c) Detalhe do conector coaxial.

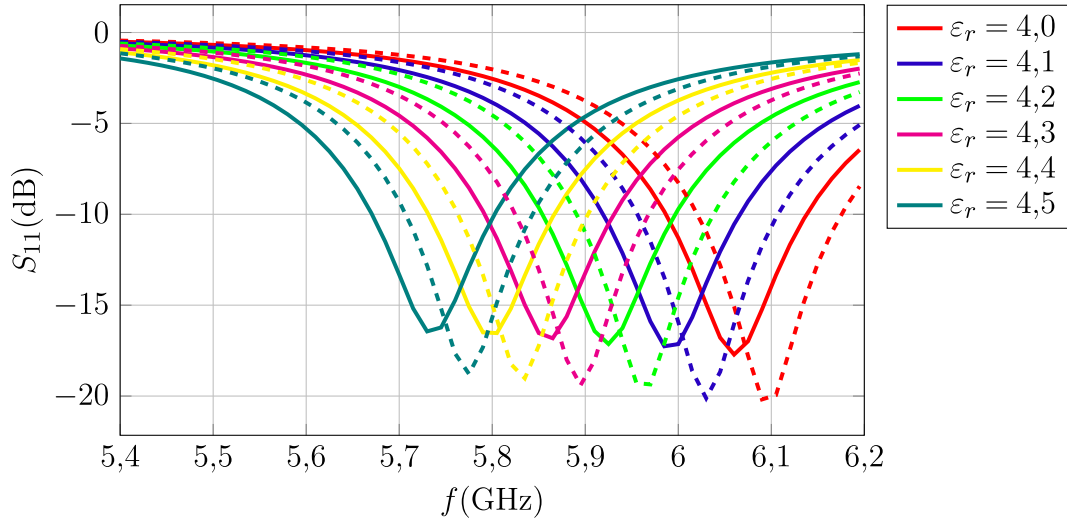


Fonte: Autor.

A construção do protótipo para validação dos conceitos de projeto foi iniciada por meio da validação da constante dielétrica (ϵ_r) do substrato FR4 disponibilizado. Para identificar as variações da constante dielétrica ϵ_r do substrato, um estudo paramétrico foi realizado para dois distintos diâmetros de vias. Os resultados estão apresentados na Figura 65. A estrutura em questão foi projetada com 22 vias, $\Delta a = 3,75$ mm, $\Delta b = 17,35$ mm, $\Delta B = 19,1$ mm, $\Delta C = 11,97$ mm e $\rho = 6,235$ mm.

Figura 65 – Estudo da variação do ε_r , com passo de 0,1, para distintos diâmetros dos pinos.

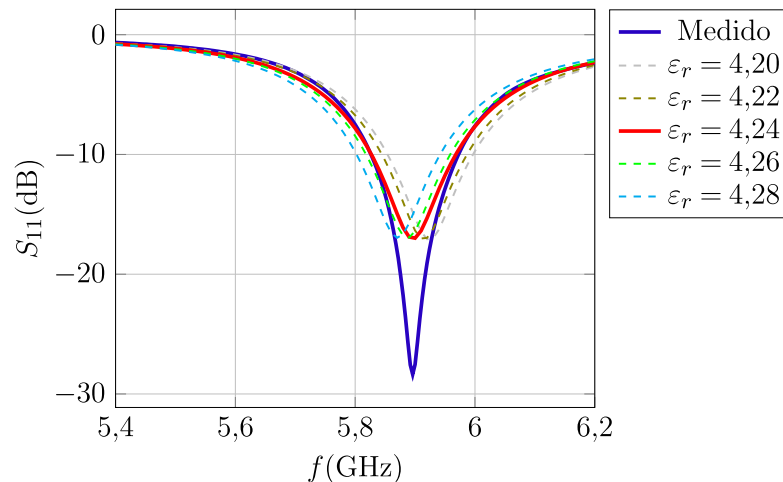
Linhas contínuas: vias com 0,6 mm de diâmetro. Linhas pontilhadas: vias de 1 mm de diâmetro.



Fonte: Autor.

A variação do diâmetro dos pinos, entre 1 e 0,6 mm, como já visto anteriormente, impacta na perda de retorno do elemento irradiante. A variação da constante dielétrica do substrato, como era esperado [20], impacta na frequência de ressonância da estrutura. Reduzindo o passo de simulação do ε_r , e comparando-o com as medições do protótipo, deduz-se que o FR4 utilizado para construir o modelo irradiante tem $\varepsilon_r=4,24$. A Figura 66 deixa estas considerações melhor ilustradas, na qual se verifica que a ressonância ocorre em 5,9 GHz.

Figura 66 – Gráfico do coeficiente de reflexão do protótipo e da primeira simulação com ajustes finos no ε_r .

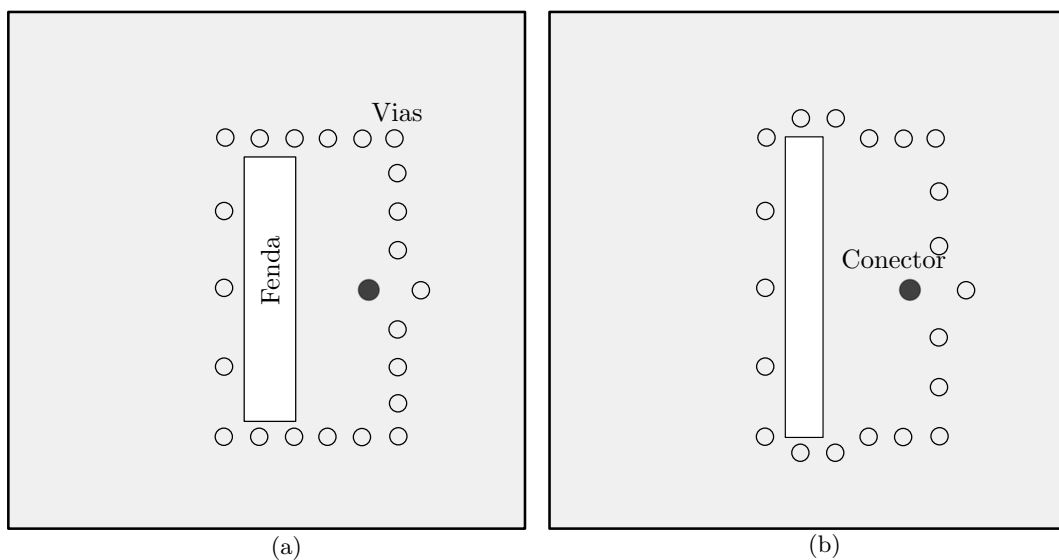


Fonte: Autor.

5.2 Segundo Protótipo

Configurando o ambiente de simulação para as novas condições de ε_r , ajustes na geometria foram realizados na dimensão ΔB , que é o parâmetro para ajuste fino na frequência de ressonância. A geometria da fenda e a quantidade de vias foram otimizadas ao longo do estudo, tendo este sido realizado após a construção do primeiro protótipo. O projeto deste segundo protótipo seguiu as especificações da Tabela 8 e é comparado com o primeiro na Figura 67. Porém, como visto nas seções anteriores, as variáveis da geometria da fenda e da distribuição das vias na estrutura impactam na frequência de ressonância do irradiador.

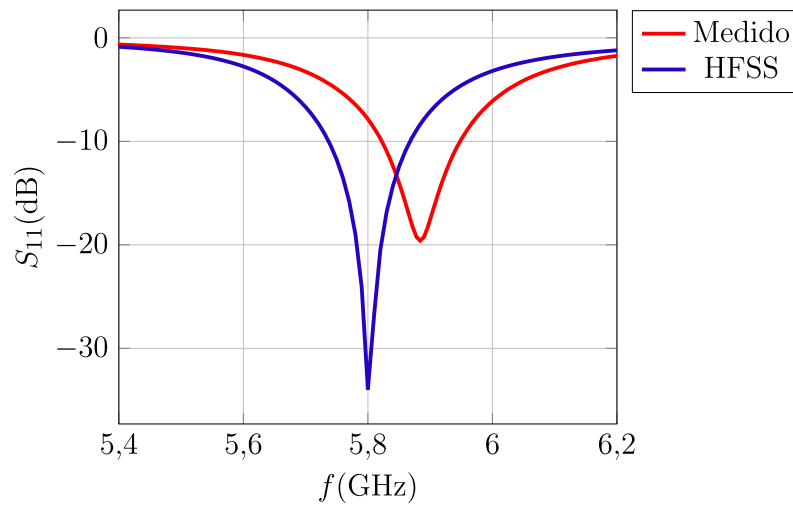
Figura 67 – Geometria dos protótipos dos elementos simples, sem escala. (a) Protótipo 1. (b) Protótipo 2.



Fonte: Autor.

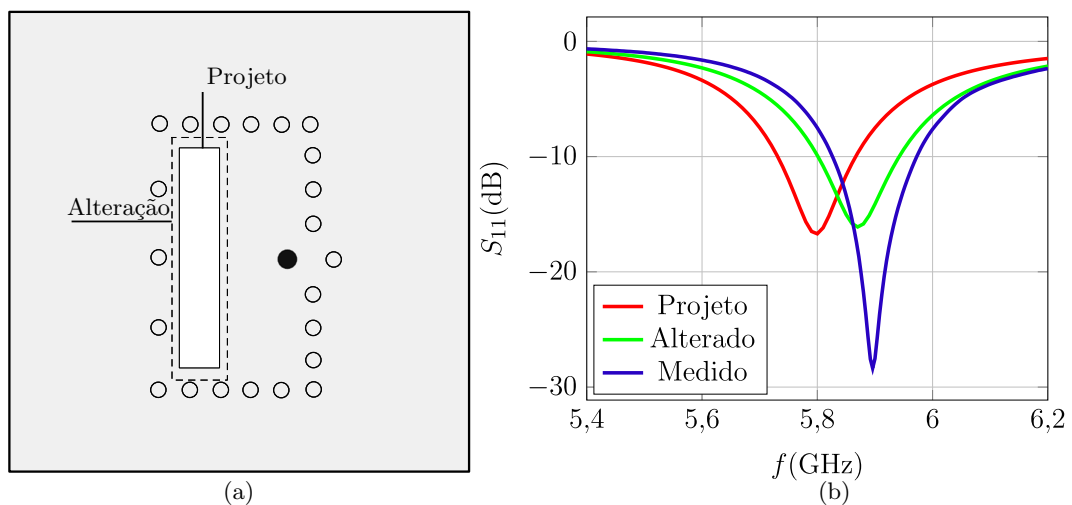
A Figura 68 compara o valor medido com o simulado para o coeficiente de reflexão do segundo protótipo. Como é possível identificar, apenas os ajustes para correção do ε_r não tornaram viáveis o ajuste de f_0 . O desvio na frequência de ressonância foi de 89 MHz, com largura de banda de 125 MHz. Após aferições no primeiro protótipo, foi identificado que a fenda foi alargada em 0,5 mm na dimensão x e na y . Estas modificações foram inseridas no ambiente de simulação computacional. O resultado foi um deslocamento na frequência de ressonância em 87 MHz para cima no espectro, como mostra a Figura 69.

Figura 68 – Comparação entre as curvas de módulo de S_{11} simulada e medida para o segundo protótipo.



Fonte: Autor.

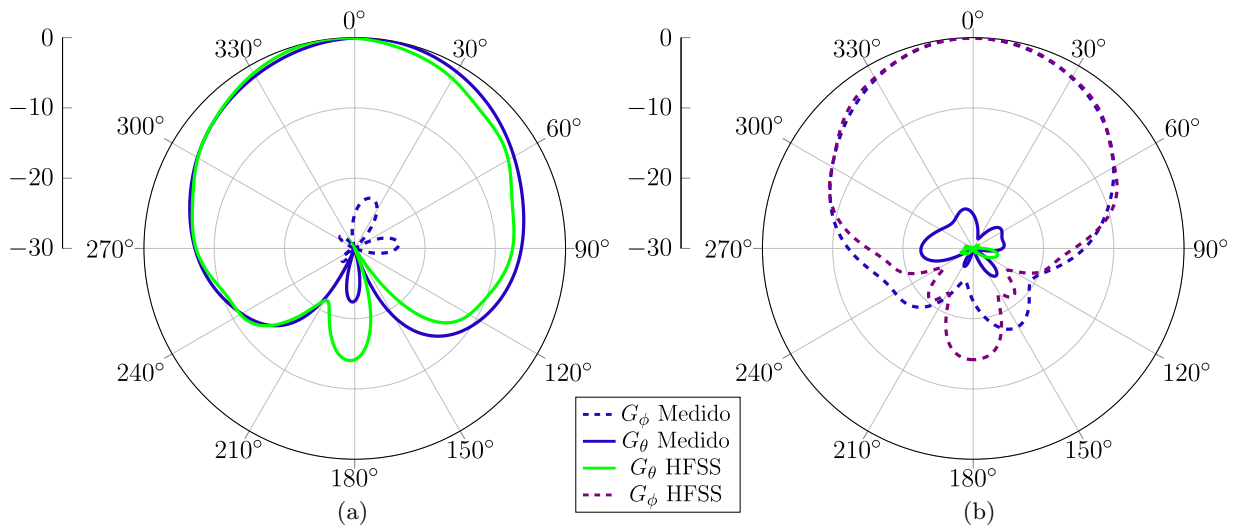
Figura 69 – Simulação do impacto da imprecisão no primeiro processo de prototipação. (a) Alteração na fenda, sem escala. (b) Módulo do coeficiente de reflexão simulado.



Fonte: Autor.

Medições dos diagramas para o segundo protótipo foram realizadas e a comparação dos resultados experimentais com os simulados encontra-se mostrada na Figura 70. Os diagramas referem-se à frequência central de projeto de 5,8 GHz. O nível de polarização cruzada obtida está bastante alto, ficando próximo da especificação inicial.

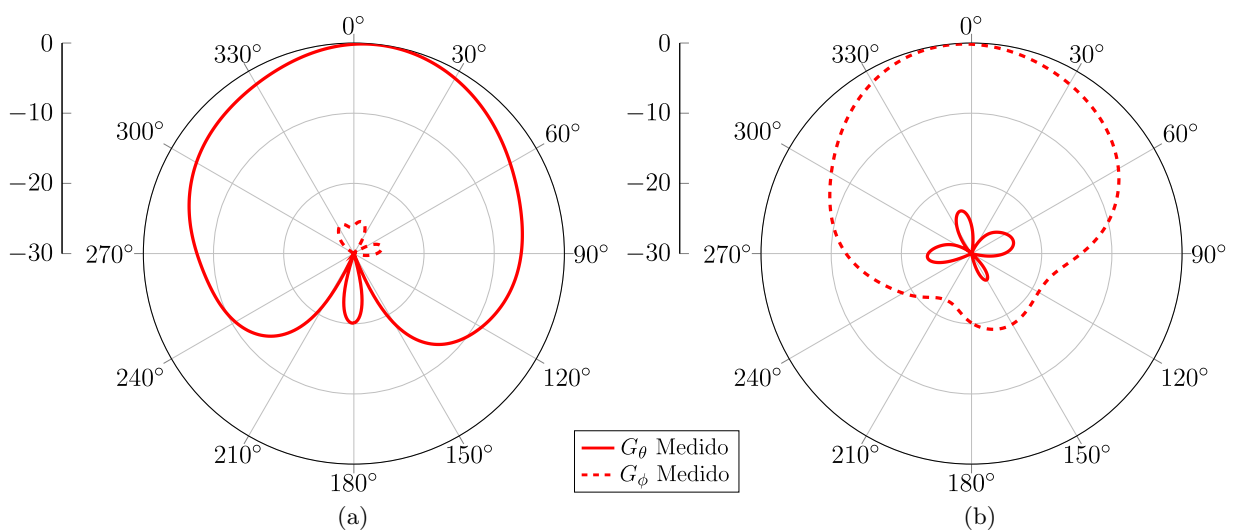
Figura 70 – Comparação entre diagramas de irradiação normalizados medidos e simulados em 5,8 GHz. (a) Plano E. (b) Plano H..



Fonte: Autor.

Como o segundo protótipo apresenta ressonância em 5,89 GHz, o diagrama também foi caracterizado experimentalmente nesta frequência. Os diagramas encontram-se na Figura 71. Pode-se inferir que a condição de polarização cruzada medida ficou próxima das medições em 5,8 GHz. A Tabela 11 compara os dados dos diagramas anteriores. Para os dois diagramas mensurados, a diretividade do elemento ficou em 6,4 dB.

Figura 71 – Diagramas de irradiação normalizados medidos e simulados em 5,89 GHz: (a) Plano E. (b) Plano H.



Fonte: Autor.

Tabela 11 – Comparação de valores de ganho, ângulo de meia-potência e polarização cruzada entre projeto simulado e medições de campo próximo do elemento simples em 5,8 GHz e 5,89 GHz.

Elemento Simples	Ganho (dBi)	Ângulo de meia-potência		Polarização Cruzada Média (dB)	
		Plano E	Plano H	Plano E	Plano H
HFSS 5,8 GHz	2,6	87°	80°	-49,8	-34,3
Medição 5,8 GHz	não medido	74°	74°	-25,6	-25
Medição 5,89 GHz	não medido	74°	78°	-25	-25,7

Fonte: Autor.

5.3 Projeto do sistema alimentador para a rede 2x1

O sistema alimentador para a rede 2x1 baseia-se em um divisor T com inclusão de diferença de fase de 180° entre as saídas. O protótipo é mostrado na Figura 72(b) e os dados medidos no analisador de redes são plotados no gráfico da Figura 72(c).

Como o analisador de redes possui duas portas, e o divisor T três, as portas de saída foram medidas uma de cada vez. Sendo a outra porta deixada casada em 50Ω, como mostra o primeiro plano da Figura 72(a). A defasagem entre as porta de saída e apresentada na Figura 74 que compara os dados medidos em bancada e os simulados no HFSS.

A Tabela 12 apresenta um resumo dos dados medidos e simulados para o alimentador projetado. Identifica-se que o projeto do divisor atingiu o comportamento esperado. A transmissão de potência da porta 1 para a porta 3 é levemente maior, pois o comprimento elétrico da linha é menor em relação à outra saída. A fase entre as portas de saída é praticamente π rad.

Tabela 12 – Comparação dos parâmetros S do alimentador em 5,8 GHz.

Divisor T	S_{11} (dB)	S_{21} (dB)	$\angle S_{21}$ (°)	S_{31} (dB)	$\angle S_{31}$ (°)
HFSS	-23,4	-4	0	-3,8	181
Medido	-22,9	-4,5	0	-4,1	179,2

Fonte: Autor.

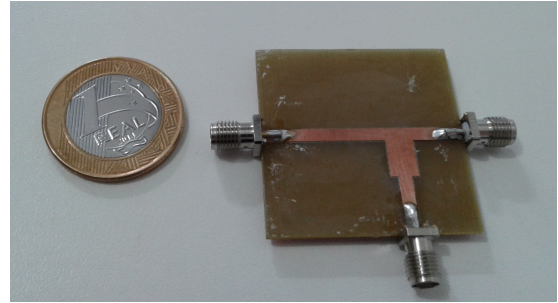
5.4 Protótipo da Rede 2x1

Após a validação por simulador, a rede 2x1 foi medida em bancada, como mostra a Figura 73. Reparar na Figura 73(b) o número das portas conectadas no analisador de redes. Estas referências são importantes para para a análise da matriz de espalhamento

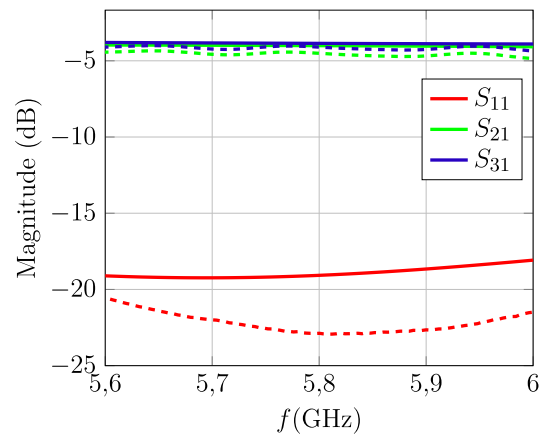
Figura 72 – Protótipo do divisor T. (a) Medição do dispositivo. (b) Dispositivo construído em detalhe. (c) Dados medidos do dispositivo. Linha contínua: HFSS. Linha pontilhada: medidas.



(a)



(b)



(c)

Fonte: Autor.

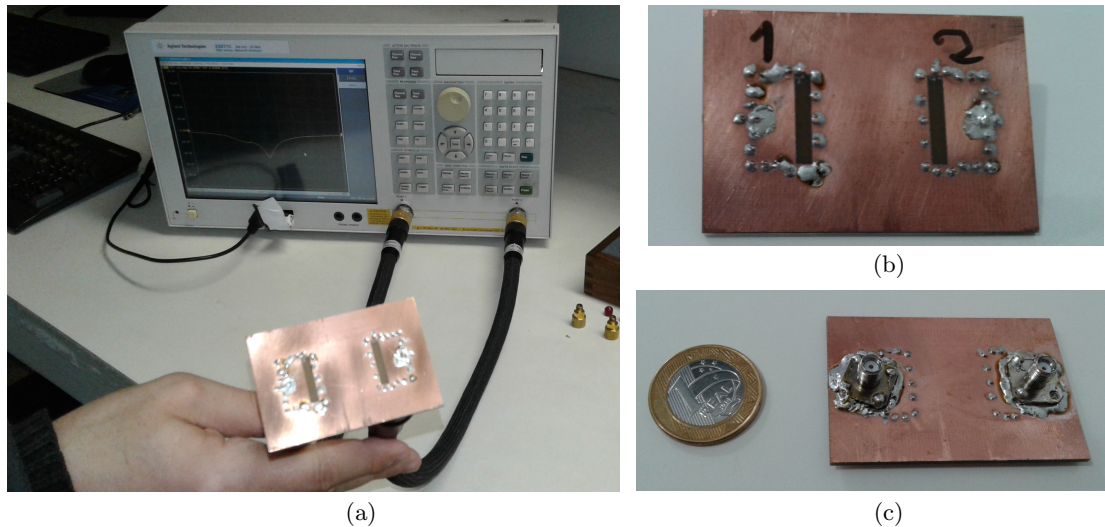
do dispositivo. A imagem da Figura 73(c) apresenta o detalhe da solda dos conectores coaxiais da estrutura.

Os parâmetros S são apresentados na Figura 75, comparando os resultados medidos e simulados. O parâmetro S_{11} medido mostra que a porta 1 tem um deslocamento em frequência de 8 MHz. Para a porta 2, o descolamento em frequência medido do S_{22} é de 28 MHz. A Figura 75(a) apresenta um comportamento não esperado. Provavelmente o conector foi mal acomodado na estrutura. Pois há a necessidade de um processo de lixamento após a soldagem das vias e todo o processo é manual. Além disso, há a variabilidade discutida na seção 5.2.

Conectando o alimentador à rede 2x1, resulta o conjunto mostrado na Figura 76(a). O resultado do coeficiente de reflexão na porta de acesso do divisor é mostrado na Figura 76(b). O desvio em frequência de f_0 foi próximo a 40 MHz. O comprimento dos cabos de conexão inseriram 0,16 dB de perda. A defasagem de cada cabo é a mesma e correspondente a $44,5^\circ$, o que não impacta na defasagem final.

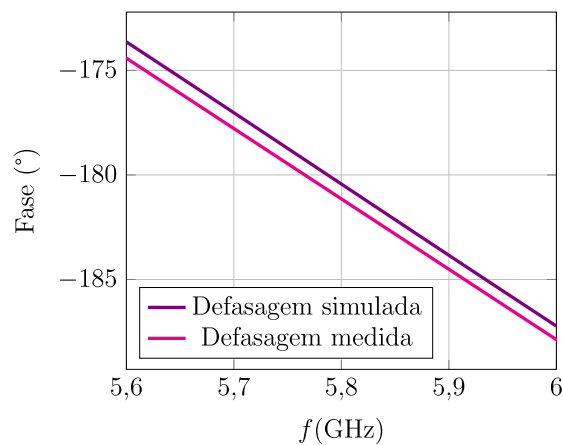
Os diagramas medidos na câmara de campo próximo para a rede 2x1 são apre-

Figura 73 – Protótipo da rede 2x1. (a) Medição da matriz de espalhamento do irradiador. (b) Topo da estrutura com as fendas. (c) Detalhe da solda dos conectores.



Fonte: Autor.

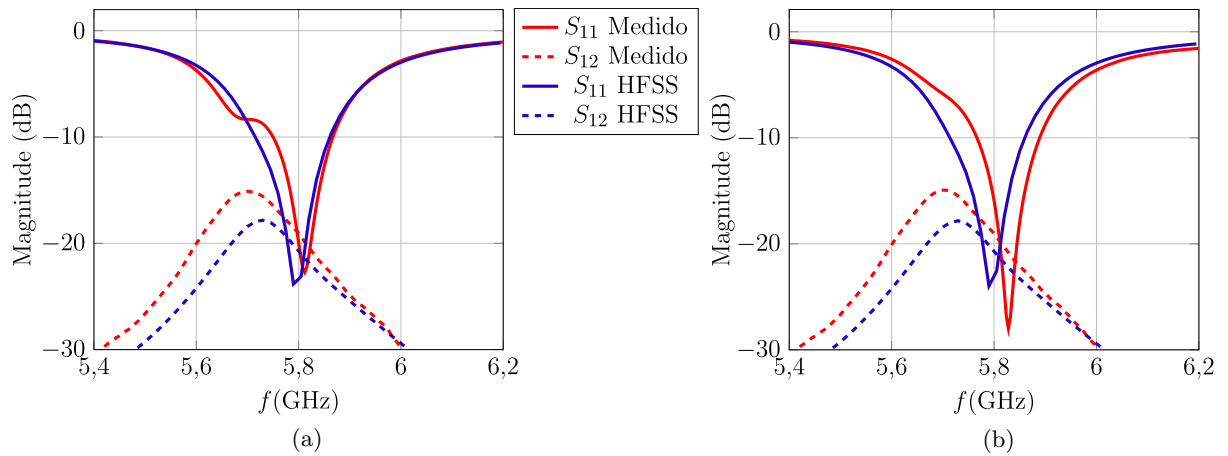
Figura 74 – Comparação entre as curvas de diferença de fase entre as portas de saída do alimentador.



Fonte: Autor.

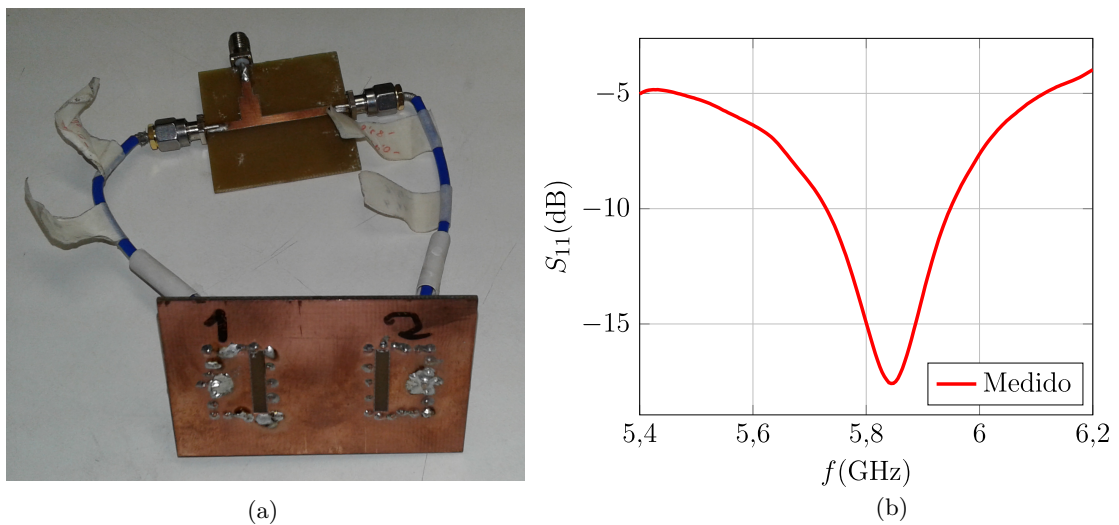
sentados na Figura 77 em 5,8 GHz. Porém, como visto na Figura 76, há um desvio da ressonância para 5,84 GHz. Logo, medidas em campo próximo foram realizadas também para esta frequência e os resultados são mostrados na Figura 78. A diretividade mensurada para os digramas em f_0 foi de 9,4 dB e para os diagramas 5,84 GHz foi de 10,2 dB.

Figura 75 – Parâmetros S simulados e medidos para a rede 2x1 em SIW: (a) Porta 1. (b) Porta 2.



Fonte: Autor.

Figura 76 – Dados medidos do coeficiente de reflexão da rede 2x1 acoplada ao alimentador. (a) *Setup* de medição. (b) Coeficiente de reflexão medido.



Fonte: Autor.

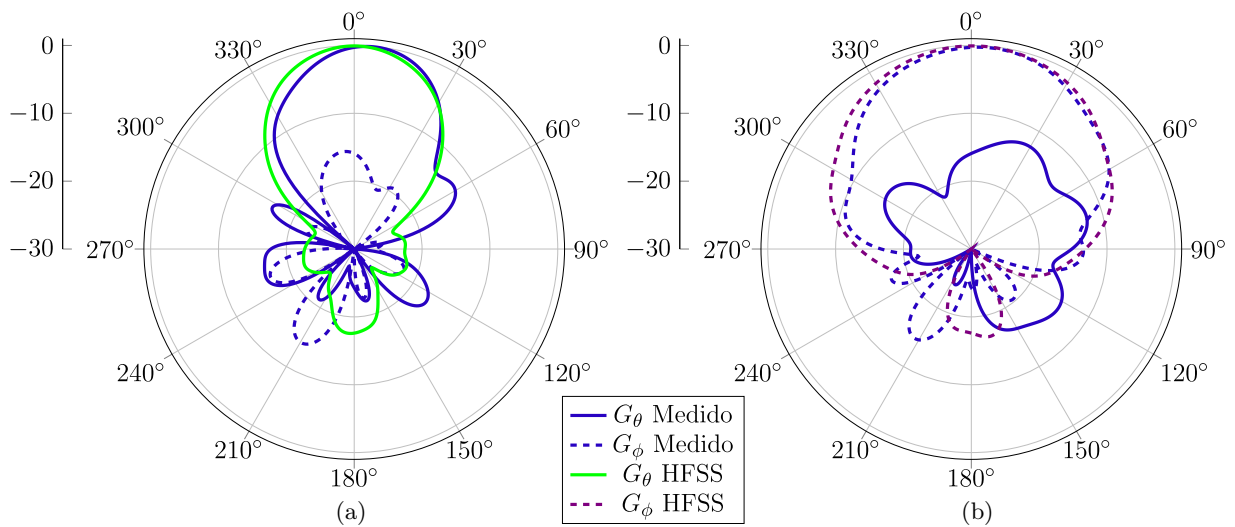
Tabela 13 – Comparação de ganho, ângulo de meia-potência e polarização cruzada entre projeto simulado e medições de campo próximo para rede 2x1 em 5,8 GHz e 5,84 GHz.

Elemento Simples	Ganho (dBi)	Ângulo de meia-potência		Polarização Cruzada Média (dB)	
		Plano E	Plano H	Plano E	Plano H
HFSS 5,8 GHz	4,8	46°	79°	-43,5	-49,4
Medição 5,8 GHz	não medido	41°	40°	-23	-21,3
Medição 5,84 GHz	não medido	41°	42°	-22,7	-21,5

Fonte: Autor.

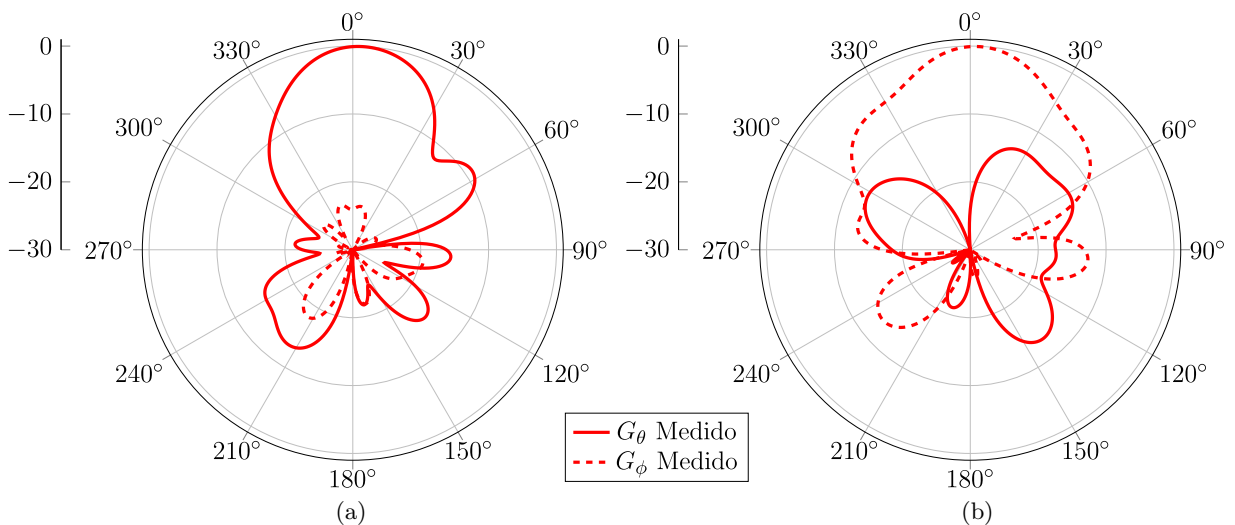
O nível de polarização cruzada entre os diagramas, em f_0 5,8 GHz está bastante elevado na direção do feixe principal em ambos os planos E e H. Em resumo, a Tabela 13 mostra a comparação entre os dados medidos e simulados dos diagramas do protótipo da rede 2x1. Logo, os problemas de prototipação inviabilizam uma avaliação mais precisa dos resultados, já que os níveis de polarização cruzada apontados são bastante discrepantes dos simulados.

Figura 77 – Comparação entre diagramas de irradiação normalizados medidos e simulados para a rede 2x1 em 5,8 GHz: (a) Plano E. (b) Plano H.



Fonte: Autor.

Figura 78 – Comparação entre diagramas de irradiação normalizados medidos e simulados para a rede 2x1 em 5,84 GHz: (a) Plano E. (b) Plano H.



Fonte: Autor.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho propôs discutir algumas soluções de sensoriamento remoto com sensores ativos, focando na caracterização de um sistema de radar móvel tipo SAR, para operação em banda C, com dupla polarização linear. Foram apresentadas duas topologias distintas de irradiadores. Uma das topologias estudadas foi uma antena de microfita com múltiplas camadas e com acoplamento via fenda eletromagnética. A outra topologia, desenvolvida com maior detalhamento neste trabalho, emprega uma cavidade ressonante, composta de paredes elétricas implementadas em tecnologia SIW. Com base em simulações eletromagnéticas, os estudos das estruturas mostraram a possibilidade de um caminho para construção do projeto de irradiador.

O referencial bibliográfico trouxe discussão de conceitos iniciais para um sistema de sensoriamento, modelo de plano de voo, modo de aquisição de imagens e resolução espacial de imagens. A literatura apresenta distintas propostas de dispositivos embarcados em veículos aéreos de pequeno porte, que puderam ser comparados e serviram de base para a construção desta pesquisa. Sendo possível a construção de um projeto síntese para a continuidade e orientação da pesquisa.

O estudo de antenas acopladas por fenda possibilitou estratégias de adaptação ao simulador. As estruturas com múltiplas camadas de substrato se mostraram pertinentes e válidas, almejando as especificações de projeto, particularmente em relação à polarização cruzada. O uso do acoplamento em cruz, com duas fendas perpendiculares, ajustadas com tocos e transformadores para casamento de impedância, mostrou-se bastante complexo para implementação prática.

A principal topologia de antena apresentada nesta pesquisa para operar em banda C foi sintetizada em tecnologia SIW. Estudos empíricos foram propostos com o objetivo de registrar e analisar o impacto da geometria no sistema irradiante como um todo. Para tal, a premissa de simplificação dos elementos da estrutura foi seguida ao longo do texto para facilitar as demais etapas de validação da pesquisa. Como o caso da disposição das vias próximas à fenda, que apresenta pouco impacto na irradiação, enquanto as perpendiculares ao conector central impactam mais. As dimensões da fenda e a posição junto ao alimentador têm relação direta no casamento de impedância e no nível de polarização cruzada. O projeto do elemento simples para 5,8 GHz atingiu largura de banda de 130 MHz, considerando-se coeficiente de reflexão menor que -10 dB e nível de polarização cruzada de -40 dB.

Uma proposta inicial de agrupamento em redes foi projetada com 2×1 elementos simples, operando com defasagem entre as portas de alimentação. Uma rede de 2×2 elementos, para gerar a dupla polarização linear, foi simulada e discutida, com o objetivo de iniciar uma proposta de instalação em veículo aéreo.

A última parte desta pesquisa discutiu o processo de validação das antenas

projetadas. Após o ensaio do primeiro protótipo, a constante dielétrica do substrato pôde ser validada. A largura de banda medida foi de 125 MHz. O nível de polarização cruzada ficou em -25 dB. A rede 2x1 prototipada apresentou um desvio em frequência menor de 40 MHz. O nível de polarização da rede foi medido em -21 dB, que é inadequado para as especificações de projeto. Assim, ainda faz-se necessário verificar a razão por que esta especificação, que foi obtida satisfatoriamente em simulação, não pôde ser satisfeita em bancada. Um divisor T com defasagem de π rad foi projetado e validado para a medição da rede 2x1. Além disso, verificou-se que o ganho obtido com as antenas foi muito baixo, indicando baixa eficiência de irradiação. Assim, substratos com menores valores de tangente de perdas devem ser considerados para a versão final desta antena antes de sua instalação em veículo aéreo.

Como sugestões que esta pesquisa coloca para futuros trabalhos, é de destaque um estudo específico para topologia de redes lineares e planares para acomodação em VANTs. Além disso, deve-se prosseguir com o projeto das demais etapas, como da rede de alimentação e defasagem, eletrônica de potência para o sistema transmissor e do circuito circulador/chaveador, para que o sistema tenha condições de operar com apenas uma rede de antenas transeptoras.

REFERÊNCIAS

- 1 FLORENZANO, T. G. *Iniciação em Sensoriamento Remoto*. São Paulo: Oficina de Textos, 2011. Citado 5 vezes nas páginas 26, 29, 30, 31 e 32.
- 2 CURLANDER, J. C.; MCDONOUGH, R. N. *Synthetic Aperture Radar: Systems and signal processing*. New York: Wiley, 1991. v. 11. Citado 5 vezes nas páginas 26, 32, 33, 34 e 35.
- 3 LIU, C.-a. et al. Research advances of sar remote sensing for agriculture applications: A review. *Journal of Integrative Agriculture*, Elsevier, v. 18, n. 3, p. 506–525, Mar 2019. Citado na página 27.
- 4 KHABBAZAN, S. et al. Crop monitoring using Sentinel-1 data: A case study from The Netherlands. *Remote Sensing*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 11, n. 16, p. 1887, Ago 2019. Citado na página 27.
- 5 WHELEN, T.; SIQUEIRA, P. Time-series classification of sentinel-1 agricultural data over north dakota. *Remote sensing letters*, Taylor & Francis, v. 9, n. 5, p. 411–420, Feb 2018. Citado na página 27.
- 6 TORBICK, N. et al. Monitoring rice agriculture across myanmar using time series Sentinel-1 assisted by Landsat-8 and PALSAR-2. *Remote Sensing*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 9, n. 2, p. 119, Feb 2017. Citado na página 27.
- 7 POZAR, D. M. *Microwave engineering*. [S.l.]: John wiley & sons, 2011. Citado 4 vezes nas páginas 30, 32, 45 e 46.
- 8 BONADIMAN, M. *Rede de Antenas de Microfita para Radar de Abertura Sintética Aerotransportado*. Dissertação (Mestrado) — CTA, ITA, São José dos Campos, 2004. Citado 7 vezes nas páginas 29, 36, 38, 50, 51, 52 e 53.
- 9 QUATOLI, C. F.; VICENTE, L. E.; ARAÚJO, L. S. d. Sensoriamento remoto. In: TÔSTO, S. G. (Ed.). *Geotecnologia e geoinformação*. 2. ed. Brasília, DF: Embrapa, 2014. cap. 4, p. 61–79. Citado na página 30.
- 10 NASA. *Landsat Science*. 2021. Acesso em: 10 mar. 2021. Disponível em: <<https://landsat.gsfc.nasa.gov/>>. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 35.
- 11 MELVIN, W. L.; SCHEER, J. A. Radar Applications. In: MELVIN, W. L.; SCHEER, J. A. (Ed.). *Principles of Modern Radar*. 1. ed. Edison, NJ: Scitech, 2014. III, cap. 1, p. 1–15. Citado na página 33.
- 12 MOREIRA, A. et al. A Tutorial on Synthetic Aperture Radar. *IEEE Geo. Rem. Sen. Mag.*, v. 1, n. 1, p. 6–43, março 2013. Citado 3 vezes nas páginas 35, 36 e 37.
- 13 SHOWMAN, G. A. Radar Applications. In: RICHARDS, M. A.; SCHEER, J. A.; HOLM, W. A. (Ed.). *Principles of Modern Radar*. 1. ed. Edison, NJ: Scitech, 2010. I, cap. 21, p. 835–870. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 38.
- 14 SUMANTYO, J. T. S. Development of circularly polarized Synthetic Aperture Radar onboard Unmanned Aerial Vehicle (CP-SAR UAV). 2012 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Munique, Alemanha, p. 4762–4765, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 39.

- 15 PARADELLA, W. R. et al. Radares Imageadores (SAR) orbitais: tendências em sistemas e aplicações. In: *Anais XVII Simpósio Brasileiro de Sensoriamento Remoto*. João Pessoa, PB, Brasil: [s.n.], 2015. p. 2506–2513. Citado na página 38.
- 16 KOO, V. et al. A New Unmanned Aerial Vehicle Synthetic Aperture Radar for Environmental Monitoring. *Progress In Electromagnetics Research*, v. 122, p. 245–268, nov 2012. ISSN 1070-4698. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 39.
- 17 SAMCZYNSKI, P. et al. SARENKA - C-band SAR radar for UAV application. In: *10th European Conference on Synthetic Aperture Radar*. Berlin, Alemanha: [s.n.], 2014. p. 1–4. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 39.
- 18 GROMEK, D. et al. C-band SAR radar trials using UAV platform: Experimental results of SAR system integration on a UAV carrier. In: *17th International Radar Symposium (IRS)*. Cracóvia, Polônia: [s.n.], 2016. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 39.
- 19 BALANIS, C. A. *Teoria de Antenas: análise e síntese*. Rio de Janeiro: LTC, 2014. v. 1. Citado na página 39.
- 20 BALANIS, C. A. *Antenna theory: analysis and design*. 4. ed. New Jersey: Wiley, 2016. Citado 6 vezes nas páginas 40, 41, 42, 43, 44 e 90.
- 21 NAVE, C. R. *Classification of Polarization*. 2001. Disponível em: <<https://ef.engr.utk.edu/hyperphysics/hbase/phyopt/polclas.html>>. Acesso em: 12 de outubro de 2019. Citado na página 42.
- 22 FILHO, P. C. et al. Probe-fed hybrid-patch cylindrical SIW antenna. *Remote Sensing*, 2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), Memphis, p. 1714–1715, Set 2014. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 63.
- 23 POZAR, D. M. *A review of aperture coupled microstrip antennas: history, operation, development, and applications*. Amherst: [s.n.], 1996. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 45.
- 24 VETHARATNAM, G.; CHUNG, B. K.; CHUAH, H. T. Design of a microstrip patch antenna array for airborne SAR applications. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, v. 19, n. 12, p. 1687–1701, 2005. Citado na página 48.
- 25 ROGERS, C. *Cuclad Series*. [S.l.], Acesso em: 6 nov. 2020. Disponível em: <<https://rogerscorp.com/advanced-connectivity-solutions/cuclad-series-laminates/cuclad-250-laminates>>. Citado na página 51.
- 26 NASCIMENTO, D. C. *Redes de antenas de microfita em substratos espessos com controle de apontamento de feixe, lóbulos secundários e diretividade*. Tese (Doutorado) — CTA, ITA, São José dos Campos, BR, 2013. Citado 6 vezes nas páginas 56, 57, 58, 59, 63 e 82.