

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

RICARDO SOUZA SENANDES

**SÍNTESE DE REDES DE ANTENAS UTILIZANDO O ALGORITMO DE
COLÔNIA DE MORCEGOS**

Alegrete

2023

RICARDO SOUZA SENANDES

SÍNTESE DE REDES DE ANTENAS UTILIZANDO O ALGORITMO DE
COLÔNIA DE MORCEGOS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação *stricto sensu* em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

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

Coorientador: Prof. Dr. Edson R. Schlosser

Alegrete
2023

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) .

S477s Senandes, Ricardo Souza

Síntese de redes de antenas utilizando o algoritmo de
colônia de morcegos / Ricardo Souza Senandes.

141 p.

Dissertação(Mestrado)-- Universidade Federal do Pampa,
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, 2023.

"Orientação: Marcos Vinício Thomas Heckler".

1. Método de otimização. 2. Algoritmo de Colônia de
Morcegos. 3. Síntese de diagramas de irradiação. 4. Redes
lineares de antenas. 5. Redes planares de antenas. I. Título.

RICARDO SOUZA SENANDES

SÍNTESE DE REDES DE ANTENAS UTILIZANDO O ALGORITMO DE COLÔNIA DE MORCEGOS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Dissertação defendida e aprovada em: 26 de setembro de 2023.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler
Orientador
UNIPAMPA

Prof. Dr. Daniel Basso Ferreira
Instituto Tecnológico de Aeronáutica



Assinado eletronicamente por **MARCOS VINICIO THOMAS HECKLER, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 26/09/2023, às 16:47, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **LUCAS COMPASSI SEVERO, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 26/09/2023, às 16:47, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **Daniel Basso Ferreira, Usuário Externo**, em 26/09/2023, às 16:48, 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 1254114 e o código CRC 3D7C939D.

*Dedico este trabalho de modo a recompensar todo amor e carinho que recebi do meu
Vô Raul, da minha Vó Marly, do meu Tio Cuca e da minha prima Rosele.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos que de alguma forma participaram na confecção deste trabalho, mas é necessário realizar alguns agradecimentos especiais:

- A minha mãe e meu pai por todo o amor e carinho.
- Ao meu irmão que sempre esteve do meu lado.
- Um agradecimento especialíssimo a minha amada Bianca, que foi sempre essencial em todos os momentos, me incentivando e trabalhando para que eu fosse o meu melhor sempre.
- Ao meu orientador Prof. Marcos por todos os esclarecimentos e indicação do caminho a ser percorrido durante a realização deste trabalho, bem como pela oportunidade de realizar o mestrado.
- Ao meu coorientador Prof. Edson por ter sempre me auxiliado, ajudando em todas as etapas que constituíram este trabalho.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma técnica para síntese de diagramas de irradiação para redes de antenas aplicáveis em nanossatélites utilizando algoritmos de otimização. Uma revisão bibliográfica sobre os algoritmos mais utilizados para solucionar o problema de síntese é apresentada, com ênfase no algoritmo genético (GA), algoritmo de otimização por enxame de partículas (PSO), por colônia de vaga-lumes (FA) e por colônia de morcegos (BA). Uma vez que, dentre os algoritmos citados, o último foi o menos explorado na síntese de redes de antenas até o presente momento, o trabalho apresenta uma nova abordagem para a conformação de diagramas de irradiação utilizando o algoritmo bio-inspirado em colônia de morcegos. Em um primeiro momento, o BA foi empregado para realizar a síntese de redes lineares de antenas empregando o conceito de fator de rede, onde um conjunto com 8 antenas foi modelado. Em seguida, o modelo matemático foi modificado para levar o acoplamento mútuo em consideração durante o processo de otimização, de modo a verificar a aplicabilidade do BA para realizar a síntese de diagramas de irradiação de redes realistas. Uma nova metodologia para criação de máscaras para otimização de redes planares foi apresentada e sua verificação foi realizada empregando-se o BA para a síntese de uma rede planar composta por 3×3 antenas operando em Banda S (2,26 GHz), com polarização circular e aplicável ao *downlink* de comunicação de nanossatélites. Os resultados apresentados neste trabalho demonstram a viabilidade de emprego do BA de forma satisfatória, o que foi possível com a máscara proposta. Por fim, uma validação experimental de toda a abordagem proposta foi realizada. Para isso, utilizou-se um *setup* de medida composto por nove antenas, nove atenuadores variáveis, quatro divisores de potência, três defasadores, além de cabos de radiofrequência (RF) para a interconexão de todos os dispositivos. Os diagramas de irradiação produzidos por cada elemento e os parâmetros de cada dispositivo que compõe o *setup* foram medidos e empregados para mitigar os desvios presentes em dispositivos reais. Três casos foram otimizados e produzidos experimentalmente em câmara anecoica. Os resultados obtidos validaram a técnica apresentada, principalmente em relação ao apontamento do lóbulo principal. Deste modo, concluiu-se que o algoritmo de colônia de morcegos é proeminente para solução de problemas de síntese de diagramas de irradiação de redes de antenas realistas. Juntamente a isso, a metodologia de criação de máscaras para síntese de redes planares mostrou-se um procedimento eficaz e inovador para a conformação de feixe de antenas planares.

Palavras-chave: Método de otimização, Algoritmo de Colônia de Morcegos, Síntese de diagramas de irradiação, Redes lineares de antenas, Redes planares de antenas, Controle de lóbulos secundários, Apontamento de feixe.

ABSTRACT

This work presents a contextualization about the synthesis of radiation patterns for antenna arrays applicable to nanosatellites using optimization algorithms. A literature review of the most commonly used algorithms to solve synthesis problems is presented and is focused on the genetic algorithm (GA), particle swarm optimization algorithm (PSO), firefly algorithm (FA) and bat algorithm (BA). Since the latter has been the least explored technique among the listed ones, a new approach to the synthesis of radiation patterns using the bio-inspired bat colony algorithm is presented. Initially, the BA was employed to perform the synthesis of linear antenna arrays using the array factor theory, whereby an array composed of 8 antennas has been modelled. Then, the synthesis of arrays including mutual coupling was carried out, so as to evaluate the applicability of the BA to synthesize radiation patterns of realistic arrays. A new procedure to create a mask to optimize planar arrays was presented and its validation was performed by employing the BA for the synthesis. The BA was used in the synthesis of a planar array composed of 3×3 antennas, operating in the S-Band (2.26 GHz) with circular polarization and applicable to nanosatellite communication downlink. The results presented in this work demonstrate the effectiveness of using the BA to perform the synthesis, which could only be achieved with the proposed mask generation strategy. Finally, the experimental validation of the presented theory was conducted. For this purpose, a measurement setup consisting of nine antennas, nine variable attenuators, four power dividers, three phase shifters along with RF cables was designed and assembled. The radiation patterns produced by each element and the parameters of each device composing the setup were measured and employed to calibrate the model, so as to mitigate the deviations present in real devices. Three cases have been produced experimentally in anechoic chamber. The obtained results validated the proposed technique, especially regarding the steering direction. Finally, the bat colony algorithm can be considered as a prominent optimization algorithm for problems of radiation patterns synthesis of realistic antenna arrays. Besides, the methodology to create masks for planar array synthesis has proven to be effective and innovative.

Keywords: Optimization method, Bat colony algorithm, Synthesis of radiation patterns, Linear antenna arrays, Planar antenna arrays, Side lobe control, beam steering.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Ilustração esquemática de um nanossatélite do CONASAT: (a) configuração com abas fechadas para lançamento; (b) configuração com abas abertas para operação em órbita.	32
Figura 2 – Visadas para diferentes ângulos de observação do nanossatélite para altitudes orbitais limites de 500 e 600 km.	33
Figura 3 – Representação de um cromossomo do Algoritmo Genético com adequação ao problema de síntese de redes de antenas.	41
Figura 4 – Fluxograma do Algoritmo Genético.	43
Figura 5 – Fluxograma do algoritmo de otimização bioinspirado em enxame de partículas.	45
Figura 6 – Fluxograma do algoritmo de otimização bioinspirado em colônia de vaga-lumes.	47
Figura 7 – Colônia de morcegos emitindo e recebendo pulsos durante o voo em busca de alimento ou para localização.	48
Figura 8 – Taxa de emissão de pulso em função das iterações para diversos valores de γ	50
Figura 9 – Decaimento das amplitudes de pulsos em função das iterações para diversos valores de α	51
Figura 10 – Fluxograma simplificado de implementação do algoritmo de otimização bioinspirado na colônia de morcego.	53
Figura 11 – Rede linear com elementos isotrópicos espaçados uniformemente ao longo do eixo x	57
Figura 12 – Intensidade de campo elétrico normalizada para irradiadores isotrópicos e de microfita.	58
Figura 13 – Máscara utilizada para especificação de diagramas de irradiação de redes lineares no plano $\phi = \phi_0$	60
Figura 14 – Diagrama de irradiação sintetizado pelo BA para a rede de antenas isotrópicas com apontamento para $\theta_{max} = 0^\circ$, com $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.	61
Figura 15 – Diagrama de irradiação sintetizado pelo BA para a rede de antenas isotrópicas com apontamento para $\theta_{max} = 40^\circ$, $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.	62
Figura 16 – Rede linear de antenas de microfita com <i>patches</i> retangulares dispostos ao longo do eixo x e espaçados uniformemente por meio comprimento de onda.	63

Figura 17 – Diagramas de irradiação produzidos por redes de elementos isotrópicos (curva azul) e de microfita (curva vermelha) obtidos para a otimização com elementos isotrópicos para $\theta_{max} = 0^\circ$, com $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.	63
Figura 18 – Diagramas de irradiação produzidos por redes de elementos isotrópicos (curva azul) e de microfita (curva vermelha) obtidos para a otimização com elementos isotrópicos para $\theta_{max} = 40^\circ$, com $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.	64
Figura 19 – Diagrama de irradiação sintetizado pelo BA utilizando a intensidade de irradiação de antenas de microfita retangulares para $\theta_{max} = 0^\circ$, $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.	64
Figura 20 – Diagrama de irradiação sintetizado pelo BA utilizando a intensidade de irradiação de antenas de microfita retangulares para $\theta_{max} = 40^\circ$, $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.	65
Figura 21 – Rede linear de antenas em “E” para aplicação em WLAN modelada no <i>software</i> ANSYS HFSS.	65
Figura 22 – Fluxograma de execução do BA aplicado à síntese de redes lineares de antenas incluindo acoplamento mútuo entre elementos.	66
Figura 23 – Diagramas sintetizados pelo BA com apontamento para <i>boresight</i> ($\theta_{max} = 0^\circ$), com $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.	68
Figura 24 – Diagramas sintetizados pelo BA com apontamento para <i>boresight</i> ($\theta_{max} = 0^\circ$), com $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -25$ dB.	68
Figura 25 – Diagramas sintetizados pelo BA com apontamento para <i>boresight</i> ($\theta_{max} = 0^\circ$), com $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -30$ dB.	69
Figura 26 – Diagramas sintetizados pelo BA com $\theta_{max} = -20^\circ$, com $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.	69
Figura 27 – Diagramas sintetizados pelo BA com $\theta_{max} = -10^\circ$, com $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.	70
Figura 28 – Diagramas sintetizados pelo BA com $\theta_{max} = +10^\circ$, com $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.	70
Figura 29 – Diagramas sintetizados pelo BA com $\theta_{max} = +20^\circ$, com $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.	71
Figura 30 – Rede plana com elementos genéricos espaçados uniformemente no plano xy	75
Figura 31 – Rede plana com antenas de microfita retangulares dispostas no plano xy e classificação do espaço tridimensional em hemisférios de interesse e desprezável.	77

Figura 32 – Máscara tridimensional para síntese de redes planas com especificação do tipo $\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2$ e $\phi_1 \leq \phi \leq \phi_2$: (a) Para apontamento na <i>boresight</i> , com $\theta_1 = 0^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$, $\phi_1 = 0^\circ$ e $\phi_2 = 360^\circ$; (b) Para apontamento na direção $(\theta, \phi) = (40^\circ, 45^\circ)$, com $\theta_1 = 20^\circ$, $\theta_2 = 60^\circ$, $\phi_1 = 25^\circ$ e $\phi_2 = 65^\circ$.	78
Figura 33 – Intensidades de campo produzidas por redes planas $N \times N$, com N variando de três a dez, excitação uniforme e defasagens progressivas nulas.	79
Figura 34 – Análise dos valores de FNBW para as intensidades de campo produzidas com fatores de rede com três, quatro e cinco elementos.	80
Figura 35 – Máscara plana para síntese de rede 4×4 com SLL = -20 dB (FNBW = 60°).	81
Figura 36 – Máscara plana para síntese de rede 4×4 com SLL = -20 dB e compensação de $\Delta\theta \approx 7,5^\circ$ (FNBW = 45°).	81
Figura 37 – Máscara plana para síntese de rede 4×4 com SLL = -20 dB e compensação de $\Delta\theta \approx 2^\circ$ (FNBW = 56°).	82
Figura 38 – Máscara plana para síntese de rede 3×4 com variação de 2,5 dB do SLL máximo.	82
Figura 39 – Máscara plana para síntese de rede 4×3 com variação de 2,5 dB do SLL máximo.	83
Figura 40 – Máscara criada a partir do método proposto para uma rede de 3×4 elementos com apontamento para $\theta = 10^\circ$ e $\phi = 45^\circ$	83
Figura 41 – Máscara criada a partir do método proposto para uma rede de 4×4 elementos com apontamento para $\theta = 30^\circ$ e $\phi = 45^\circ$	84
Figura 42 – Máscara criada a partir do método proposto para uma rede de 4×4 elementos com apontamento para $\theta = 40^\circ$ e $\phi = 45^\circ$	84
Figura 43 – Rede plana 3×3 com elementos irradiadores de microfita retangulares para aplicação em nanossatélites.	86
Figura 44 – Máscara para síntese da rede plana com 3×3 elementos com apontamento em <i>boresight</i> ($\theta = 0^\circ$, $\phi = 0^\circ$) e SLL = -20 dB.	87
Figura 45 – Diagrama sintetizado pelo BA para a rede plana de 3×3 elementos com apontamento em <i>boresight</i> ($\theta = 0^\circ$, $\phi = 0^\circ$) e SLL = -20 dB. . . .	88
Figura 46 – Curva de evolução da função erro plana da rede de 3×3 elementos com apontamento em <i>boresight</i> ($\theta = 0^\circ$, $\phi = 0^\circ$) e SLL = -20 dB.	88
Figura 47 – Máscara para síntese da rede plana de 3×3 elementos com apontamento em $(\theta = 20^\circ, \phi = 145^\circ)$ e SLL = -20 dB.	89
Figura 48 – Diagrama sintetizado pelo BA para a rede plana de 3×3 elementos com apontamento em $(\theta = 20^\circ, \phi = 45^\circ)$ e SLL = -20 dB.	89
Figura 49 – Curva de evolução da função erro plana da rede de 3×3 elementos com apontamento em $(\theta = 20^\circ, \phi = 45^\circ)$ e SLL = -20 dB.	90

Figura 50 – Máscara para síntese da rede plana de 3×3 elementos com apontamento em $(\theta = 30^\circ, \phi = 195^\circ)$ e $SLL = -20$ dB.	90
Figura 51 – Diagrama sintetizado pelo BA para a rede plana de 3×3 elementos com apontamento em $(\theta = 30^\circ, \phi = 195^\circ)$ e $SLL = -20$ dB.	91
Figura 52 – Curva de evolução da função erro plana da rede de 3×3 elementos com apontamento em $(\theta = 30^\circ, \phi = 195^\circ)$ e $SLL = -20$ dB.	91
Figura 53 – Máscara para síntese da rede plana de 3×3 elementos com apontamento em $(\theta = 20^\circ, \phi = 115^\circ)$ e $SLL = -20$ dB.	92
Figura 54 – Diagrama sintetizado pelo BA para a rede plana de 3×3 elementos com apontamento em $(\theta = 20^\circ, \phi = 115^\circ)$ e $SLL = -20$ dB.	93
Figura 55 – Curva de evolução da função erro plana da rede de 3×3 elementos com apontamento em $(\theta = 20^\circ, \phi = 115^\circ)$ e $SLL = -20$ dB.	93
Figura 56 – <i>Setup</i> de medida montado na câmara anecoica de campo próximo existente no LEMA da UNIPAMPA.	95
Figura 57 – Diagrama de blocos do <i>setup</i> de medida utilizado para validação experimental.	96
Figura 58 – Divisor de potência projetado no <i>software</i> ANSYS HFSS.	97
Figura 59 – Vista superior do divisor de potência construído (protótipo 1).	98
Figura 60 – Curvas simulada e medida para o parâmetro S_{11} (protótipo 1).	98
Figura 61 – Magnitude dos sinais de saída do divisor de potência 3 : 1 (protótipo 1).	98
Figura 62 – Fase dos sinais de saída do divisor de potência 3 : 1 (protótipo 1).	99
Figura 63 – Defasador variável de 4 bits: (a) <i>layout</i> produzido no <i>software</i> Autocad Eagle; (b) pré-visualização da camada superior e vias em <i>software</i> ; (c) placa antes da solda dos componentes eletrônicos; e (d) protótipo final.	100
Figura 64 – Fase do sinal na saída do defasador em função da variação dos bits de controle (protótipo 1).	101
Figura 65 – Perda de inserção na saída do defasador em função da variação dos bits de controle (protótipo 1).	101
Figura 66 – Atenuador variável de 4 bits: (a) <i>layout</i> no <i>software</i> de projeto; (b) protótipo.	102
Figura 67 – Diagramas de irradiação individuais da rede 3×3 medidos na câmara anecoica de campo próximo do LEMA: (a) Elemento 1,1; (b) Elemento 1,2; (c) Elemento 1,3; (d) Elemento 2,1; (e) Elemento 2,2; (f) Elemento 2,3; (g) Elemento 3,1; (h) Elemento 3,2; e (i) Elemento 3,3.	104
Figura 68 – Caracterização do <i>setup</i> com o analisador de redes vetorial do LEMA.	105
Figura 69 – Magnitude da saída de cada canal do alimentador do <i>setup</i>	106
Figura 70 – Fase da saída de cada canal do alimentador do <i>setup</i>	107

Figura 71 – Diagramas de irradiação da rede 3×3 : (a) Diagrama calculado empregando as características medidas de cada canal e os campos medidos; (b) Diagrama medido diretamente na câmara anecoica com atenuadores e defasadores configurados no estado 0000.	107
Figura 72 – Fluxograma para calibração dos canais.	109
Figura 73 – Diagramas de irradiação com apontamento na <i>boresight</i> ($\theta = 0^\circ, \phi = 0^\circ$): (a) máscara utilizada para otimização; (b) resultado da otimização em <i>software</i> MATLAB com os coeficientes otimizados; (c) resultado da otimização em <i>software</i> MATLAB com os coeficientes discretizados; (d) diagrama medido; e (e) diagrama medido com distribuição uniforme de coeficientes de excitação.	110
Figura 74 – Diagramas de irradiação com apontamento em ($\theta = 10^\circ, \phi = 0^\circ$): (a) máscara utilizada para otimização; (b) resultado da otimização em <i>software</i> MATLAB com os coeficientes otimizados; (c) resultado da otimização em <i>software</i> MATLAB com os coeficientes discretizados; (d) diagrama medido; e (e) diagrama medido com distribuição uniforme de coeficientes de excitação.	112
Figura 75 – Diagramas de irradiação com apontamento em ($\theta = 20^\circ, \phi = 0^\circ$): (a) máscara utilizada para otimização; (b) resultado da otimização em <i>software</i> MATLAB com os coeficientes otimizados; (c) resultado da otimização em <i>software</i> MATLAB com os coeficientes discretizados; (d) diagrama medido; e (e) diagrama medido com distribuição uniforme de coeficientes de excitação.	114
Figura 76 – Parâmetros S_{11} medidos pelo analisador de redes vetorial para cada um dos PD.	125
Figura 77 – Magnitude das saídas do divisor 1 medido pelo analisador de redes vetorial.	125
Figura 78 – Fase das saídas do divisor 1 medido pelo analisador de redes vetorial.	126
Figura 79 – Magnitude das saídas do divisor 2 medido pelo analisador de redes vetorial.	126
Figura 80 – Fase das saídas do divisor 2 medido pelo analisador de redes vetorial.	126
Figura 81 – Magnitude das saídas do divisor 3 medido pelo analisador de redes vetorial.	127
Figura 82 – Fase das saídas do divisor 3 medido pelo analisador de redes vetorial.	127
Figura 83 – Magnitude das saídas do divisor 4 medido pelo analisador de redes vetorial.	127
Figura 84 – Fase das saídas do divisor 4 medido pelo analisador de redes vetorial.	128
Figura 85 – Parâmetro S_{11} dos defasadores 1, 2 e 3 construídos.	129
Figura 86 – Magnitude do defasador 1 em função da variação dos bits de controle.	129

Figura 87 – Fase do defasador 1 em função da variação dos bits de controle.	130
Figura 88 – Magnitude do defasador 2 em função da variação dos bits de controle. .	130
Figura 89 – Fase do defasador 2 em função da variação dos bits de controle.	131
Figura 90 – Magnitude do defasador 3 em função da variação dos bits de controle. .	131
Figura 91 – Fase do defasador 3 em função da variação dos bits de controle.	132
Figura 92 – Magnitude do atenuador 1 em função da variação dos bits de controle.	133
Figura 93 – Fase do atenuador 1 em função da variação dos bits de controle.	133
Figura 94 – Magnitude do atenuador 2 em função da variação dos bits de controle.	134
Figura 95 – Fase do atenuador 2 em função da variação dos bits de controle.	134
Figura 96 – Magnitude do atenuador 3 em função da variação dos bits de controle.	135
Figura 97 – Fase do atenuador 3 em função da variação dos bits de controle.	135
Figura 98 – Magnitude do atenuador 4 em função da variação dos bits de controle.	136
Figura 99 – Fase do atenuador 4 em função da variação dos bits de controle.	136
Figura 100 – Magnitude do atenuador 5 em função da variação dos bits de controle.	137
Figura 101 – Fase do atenuador 5 em função da variação dos bits de controle.	137
Figura 102 – Magnitude do atenuador 6 em função da variação dos bits de controle.	138
Figura 103 – Fase do atenuador 6 em função da variação dos bits de controle.	138
Figura 104 – Magnitude do atenuador 7 em função da variação dos bits de controle.	139
Figura 105 – Fase do atenuador 7 em função da variação dos bits de controle.	139
Figura 106 – Magnitude do atenuador 8 em função da variação dos bits de controle.	140
Figura 107 – Fase do atenuador 8 em função da variação dos bits de controle.	140
Figura 108 – Magnitude do atenuador 9 em função da variação dos bits de controle.	141
Figura 109 – Fase do atenuador 9 em função da variação dos bits de controle.	141

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	– Características principais dos sistemas de comunicação dos nanossatélites NanoSatC-Br2 e CONASAT.	32
Tabela 2	– Coeficientes de excitação obtidos pelo BA com apontamento para região de <i>boresight</i> ($\theta_{max} = 0^\circ$) e com controle de SLL.	67
Tabela 3	– Coeficientes de excitação obtidos pelo BA para apontamento para fora da região de <i>boresight</i> e com controle de SLL.	67
Tabela 4	– Coeficientes de excitação obtidos pelo BA para apontamento em <i>bore-sight</i> ($\theta = 0^\circ, \phi = 0^\circ$) e SLL = -20 dB.	88
Tabela 5	– Coeficientes de excitação obtidos pelo BA para apontamento em ($\theta = 20^\circ, \phi = 45^\circ$) e SLL = -20 dB.	89
Tabela 6	– Coeficientes de excitação obtidos pelo BA para apontamento em <i>bore-sight</i> ($\theta = 30^\circ, \phi = 195^\circ$) e SLL = -20 dB.	90
Tabela 7	– Coeficientes de excitação obtidos pelo BA para apontamento em ($\theta = 20^\circ, \phi = 115^\circ$) e SLL = -20 dB.	92
Tabela 8	– Valores de magnitude e fase medidas para cada canal do alimentador do <i>setup</i> de medida para a frequência de operação de 2,26 GHz.	106
Tabela 9	– Coeficientes de excitação obtidos pelo BA para apontamento na direção de ($\theta = 0^\circ, \phi = 0^\circ$) com SLL = -20 dB.	108
Tabela 10	– Coeficientes de excitação obtidos pelo BA para apontamento na direção de ($\theta = 10^\circ, \phi = 0^\circ$) com SLL = -20 dB.	111
Tabela 11	– Coeficientes de excitação obtidos pelo BA para apontamento na direção de ($\theta = 20^\circ, \phi = 0^\circ$) com SLL = -20 dB.	113

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ACO	Método de otimização por Colônia de Formigas (do inglês, <i>Ant Colony Optimization</i>)
APSO	Otimização por Enxame de Partículas Acelerada (do inglês, <i>Accelerated Particle Swarm Optimization</i>)
BA	Algoritmo de colônia de Morcegos (do inglês, <i>Bat Algorithm</i>)
Banda Ka	Faixa de frequência compreendida entre 27 e 40 GHz
Banda Ku	Faixa de frequência compreendida entre 10,7 e 18 GHz
Banda S	Faixa de frequência compreendida entre 2 e 4 GHz
Banda X	Faixa de frequência compreendida entre 8 e 12 GHz
CONASAT	Constelação de Nanossatélites para Coleta de Dados Ambientais
CST	<i>Software</i> de simulações eletromagnéticas
FA	Algoritmo dos Vaga-lumes (do inglês, <i>Firefly Algorithm</i>)
GA	Algoritmo Genético (do inglês, <i>genetic algorithm</i>)
HFSS	<i>Software</i> simulador de estrutura de alta frequência (do inglês, <i>high frequency structure simulator</i>)
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
LEMA	Laboratório de Eletromagnetismo, Micro-Ondas e Antenas
MATLAB	<i>Software</i> de cálculo matricial (do inglês, <i>MATrix LABoratory</i>)
PCDs	Plataformas de Coleta de Dados
PSO	Otimização por Enxame de Partículas (do inglês, <i>Particle Swarm Optimization</i>)
RF	Radiofrequência (do inglês, <i>Radio Frequency</i>)
RHCP	Polarização Circular à Direita (do inglês, <i>Right-Handed Circularly Polarized</i>)
SBCDA	Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais
SLL	Níveis de Lóbulos Secundários (do inglês, <i>side lobe levels</i>)

UFSM Universidade Federal de Santa Maria

UNIPAMPA Universidade Federal do Pampa

WLAN Redes Locais Sem Fio (do inglês, *wireless local area network*)

LISTA DE SÍMBOLOS

a	Amplitude do coeficiente de intensidade de campo
a_n	Amplitude do n -ésimo coeficiente de intensidade de campo
A_i	Amplitude de pulso sonoro para cada i -ésimo morcego da colônia
A_j	Amplitude do j -ésimo coeficiente de excitação de uma rede no GA
A^t	Média da amplitude de pulso de todos os morcegos da colônia
$AF_{L_x}(\theta, \phi)$	Fator de rede linear para o eixo x
$AF_{L_y}(\theta, \phi)$	Fator de rede linear para o eixo y
$AF_P(\theta, \phi)$	Fator de rede planar
c_1	Valor da autoconfiança individual de cada partícula
c_2	Valor da autoconfiança no enxame
d	Distância entre um ponto na origem do sistema de coordenadas e um ponto no eixo x
D	Dimensão do problema de otimização
d_x	Espaçamento entre duas antenas no eixo x
d_y	Espaçamento entre duas antenas no eixo y
$d1$	Número de linhas da matriz posição $\mathbf{X}_i$ de um morcego i da colônia
$d2$	Número de colunas da matriz posição $\mathbf{X}_i$ de um morcego i da colônia
$\vec{e}_{e_n}(\theta, \phi)$	Campo elétrico irradiado pelo n -ésimo elemento da rede
E_0	Coefficiente de intensidade de campo com amplitude a e fase δ
$\vec{E}_e$	Campo elétrico irradiado por um elemento isolado
$E_{máscara}$	Campo total produzido por uma rede de antenas isotrópicas na região de Fraunhofer
$\vec{e}_{iso}$	Campo elétrico irradiado por uma rede de antenas isotrópicas
$\vec{E}_{iso}(r, \theta, \phi)$	Campo elétrico irradiado por uma antena isotrópica
$\vec{E}_t(r, \theta, \phi)$	Campo elétrico irradiado por uma rede de antenas

Er_L^i	Função erro linear computada para o i -ésimo morcego da colônia
Er_P^i	Função erro planar computada para o i -ésimo morcego da colônia
$\vec{E}(r, \theta, \phi)$	Campo elétrico irradiado por uma antena em coordenadas esféricas na região de Fraunhofer
$\mathbf{F}_i$	Matriz de frequência de pulso do i -ésimo morcego da colônia
$\mathbf{F}_{min}$	Matriz com frequência mínima de pulso
$\mathbf{F}_{max}$	Matriz de frequência máxima de pulso
$\mathbf{G}_{best}$	Experiência coletiva do PSO
$\mathbf{G}_{best}^t$	Vetor que representa o melhor resultado encontrado pelo enxame até a iteração t
i	Contador de morcegos no BA
I	Número de morcegos da colônia
$\mathbf{I}_n$	Coefficiente de excitação do n -ésimo elemento da rede
k	Contador de cromossomos no GA
K	Dimensão do problema a se resolver com o PSO
l	Contador de partículas no GA
m_O	Melhor vaga-lume do FA
m_1	Contador de vaga-lumes não ótimos no FA
n	Contador de elementos de uma rede linear
n_x	Contador de elementos de uma rede dispostos ao longo do eixo x
n_y	Contador de elementos de uma rede dispostos ao longo do eixo y
N	Número de elementos de uma rede
N_x	Número de antenas dispostas no eixo x
N_y	Número de antenas dispostas no eixo y
$O(\theta, \phi_0)$	Termo utilizado para critério de decisão de cômputo do erro
p_i	Taxa de emissão de pulso sonoro para cada i -ésimo morcego da colônia

p_i^{max}	Taxa de emissão de pulso sonoro máxima atingível por cada i -ésimo morcego da colônia
$\mathbf{P}_{best}$	Experiência individual do PSO
$\mathbf{P}_{best,l}^t$	Vetor que representa o melhor resultado encontrado pela partícula l até a iteração t
$P(\theta, \phi_0)$	Termo utilizado para aplicar fatores ponderativos no cálculo do erro
r	Coordenada radial do sistema de coordenadas esféricas
r'	Distância da localização da antena deslocada da origem ao ponto de observação
$\mathbf{r}_1$	Vetor aleatório com distribuição normal para dar aleatoriedade a busca local
$\mathbf{r}_2$	Vetor aleatório com distribuição normal para dar aleatoriedade a busca global
$R_{m_1 m_O}$	Distância entre os vaga-lumes m_1 e m_O
t	Iteração
U	Unidade de medida CubeSat equivalendo a um cubo com aresta de 1cm
$U(\theta, \phi_0)$	Intensidade de irradiação da <i>máscara</i> na região de Fraunhofer
$U(\theta, \phi_0)_{dB}$	Intensidade de irradiação normalizada e em decibéis
U_{SLL}	Níveis de lóbulos secundários sobre o eixo ϕ_0
U_{max}	Nível de máxima irradiação sobre o eixo ϕ_0
$U_{BA}^i(\theta, \phi_0)$	Intensidade de irradiação calculada a partir dos coeficientes de excitação obtidos pelo i -ésimo morcego do BA
$U_M(\theta, \phi_0)$	Intensidade de irradiação definida pela máscara
$\mathbf{V}_l^t$	Vetor que representa a velocidade atual de cada partícula l no PSO
$\mathbf{V}_i^{t+1}$	Vetor que representa a velocidade atualizada de cada partícula l no PSO
$\mathbf{V}_i^t$	Matriz com a velocidade atual para cada i -ésimo morcego
$\mathbf{V}_i^{t+1}$	Matriz com a velocidade atualizada para cada i -ésimo morcego
w	Taxa de inércia

$\mathbf{X}_i^t$	Matriz posição para cada i -ésimo morcego da colônia
$\mathbf{X}_i^{t+1}$	Matriz posição atualizada para cada i -ésimo morcego da colônia
$\mathbf{X}_{best}$	Matriz posição do melhor morcego da colônia
$\mathbf{X}_{m_1}^t$	Vetor que denota a posição do m_1 vaga-lume no FA
$\mathbf{X}_{m_1}^{t+1}$	Vetor que denota a posição atualizada do m_1 vaga-lume no FA
$\mathbf{X}_{m_O}^t$	Vetor que denota a posição do melhor vaga-lume no FA para a iteração t
$\mathbf{X}_l^t$	Vetor que denota a posição da partícula l no PSO para o instante t
$\mathbf{X}_l^{t+1}$	Vetor que denota a posição atualizada da partícula l no PSO para o instante t
α	Constante de redução da amplitude de pulso
β_0	Fator de atratividade entre os vaga-lumes
β	Matriz de números aleatórios com distribuição normal e contidos no intervalo de 0 a 1.
δ	Fase do coeficiente de intensidade de campo
δ_n	Fase do n -ésimo coeficiente de intensidade de campo
η_0	Impedância intrínseca do espaço livre
γ	Constante normalmente definida no intervalo $[0,1]$
ω	Taxa de aleatoriedade normalmente contida no intervalo $[0,1]$
Ω_x	Defasagem progressiva ao longo do eixo x
Ω_y	Defasagem progressiva ao longo do eixo y
ϕ	Coordenada azimutal do sistema de coordenadas esféricas
ϕ_m	Ângulo ϕ de apontamento do feixe principal da máscara
Φ_j	Fase do j -ésimo coeficiente de excitação de uma rede no GA
Λm_1	Vetor com números aleatórios com distribuição normal e com valores contidos nos limites do espaço de busca
θ	Coordenada angular do sistema de coordenadas esféricas

θ_1	Delimitador inicial da primeira região de U_{SLL}
θ_2	Delimitador inicial da segunda região de U_{SLL}
θ_{SLL1}	Delimitador final da primeira região de U_{SLL}
θ_{SLL2}	Delimitador final da segunda região de U_{SLL}
θ_{max}	Direção de máxima irradiação sobre o eixo ϕ_0
θ_m	Ângulo de apontamento do feixe principal da máscara
ς	Fator de absorção da luz pelo meio
$\mathfrak{R}$	Matriz aleatória com distribuição normal com valores contidos no intervalo de -1 a 1
$\circ$	Produto de Hadamard

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	31
1.1	Escopo e organização do trabalho	38
2	ALGORITMOS PARA SÍNTESE DE REDES DE ANTENAS	41
2.1	Algoritmo Genético	41
2.2	Otimização por Enxame de Partículas	42
2.3	Algoritmo de Colônia de Vaga-lumes	45
2.4	Algoritmo de Colônia de Morcegos	47
3	SÍNTESE DE REDES LINEARES COM O ALGORITMO DE COLÔNIA DE MORCEGOS	55
3.1	Redes lineares de antenas	56
3.2	Máscaras de otimização 2D	59
3.3	Função erro	60
3.4	Síntese de redes lineares com BA	61
3.5	Síntese de redes lineares de antenas incluindo acoplamento mútuo	64
4	SÍNTESE DE REDES PLANAS COM O ALGORITMO DE COLÔNIA DE MORCEGOS	73
4.1	Definição da geometria para síntese de redes planas de antenas	74
4.2	Máscara de otimização 3D	76
4.3	Função erro plana	84
4.4	Síntese de redes planas com o BA	85
5	VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL	95
5.1	Divisores de potência	97
5.2	Defasadores variáveis	99
5.3	Atenuadores variáveis	101
5.4	Caracterização experimental das antenas	102
5.5	Validação experimental do setup de medida	103
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS E PERSPECTIVAS FUTURAS	115
	REFERÊNCIAS	117
	APÊNDICE A – RESULTADOS EXPERIMENTAIS DOS DIVISORES DE POTÊNCIA	125

APÊNDICE B – RESULTADOS EXPERIMENTAIS DOS DEFASADORES	129
APÊNDICE C – ATENUADORES	133

1 INTRODUÇÃO

A empresa ADS Reports divulgou recentemente uma análise do mercado global de nanossatélites e microssatélites (ABRASAT, 2021). Os dados apresentados informam que esse mercado gerou faturamento de cerca de US\$ 238,1 milhões no ano de 2019. Além disso, estimou-se um crescimento anual de 24,86 % durante o período de 2020 a 2026. No Brasil, este mercado ainda é incipiente, porém algumas iniciativas, como o NanoSatC-Br2, desenvolvido pelo Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE) em parceria com a Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), demonstram uma tendência de mudança desta realidade. Este satélite foi colocado em órbita para monitoramento de distúrbios da magnetosfera terrestre, de intensidade de campo geomagnético e de precipitação de partículas sobre o país em tempo real (INPE, 2021). Outro projeto relevante, também sob coordenação do INPE, é intitulado Constelação de Nanossatélites para Coleta de Dados Ambientais (CONASAT), que visa à modernização do segmento espacial do Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais (SBCDA). Cada nanossatélite deve apresentar massa entre 1 e 10 kg e empregar tecnologias emergentes na área de Telecomunicações e Eletrônica, possibilitando a miniaturização dos sistemas em comparação aos primeiros satélites do SBCDA, desenvolvidos e lançados na década de 1990 (INPE, 2011a).

Cada nanossatélite dos projetos citados acima é composto de quatro sistemas de comunicações: enlace de subida para Telecomando, enlace de descida para Telemetria, e enlaces de subida (do inglês, *uplink*) e de descida (do inglês, *downlink*) de dados. Os nanossatélites do CONASAT possuem sistemas de Telecomando e de Telemetria operados com a utilização de antenas filamentosas, enquanto os enlaces para transmissão de dados operam com antenas do tipo *patch* (INPE, 2011b). Já no caso do NanoSatC-Br2, os quatro sistemas de comunicação operam com antenas filamentosas (COSTA, 2019).

Os satélites NanoSatC-Br2 e CONASAT possuem dimensões físicas de 2 U e 8 U, respectivamente, sendo cada unidade U representada por um cubo com aresta igual a 10 cm. Em ambos os nanossatélites, a área é reduzida, impondo severos desafios para o projeto de antenas do tipo *patch* nas faixas de frequência utilizadas atualmente. A Tabela 1 resume as principais características dos dispositivos de comunicação dos nanossatélites, tais como faixa de frequência de operação, tipo (topologia) de antena e a finalidade de cada enlace de comunicação.

Com intuito de aumentar a área física disponível para instalação de painéis solares e, assim, permitir a elevação da capacidade de geração de energia são utilizadas abas articuladas. Estas abas devem permanecer fechadas no momento do lançamento, de forma a não afetar o volume total do satélite. Após a entrada em órbita, as abas devem abrir-se automaticamente. Mesmo com o emprego desta estratégia, a energia disponível ainda é bastante escassa e deve ser compartilhada por todos os sistemas embarcados. Tal fato impõe a necessidade de se buscar máxima eficiência, especialmente dos sistemas

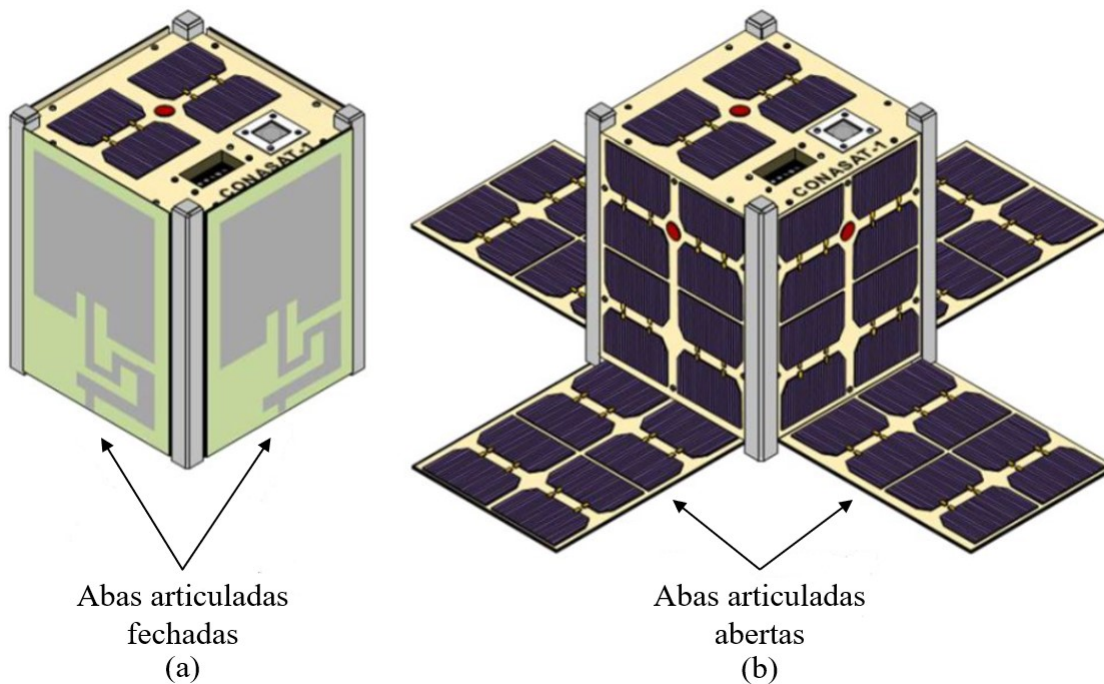
Tabela 1 – Características principais dos sistemas de comunicação dos nanossatélites NanoSatC-Br2 e CONASAT.

Nanossatélite	Função do enlace	Tipo de antena	Faixa de operação
CONASAT	Telecomando (<i>Uplink</i>)	Filamentar	430 - 440 MHz
	Telemetria (<i>Downlink</i>)	Filamentar	140 - 150 MHz
	Dados (<i>Uplink</i>)	<i>Patch</i>	401,575 - 401,695 MHz
	Dados (<i>Downlink</i>)	<i>Patch</i>	2000 - 4000 MHz
NanoSatC-Br2	Telecomando (<i>Uplink</i>)	Filamentar	140 - 150 MHz
	Telemetria (<i>Downlink</i>)	Filamentar	140 - 150 MHz
	Dados (<i>Uplink</i>)	Filamentar	430 - 440 MHz
	Dados (<i>Downlink</i>)	Filamentar	430 - 440 MHz

Fonte: Adaptado de (COSTA, 2019; YOSHIMOTO; HECKLER, 2019a; LIMA; JOTHA; BIONDI, 2011).

de comunicação e de controle de atitude (se existente). A utilização de abas articuladas também permite aumentar a área física para instalação de antenas. Em nanossatélites cúbicos com dimensões 8 U, a área disponível na face voltada para a terra corresponde a 400 cm². Com o emprego de abas articuladas, essa área passa a ser 2000 cm². Esta situação é ilustrada esquematicamente na Figura 1.

Figura 1 – Ilustração esquemática de um nanossatélite do CONASAT: (a) configuração com abas fechadas para lançamento; (b) configuração com abas abertas para operação em órbita.



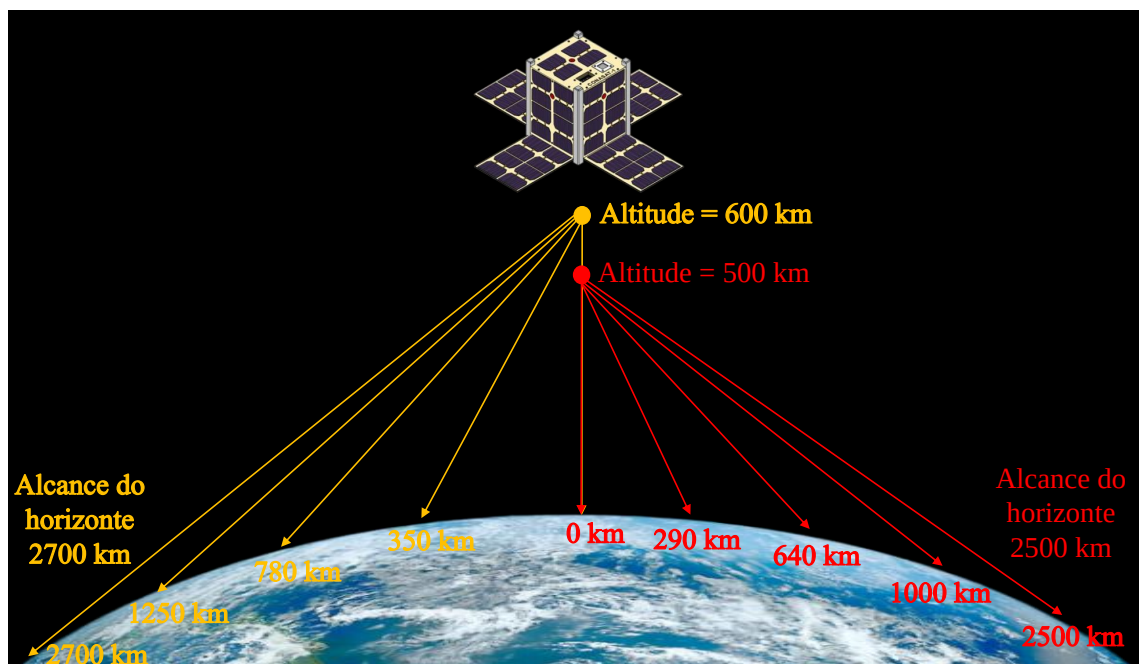
Fonte: Modificado de (INPE, 2011b).

O SBCDA utiliza plataformas de coleta de dados (PCDs) espalhadas por todo

o território nacional, na forma de plataformas terrestres e boias depositadas no Oceano Atlântico. As PCDs atualizam os dados coletados a cada três horas e os transmitem repetidas vezes a cada 200 segundos. Elas só possuem enlace de subida de dados; ou seja, não podem rastrear nem receber dados de satélites. Por esse motivo, transmitem seus dados de forma omnidirecional (LIMA; JOTHA; BIONDI, 2011). Esse tipo de transmissão afeta diretamente na potência recebida pelos nanossatélites, impondo-lhes a necessidade de um sistema de recepção robusto e eficiente.

Um requisito extremamente importante dos nanossatélites do CONASAT é a necessidade de cobertura da área onde todas as PCDs estão inseridas, para evitar perda de dados. Os nanossatélites orbitam a uma altitude dentro da faixa de 500 a 600 km, resultando em visadas de 2.500 km a 2.700 km, respectivamente (LIMA; JOTHA; BIONDI, 2011). A Figura 2 apresenta as visadas mínima e máxima para as altitudes orbitais limites do nanossatélite.

Figura 2 – Visadas para diferentes ângulos de observação do nanossatélite para altitudes orbitais limites de 500 e 600 km.



Fonte: Modificado de (LIMA; JOTHA; BIONDI, 2011).

Como as PCDs transmitem de forma omnidirecional e com baixa potência, as antenas instaladas nos nanossatélites devem ser eficientes para que, em duas passagens, um único nanossatélite possa cobrir todas as PCDs (LIMA; JOTHA; BIONDI, 2011). Dada a grande área de cobertura, os nanossatélites recebem dados de mais de uma PCD simultaneamente, o que torna necessário o mesmo processamento de todos esses dados e a identificação da PCD de origem. Caso contrário, o conceito de apontamento de feixe pode ser aplicado para selecionar a PCD de interesse (CARVALHO et al., 2012), implicando a utilização de uma rede de antenas com diagrama de irradiação adaptativo e altamente diretivo. Além da recepção, cada nanossatélite deve retransmitir os dados recebidos das

PCDs para uma estação de rastreio e, para isso, a antena embarcada deve ser capaz de realizar o apontamento do feixe principal para esta estação terrena.

Em (CEYLAN et al., 2011), uma rede de antenas com quatro *patches* retangulares foi investigada para realizar a comunicação entre nanossatélites de 3 U e estações de solo. Em cada *patch* da rede, uma fenda foi inserida para obtenção de polarização circular e ganho de 5 dBi, mantendo o apontamento para *boresight*¹.

Em (BLANK et al., 2011), foi projetada uma rede linear com 20 antenas espaçadas uniformemente por meio comprimento de onda. O algoritmo genético (do inglês, *genetic algorithm* - GA) foi utilizado para realizar a otimização dos coeficientes de excitação da rede, de modo a minimizar os níveis de lóbulos secundários (do inglês, *side lobe level* - SLL), obtendo valores de $SLL \leq -15$ dB. O feixe principal foi somente apontado para *boresight*. Já em (MARCANO; DURAN, 2000), o GA foi empregado para realizar o apontamento do feixe principal fora da direção de *boresight*, com controle de SLL e antenas isotrópicas para redes lineares e planas. Nesse trabalho, também foi utilizado o GA para sintetizar diagramas de irradiação com múltiplos feixes e com formato de cossecante ao quadrado.

Em (SAPUTRA; PRASETYA; WAHYU, 2013), foram projetadas e medidas duas redes de antenas com dois *patches* em formato triangular para aplicação em nanossatélites para operação em Banda S (2 – 4 GHz). As medidas obtidas mostraram que a rede com melhor desempenho apresentou ganho acima de 6 dBi e razão axial menor ou igual a 2 dB.

Em (SHARAQA; DIB, 2013), foi proposta uma rede circular de 8 antenas isotrópicas espaçadas de forma não uniforme. Utilizaram-se três métodos de otimização para encontrar os coeficientes de excitação da rede para reduzir o SLL ao máximo, sendo eles o GA, a otimização por enxame de partículas (do inglês, *particle swarm optimization* - PSO) e o algoritmo por colônia de vaga-lumes (do inglês, *firefly algorithm* - FA). O último resultou nos menores níveis de SLL, seguido pelo PSO e pelo GA. Todos os métodos foram analisados para o caso *boresight*.

Em (REYNA; PANDURO; BOCIO, 2014), foi realizada a síntese de uma rede formada por anéis concêntricos constituídos por antenas isotrópicas, denominado arranjo de anéis volumétricos. Considerou-se a forma esférica da Terra de modo a estudar profundamente diagramas de irradiação no formato *isoflux*, que visa à compensação do aumento da distância de visada entre o satélite e a Terra com o aumento do ângulo de observação a partir da *boresight* da antena embarcada, com a maior precisão possível. Para sintetizar esse diagrama, as posições das antenas no espaço 3D foram otimizadas empregando-se o PSO. Foi possível sintetizar o diagrama de irradiação em formato *isoflux* para mais de duas estruturas possíveis. Uma desvantagem das geometrias resultantes para integração aos nanossatélites é a necessidade de muito espaço para sua realização física, uma vez que não se trata de uma rede plana de antenas.

¹ O termo *boresight* corresponde à direção normal à abertura efetiva de uma antena.

Em (MOREIRA et al., 2016), foi realizado o projeto e a simulação de uma antena de microfita para aplicação em nanossatélites de meteorologia de dimensão 2 U operando a uma frequência de 401 MHz para *uplink* de dados. Os cantos da antena foram truncados para obtenção de polarização circular. A antena apresentou ganho superior a 4 dBi e razão axial inferior a 6 dB na frequência de interesse.

Em (KAPUSUZ et al., 2016), uma rede de 8×8 antenas *patch* retangular operando na Banda Ku (12 – 18 GHz) foi projetada. A estrutura utiliza o conceito de defasagem progressiva, de modo a apontar o feixe principal em 50° a partir da direção *boresight*. Apesar de a rede ter apresentado $SLL < -10$ dB, nenhuma técnica de otimização ou supressão de lóbulos secundários foi utilizada.

Em (TOLFO, 2016), uma ferramenta para síntese de diagramas de irradiação baseada no PSO foi proposta. A técnica foi aplicada na otimização de diagramas de irradiação nos formatos em cossecante ao quadrado e *isoflux* para apontamento de feixe com supressão dos lóbulos secundários. Adicionalmente, foi realizada a comparação de desempenho entre o GA, o PSO e o método de colônia de formigas (do inglês, *ant colony optimization* - ACO). Pôde-se constatar que os critérios especificados para a máscara foram atingidos mais rapidamente com o PSO em relação aos demais métodos considerados.

Em (FERREIRA, 2016), uma rede 2×2 de antenas impressas quadradas, operando em Banda S, e aplicada a um nanossatélite de dimensão 8U foi projetada, construída e medida. Para obtenção de polarização circular, um alimentador sequencial com defasagem progressiva foi projetado, construído e integrado à rede de antenas. Nenhum método de otimização ou conformação de feixe foi utilizado, resultando em um diagrama de irradiação *boresight*.

Em (VIEIRA, 2016), uma antena com plano de terra estendido foi projetada para aplicação no *uplink* de dados dos nanossatélites do programa CONASAT. O elemento irradiador teve dois cantos opostos truncados para obtenção de polarização circular à direita (do inglês, *right-handed circular polarization* - RHCP), na frequência de 401 MHz. Após a validação do elemento simples, uma rede composta de 4 antenas com rotação espacial sequencial dos elementos e defasagem progressiva de 90° foi proposta e simulada. No estudo apresentado, não foi empregada nenhuma técnica de síntese de diagrama de irradiação.

Em (RAHMAT-SAMII; MANOHAR; KOVITZ, 2017), algumas missões que utilizam nanossatélites foram abordadas, ficando evidente que sua utilização nos formatos de 1 U e 3 U é a mais frequentemente verificada, devido a um bom compromisso entre baixo custo e tempo de vida útil. Além disso, um extenso estudo do estado-da-arte sobre antenas para nanossatélites foi apresentado, destacando-se as antenas com geometrias filamentosas, refletoras convencionais e com membranas condutoras, *reflectarrays* e redes planas em microfita.

Em (HODGES et al., 2017), uma rede refletora (*reflectarray*) de alto ganho, operando na Banda X (8 – 12 GHz) e instalada em um nanossatélite com dimensão de 6 U foi projetada, construída e medida. A antena embarcada foi comparada com uma rede plana impressa de elementos irradiadores retangulares e com um refletor parabólico com superfície composta de uma malha condutora. Todas as estruturas apresentaram ganho acima de 28 dBi, sendo que a antena com refletor parabólico apresentou maior largura de banda. De acordo com (ABULGASEM et al., 2021), apesar de sua construção ser mais complexa, o refletor parabólico mostrou-se interessante para comunicações a grandes distâncias da Terra.

Em (BUTTAZZONI et al., 2017), foi projetada uma rede composta de 8×8 sub-redes de 2×2 elementos operando na Banda Ka (27 – 40 GHz) para integração em nanossatélites de dimensão 1 U. Cada sub-rede 2×2 é composta de elementos irradiadores retangulares com os cantos truncados para operação com polarização circular. Nessa rede, utilizou-se o método de síntese de diagrama de irradiação apresentado em (BUTTAZZONI; VESCOVO, 2014).

Em (MAGALHÃES, 2017), uma rede linear composta de 8 elementos circularmente polarizados e com dupla-faixa de operação foi projetada, simulada e medida. No trabalho, realizaram-se apontamentos do lóbulo principal e controle de SLL utilizando o PSO e a técnica de Dolph-Chebyshev. Após comparação de ambos os métodos, verificou-se que o PSO possibilitou sintetizar os diagramas especificados com maior semelhança, apesar de que, para casos de apontamento mais distantes da direção *boresight*, tanto o PSO quando o Dolph-Chebyshev não respeitaram algumas restrições impostas, porém realizaram o apontamento para a direção desejada. Contudo, observa-se que o PSO apresenta maior robustez para atingir os critérios estabelecidos para as máscaras. Os coeficientes sintetizados (amplitudes e fases) foram entregues para as antenas da rede a partir de defasadores e amplificadores de ganho variável controlados digitalmente.

Em (PEREIRA, 2017), um circuito transceptor para aplicação em nanossatélites foi projetado, construído e medido, para conversão de sinais recebidos em 401 MHz das PCDs do SBCDA e retransmiti-los para as estações de rastreo na frequência de 2,26 GHz. Nesse estudo, cada bloco que constitui o transceptor foi validado experimentalmente, resultando em valores satisfatórios para operação e aplicação em nanossatélites. Além do deslocamento em frequência do sinal recebido, o transceptor projetado realiza a amplificação e filtragem do sinal, de modo que sua saída seja diretamente ligada à rede de antenas que realiza a transmissão dos dados recebidos às estações terrenas de controle e rastreo.

Em (HASHIM et al., 2019), uma rede de 4×4 elementos foi proposta para aplicação em nanossatélites com dimensão 1 U. Dois cantos de cada elemento foram truncados para obtenção de polarização circular. A rede foi otimizada a partir do *software* CST, para escolha da distância entre os elementos de modo a resultar em $SLL \leq -10$ dB em relação ao feixe principal.

Em (VIEIRA, 2019), uma rede de antenas miniaturizadas para emprego em nanossatélites foi analisada. Além dessa rede, duas antenas dielétricas ressonadoras foram estudadas e avaliadas computacionalmente. Realizaram-se, também, o projeto, a simulação e a prototipação de uma híbrida de 90° compacta. Além disso, uma rede com antenas ressonadoras foi projetada e resultou em ganho de apenas 5 dBi. Conforme o autor, o baixo ganho deveu-se ao elevado acoplamento mútuo, dada a pequena distância entre antenas adjacentes considerada. Nesse estudo, não se realizou conformação ou apontamento de feixe.

Em (FACCO, 2019), uma rede 2×2 composta de antenas em fenda eletromagnética com carregamento reativo operando em 401 MHz aplicável em nanossatélites de dimensão 8 U foi projetada. Um elemento que constitui a rede foi construído e medido. Foram aplicadas técnicas de redução de irradiação traseira e das dimensões físicas da fenda, de modo a aumentar a relação frente-costas e reduzir peso e volume. Para obter polarização circular, os elementos encontram-se rotacionados de 90° em relação aos irradiadores adjacentes. Não se realizou nenhum estudo sobre conformação ou apontamento do diagrama de irradiação.

Em (YOSHIMOTO; HECKLER, 2019a), foi utilizado o FA para realizar a síntese de diagramas de irradiação para redes planas não-uniformes e uniformemente espaçadas para aplicação em nanossatélites de dimensão 8 U. Para uma rede 3×3 circularmente polarizada, o FA foi empregado na síntese de diagramas de irradiação com apontamento fora da *boresight* mantendo-se os $SLL \leq -20$ dB. Para uma rede não-uniformemente espaçada formada por 4 sub-redes de 4×4 elementos isotrópicos, sintetizou-se um diagrama em formato *isoflux* com $SLL \leq -15$ dB. Nesse trabalho, o FA se mostrou um método eficaz para ser empregado em otimizações complexas e na síntese de diagramas de irradiação.

Em (ABULGASEM et al., 2021), uma análise abrangente e qualitativa dos tipos de antenas possíveis a serem implantadas em nanossatélites foi realizada. Alguns modelos foram comparados entre si, levando à conclusão de que, para a aplicação em nanossatélites, as redes planas de antenas são as mais indicadas. Além disso, mostrou-se que, em Banda S, as redes de antenas apresentam maior ganho em relação às demais e, também, podem apresentar diagramas de irradiação adaptativos configuráveis.

Em (SILVA, 2021), foi realizado o projeto e análise de uma rede refletora de 12×12 elementos operando em Banda X para aplicação em nanossatélites com dimensão 8 U. Uma rede 2×2 de antenas *patch* retangulares com polarização linear foi utilizada para iluminar a rede. Para mudar o ângulo de apontamento da rede refletora, variaram-se as dimensões dos elementos da estrutura e a inclinação do alimentador. Nesse trabalho, nenhum método de otimização para apontamento ou controle de SLL foi empregado.

Em (SANTOS, 2021), um sistema alimentador compacto de baixo custo para redes de antenas, operando em 900 MHz, com diagrama de irradiação variável foi projetado. O sistema é uma matriz *Butler* de elementos discretos composta de 4 híbridas de 90° ,

2 cruzamentos e 2 deslocadores de fase. Para realizar o apontamento, uma chave de radiofrequência (do inglês, *radio frequency* - RF) com uma entrada e quatro saídas independentes foi utilizada. Deste modo, a chave seleciona em qual porta de entrada da matriz *Butler* o sinal será entregue e, com isso, as saídas apresentam uma defasagem progressiva específica, resultando em um diagrama de irradiação apontando para a direção desejada.

Em (LUYEN; GIANG, 2018b), uma investigação da inserção de nulos em uma rede linear de antenas isotrópicas foi apresentada. Para encontrar as amplitudes dos coeficientes de excitação de cada elemento utilizaram-se o GA, o PSO acelerado (do inglês, *accelerated particle swarm optimization* - APSO) e o método de otimização por colônia de morcegos (do inglês, *bat algorithm* - BA). Uma análise da convergência dos algoritmos foi realizada, onde o BA mostrou-se o algoritmo mais eficaz na minimização da função custo. Para o caso de uma rede *broadside*, conseguiu-se realizar o controle de SLL.

Em (PAN; ZHANG, 2019), uma rede linear de antenas isotrópicas com 17 elementos uniformemente espaçados foi estudada. Para manter $SLL \leq -20$ dB, o GA e o BA foram utilizados para o caso *broadside*. O BA possibilitou minimizar a função custo a um valor menor que o GA, ficando evidente que seu desempenho foi melhor tanto em termos de resultado, quanto na velocidade de convergência do algoritmo. Em termos quantitativos, mostrou-se que o BA necessitou de aproximadamente 50 iterações para atingir o valor mínimo, enquanto o GA exigiu a execução de cerca de 150 iterações para o mesmo objetivo.

Em (SENANDES; HECKLER; SCHLOSSER, 2021), realizou-se o estudo de uma rede linear de antenas isotrópicas e de uma rede de antenas de microfita com *patches* retangulares. O estudo considerou ambas as redes compostas de 8 irradiadores, com as quais a síntese de diagramas de irradiação com apontamento de feixe e controle de SLL simultâneo foi realizada com o BA. Esta técnica de otimização mostrou-se eficaz, possibilitando obter os diagramas especificados por meio de máscaras para ambas as redes consideradas.

1.1 ESCOPO E ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Diante da revisão bibliográfica apresentada na seção anterior, fica evidente que a maioria dos trabalhos que abordam conformação de feixe emprega algum método de otimização. Os algoritmos mais largamente utilizados para este fim são o GA, o PSO e o FA. Entretanto, verificou-se que o BA apresenta-se como uma técnica promissora para resolução de problemas de otimização, porém não foram encontrados muitos trabalhos sobre esta temática, tendo este método sido usado somente para síntese de redes lineares. Logo, verifica-se que há uma lacuna na Ciência quanto à abordagem do BA para a síntese de redes planas de antenas.

Com o intuito de dar seguimento aos trabalhos que já vêm sendo realizados

no Laboratório de Eletromagnetismo, Micro-ondas e Antenas (LEMA) da Universidade Federal do Pampa (UNIPAMPA), o presente trabalho propõe-se a apresentar uma nova abordagem para síntese de redes planas de antenas de microfita com o emprego do BA incluindo o acoplamento mútuo entre os irradiadores. O trabalho está segmentado em seis capítulos, dispostos na sequência descrita abaixo.

O primeiro capítulo apresentou a introdução, onde uma contextualização do problema envolvendo enlaces de comunicação empregando nanossatélites para retransmissão de dados ambientais foi apresentada. Abordaram-se, também, algumas características exigidas por esses enlaces, que somente podem ser obtidas com redes de antenas. Alguns trabalhos envolvendo tais topologias aplicáveis aos nanossatélites foram revisitados brevemente. Verificou-se que a utilização de algoritmos de otimização para síntese dos diagramas de irradiação dessas redes era de vital importância, uma vez que tais problemas não apresentam solução analítica.

No segundo capítulo, apresenta-se uma revisão bibliográfica abrangendo os métodos de otimização aplicados à síntese de diagramas de irradiação de redes de antenas. Quatro métodos bioinspirados são discutidos: algoritmo genético (do inglês, *genetic algorithm* - GA), otimização por enxame de partículas (do inglês, *particle swarm optimization* - PSO), algoritmo de colônia de vaga-lumes (do inglês, *firefly algorithm* - FA) e algoritmo de colônia de morcegos (do inglês, *bat algorithm* - BA). Os métodos são examinados separadamente e, ao final de cada descrição, um fluxograma para implementação da respectiva técnica é exibida.

O foco do terceiro capítulo é a abordagem da síntese de redes de antenas lineares. Nele foram realizadas análises sobre máscara de otimização para esse tipo de rede e também sobre a função de custo, denominada função *erro*. Realizou-se a síntese de redes primeiramente utilizando antenas isotrópicas e empregando o conceito de fator de rede e com o campo produzido por antenas de microfita. Por fim, realizou-se a síntese para redes realistas, utilizando o campo produzido por cada elemento e considerando os efeitos reais.

O quarto capítulo pode ser considerado uma expansão do terceiro, pois apresenta a síntese de redes planas de antenas. Em um primeiro momento, definiu-se a geometria para síntese desse tipo de redes e, logo em seguida, apresentou-se um novo método de construção de máscaras para síntese de redes planas. Nessa metodologia todo o hemisfério de interesse é considerado. Além disso, mostrou-se a expansão da função *erro*. Para finalizar o capítulo, empregou-se o BA para realizar a síntese de uma rede plana de 3×3 antenas realistas.

Tendo em vista toda a teoria apresentada até o capítulo quatro, tornou-se necessário realizar uma validação experimental do que fora apresentado. Deste modo, o capítulo cinco dedica-se à apresentação da validação realizada.

Por fim, o sexto capítulo apresenta as considerações finais e as sugestões do autor para trabalhos futuros.

2 ALGORITMOS PARA SÍNTESE DE REDES DE ANTENAS

Otimizar é dar condições mais favoráveis a um processo, de modo a melhorar um resultado que já se tinha a partir de algum critério de avaliação. Algoritmos de otimização são amplamente utilizados em diversas áreas da Engenharia para solucionar problemas de grande complexidade com rapidez e eficácia.

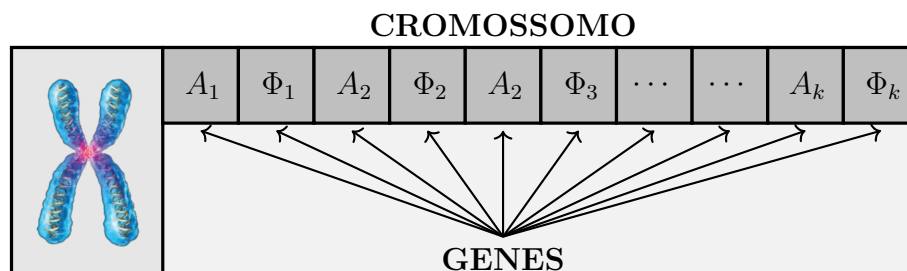
Neste capítulo, serão apresentados alguns dos algoritmos de otimização mais conhecidos e empregados na síntese de redes de antenas, tais como o Algoritmo Genético (do inglês, *genetic algorithm* - GA), o Algoritmo de Enxame de Partículas (do inglês, *particle swarm optimization* - PSO), o Algoritmo de Colônia de Vagalumes (do inglês, *firefly algorithm* - FA) e o Algoritmo de Colônia de Morcegos (do inglês, *bat algorithm* - BA).

2.1 ALGORITMO GENÉTICO

O Algoritmo Genético é um método heurístico de busca e otimização, da Computação Evolucionária, baseado no processo de seleção natural presente na natureza e introduzido por Charles Darwin. Ele foi proposto por Holland e seus alunos na década de 1970, quando juntos visualizaram que a evolução natural é um processo robusto, simples e com grande poder, quando adaptado para obtenção de soluções para problemas complexos (BARBOSA, 2017).

O algoritmo é composto de atitudes bioinspiradas na natureza, que correspondem à seleção, classificação da aptidão, sobrevivência ou morte, cruzamento e mutação (MARCANO; DURAN, 2000). Além de suas atitudes, sua forma também é bioinspirada e adequando ao problema de síntese de redes de antenas, um cromossomo do GA pode ser representado como apresenta a Figura 3. As variáveis A_k e Φ_k representam as amplitudes e as fases, respectivamente, dos coeficientes de excitação de uma rede com N elementos. Deste modo, de forma generalista para síntese de redes, a dimensão do problema que o GA busca solucionar é descrita matematicamente $D = 2 \times N$.

Figura 3 – Representação de um cromossomo do Algoritmo Genético com adequação ao problema de síntese de redes de antenas.



Fonte: o autor.

No GA, uma população inicial é criada aleatoriamente e o algoritmo tende a

direcionar a população de indivíduos para boas soluções ao longo do processo iterativo. Deste modo, pode-se obter uma família de possíveis soluções ou soluções potenciais (BARBOSA, 2017).

Cada indivíduo da população, representado por cromossomo, é uma estrutura de dados que contém todas as variáveis a serem otimizadas no projeto. A cada cromossomo atribui-se um valor de aptidão (*fitness*), de acordo com critérios previamente estabelecidos, para se determinar a habilidade de cada possível solução para o problema (TOLFO, 2016; BARBOSA, 2017).

A função *fitness* está diretamente ligada ao problema que se está tentando resolver e é usada para avaliar cada indivíduo (PACHECO et al., 1999). Após calculada a aptidão de toda a população, os indivíduos que possuem os melhores valores de *fitness* têm maiores chances de serem selecionados e, assim, sobreviver e propagar suas características às futuras gerações. Essa seleção pode ser realizada por meio de diversas técnicas, destacando-se a de Roleta, Torneio, Amostragem Determinística (do inglês, *deterministic sampling*), Amostragem Residual Estocástica (do inglês, *Stochastic Remainder Sampling*) e Amostragem Universal Estocástica (do inglês, *Stochastic Universal Sampling*) (ÁVILA et al., 2002).

Após serem selecionados pares de indivíduos por algum dos métodos de seleção mencionados, realiza-se a aplicação dos operadores genéticos de cruzamento e mutação (RIDWAN; ABDO; JORSWIECK, 2011). No cruzamento, pares de cromossomos permutam seus genes e geram um novo indivíduo. Esse processo se assemelha à natureza, onde se observa a geração de filhos por casais. Já na mutação, realiza-se a mudança aleatória dos genes de um indivíduo selecionado para qualquer valor contido dentro do espaço de busca.

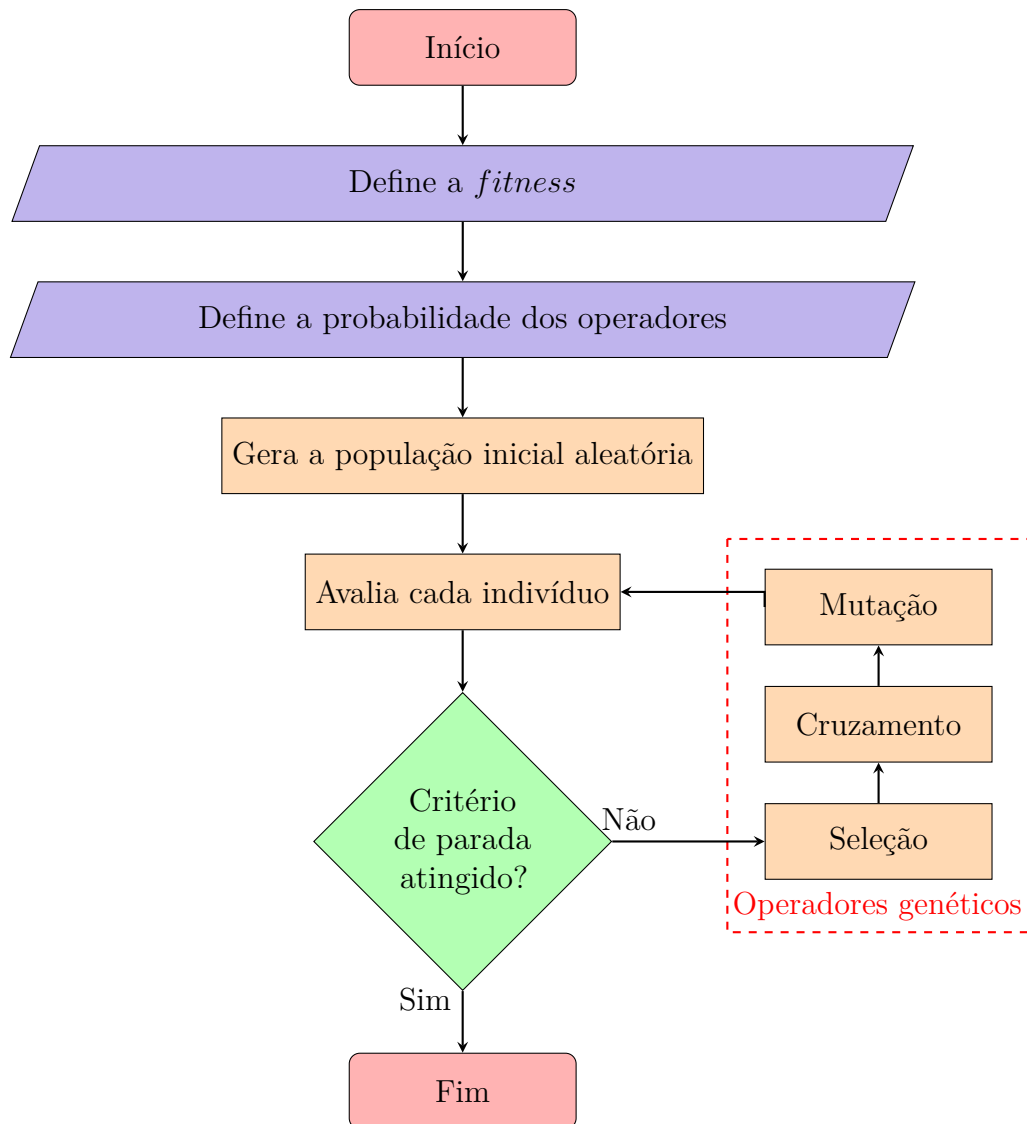
Seguindo a aplicação dos operadores genéticos, os novos indivíduos são inseridos na população original também de diversas maneiras. Podem-se citar a substituição aleatória e a substituição dos pais originais como as formas mais utilizadas (MARCANO; DURÁN, 2000; ÁVILA et al., 2002).

Após os processos de cruzamento e mutação, uma nova população é obtida. Posteriormente, o algoritmo deve executar os procedimentos descritos anteriormente, tais como avaliação dos novos indivíduos através da *fitness*, seleção, cruzamento e mutação. O processo é repetido inúmeras vezes, até que algum critério de parada seja atingido. A Figura 4 apresenta de forma simplificada o fluxograma para implementação do GA.

2.2 OTIMIZAÇÃO POR ENXAME DE PARTÍCULAS

O algoritmo de otimização por enxame de partículas é bioinspirado no comportamento de troca de informações entre indivíduos (partículas) de uma população (enxame) exibido por várias espécies de pássaros durante seu voo dentro do espaço de busca (BARBOSA, 2017). A troca de informações coletivas e individuais é a essência desta

Figura 4 – Fluxograma do Algoritmo Genético.



Fonte: o autor.

técnica (ROBINSON; RAHMAT-SAMII, 2004). A movimentação de cada partícula no espaço de busca é realizada com uma velocidade que deve ser atualizada a cada iteração com base na experiência própria (individual) e do enxame (coletiva). Portanto, essas duas experiências guiam a movimentação futura das partículas no espaço de busca (KENNEDY; EBERHART, 1995).

O PSO busca minimizar a função *fitness* e é controlado pelas experiências de cada partícula, tendo como base as melhores posições global $\mathbf{G}_{best}$ e individual $\mathbf{P}_{best}$ (ALAM, 2016). A experiência individual carrega informações da busca local realizada por cada partícula, sendo o que aquela partícula observou em seu deslocamento dentro do espaço de busca. Já a experiência coletiva informa para cada partícula o que o bando está extraindo

do espaço de busca. A cada iteração t , o algoritmo deve verificar se novos valores para $\mathbf{G}_{best}$ e $\mathbf{P}_{best}$ foram obtidos. Em um primeiro momento, as partículas movimentam-se de forma aleatória. Quando a primeira partícula encontrar alimento, ela deverá transmitir essa informação ao enxame, que tenderá a deslocar para uma posição ótima (VALLE et al., 2008).

Cada partícula do PSO é formada por uma estrutura de dados, os quais representam uma potencial solução para o problema em questão (KENNEDY; EBERHART, 1995). Supondo um caso com dimensão D , cada partícula pode ser representada por um vetor com D termos.

$$\mathbf{V}_l^{t+1} = w \cdot \mathbf{V}_l^t + c_1 \cdot \mathbf{r}_1 \circ (\mathbf{P}_{best,l}^t - \mathbf{X}_l^t) + c_2 \cdot \mathbf{r}_2 \circ (\mathbf{G}_{best}^t - \mathbf{X}_l^t), \quad (2.1)$$

onde $\mathbf{V}_l^{t+1}$ e $\mathbf{V}_l^t$ são vetores que representam a velocidade atualizada e a velocidade anterior, respectivamente, para cada partícula l , $\mathbf{P}_{best,l}^t$ é um vetor que representa a melhor posição encontrada pela partícula l até a iteração t , e $\mathbf{G}_{best}^t$ é um vetor com a melhor posição encontrada pelo enxame, $\mathbf{X}_l^t$ é um vetor que denota a posição da partícula l para a iteração t . O símbolo $\circ$ representa o produto de Hadamard.

A variável c_1 representa um valor que se refere à autoconfiança de uma partícula. Já o termo c_2 modela a confiança que uma dada partícula tem no enxame. A combinação desses fatores pondera se a busca apresentará característica global ou local, sendo que alguns autores sugerem adotar-se a relação $c_1 + c_2 = 1$ (KENNEDY; EBERHART, 1995; ALAM, 2016; JIN; RAHMAT-SAMII, 2008). Os termos $\mathbf{r}_1$ e $\mathbf{r}_2$ são dois vetores aleatórios com distribuição normal e visam à inserção da aleatoriedade ao algoritmo. Tal recurso destina-se a evitar que as partículas fiquem estagnadas em torno de um ponto de mínimo ou de máximo local.

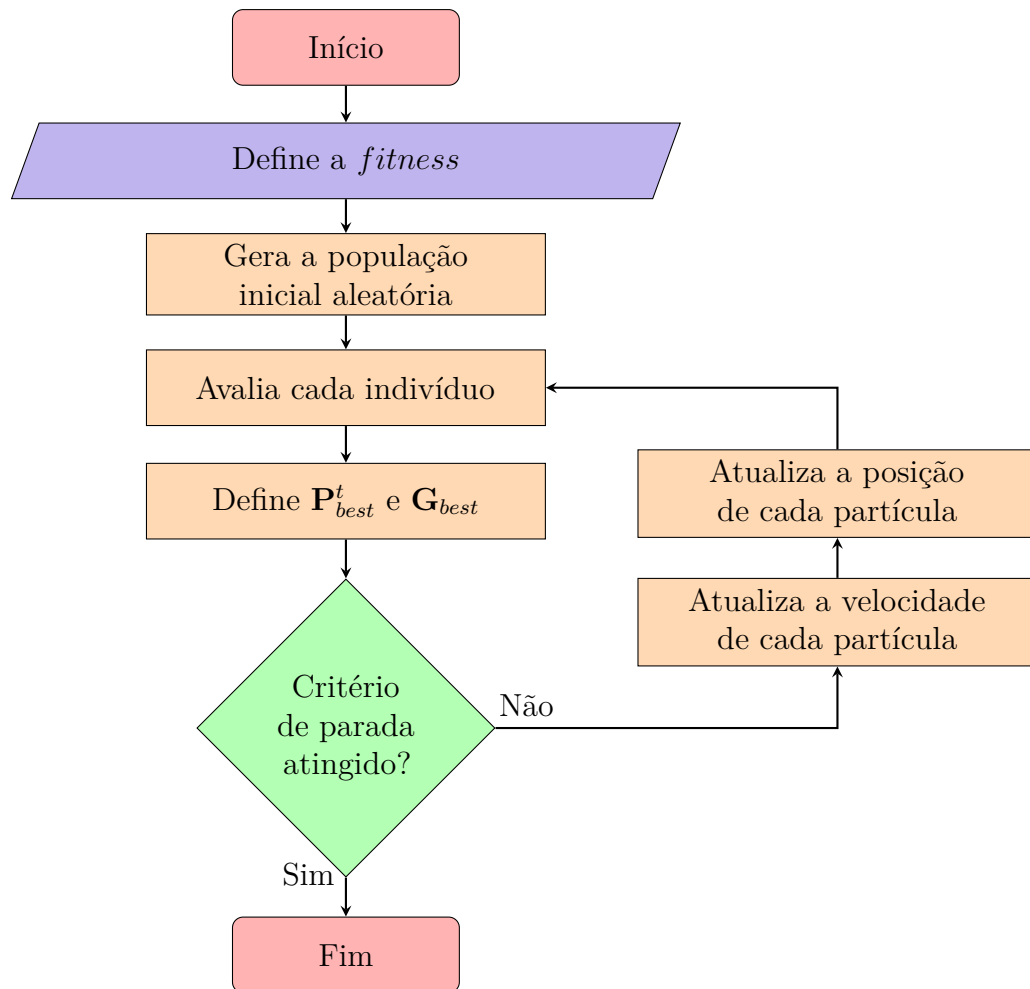
A variável w é conhecida como taxa de inércia e foi introduzida para controlar a forma com que o algoritmo realiza a busca. Valores maiores dessa variável ajustam os movimentos das partículas para buscas globais e valores menores devem ser considerados para ênfase em buscas locais.

Após obtida a velocidade de cada partícula, a posição individual no espaço de busca é atualizada por

$$\mathbf{X}_l^{t+1} = \mathbf{X}_l^t + \mathbf{V}_l^{t+1}. \quad (2.2)$$

Todo esse processo é realizado por diversas vezes até que os critérios de parada estabelecidos sejam atingidos. Ao final do processo de otimização, $\mathbf{G}_{best}^t$ contém as variáveis otimizadas e corresponderá à solução ótima encontrada pelo algoritmo. Para simplificar a visualização dos passos realizados durante o processo iterativo, a Figura 5 apresenta o fluxograma do PSO.

Figura 5 – Fluxograma do algoritmo de otimização bioinspirado em enxame de partículas.



Fonte: o autor.

2.3 ALGORITMO DE COLÔNIA DE VAGA-LUMES

Os vaga-lumes são insetos que emitem luz bioluminescente, produzida dentro de si quimicamente, e se alimentam normalmente de vegetais e outros insetos menores. Contudo o método de otimização por colônia de vaga-lumes proposto por (YANG, 2009) se baseia no comportamento dos vaga-lumes na busca de parceiros para acasalamento e não por alimento (COUTO; SILVA, 2015), (ZAMAN; MATIN, 2012). Segundo (LEITE; MARCONE; PAIVA, 2018), existem mais de mil espécies de vaga-lumes e a maioria deles produz *flashes* curtos e rítmicos.

A emissão de *flashes* tem alguma finalidade e a Biologia ainda não decifrou todas as suas funções, porém três delas já foram definidas: modo de comunicação e atração para acasalamento, isca para atração de eventuais presas e mecanismo de alerta a possíveis predadores (YANG, 2009).

De acordo com (LEITE; MARCONE; PAIVA, 2018) e (YANG, 2009), algumas considerações devem constar na formulação do algoritmo, destacando-se, de forma reduzida:

- Todos os vaga-lumes têm um mesmo sexo e serão atraídos mutuamente;
- O brilho decai com o aumento da distância e a atração entre os vaga-lumes é proporcional ao seu brilho; e
- Se todos os vaga-lumes emitirem luz com mesma intensidade, todos se moverão de forma aleatória.

O vaga-lume com maior bioluminescência atrai o restante da colônia. Entretanto, essa atração é ponderada pelo coeficiente de atratividade e pela distância entre os vaga-lumes (YOSHIMOTO; HECKLER, 2019a). De acordo (YANG, 2009), a cada iteração t , a movimentação de um vaga-lume m na direção de outro vaga-lume é atualizada por

$$\mathbf{X}_{m_1}^{t+1} = \mathbf{X}_{m_1}^t + \beta_0 e^{-\varsigma(R_{m_1 m_O})^2} (\mathbf{X}_{m_O}^t - \mathbf{X}_{m_1}^t) + \omega \mathbf{\Lambda}_{m_1} \quad (2.3)$$

onde $\mathbf{X}_{m_1}^t$ e $\mathbf{X}_{m_1}^{t+1}$ são vetores com as posições atual e atualizada do vaga-lume m_1 , respectivamente, $\mathbf{X}_{m_O}^t$ é um vetor com a posição do melhor vaga-lume, β_0 é o fator de atratividade entre os vaga-lumes, ς é o fator de absorção da luz pelo meio, $R_{m_1 m_O}$ é a distância entre os insetos m_1 e m_O , e o termo $e^{-\varsigma(R_{m_1 m_O})^2}$ é a taxa de decaimento da luz.

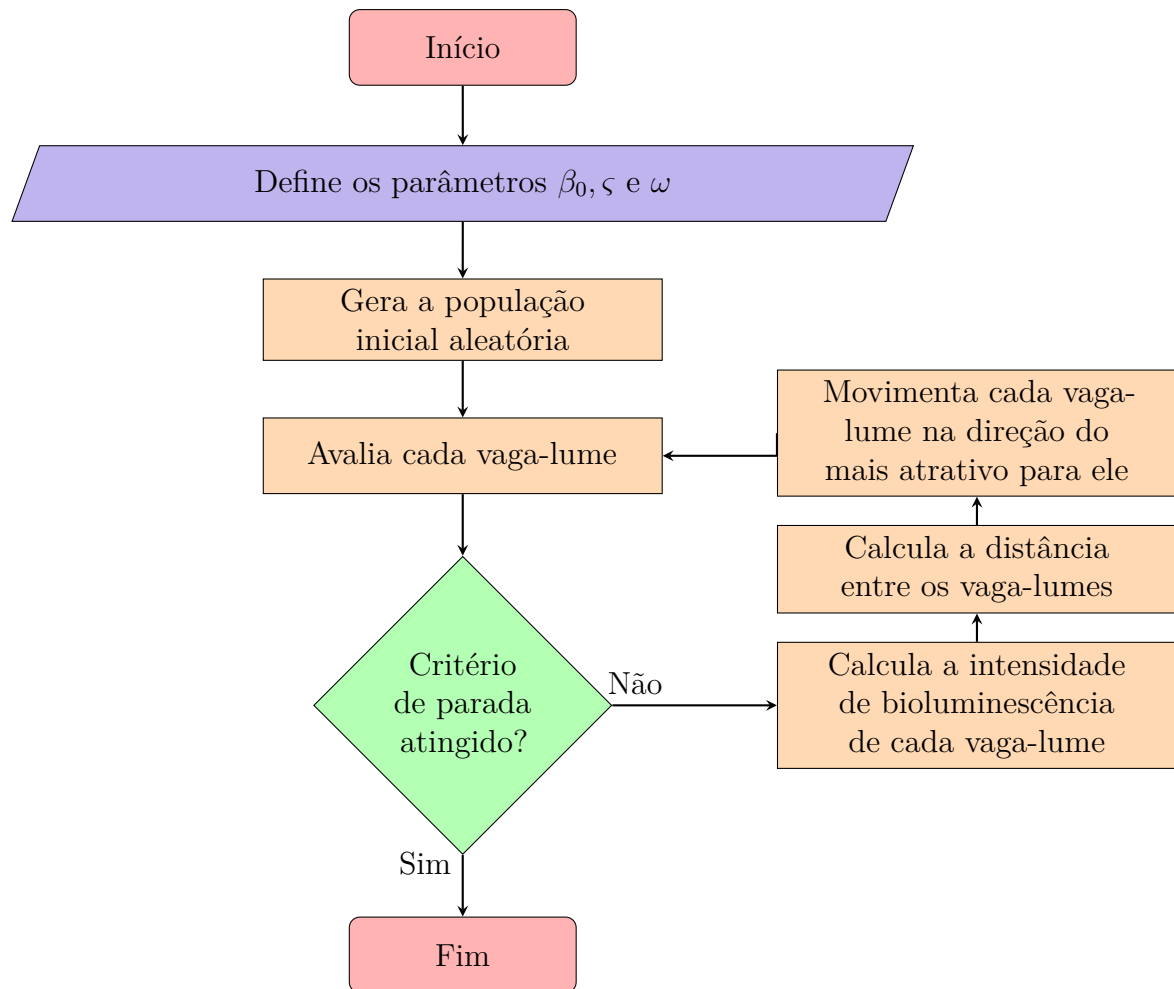
A distância $R_{m_1 m_O}$ entre dois vaga-lumes m_1 e m_O , situados nas posições $\mathbf{X}_{m_1}^t$ e $\mathbf{X}_{m_O}^t$, é calculada por

$$R_{m_1 m_O} = \sqrt{\sum_{comp_1=1}^D \sum_{comp_2=1}^D (\mathbf{X}_{m_1, comp_1, comp_2} - \mathbf{X}_{m_O, comp_1, comp_2})^2}, \quad (2.4)$$

onde $\mathbf{X}_{m_1, comp_1, comp_2}$ é a $comp_1 comp_2$ -ésima componente da posição $\mathbf{X}_{m_1}^t$ do m_1 -ésimo vaga-lume e $\mathbf{X}_{m_O, comp_1, comp_2}$ é a $comp_1 comp_2$ -ésima componente da posição do m_O -ésimo vaga-lume, $\mathbf{X}_{m_O}^t$. A dimensão do problema é representada pelo termo D nos somatórios, sendo ela o número de componentes presentes no vetor posição de cada vaga-lume. O vetor $\mathbf{X}_{m_1}^t$ contém as componentes da estrutura de dados a serem otimizados. Para o instante $t + 1$, o vetor $\mathbf{X}_{m_1}^{t+1}$ que apresentar o menor valor, com base nos critérios de avaliação estabelecidos para a função *fitness*, será o qual contém os dados otimizados.

Para dar um grau de aleatoriedade e evitar que o algoritmo fique viciado numa possível solução, são inseridas uma variável e uma constante à equação (2.3), sendo ω a taxa de aleatoriedade, normalmente pertencente ao intervalo $[0,1]$, e $\mathbf{\Lambda}_i$ uma matriz com números aleatórios com distribuição normal e com valores contidos nos limites do espaço de busca (YOSHIMOTO; HECKLER, 2019a). A Figura 6 apresenta o fluxograma do FA de forma simplificada.

Figura 6 – Fluxograma do algoritmo de otimização bioinspirado em colônia de vaga-lumes.



Fonte: o autor.

2.4 ALGORITMO DE COLÔNIA DE MORCEGOS

Os morcegos são os únicos mamíferos que possuem asas e também capacidade de ecolocalização. Tal habilidade é de extrema importância, pois eles possuem hábitos noturnos e sua visão é pouco desenvolvida. Existem diversas espécies de morcegos, sendo os micromorcegos (comprimento de antebraço de cerca de 2,2 a 11 cm) os que mais utilizam a ecolocalização (YANG, 2010). Os morcegos emitem cerca de 10 a 20 rajadas de pulsos ultrassônicos com duração de 5 a 20 ms e com frequências que variam de 25 a 150 kHz; essas características podem variar conforme a estratégia de caça de cada morcego (BARBOSA, 2017).

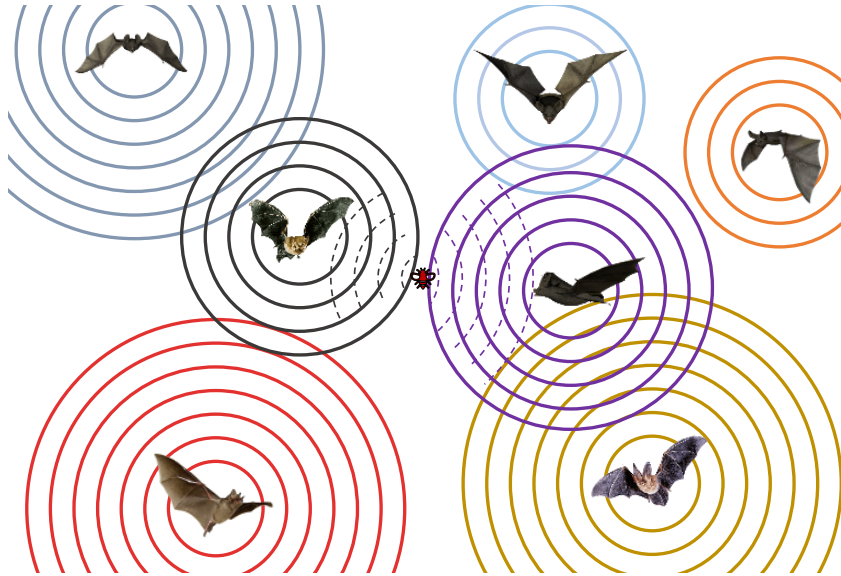
A ecolocalização baseia-se na emissão do pulso e estimação do tempo de retorno, da amplitude do pulso e da direção de recepção (YANG; GANDOMI, 2012). Com esses parâmetros, os morcegos conseguem ter um conhecimento situacional para o instante de

tempo em que se encontram (LEITE; MARCONE; PAIVA, 2018). A Figura 7 ilustra uma colônia de morcegos emitindo e recebendo pulsos sonoros de variadas direções e intensidades durante seu voo.

Proposto por (YANG, 2010), o BA possui três regras básicas acerca do voo dos morcegos e que devem ser consideradas na implementação do algoritmo:

1. Todos os morcegos utilizam a ecolocalização para ter consciência de onde se encontram no espaço de busca e para saberem identificar os limites de voo, presas e obstáculos;
2. Todos os morcegos voam de forma totalmente aleatória e variam as características de seus pulsos para obter informações do meio pela ecolocalização;
3. Conforme voam, é esperado que os morcegos vão em direção a um objetivo e, conforme se aproximam deste, a intensidade do pulso é reduzida e a frequência de emissão de pulso é aumentada.

Figura 7 – Colônia de morcegos emitindo e recebendo pulsos durante o voo em busca de alimento ou para localização.



Fonte: o autor.

Em particular, deve-se observar a terceira regra, pois, como o emissor do som está mais próximo ao espalhador do eco não é necessária uma grande intensidade sonora (YANG, 2010).

Para implementação computacional do algoritmo bioinspirado na movimentação dos morcegos, assume-se que a colônia possui um número I de indivíduos, que, ao decorrer das iterações t , movimentam-se no espaço de busca ou sobre a superfície da função que se deseja otimizar (BARBOSA, 2017).

Cada morcego possui uma respectiva posição para cada iteração t , sendo essa denotada por $\mathbf{X}_i^t$ para o i -ésimo morcego, com $i = 1, 2, 3, \dots, I$. Essa posição é a estrutura

de dados a serem otimizados, podendo ser representada na forma vetorial ou matricial, a depender das características e das dimensões do problema que se busca solucionar. Tomando como exemplo um problema com dimensão D , a posição $\mathbf{X}_i$ do i -ésimo morcego pode ser representada por uma matriz com d_1 linhas (horizontal) por d_2 colunas (vertical), onde $D = d_1 \times d_2$.

De forma semelhante aos outros algoritmos, a solução ótima encontrada pela técnica será a solução global ou melhor morcego da colônia avaliado a cada iteração t , representado por $\mathbf{X}_{best}$ (YANG, 2010). De acordo com (YANG, 2010), a frequência de pulso e a velocidade de cada morcego da colônia, a cada iteração t , é determinada por

$$\mathbf{F}_i = \mathbf{F}_{min} + (\mathbf{F}_{max} - \mathbf{F}_{min}) \circ \beta, \quad (2.5)$$

$$\mathbf{V}_i^{t+1} = \mathbf{V}_i^t + (\mathbf{X}_i^t - \mathbf{X}_{best}) \circ \mathbf{F}_i, \quad (2.6)$$

onde $\mathbf{F}_i$ é a matriz de frequência de pulso do i -ésimo morcego, $\mathbf{F}_{min}$ e $\mathbf{F}_{max}$ são as matrizes com a frequência mínima e máxima, respectivamente, β é uma matriz contendo números gerados aleatoriamente a partir da distribuição normal e com valores no intervalo de 0 a 1. Os termos $\mathbf{V}_i^t$ e $\mathbf{V}_i^{t+1}$ são matrizes com as velocidades atual e atualizada para cada i -ésimo morcego, respectivamente.

A matriz inicial de frequência de pulso de cada morcego é definida aleatoriamente com valores contidos no intervalo de busca. As matrizes de frequências mínima e máxima definem o espaço de busca do problema (YANG, 2010).

Cada morcego i emite pulsos sonoros que possuem amplitude A_i e taxa de emissão p_i , logo essas características também devem ser atualizadas. De acordo com (YANG, 2010), os morcegos podem encontrar uma solução ótima empregando estratégias de busca na forma global ou local. A escolha do modo de voo ou estratégia de busca depende da taxa de emissão de pulso, p_i , atualizada a cada iteração por

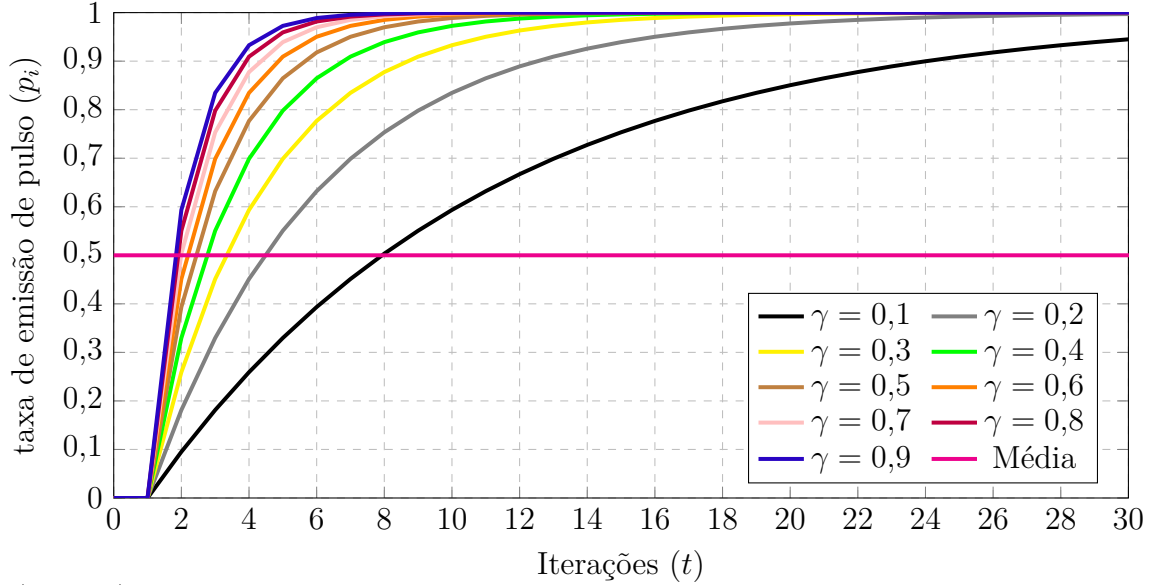
$$p_i^{t+1} = p_i^{max} [1 - e^{-\gamma t}], \quad (2.7)$$

onde γ é uma constante normalmente definida no intervalo $[0,1]$ e p_i^{max} a taxa de emissão de pulso máxima atingível. A Figura 8 apresenta o comportamento da taxa de emissão de pulso em função das iterações para diferentes valores de γ e com $p_i^{max} = 1$. Pode-se notar que, quanto menor o valor de γ , mais lentamente será o crescimento da taxa de emissão de pulsos. Por outro lado, quanto maior o valor de γ , mais rapidamente será aumentada a taxa de emissão de pulsos. A linha rosa estabelece o limiar de escolha entre as formas de busca, sendo a busca global escolhida quando $p_i^{t+1} < 0,5$ e a busca local quando $p_i^{t+1} > 0,5$.

Efetivamente, a taxa de emissão de pulsos não opera diretamente nos valores das soluções no algoritmo, mas é ela que controla qual morcego será ou não selecionado para realizar a busca local. Deste modo, a partir das curvas apresentadas na Figura 8, o menor valor de γ exigirá que o morcego execute pelo menos oito iterações para atingir o nível

de limiar. Portanto, usando o menor valor de γ , qualquer morcego na colônia realizará seu voo no modo global por pelo menos oito iterações. De forma contrária, se o maior valor de γ for aplicado, cada morcego realizará pelo menos duas buscas globais e terá uma probabilidade superior a 50% de realizar somente buscas locais.

Figura 8 – Taxa de emissão de pulso em função das iterações para diversos valores de γ .



Fonte: o autor.

Se o morcego i apresentar uma estratégia de busca global, sua posição é atualizada por

$$\mathbf{X}_i^{t+1} = \mathbf{X}_i^t + \mathbf{V}_i^{t+1} \quad (2.8)$$

e, se apresentar uma estratégia de busca local, o morcego realiza um voo aleatório em torno de $\mathbf{X}_{best}$ e sua posição é atualizada da seguinte forma

$$\mathbf{X}_i^{t+1} = \mathbf{X}_{best} + \mathbf{\Upsilon} A^t, \quad (2.9)$$

onde $\mathbf{\Upsilon}$ é uma matriz aleatória com distribuição normal com valores contidos no intervalo de -1 a 1 , e A^t é a média da amplitude de pulso de todos os morcegos da colônia.

Atribui-se a amplitude de pulso de cada morcego em intervalos escolhidos por conveniência. Tomando como exemplo o morcego i , $A_{i,max} = 1$ e $A_{i,min} = 0$. De certa forma, o algoritmo realiza um *autozoom* nas regiões de interesse ou melhores soluções por meio da variação da média das amplitudes de pulso. Os valores atribuídos às amplitudes de pulso influenciam diretamente no *autozoom* aplicado pelo algoritmo. Quanto maior for o valor da média dos pulsos, maior será o raio de realização da busca local. Então, de fato, o intervalo de variação das amplitudes de pulso deve ser escolhido de forma a refinar a busca local ao redor da melhor solução.

Cabe salientar que a amplitude inicial deve ser maior que a final. Tal premissa é motivada pelo fato de que o morcego reduz a amplitude dos pulsos sonoros conforme se aproxima da presa (YANG, 2010). Portanto, pode-se concluir que, se $A_i^t \rightarrow 0$, o morcego

encontrou sua presa e interrompe a emissão de pulsos temporariamente (YANG; GANDOMI, 2012), (BARBOSA, 2017), (LEITE; MARCONE; PAIVA, 2018), e (CARDOSO et al., 2020).

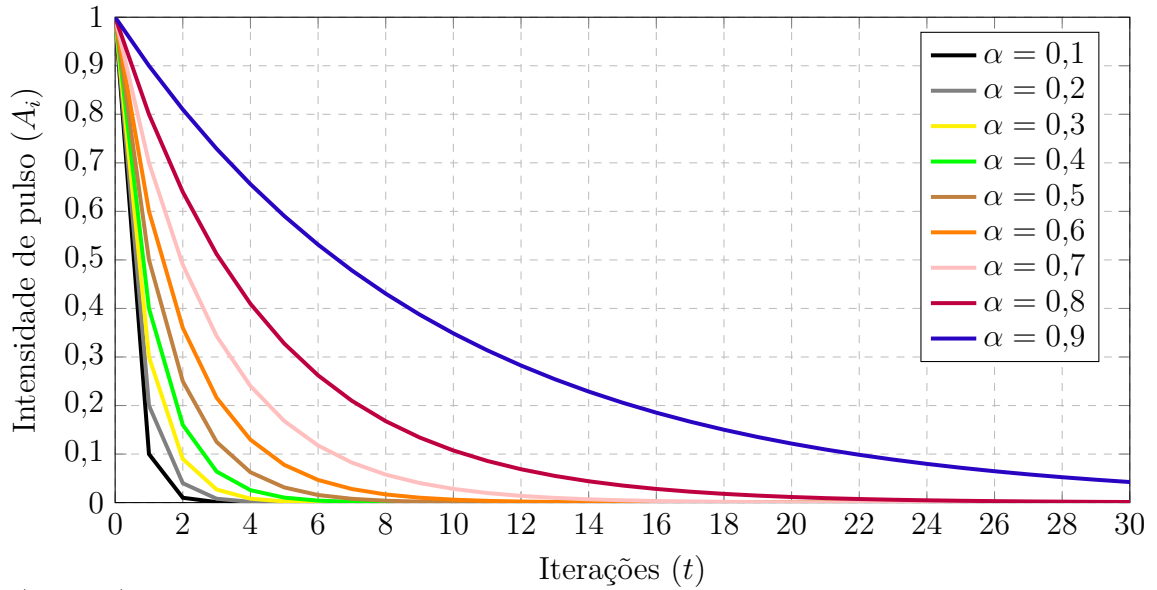
Conforme o morcego voa, sua amplitude de pulso vai sendo reduzida ou atualizada. Essa redução faz com que a média dos pulsos da colônia decaia, fazendo com que o raio de busca em torno da melhor solução seja refinado. A atualização da amplitude de pulso de cada morcego é realizada por

$$A_i^{t+1} = \alpha A_i^t, \quad (2.10)$$

onde α é uma constante de redução da amplitude de pulso, sempre menor que um. Com isso, a cada iteração, a amplitude A_i^{t+1} vai sendo reduzida em relação a A_i^t . A Figura 9 apresenta o decaimento da amplitude de pulso com valor inicial igual a um e para valores distintos de α . Portanto, quando $t \rightarrow \infty$,

$$A_i^{t+1} \rightarrow 0. \quad (2.11)$$

Figura 9 – Decaimento das amplitudes de pulsos em função das iterações para diversos valores de α .



Fonte: o autor.

Quanto maior for α , mais suave será o decaimento da amplitude de pulso, acarretando busca local com *zoom* sendo aplicado lentamente. Quanto menor for α , mais rapidamente o *zoom* será aplicado. Tal processo tende a afetar diretamente o resultado da otimização. Sendo $\alpha < 0,1$, o *zoom* aplicado para realizar a busca local será pequeno, fazendo com que o voo em torno da melhor solução cause deslocamentos pequenos. Esse fato dependerá da precisão do problema, ou da precisão desejada às variáveis a serem otimizadas.

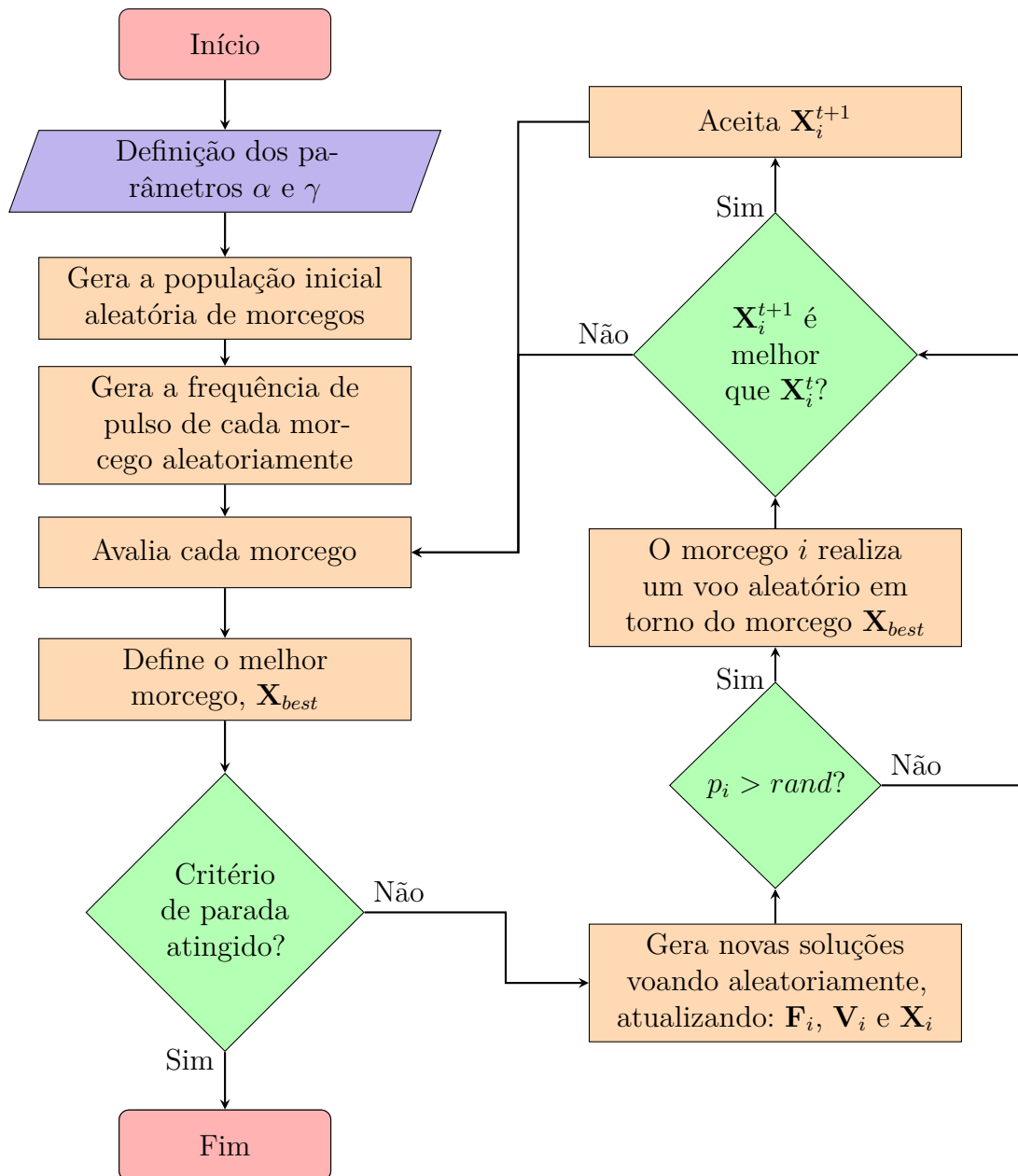
Observando as Figuras 8 e 9, nota-se que o comportamento da taxa de emissão é contrário ao da amplitude de pulsos. Esse comportamento é explicado pelo fato da

aproximação do morcego ao seu objetivo, pois, quanto menor a distância, menor será a intensidade sonora necessária para manutenção do eco. Porém a taxa de emissão deve ser aumentada para aprimorar a localização do objetivo e evitar que ele seja perdido durante o voo. Uma consideração importante sobre a amplitude e a taxa de emissão de pulso deve ser destacada no que concerne às suas atualizações. Para esse fim, é necessário que a busca do morcego no instante $t + 1$ obtenha um resultado melhor que no instante t . Se isso acontecer, tanto a amplitude quanto a taxa de emissão serão atualizadas. De modo contrário, se o morcego encontrar uma solução no instante $t + 1$ pior que a verificada no instante anterior t , a taxa de emissão e a amplitude de pulsos não serão atualizadas.

Para uma melhor visualização dos processos realizados pelo algoritmo, a Figura 10 apresenta o fluxograma simplificado para implementação do BA.

Dos algoritmos discutidos até agora, fica evidente que apenas o BA demonstra a capacidade de ajuste automático. Esse ajuste permite que ao longo das iterações ele selecione a estratégia de busca, começando de forma global e gradualmente se tornando mais local. Essa característica o destaca em relação aos demais, apesar de serem amplamente utilizados. Essa particularidade o torna uma linha de pesquisa proeminente, especialmente quando aplicada na síntese de redes de antenas. Por esses motivos, optou-se por empregar este algoritmo de otimização neste trabalho para resolver o problema em questão.

Figura 10 – Fluxograma simplificado de implementação do algoritmo de otimização bi-inspirado na colônia de morcego.



Fonte: o autor.

3 SÍNTESE DE REDES LINEARES COM O ALGORITMO DE COLÔNIA DE MORCEGOS

Antenas são dispositivos que operam de forma recíproca na transmissão e recepção de sinais; ou seja, apresentam características semelhantes quando operam tanto no modo de recepção, quanto no de transmissão. Uma antena irradia ou recebe diferentes níveis de potência em função do ângulo de observação, característica esta que é comumente representada graficamente por um diagrama de irradiação (FRENZEL, 2013).

A variedade de antenas disponíveis na literatura é elevada e não se pode afirmar categoricamente que uma dada antena sempre será melhor que outra. Para uma comparação de desempenho adequada, faz-se necessário conhecer a aplicação e o cenário para emprego da estrutura irradiante. De um modo geral, a escolha da topologia a ser empregada é realizada considerando-se suas principais características, como o formato do diagrama de irradiação, o ganho e a polarização (FRENZEL, 2013; BALANIS, 2016).

Conforme destacado acima, o diagrama de irradiação de uma antena caracteriza-se por uma representação gráfica para descrever a distribuição da potência irradiada em função das coordenadas espaciais. Várias são as possibilidades de análise e classificação de diagramas de irradiação. Uma das principais figuras de mérito é conhecida como diretividade, que quantifica a capacidade que uma antena possui de concentrar a potência irradiada em uma determinada direção do espaço em comparação com a antena isotrópica. Uma vez que sua definição considera apenas a potência irradiada, outra figura de mérito de caráter mais prático é o ganho, que tem a mesma finalidade da diretividade, porém considerando-se a potência entregue à antena. Desta forma, avalia-se, simultaneamente, a capacidade de concentração de potência em uma dada direção do espaço às perdas ôhmicas na antena.

Algumas aplicações, como, por exemplo, o *downlink* de comunicações dos nanossatélites, necessitam de diagramas de irradiação adaptativos que são impossíveis de serem obtidos com uma única antena. Para conseguir atender a essas e a outras aplicações, podem-se empregar redes de antenas, que permitem maior flexibilidade na obtenção das características de irradiação da antena (BALANIS, 2016). Neste capítulo, o emprego do BA será demonstrado para o caso de redes lineares de antenas. Na seção 3.1, a forma de cálculo do campo elétrico total irradiado será derivado modificando-se a teoria clássica de redes de antenas. Para fins de aplicação do BA, uma máscara para especificação do diagrama de irradiação desejado será definida na seção 3.2. A avaliação necessária ao longo do processo iterativo é possível a partir do cálculo da função erro, que será definida na seção 3.3. Finalmente, a eficácia do BA aplicado à síntese de redes lineares será demonstrada através da comparação de resultados calculados em ambiente MATLAB com diagramas obtidos com o auxílio do simulador eletromagnético ANSYS HFSS na seção 3.4.

3.1 REDES LINEARES DE ANTENAS

Redes de antenas são estruturas irradiantes que podem assumir inúmeras formas organizadas para agrupamento de elementos geralmente idênticos. Normalmente, a nomenclatura de uma rede é dada conforme essa organização com que os elementos são dispostos. Deste modo, uma rede pode ser dita linear quando as antenas encontram-se alocadas ao longo de uma linha a distâncias uniformes ou não (BALANIS, 2016). No primeiro caso, correspondente à maioria das aplicações, a rede é denominada rede linear uniformemente espaçada; do contrário, denomina-se rede linear não-uniformemente espaçada. Destaca-se que essa classificação independe da topologia de elemento simples, conforme pode ser verificado em (SCHLOSSER, 2014) e (LEMES, 2018), onde redes com espaçamento uniforme e não-uniformemente espaçadas foram estudadas, respectivamente, empregando-se antenas de microfita em formato E.

A aplicação do BA para a síntese de redes de antenas lineares uniformemente espaçadas será baseada na geometria apresentada na Figura 11, onde os círculos dispostos ao longo do eixo x representam antenas isotrópicas uniformemente espaçadas por d_x . Para a presente abordagem, considerar-se-á que o campo elétrico irradiado por uma antena possa ser escrito genericamente em coordenadas esféricas e na região de Fraunhofer por

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) = E_0 \vec{e}(\theta, \phi) \frac{e^{-jk_0 r}}{r}, \quad (3.1)$$

onde k_0 é o número de onda, r o raio em relação ao centro de coordenadas, $E_0 = ae^{j\delta}$ um coeficiente de intensidade de campo com amplitude a e fase δ e

$$\vec{e}(\theta, \phi) = \hat{\theta}e_{\theta}(\theta, \phi) + \hat{\phi}e_{\phi}(\theta, \phi). \quad (3.2)$$

O campo total irradiado por uma rede pode ser obtido de duas formas, sendo a primeira e mais comumente encontrada na literatura dada pela multiplicação do fator de rede pelo campo elétrico irradiado por um elemento isolado $\vec{E}_e$ de geometria idêntica a uma das antenas que constitui a rede. Nesta condição, considera-se que o elemento isolado esteja posicionado de tal forma que o seu centro de fase coincida com a origem do sistema de coordenadas de referência.

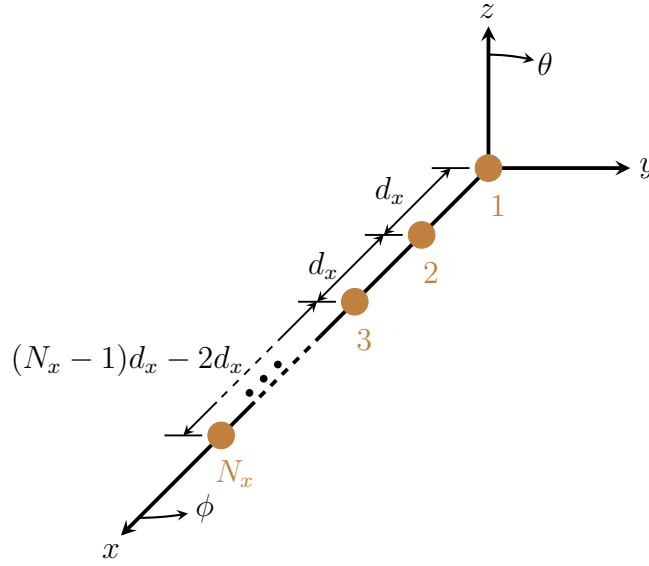
Conceitualmente, o fator de rede corresponde ao campo elétrico que seria irradiado por uma rede de antenas isotrópicas. Para sua derivação, pode-se considerar a dependência angular do campo irradiado por uma antena isotrópica, novamente na região de Fraunhofer, como sendo dada por

$$|e_{iso}(\theta, \phi)| = 1, \quad (3.3)$$

quando a antena estiver posicionada na origem. Quando esta for posicionada a uma distância d da origem sobre o eixo x , então a dependência radial em (3.1) precisa ser modificada para

$$\frac{e^{-jk_0 r'}}{r'} = \frac{e^{-jk_0(r-d \sin \theta \cos \phi)}}{r} \quad (3.4)$$

Figura 11 – Rede linear com elementos isotrópicos espaçados uniformemente ao longo do eixo x .



Fonte: O autor.

sendo r a coordenada radial do sistema de coordenadas esféricas e r' uma distância da localização da antena deslocada da origem ao ponto de observação. Assim, o campo elétrico irradiado por uma antena isotrópica corresponde a

$$E_{iso}(r, \theta, \phi) = a e^{j\delta} e^{jk_0 d \sin \theta \cos \phi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r}. \quad (3.5)$$

Tomando-se a geometria apresentada na Figura 11, o campo elétrico total irradiado por essa estrutura passa a ser

$$E_t(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N E_{iso_n}(r, \theta, \phi) \quad (3.6)$$

ou, em forma expandida,

$$E_t(r, \theta, \phi) = \underbrace{\left[a_1 e^{j\delta_1} + a_2 e^{j\delta_2} e^{jk_0 d_x \sin \theta \cos \phi} + \dots + a_N e^{j\delta_N} e^{j(n-1)k_0 d_x \sin \theta \cos \phi} \right]}_{AF_{L_x}(\theta, \phi)} \frac{e^{-jk_0 r}}{r}. \quad (3.7)$$

A partir da equação acima, define-se o conceito de fator de rede linear como sendo

$$AF_{L_x}(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n e^{j\delta_n} e^{j(n-1)k_0 d_x \sin \theta \cos \phi}. \quad (3.8)$$

Conforme já enunciado acima, o campo elétrico total irradiado por uma rede linear de antenas pode ser calculado por

$$\vec{E}_t(r, \theta, \phi) = AF_{L_x}(\theta, \phi) \cdot \vec{E}_e(r, \theta, \phi). \quad (3.9)$$

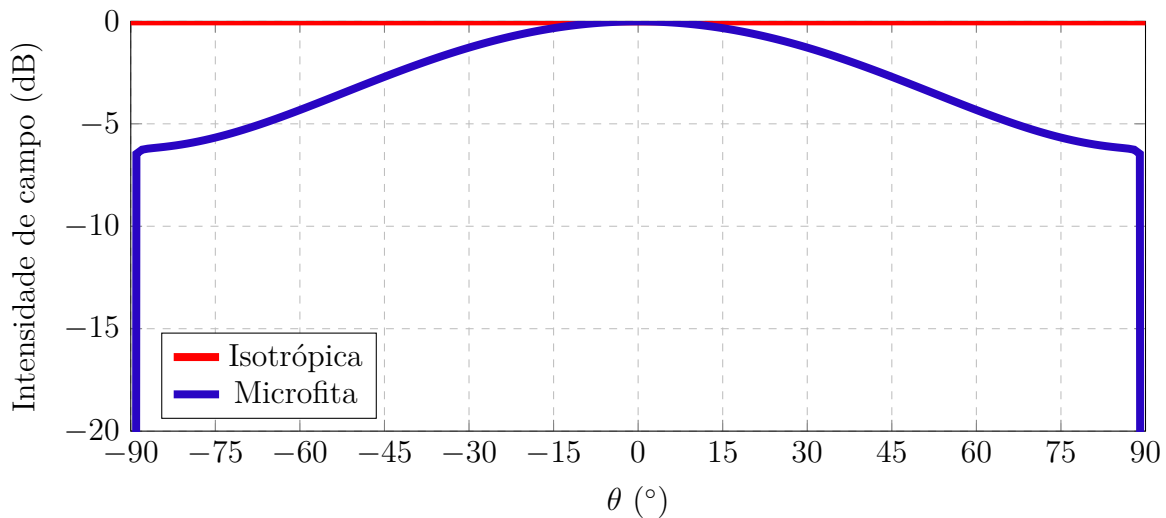
O campo elétrico calculado por (3.9) é aplicável em problemas teóricos e apresenta, como principal limitação, a inexistência de acoplamento mútuo entre as antenas.

Para uma formulação mais realista, o campo elétrico total irradiado por uma rede de antenas pode ser calculado tendo como premissa que cada elemento irradiador apresente características de irradiação distintas. Tal modelagem pode ser realizada a partir da obtenção dessas características com o emprego de um simulador eletromagnético. Neste caso, o campo elétrico $\vec{e}_{e_n}(\theta, \phi)$, irradiado pelo n -ésimo elemento da rede, pode ser determinado excitando-se apenas esta antena e mantendo-se os demais irradiadores terminados com cargas casadas. Com isso, o campo $\vec{e}_{e_n}$ incluirá todos os efeitos referentes à posição, à geometria do irradiador e ao acoplamento mútuo. Por fim, o campo total irradiado pela rede é obtido ao se realizar a soma vetorial dos campos elétricos, dada por

$$\vec{E}_t(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n e^{j\delta_n} \vec{e}_{e_n}(\theta, \phi) \frac{e^{-jk_0 r}}{r}. \quad (3.10)$$

Quando se obtém o campo irradiado de forma analítica o que se encontra é uma idealização aproximada. Contudo as simulações se assemelham aos efeitos encontrados em medidas realistas. Para fins teóricos, as antenas isotrópicas são largamente utilizadas pelo fato de que o campo irradiado não apresenta variações espaciais. Contudo cabe ressaltar que estas antenas ainda não foram realizadas de forma prática. Outros tipos de antenas, como as de microfita, apresentam características de irradiação diferentes das antenas isotrópicas (BALANIS, 2016). A Figura 12 apresenta uma comparação entre os campos normalizados irradiados por uma antena isotrópica e uma de microfita ou impressa do tipo *patch* retangular, conforme descrito em (GARG et al., 2001). Para a última, o campo encontra-se traçado no plano E.

Figura 12 – Intensidade de campo elétrico normalizada para irradiadores isotrópicos e de microfita.



Fonte: O autor.

3.2 MÁSCARAS DE OTIMIZAÇÃO 2D

O diagrama de irradiação de uma rede é governado por uma série de parâmetros: coeficientes de excitação ou de *beamforming*, distância entre as antenas, diagrama de irradiação de cada elemento e configuração geométrica da rede (BALANIS, 2016). Tendo isso em mente, existem muitas variáveis com inúmeros valores que influenciam no resultado. Isso torna custoso realizar todas as combinações possíveis para se obter um diagrama desejado.

Para resolver esse problema combinacional, que apresenta incontáveis soluções, são utilizados métodos de síntese utilizando algoritmos de otimização. Tais métodos realizam a busca de parâmetros de projeto da rede que satisfaçam a especificação desejada. Deste modo, é necessário possuir um modelo, exato ou aproximado, para representar a especificação desejada ou o diagrama que se deseja sintetizar. Essa especificação é normalmente denominada máscara (ZAMAN; MATIN, 2012; YOSHIMOTO; HECKLER, 2019a; SANTOS; SCHLOSSER; HECKLER, 2021; SENANDES; HECKLER; SCHLOSSER, 2021).

A máscara deve ser adequada às características de irradiação que se deseja obter. Deste modo, em redes lineares de antenas o diagrama de irradiação só pode ser controlado em um único plano ϕ_0 . Para a rede mostrada na Figura 11 tem-se $\phi_0 = 0^\circ$ e por esse motivo máscara deve ser especificada somente ao longo desse plano. A Figura 13 apresenta graficamente uma máscara genérica utilizada para síntese de diagramas de redes lineares, na qual se encontram definidos níveis máximos para os lóbulos secundários U_{SLL} , que devem estar contidos nas regiões de θ_1 a θ_{SLL1} e de θ_{SLL2} a θ_2 , e uma direção de máxima irradiação U_{max} , situada em θ_{max} . O termo $U(\theta, \phi_0)$ é a intensidade de irradiação e se relaciona ao campo elétrico irradiado, na região de Fraunhofer, por

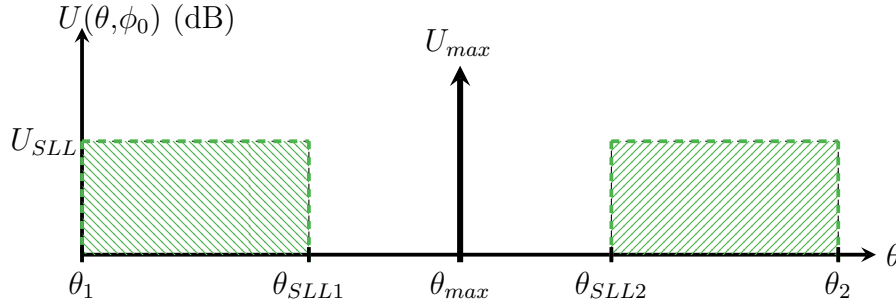
$$U(\theta, \phi_0) = r^2 \frac{|\vec{E}(r, \theta, \phi_0)|^2}{2\eta_0}, \quad (3.11)$$

sendo $\eta_0 = 120\pi \Omega$ a impedância intrínseca do espaço livre, aproximadamente. A intensidade de irradiação normalmente encontra-se em decibéis e normalizada de acordo com

$$U(\theta, \phi_0)_{dB} = 10 \log \left(\frac{U(\theta, \phi_0)}{\max(U(\theta, \phi_0))} \right). \quad (3.12)$$

Em situações reais, como o caso de antenas para nanossatélites, o único parâmetro da rede embarcada que pode ser alterado após a entrada em órbita é o conjunto de coeficientes de excitação. Portanto, neste trabalho, o BA será empregado para encontrar os coeficientes de excitação de cada elemento da rede, de modo que o campo total obtido respeite uma máscara com as especificações mostradas esquematicamente na Figura 13.

Figura 13 – Máscara utilizada para especificação de diagramas de irradiação de redes lineares no plano $\phi = \phi_0$.



Fonte: O autor.

3.3 FUNÇÃO ERRO

Além de um modelo bem estabelecido do que se deseja, também deve-se possuir alguma métrica para avaliar o quanto cada i -ésima solução encontrada pelo algoritmo (ou seja, pelo i -ésimo morcego) se assemelha à máscara. Tal efeito pode ser alcançado por meio do cálculo de uma função erro linear, Er_L^i . Neste trabalho, esta função foi definida como sendo

$$Er_L^i = \sum_{\theta=-90^\circ}^{90^\circ} O(\theta, \phi_0) P(\theta, \phi_0) \left| U_M(\theta, \phi_0) - U_{BA}^i(\theta, \phi_0) \right|, \quad (3.13)$$

onde $U_{BA}^i(\theta, \phi_0)$ é a intensidade de irradiação calculada a partir dos coeficientes de excitação obtidos pelo BA e $U_M(\theta, \phi_0)$ é a intensidade de irradiação definida pela máscara. Para a correta aplicação de (3.13), ambas as intensidades de irradiação $U_M(\theta, \phi_0)$ e $U_{BA}^i(\theta, \phi_0)$ devem estar normalizadas aos seus respectivos valores máximos e representadas em decibéis.

O termo $O(\theta, \phi_0)$ é utilizado como critério de decisão para computar ou não a diferença entre $U_M(\theta, \phi_0)$ e $U_{BA}^i(\theta, \phi_0)$ em um determinado ângulo θ e seu uso se aplica mais especificamente na região dos lóbulos secundários e pode ser definido por

$$O(\theta, \phi_0) = \begin{cases} 0, & U_{BA}^i(\theta, \phi_0) < U_M(\theta, \phi_0) \\ 1, & U_{BA}^i(\theta, \phi_0) > U_M(\theta, \phi_0), \end{cases} \quad (3.14)$$

com $\theta_1 \leq \theta \leq \theta_{SLL1}$ e $\theta_2 \leq \theta \leq \theta_{SLL2}$.

Tal definição faz-se necessária pelo fato de U_{SLL} estabelecer um valor máximo; ou seja, se a solução $U_{BA}^i(\theta, \phi_0)$ já estiver abaixo do nível máximo permitido U_{SLL} , a especificação já terá sido satisfeita e não há ocorrência de erro em relação à máscara. Do contrário, a discrepância entre $U_M(\theta, \phi_0)$ e $U_{BA}^i(\theta, \phi_0)$ deverá ser incluída no cálculo da função erro. Finalmente, o termo $P(\theta, \phi_0)$ é utilizado para aplicar fatores ponderativos no cálculo de $Er_L^i(\theta, \phi_0)$, uma vez que os lóbulos laterais têm maior influência no erro total do que a avaliação da direção de apontamento do lóbulo principal em θ_{max} .

3.4 SÍNTESE DE REDES LINEARES COM BA

Visando avaliar a capacidade do BA em realizar o apontamento do feixe principal e controle de lóbulos secundários, utilizou-se uma rede composta de $N_x = 8$ antenas isotrópicas dispostas ao longo do eixo x . Para obtenção do campo elétrico total irradiado pela rede, utilizou-se a modelagem descrita em (3.9), que emprega o conceito de fator de rede.

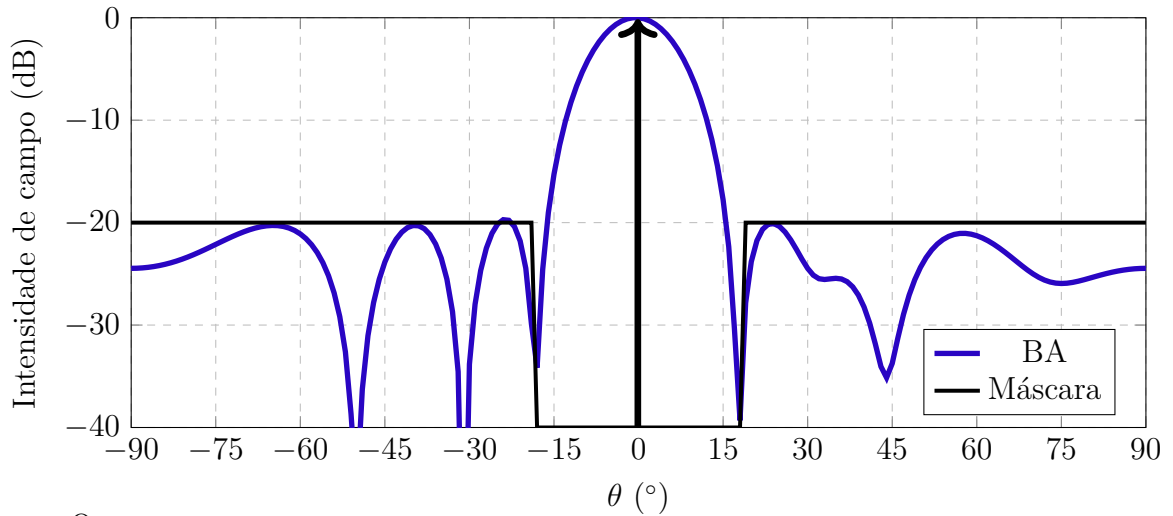
Neste trabalho, a síntese busca encontrar os coeficientes de excitação para cada elemento da rede, alterando o campo total irradiado e fazendo que ele respeite a máscara e reduza a função Er_L^i a um valor aceitável. Supondo uma colônia com I morcegos, cada morcego i da colônia possui dimensão $D = 2 \times N_x$ elementos. Matematicamente, a posição do i -ésimo morcego pode ser representado por

$$\mathbf{X}_i = [\mathbf{I}_1 \ \mathbf{I}_2 \ \mathbf{I}_3 \ \dots \ \mathbf{I}_{N_x}], \quad (3.15)$$

sendo $\mathbf{I}_{n_x} = [a_{n_x} \ \delta_{n_x}]$, o coeficiente de excitação do n_x -ésimo elemento.

Tomando-se como base a rede formada por antenas isotrópicas mostrada na Figura 11 a qual é espaçada por meio comprimento de onda, configurou-se o algoritmo para que a colônia seja constituída por 50 morcegos e um máximo de 50 iterações, buscando um erro residual menor que 1 %. Primeiramente, realizou-se apenas o controle do nível dos lóbulos secundários para $U_{SLL} = -20$ dB, mantendo o lóbulo principal com nível $U_{max} = 0$ dB e apontado para região de *boresight* ($\theta_{max} = 0^\circ$). O campo sintetizado pelo BA após o processo de otimização juntamente com a máscara utilizada são apresentados na Figura 14. Observa-se que o diagrama respeita de forma satisfatória a máscara especificada.

Figura 14 – Diagrama de irradiação sintetizado pelo BA para a rede de antenas isotrópicas com apontamento para $\theta_{max} = 0^\circ$, com $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.

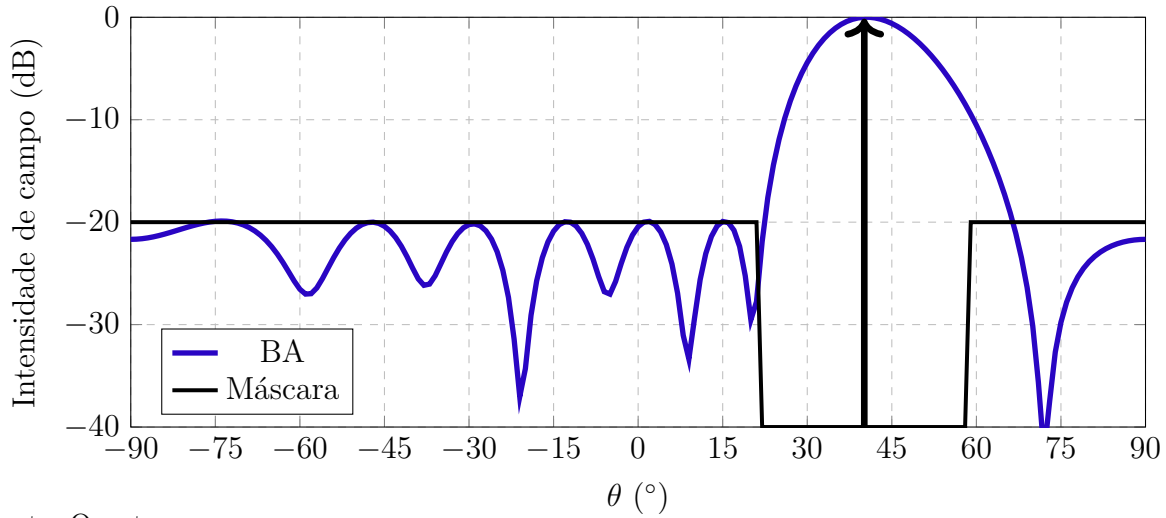


Fonte: O autor.

Muitas vezes é necessário que uma rede aponte seu feixe principal para fora da região de *boresight*. Então, também se deve avaliar a capacidade do BA nesse cenário. Com

as mesmas configurações do algoritmo, empregou-se uma máscara $U_{max} = 0$ dB, $\theta_{max} = 40^\circ$ e $U_{SLL} = -20$ dB. A máscara e o diagrama sintetizado pelo BA após o término do processo de otimização são apresentados na Figura 15. Novamente, o algoritmo conseguiu sintetizar um campo que respeite satisfatoriamente a máscara; ou seja, realizou-se o apontamento para $\theta_{max} = 40^\circ$ e controlou-se o nível dos lóbulos secundários, mantendo-o inferior a -20 dB.

Figura 15 – Diagrama de irradiação sintetizado pelo BA para a rede de antenas isotrópicas com apontamento para $\theta_{max} = 40^\circ$, $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.

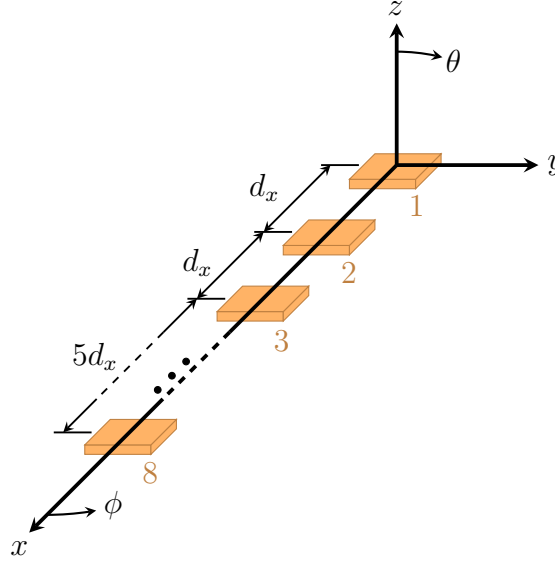


Fonte: O autor.

O BA apresenta capacidade de realizar a síntese de redes lineares de antenas isotrópicas, porém essas antenas ainda não foram desenvolvidas na prática e servem como referência para fins de comparação de desempenho. Os coeficientes obtidos pelo BA para os campos sintetizados e apresentados nas Figuras 14 e 15 foram empregados no cálculo do campo elétrico irradiado por uma rede de antenas de microfita com irradiadores retangulares, cujo diagrama de irradiação plotado no plano E foi apresentado na Figura 12. Para a análise a seguir, também foi empregada (3.9), que se baseia no conceito do fator de rede para o cálculo do campo total. Após a substituição dos irradiadores isotrópicos por elementos em microfita com polarização linear e mantendo o espaçamento por meio comprimento de onda, a rede resultante é ilustrada esquematicamente na Figura 16 (SENANDES; HECKLER; SCHLOSSER, 2021).

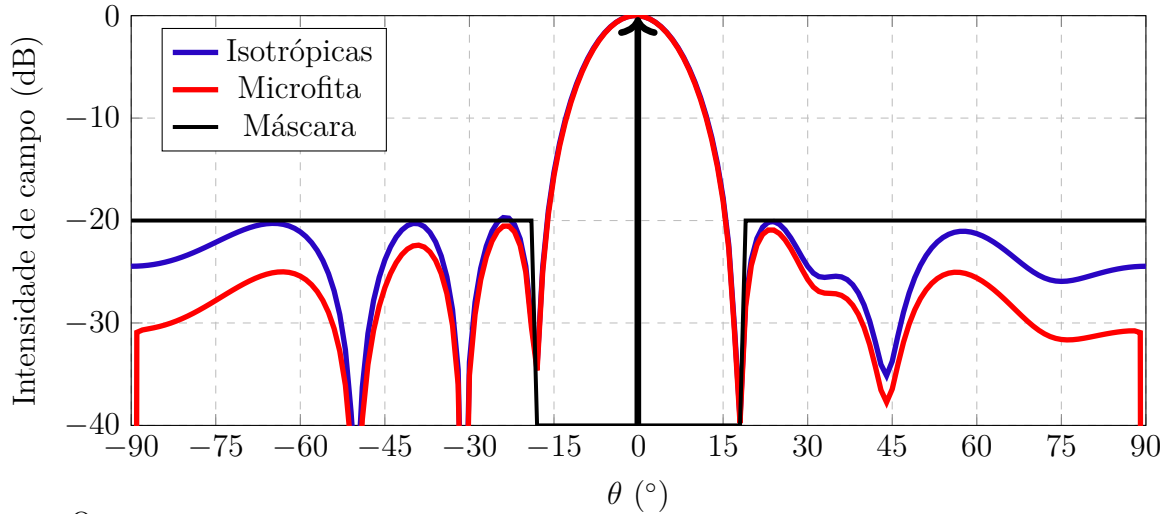
Como pode ser observado na Figura 17, os coeficientes sintetizados pelo BA utilizando antenas isotrópicas, quando inseridos em redes de microfita, resulta em um diagrama de irradiação que, quando apontado para a *boresight*, satisfaz as restrições impostas pela máscara. Contudo quando os coeficientes obtidos para $\theta_{max} = 40^\circ$ utilizando irradiadores isotrópicos foram inseridos em redes de microfita, o resultado não respeita a máscara, como pode ser verificado na Figura 18. Neste caso, houve um desvio no apontamento do lóbulo principal de cerca de -2° e níveis de lóbulos secundários superiores a -20 dB, demonstrando que a característica de irradiação do tipo de antena empregado

Figura 16 – Rede linear de antenas de microfita com *pachtes* retangulares dispostos ao longo do eixo x e espaçados uniformemente por meio comprimento de onda.



Fonte: O autor.

Figura 17 – Diagramas de irradiação produzidos por redes de elementos isotrópicos (curva azul) e de microfita (curva vermelha) obtidos para a otimização com elementos isotrópicos para $\theta_{max} = 0^\circ$, com $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.

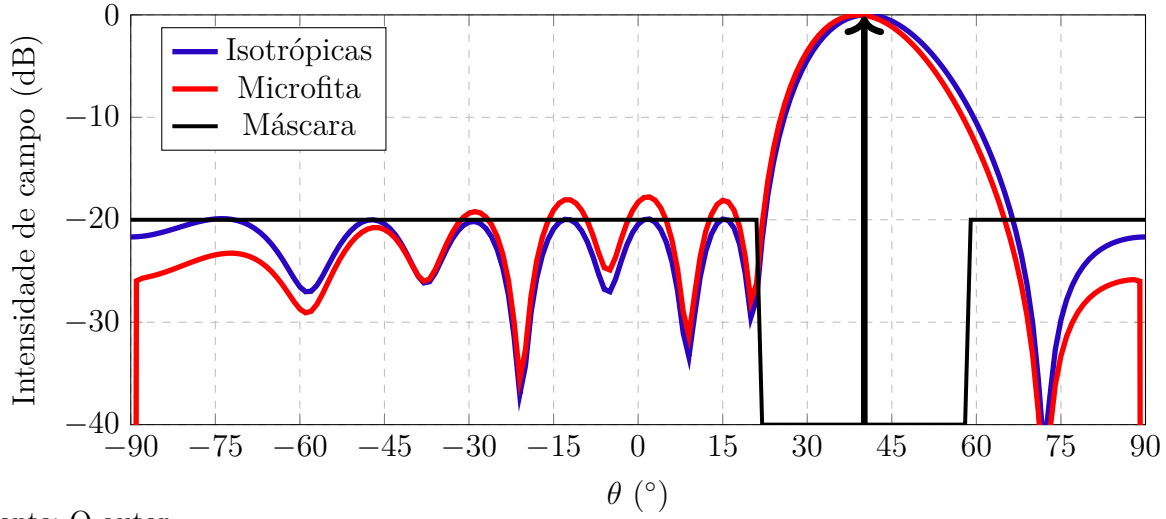


Fonte: O autor.

para composição da rede afeta diretamente o diagrama de irradiação final. Portanto, embora a estratégia de se trabalhar com elementos isotrópicos seja comumente utilizada pela comunidade acadêmica na área de Processamento de Sinais, fica evidente que tal abordagem para a síntese de redes de antenas realistas não é adequada (SENANDES; HECKLER; SCHLOSSER, 2021).

Considerando, agora, os campos produzidos por irradiadores retangulares de microfita, o emprego do BA deve considerar (3.9) para o cálculo do campo elétrico total irradiado. Para as mesmas máscaras consideradas anteriormente, os diagramas de irradiação resultantes após o processo de otimização são apresentados nas Figuras 19 e 20. Pode ser observado que os campos atendem às restrições impostas pelas máscaras nos dois

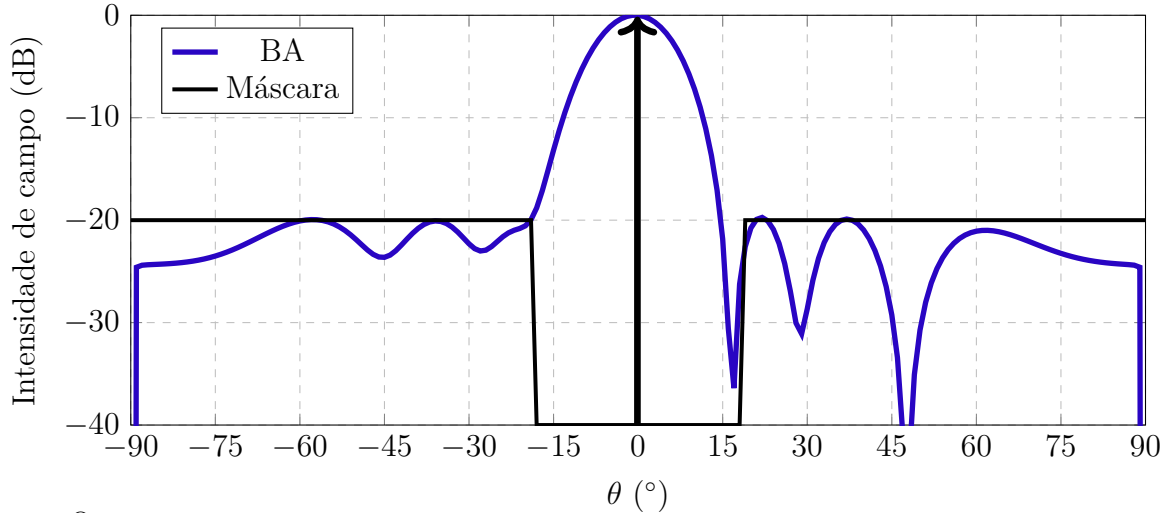
Figura 18 – Diagramas de irradiação produzidos por redes de elementos isotrópicos (curva azul) e de microfita (curva vermelha) obtidos para a otimização com elementos isotrópicos para $\theta_{max} = 40^\circ$, com $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.



Fonte: O autor.

casos, comprovando a capacidade do BA em realizar a síntese de redes lineares de antenas realistas, utilizando o fator de rede juntamente com as características de irradiação do elemento simples.

Figura 19 – Diagrama de irradiação sintetizado pelo BA utilizando a intensidade de irradiação de antenas de microfita retangulares para $\theta_{max} = 0^\circ$, $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.

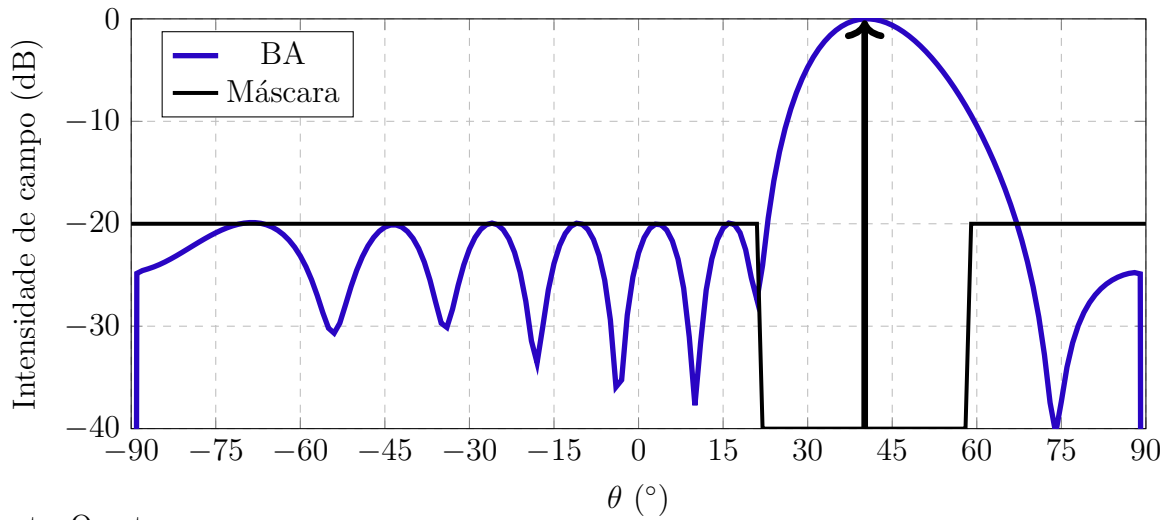


Fonte: O autor.

3.5 SÍNTESE DE REDES LINEARES DE ANTENAS INCLUINDO ACOPLAMENTO MÚTUO

Até o momento, o algoritmo foi utilizado para a síntese de redes lineares empregando o conceito de fator de rede. Visando aproximar esse processo ainda mais da realidade, considera-se, nesta seção, uma rede de antenas com formato “E”, a qual é apresentada na

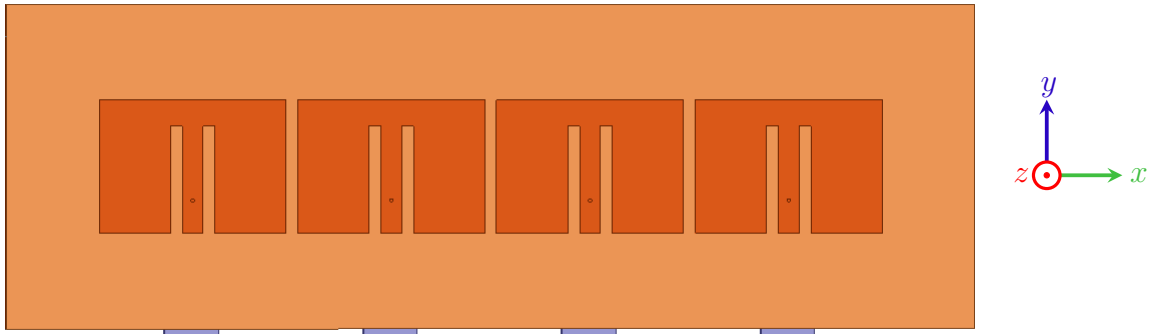
Figura 20 – Diagrama de irradiação sintetizado pelo BA utilizando a intensidade de irradiação de antenas de microfita retangulares para $\theta_{max} = 40^\circ$, $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.



Fonte: O autor.

Figura 21. Tal rede opera com polarização linear na frequência de 2,4 GHz, o que permite que possa ser empregada em redes locais sem fio (do inglês, *wireless local area network* - WLAN). Mais detalhes sobre o projeto e fabricação dessa rede podem ser encontrados em (BARBOSA et al., 2016).

Figura 21 – Rede linear de antenas em “E” para aplicação em WLAN modelada no *software* ANSYS HFSS.



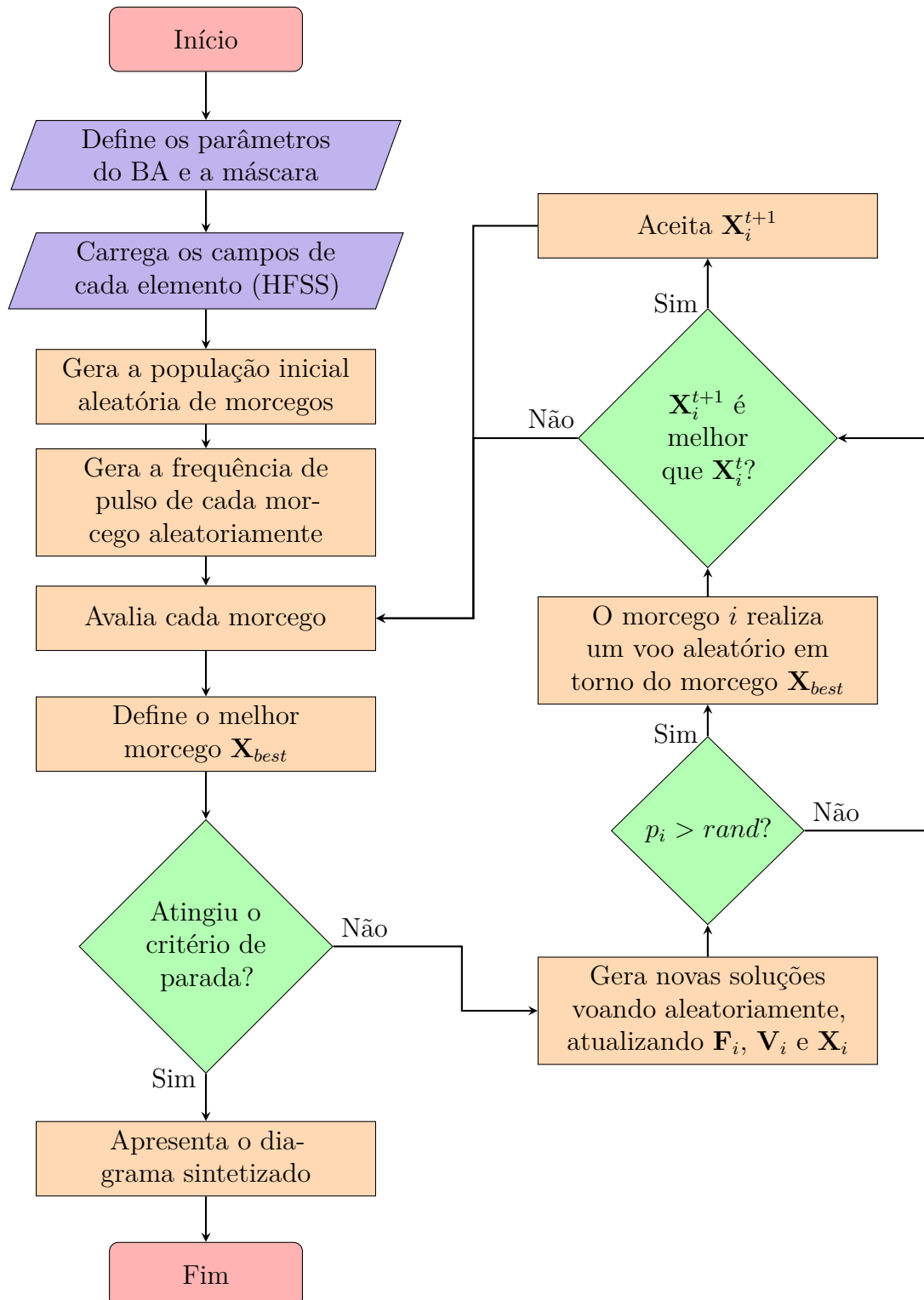
Fonte: O autor.

Utilizando o *software* simulador de estrutura de alta frequência (do inglês, *high frequency structure simulator* - HFSS), extraiu-se o diagrama de irradiação ativo de cada elemento, obtido quando somente ele está sendo excitado enquanto os outros encontram-se com suas portas casadas. Com isso, cada diagrama carrega consigo as informações oriundas do agrupamento das antenas, como acoplamento mútuo e posição espacial de cada elemento. De posse desses dados e dos coeficientes de excitação, o campo total irradiado pela rede pode ser calculado empregando-se (3.10).

Após a extração dos quatro diagramas ativos dos elementos da rede em análise, o BA foi configurado para trabalhar com 50 morcegos e com parâmetros $\alpha = 0,5$ e $\gamma = 0,9$. O critério de parada do algoritmo é a minimização da função erro a um valor residual

menor que 1 %. A Figura 22 apresenta o fluxograma de execução do BA para realizar a síntese de diagramas de irradiação de redes lineares incluindo o acoplamento mútuo entre elementos.

Figura 22 – Fluxograma de execução do BA aplicado à síntese de redes lineares de antenas incluindo acoplamento mútuo entre elementos.



Com as configurações estabelecidas para o BA e seguindo o fluxograma apresentado na Figura 22, realizou-se somente o controle de SLL da rede, mantendo o apontamento para a região de *boresight* ($\theta_{max} = 0^\circ$). Em um primeiro momento, suprimiram-se os lóbulos laterais a $U_{SLL} = -20$ dB, após a $U_{SLL} = -25$ dB e, por fim, a $U_{SLL} = -30$ dB, mantendo-se sempre $U_{max} = 0$ dB e o erro residual inferior a 1 %. Os coeficientes encontrados pelo BA para os casos avaliados estão expostos na Tabela 2 e seus respectivos diagramas, juntamente com as respectivas máscaras utilizadas, são apresentados nas Figuras 23 a 25. Para fins de validação do algoritmo desenvolvido, os coeficientes encontrados foram inseridos no *software* ANSYS HFSS. Os diagramas resultantes por cada grupo de coeficientes foram extraídos e estão incluídos de forma sobreposta nas Figuras 23 a 25.

Tabela 2 – Coeficientes de excitação obtidos pelo BA com apontamento para região de *boresight* ($\theta_{max} = 0^\circ$) e com controle de SLL.

U_{SLL} (dB)	Coeficientes de excitação ($a_n \angle \delta_n$)			
	Antena 1	Antena 2	Antena 3	Antena 4
-20	0,635 $\angle$ 232,933°	0,936 $\angle$ 220,784°	1,000 $\angle$ 229,182°	0,498 $\angle$ 222,826°
-25	0,691 $\angle$ 87,036°	1,000 $\angle$ 89,524°	0,996 $\angle$ 90,300°	0,419 $\angle$ 85,778°
-30	0,531 $\angle$ 262,787°	1,000 $\angle$ 266,316°	0,993 $\angle$ 266,820°	0,551 $\angle$ 265,425°

Fonte: O autor.

Após comprovar a capacidade de o BA controlar o SLL considerando-se os diagramas de irradiação ativos dos elementos que compõem a rede, variou-se o apontamento para fora da região de *boresight*. Neste cenário, foram otimizados quatro diagramas, sendo eles com apontamento para os ângulos $\theta_{max} = -20^\circ$, $\theta_{max} = -10^\circ$, $\theta_{max} = +10^\circ$ e $\theta_{max} = +20^\circ$. A Tabela 3 apresenta os coeficientes encontrados pelo BA para os casos avaliados e os diagramas resultantes, juntamente com as respectivas máscaras, são apresentados nas Figuras 26 a 29 utilizadas para a síntese dos diagramas. Os resultados produzidos por meio da inserção dos coeficientes no *software* ANSYS HFSS também foram incluídos nos respectivos gráficos.

Tabela 3 – Coeficientes de excitação obtidos pelo BA para apontamento para fora da região de *boresight* e com controle de SLL.

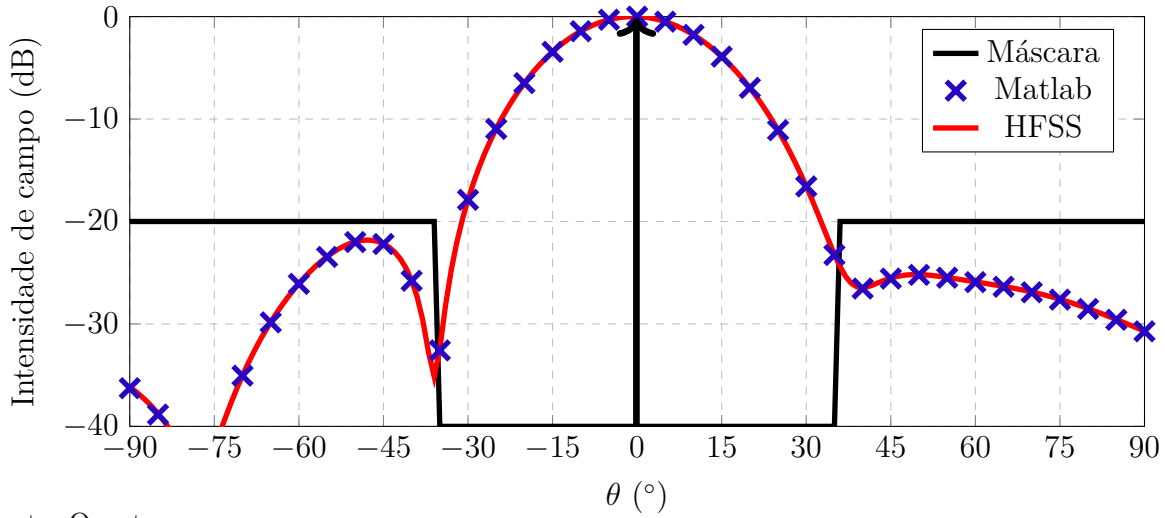
$\theta(^\circ)$	Coeficientes de excitação ($a_n \angle \delta_n$)			
	Antena 1	Antena 2	Antena 3	Antena 4
-20	0,553 $\angle$ 323,367°	1,000 $\angle$ 246,035°	0,967 $\angle$ 184,288°	0,704 $\angle$ 124,919°
-10	0,727 $\angle$ 349,660°	1,000 $\angle$ 297,821°	0,847 $\angle$ 275,838°	0,599 $\angle$ 237,561°
10	0,834 $\angle$ 324,139°	1,000 $\angle$ 357,694°	0,889 $\angle$ 37,324°	0,315 $\angle$ 73,824°
20	0,663 $\angle$ 108,907°	0,966 $\angle$ 173,369°	1,000 $\angle$ 234,318°	0,617 $\angle$ 304,804°

Fonte: O autor.

Como pôde ser visto, o BA conseguiu sintetizar diagramas de irradiação variados, possibilitando apontamento do lóbulo principal e controle de SLL simultaneamente. Para o apontamento na direção *boresight*, o BA atingiu a restrição $U_{SLL} = -30$ dB com erro

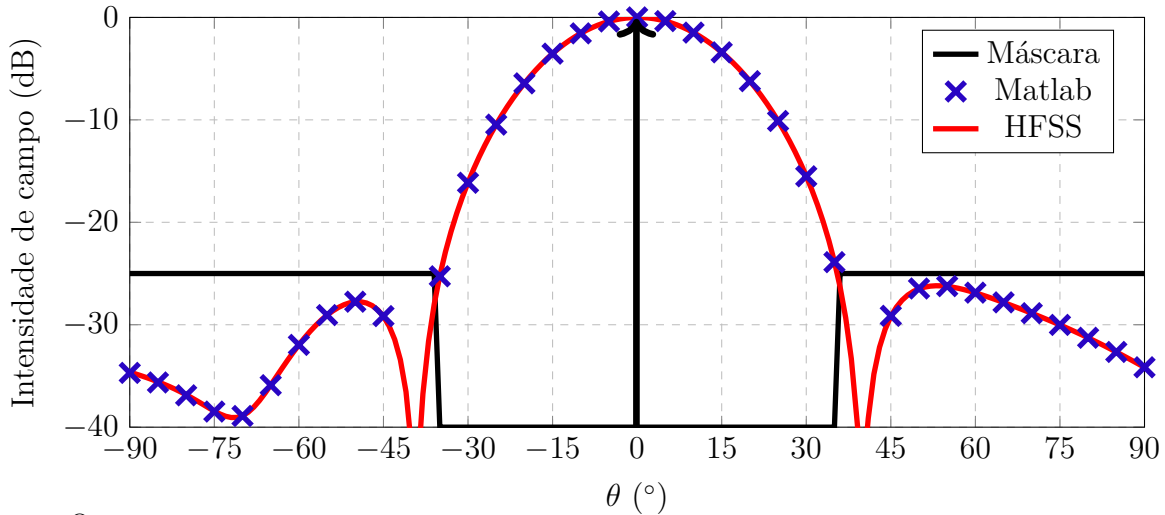
residual inferior a 1 % com sucesso. Já para as regiões fora da direção *boresight*, o BA foi capaz de realizar o apontamento do lóbulo principal para as direções desejadas e ainda controlar o SLL mantendo-o inferior a -20 dB. Por ser uma rede com poucos elementos, obtenção de grandes ângulos de apontamento é muito difícil. Contudo o algoritmo se mostrou uma ferramenta eficaz na solução do problema de síntese de redes lineares de antenas, sendo capaz de apontar para as direções de interesse e também controlar o SLL incluindo acoplamento mútuo entre elementos realistas.

Figura 23 – Diagramas sintetizados pelo BA com apontamento para *boresight* ($\theta_{max} = 0^\circ$), com $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.



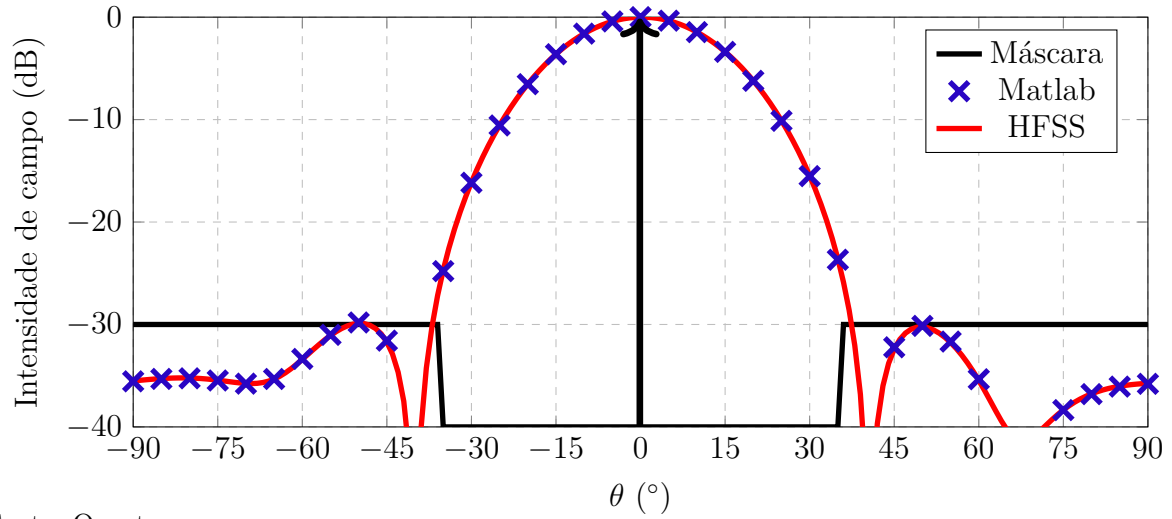
Fonte: O autor.

Figura 24 – Diagramas sintetizados pelo BA com apontamento para *boresight* ($\theta_{max} = 0^\circ$), com $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -25$ dB.



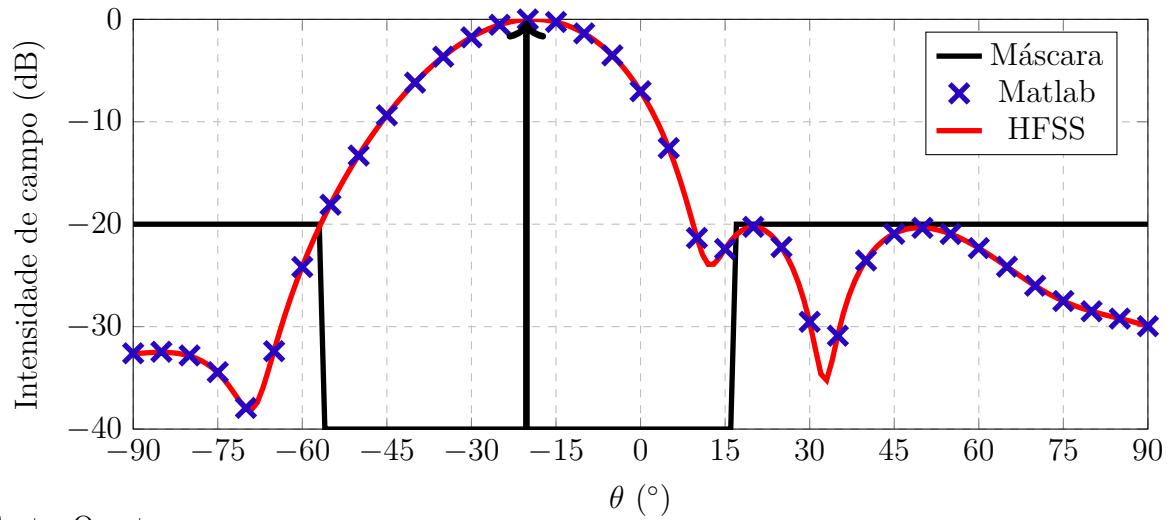
Fonte: O autor.

Figura 25 – Diagramas sintetizados pelo BA com apontamento para *boresight* ($\theta_{max} = 0^\circ$), com $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -30$ dB.



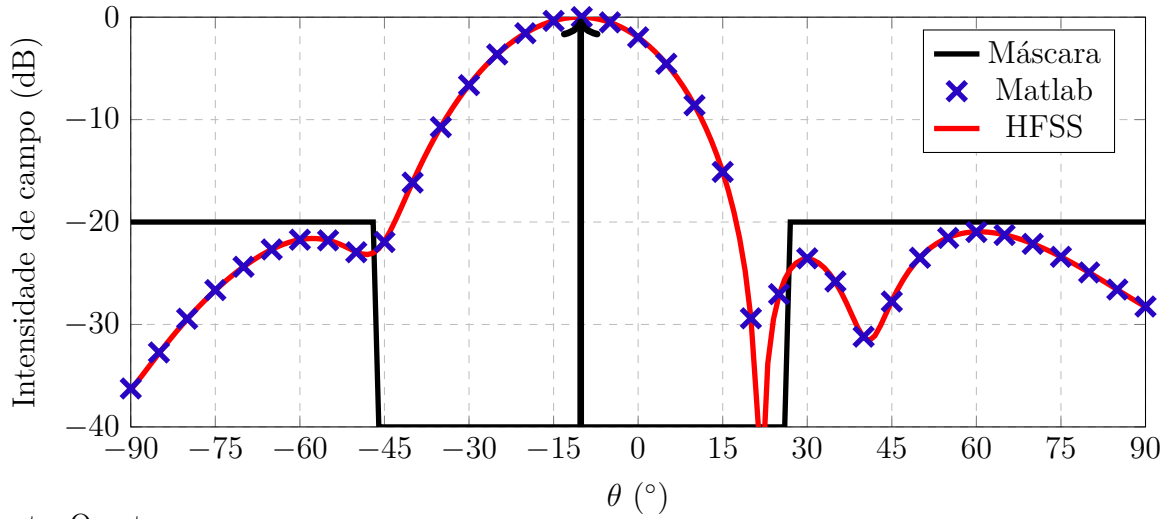
Fonte: O autor.

Figura 26 – Diagramas sintetizados pelo BA com $\theta_{max} = -20^\circ$, com $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.



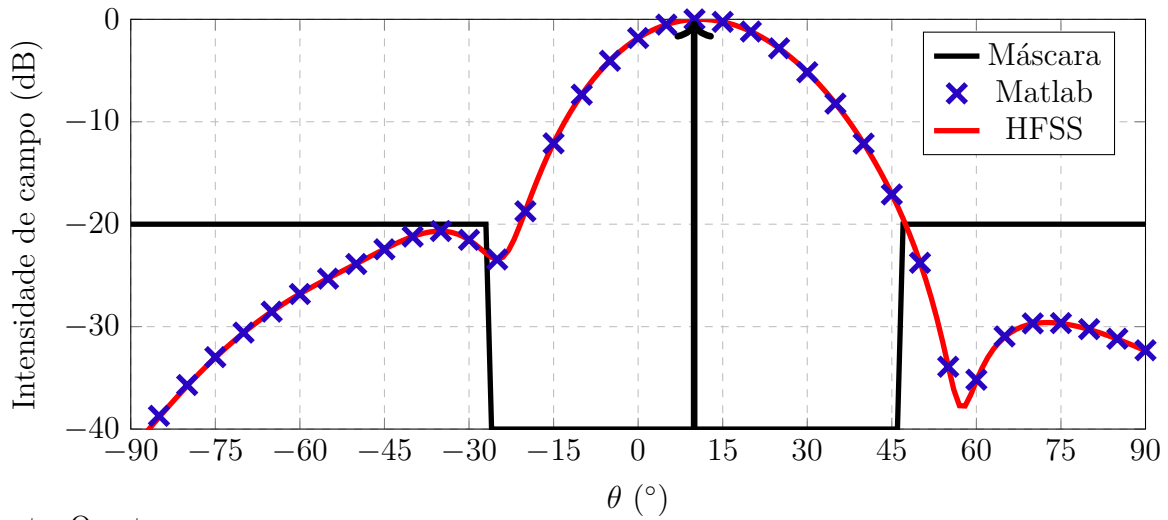
Fonte: O autor.

Figura 27 – Diagramas sintetizados pelo BA com $\theta_{max} = -10^\circ$, com $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.



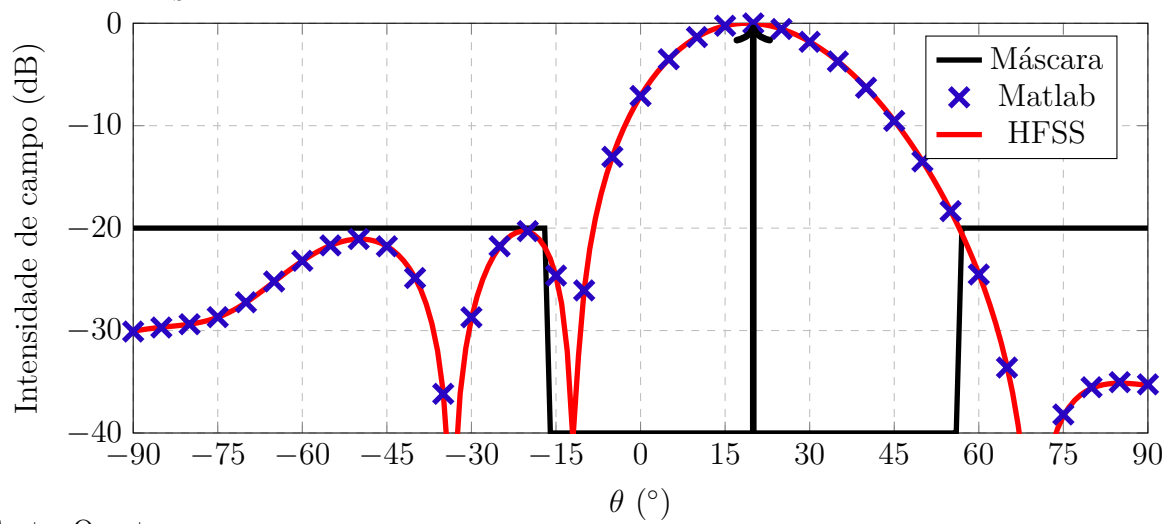
Fonte: O autor.

Figura 28 – Diagramas sintetizados pelo BA com $\theta_{max} = +10^\circ$, com $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.



Fonte: O autor.

Figura 29 – Diagramas sintetizados pelo BA com $\theta_{max} = +20^\circ$, com $U_{max} = 0$ dB e $U_{SLL} = -20$ dB.



Fonte: O autor.

4 SÍNTESE DE REDES PLANAS COM O ALGORITMO DE COLÔNIA DE MORCEGOS

O agrupamento de antenas possibilita a obtenção de diagramas de irradiação que são impossíveis de serem obtidos apenas com um irradiador simples (BALANIS, 2016). O modo com que as antenas são agrupadas possibilita alguns graus de liberdade para formatação do campo elétrico irradiado e, por consequência, a direção de máxima intensidade de irradiação pela rede.

As redes lineares são as mais simples de se implementar pelo fato de serem compostas de apenas de uma linha de antenas, porém, por causa dos efeitos eletromagnéticos ocasionados pelos acoplamentos dos campos entre os elementos, somente possibilita que o diagrama seja conformado no eixo em que as antenas se encontram dispostas. Em muitos casos há a necessidade de se direcionar a potência irradiada pela rede para uma direção fora do eixo onde se encontram as antenas ou em uma dada direção do espaço tridimensional. Esse apontamento somente pode ser realizado com o emprego de redes planas de antenas, que são o foco deste capítulo.

A síntese de redes planas tem sido reportada na literatura com menor frequência, uma vez que consiste em um desafio maior comparativamente ao caso de redes lineares. Enquanto se faz necessária a definição de uma máscara em apenas um plano para a otimização de redes lineares, o principal desafio da síntese de redes planas é a necessidade de especificação das características de irradiação em um hemisfério completo. Assim sendo, para a otimização acurada do diagrama de redes planas, deve-se empregar uma máscara bidimensional e, consequentemente, uma função custo mais elaborada em comparação às comumente empregadas para redes lineares.

Um extenso estudo sobre a representação desse tipo de *máscara* foi realizado. O resultado dele pode ser condensado nos seguintes tópicos:

- Em (SALLAM; ATTIYA, 2019), (SCHLOSSER et al., 2013), (TANTAWY et al., 2020), (WANG; FENG; LIU, 2012), (TRUONG; GIANG; TUAN, 2019b), (JIN; RAHMAT-SAMII, 2007), cria-se uma função de custo (*fitness*) baseada no plano (θ, ϕ) de interesse;
- Em (MACIEL; LACAVA, 2005), (CAORSI et al., 2005), (ZUNIGA; ERDOGAN; ARSLAN, 2010), (QUEVEDO-TERUEL; RAJO-IGLESIAS, 2006), (GOLUBOVIĆ; OLĆAN, 2006), (GREWAL; RATTAN; PATTERH, 2013), contabiliza-se erro apenas na direção de apontamento e fora do ângulo de primeiro nulo;
- Em (LUYEN; GIANG, 2018a), (ALMAGBOUL et al., 2019), (TRUONG; GIANG; TUAN, 2019a), (GREDA et al., 2019), (PAVANI et al., 2016), (HSU et al., 2010), (CHATTERJEE; CHATTERJEE; PODDAR, 2013), consideram as redes como

simétricas e analisam apenas um plano de interesse utilizando os critérios dos tópicos anteriores; e

- Em (SHARMA et al., 2017), (TRUONG; GIANG; TUAN, 2019a), (TRUONG; GIANG; TUAN, 2019b), (RECIOUI, 2012), (ZHANG et al., 2020), (GHAYOULA et al., 2016), (MERAD et al., 2007), (DAYAL et al., 2016), (PANDURO; RIO-BOCIO, 2009), (ZHANG et al., 2020), busca-se minimizar o valor máximo do fator de rede para obtenção do campo elétrico irradiado.

Embora essas representações de máscara sejam largamente utilizadas em diversos trabalhos, todas contêm algum detalhe faltante para que o modelo seja extremamente acurado e fidedigno com o diagrama desejado. Portanto, verificando-se tais limitações, uma metodologia para estabelecimento de máscaras adequadas para a síntese de redes planas será o principal desafio abordado neste capítulo.

A Seção 4.1 apresenta o equacionamento do campo total irradiado por uma rede planar de antenas a partir da derivação realizada no Capítulo 3. Uma proposta para escolha da máscara para síntese de redes planas é apresentada na Seção 4.2 e uma figura de mérito para avaliação dos resultados obtidos é descrita na Seção 4.3. Com o fim de validar a proposta da máscara tridimensional, a Seção 4.4 apresenta os resultados obtidos após otimização com código desenvolvido em ambiente MATLAB com os campos extraídos do *software* simulador HFSS.

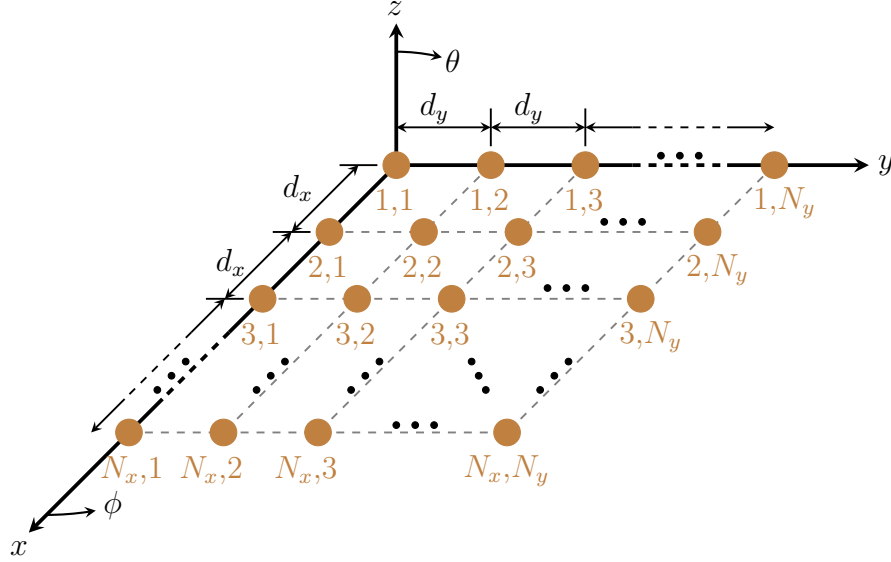
4.1 DEFINIÇÃO DA GEOMETRIA PARA SÍNTESE DE REDES PLANAS DE ANTENAS

Uma rede pode ser dita plana quando suas antenas se encontram dispostas em um plano qualquer (BALANIS, 2016). Existem diversas geometrias de redes planas, porém aquelas em que os elementos encontram-se uniformemente espaçados são as mais empregadas. As redes planas de antenas possuem capacidade de controlar a direção de apontamento do lóbulo principal do diagrama de irradiação no espaço tridimensional e podem ser usadas para diversas aplicações, como monitoramento do espaço aéreo por radar, radar de busca, sensoriamento remoto, além de sistemas de comunicação e radionavegação via satélite (BALANIS, 2016). O caso típico consiste na produção de um lóbulo principal com formato convencional, conhecido como *pencil beam*, porém outros formatos, como o *isoflux*, também podem ser sintetizados (GREDA et al., 2019; YOSHIMOTO; HECKLER, 2019b; SENANDES; HECKLER; SCHLOSSER, 2022), alto ganho ou varredura de feixe principal em qualquer direção (STUTZMAN; THIELE, 2012).

A Figura 30 ilustra uma rede plana composta de $N_x \times N_y$ antenas genéricas dispostas no plano xy , espaçadas uniformemente por d_x e d_y ao longo dos eixos x e y ,

respectivamente. Esta será a geometria básica a ser empregada em todas as análises apresentadas nas próximas seções deste capítulo.

Figura 30 – Rede plana com elementos genéricos espaçados uniformemente no plano xy .



Fonte: o autor.

De acordo com a teoria clássica, o fator de rede plana pode ser obtido a partir da multiplicação de dois fatores de redes lineares. Considerando-se a geometria exposta na Figura 30, tal combinação pode ser obtida modificando-se (3.8) para alocação dos elementos ao longo dos eixos x e y . No primeiro caso, o fator de rede resultante equivale a

$$AF_x(\theta, \phi) = \sum_{n_x=1}^{N_x} a_{n_x} e^{j\delta_{n_x}} e^{j(n_x-1)k_0 d_x \sin \theta \cos \phi}, \quad (4.1)$$

sendo que a respectiva equação para o segundo caso resulta em

$$AF_y(\theta, \phi) = \sum_{n_y=1}^{N_y} a_{n_y} e^{j\delta_{n_y}} e^{j(n_y-1)k_0 d_y \sin \theta \sin \phi}. \quad (4.2)$$

Assim, o fator de rede plana pode ser obtido por

$$AF_P(\theta, \phi) = \sum_{n_x=1}^{N_x} a_{n_x} e^{j\delta_{n_x}} e^{j(n_x-1)k_0 d_x \sin \theta \cos \phi} \cdot \sum_{n_y=1}^{N_y} a_{n_y} e^{j\delta_{n_y}} e^{j(n_y-1)k_0 d_y \sin \theta \sin \phi}. \quad (4.3)$$

Pelo fato de os termos a_{n_x} e a_{n_y} serem amplitudes constantes e multiplicadas entre si, podem-se condensar ambas as variáveis em um único termo $a_{n_x n_y}$. Raciocínio análogo pode ser aplicado às fases dos coeficientes de excitação δ_{n_x} e δ_{n_y} , obtendo-se $\delta_{n_x n_y}$. Tais medidas visam abreviar a notação usada em (4.3), de forma que esta pode ser reescrita por

$$AF_P(\theta, \phi) = \sum_{n_x=1}^{N_x} \sum_{n_y=1}^{N_y} a_{n_x n_y} e^{j\delta_{n_x n_y}} \cdot e^{j(n_x-1)k_0 d_x \sin \theta \cos \phi} \cdot e^{j(n_y-1)k_0 d_y \sin \theta \sin \phi}, \quad (4.4)$$

onde $a_{n_x n_y}$ e $\delta_{n_x n_y}$ são a magnitude e a fase do $n_x n_y$ -ésimo coeficiente de excitação, respectivamente.

Igualmente ao caso das redes lineares, a formulação clássica para redes planas permite calcular o campo total irradiado pela rede através da multiplicação de um elemento isolado com centro de fase posicionado na origem pelo fator de rede plana. Entretanto, novamente, esta formulação consiste em uma aproximação teórica, pois desconsidera o acoplamento mútuo existente entre os elementos que compõem a rede. Para contornar esta limitação, pode-se considerar que o campo elétrico irradiado pela $n_x n_y$ -ésima antena em coordenadas esféricas na região de Fraunhofer seja $\vec{E}_{n_x n_y}(r, \theta, \phi)$. Nesta formulação, o campo elétrico total $\vec{E}_t(r, \theta, \phi)$ irradiado pela rede plana de antenas ilustrada na Figura 30 pode ser descrito matematicamente por

$$\vec{E}_t(r, \theta, \phi) = \sum_{n_x=1}^{N_x} \sum_{n_y=1}^{N_y} a_{n_x n_y} e^{j\delta_{n_x n_y}} \vec{E}_{n_x n_y}(r, \theta, \phi), \quad (4.5)$$

Deve-se destacar que (4.5) pode ser empregada para levar o acoplamento mútuo entre as antenas em consideração e que, para sua aplicação, os campos elétricos ativos $\vec{E}_{n_x n_y}(r, \theta, \phi)$ deverão estar disponíveis previamente à sua aplicação. A extração destes campos é realizada de maneira semelhante à explicada no capítulo anterior, em que somente a $n_x n_y$ -ésima antena deve ser excitada, enquanto as demais permanecem terminadas com carga casada. Tais funções poderão ser obtidas pela aplicação de qualquer técnica de onda completa. Para as análises que seguem, os campos $\vec{E}_{n_x n_y}(r, \theta, \phi)$ foram obtidos com o emprego do *software* HFSS.

4.2 MÁSCARA DE OTIMIZAÇÃO 3D

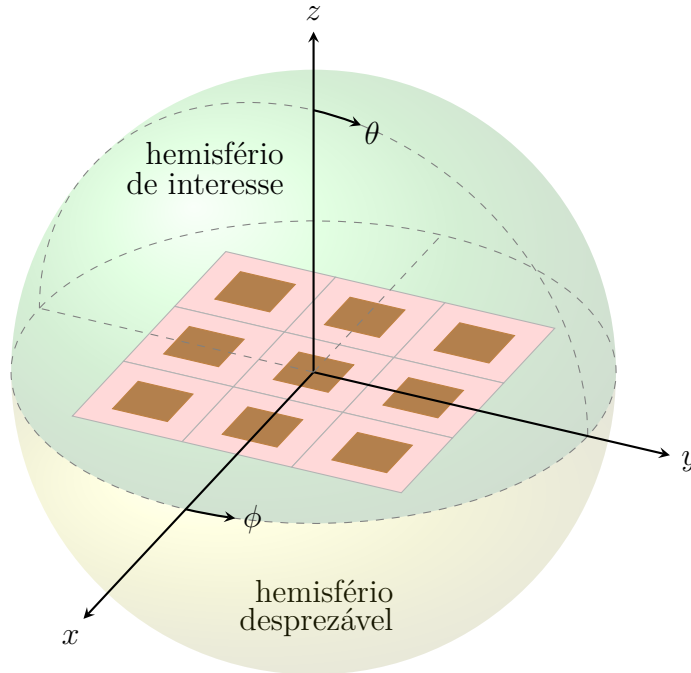
A capacidade de apontar para qualquer ponto do espaço aumenta a complexidade do problema, pois, deve-se considerar todo o espaço, tornando o processo custoso e, em alguns casos, desnecessário. A fim de otimizar o problema, pode-se dividir o espaço em duas regiões, desde que os elementos que compõem a rede apresentem diagramas diretivos. O hemisfério no qual estão contidas as direções de máxima irradiação dos elementos simples será aqui denominado como *hemisfério de interesse*; o outro, por sua vez, será chamado *hemisfério desprezável*. A Figura 31 apresenta uma rede plana de antenas de microfita do tipo *patch* retangular dispostas no plano xy , juntamente com divisão do espaço tridimensional em dois hemisférios. Uma vez que os *patches* encontram-se acima do plano de terra e, portanto, os diagramas de irradiação apresentam direção de máxima irradiação no hemisfério superior, ilustrado em verde, este será o hemisfério de interesse no presente trabalho e conterá a *boresight* da rede. Em amarelo-claro, encontra-se ilustrado o hemisfério desprezável.

Um fator que afeta diretamente os resultados obtidos na síntese é a máscara e, por esse motivo, ela deve representar da forma mais acurada possível o diagrama desejado. Portanto, é imprescindível adequá-la às especificações no hemisfério de interesse, para que seja possível realizar a síntese com sucesso. Para o caso de apontamento de feixe e

simultâneo controle do nível dos lóbulos secundários, os principais desafios da especificação da máscara são:

- Localização da máxima irradiação no hemisfério de interesse;
- Especificação da região angular em que se encontra o lóbulo principal, levando-se em consideração a direção de máxima irradiação e o formato do lóbulo principal.

Figura 31 – Rede plana com antenas de microfita retangulares dispostas no plano xy e classificação do espaço tridimensional em hemisférios de interesse e desprezável.

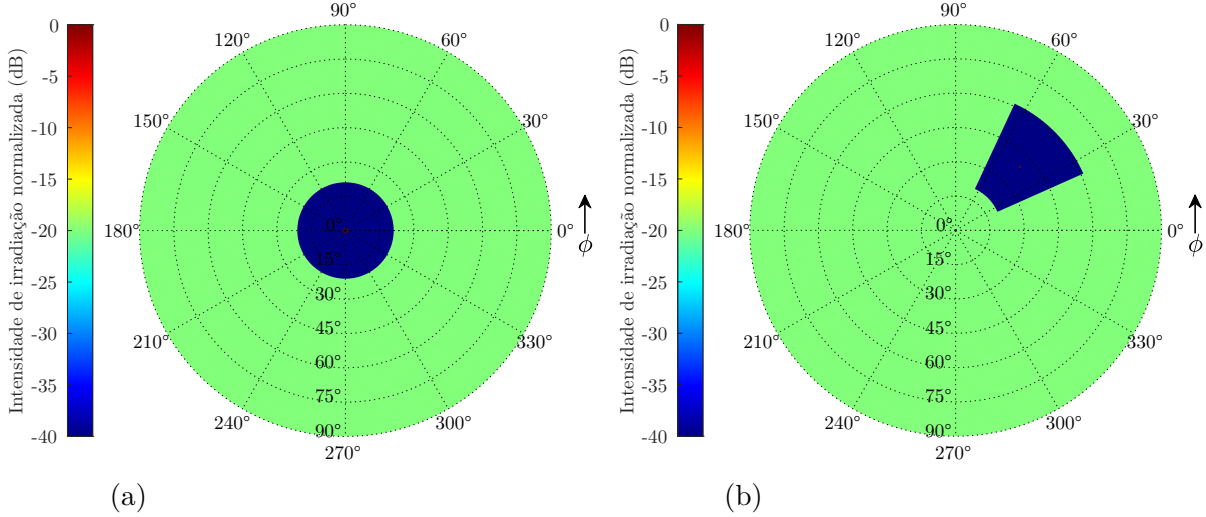


Fonte: O autor.

O primeiro item acima é o mais simples de ser realizado, por ser inerente à especificação do diagrama desejado. Entretanto, a escolha da região angular que contém o lóbulo principal não é trivial. Para este fim, podem-se considerar regiões angulares limites para $\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2$ e $\phi_1 \leq \phi \leq \phi_2$. A Figura 32 mostra dois casos seguindo este modelo de especificação da máscara. Para apontamento ao longo da *boresight*, a máscara comporta-se bem, pois o contorno do lóbulo principal consiste em uma área circular, que representa aproximadamente o formato esperado para o lóbulo principal de uma rede plana com $N_x = N_y$. Entretanto, para o caso ilustrado na Figura 32(b), fica evidente que este tipo de especificação não gera uma máscara com formato adequado ao caso de apontamento de feixe com redes planas.

Dada a dificuldade ilustrada acima, propõe-se, aqui, que a especificação da máscara seja realizada a partir do que seria esperado para uma rede plana de antenas isotrópicas. Para este fim, o campo total pode ser obtido pelo traçado de AF_P no hemisfério de interesse. Logo, pode-se considerar que o campo total produzido por uma rede de antenas

Figura 32 – Máscara tridimensional para síntese de redes planas com especificação do tipo $\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2$ e $\phi_1 \leq \phi \leq \phi_2$: (a) Para apontamento na *boresight*, com $\theta_1 = 0^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$, $\phi_1 = 0^\circ$ e $\phi_2 = 360^\circ$; (b) Para apontamento na direção $(\theta, \phi) = (40^\circ, 45^\circ)$, com $\theta_1 = 20^\circ$, $\theta_2 = 60^\circ$, $\phi_1 = 25^\circ$ e $\phi_2 = 65^\circ$.



Fonte: O autor.

isotrópicas na região de Fraunhofer seja descrito por

$$E_{máscara}(\theta, \phi) = \sum_{n_x=1}^{N_x} \sum_{n_y=1}^{N_y} a_{n_x n_y} e^{j\delta_{n_x n_y}} \cdot e^{j(n_x-1)k_0 d_x \sin \theta \cos \phi} \cdot e^{j(n_y-1)k_0 d_y \sin \theta \sin \phi}. \quad (4.6)$$

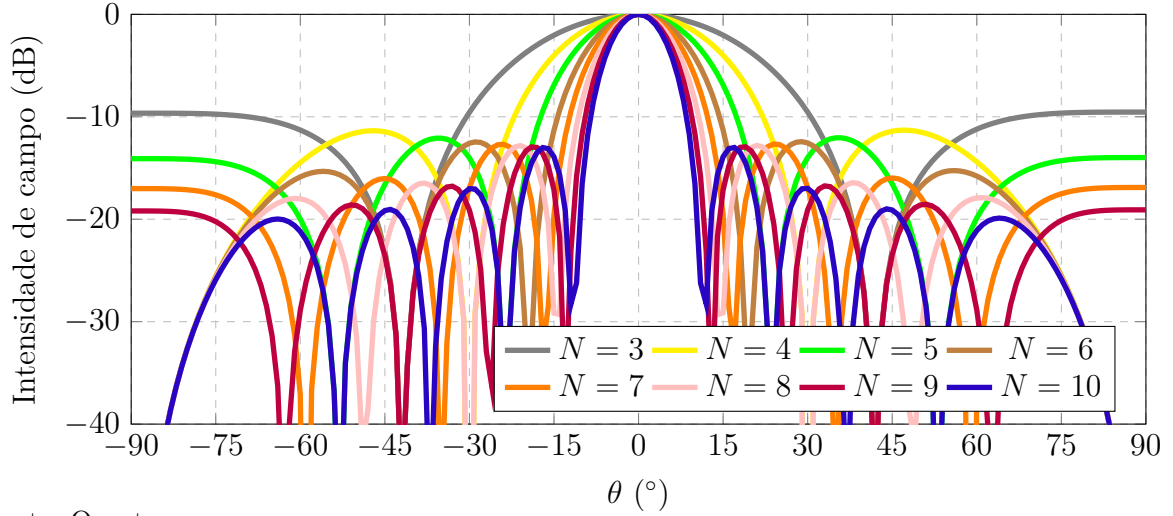
Com o campo total calculado com (4.6), a máscara é obtida calculando-se a respectiva intensidade de irradiação com (3.12) e, na sequência, convertem-se os valores para decibéis empregando-se (3.11).

Supondo uma rede com distanciamento invariável entre elementos de meio comprimento de onda, para obter um campo $\vec{E}_t$ qualquer utilizando o AF_P , podem-se controlar apenas os coeficientes de excitação e a quantidade de elementos da rede. Logo, no método proposto, essas são algumas das variáveis de controle da máscara.

Observando-se redes planas $N \times N$, com $N \geq 2$, no plano $\phi = 0^\circ$, podem-se observar alguns comportamentos relevantes para o método proposto. A Figura 33 apresenta as intensidades de campo produzidas por redes planas $N \times N$ para N variando de três a dez. Os diagramas foram obtidos aplicando-se coeficientes de excitação uniformes e sem defasagem, computados a partir de (4.6). Verifica-se que os níveis dos primeiros lóbulos laterais de cada rede decaem suavemente à medida que N aumenta. A partir de $N \geq 6$, o nível do primeiro lóbulo lateral permanece praticamente inalterado. Além deste decaimento, a Largura de Feixe do Primeiro Nulo (do inglês, *first-null beam width* - FNBW) também é reduzida, conforme prevê a teoria clássica de redes.

Considerando o cenário apresentado na Figura 33, onde as antenas são isotrópicas e foram utilizados coeficientes de excitação uniformes e sem defasagem, pode-se observar que o nível máximo de lóbulos secundários, quando levado ao feixe principal, representa o exato

Figura 33 – Intensidades de campo produzidas por redes planas $N \times N$, com N variando de três a dez, excitação uniforme e defasagens progressivas nulas.



Fonte: O autor.

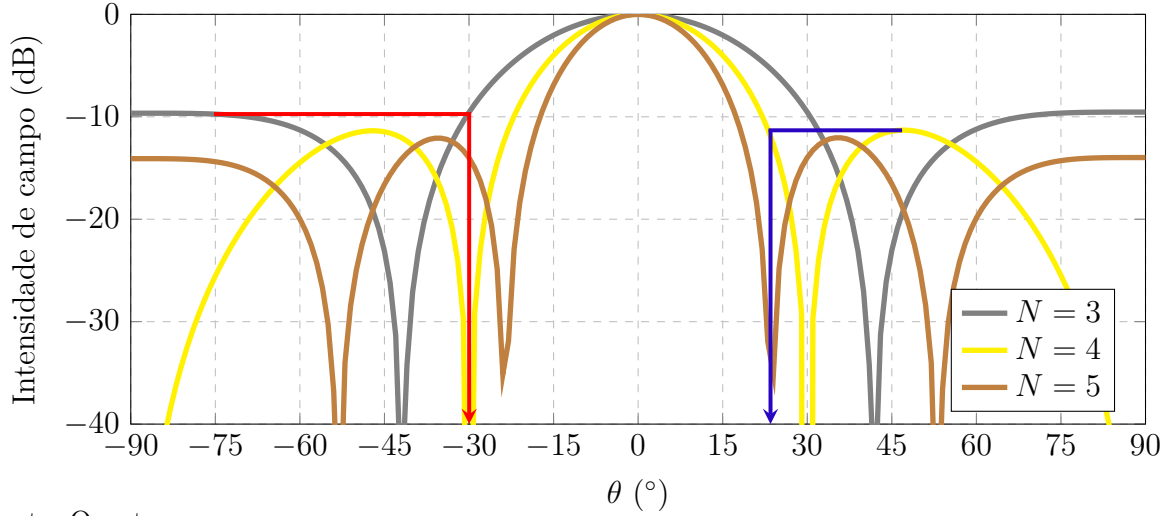
ângulo θ do primeiro nulo do fator de rede com um elemento a mais. Esta característica encontra-se melhor ilustrada na Figura 34, o nível do lóbulo lateral (cerca de -10 dB) é levado ao lóbulo principal pela linha horizontal vermelha para uma rede 3×3 . A interseção desta linha vermelha com o lóbulo principal marca a posição do primeiro nulo da rede com 4×4 elementos (valor angular de aproximadamente 30°). Procedendo-se desta forma, e dada a simetria do diagrama de irradiação, uma máscara para síntese de uma rede *boresight* 4×4 pelo método proposto seria estabelecida considerando-se uma região angular limitada pelo FNBW de uma rede 3×3 (no presente caso, $\text{FNBW} \approx 60^\circ$). Uma vantagem desta abordagem é a possibilidade de previsão de uma largura e formato de feixe adequado à máscara para síntese do diagrama de redes planas $N \times N$.

Uma vez que a composição de redes realistas dá-se com o emprego de elementos não-isotrópicos, pode haver a necessidade de ajuste da máscara no que se refere à região angular em que deve situar-se o lóbulo principal. Tal ajuste passa a ter maior relevância quando o lóbulo principal não for especificado ao longo da *boresight*. Outra situação é o alargamento do lóbulo principal decorrente de uma distribuição não-uniforme das amplitudes dos coeficientes de excitação.

Utilizando como exemplo o padrão produzido pelo fator de rede com três elementos, onde o nível do primeiro lóbulo lateral conforme a Figura 33 é de $-9,6$ dB, o FNBW máximo realizável para a máscara seria de 60° , aproximadamente. Já para o fator de rede com quatro elementos, o nível do primeiro lóbulo lateral corresponde a -12 dB e o FNBW máximo realizável seria de 45° .

Supondo que se queira realizar a síntese de uma rede composta de 3×3 elementos, o método proposto infere que se deva utilizar um elemento a menos em cada eixo do que a rede real. Isso faz com que seja necessário obter a intensidade de campo produzida por uma rede de 2×2 elementos para criação da máscara; ou seja, $N_x = 2$ e $N_y = 2$.

Figura 34 – Análise dos valores de FNBW para as intensidades de campo produzidas com fatores de rede com três, quatro e cinco elementos.



Fonte: O autor.

Para realizar o apontamento do feixe principal, o método utiliza o conceito de defasagem progressiva. Para que o feixe seja apontado para o ponto (θ_m, ϕ_m) , calculam-se as defasagens progressivas como sendo

$$\Omega_x = -k_0 d_x \sin \theta_m \cos \phi_m, \quad (4.7)$$

e

$$\Omega_y = -k_0 d_y \sin \theta_m \sin \phi_m, \quad (4.8)$$

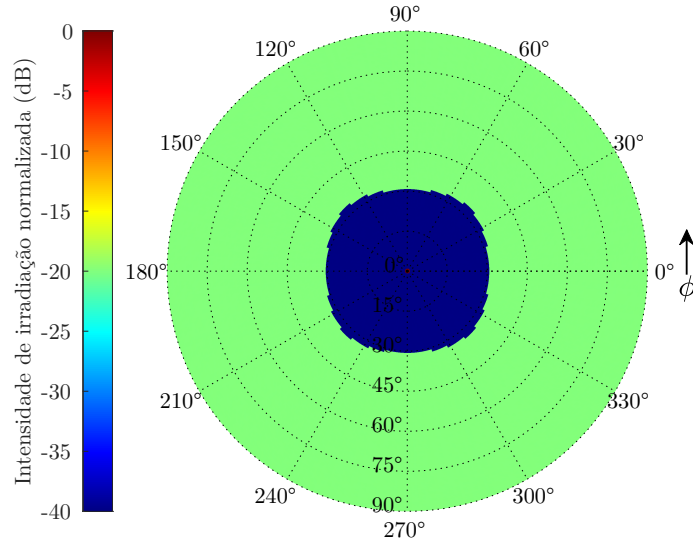
ao longo do eixo x e y , respectivamente.

Controlando-se a quantidade de elementos em cada eixo, varia-se o formato do feixe principal. Para controle do parâmetro FNBW, utiliza-se o nível do primeiro lóbulo lateral. Como exemplo, uma máscara para síntese de uma rede composta de 4×4 elementos pelo método proposto resultará na consideração do nível do primeiro lóbulo lateral igual a $-9,6$ dB e $\text{FNBW} = 60^\circ$. O contorno do lóbulo principal se assemelha a um círculo, como apresentado na Figura 35.

Como pode ser observado da Figura 35 a 37, o feixe principal não é perfeitamente circular, apresentando irregularidades em seu contorno. Essas pequenas variações modelam de forma adequada o formato do feixe principal em casos típicos de apontamento de feixe. Observa-se que, em 45° , 135° , 235° e 315° , o FNBW é máximo, decorrente da construção da máscara elaborada com a idealização de padrão de irradiação produzido por uma rede plana 3×3 de elementos isotrópicos.

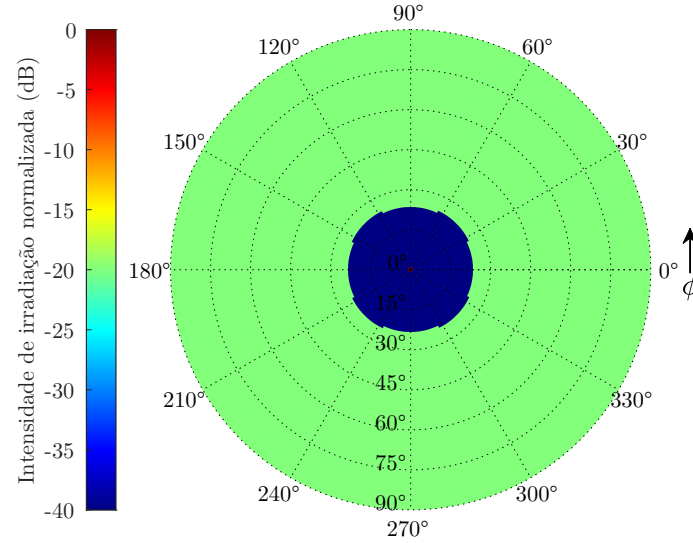
Em casos de apontamento para *boresight*, a máscara pode ser criada em forma circular para redes simétricas. Até em casos mais complexos, como em redes com a quantidade de elementos diferentes em cada eixo, uma forma elíptica pode ser empregada. Isso faz com que o problema em si pareça simples, porém nenhuma dessas se assemelharia à realidade do problema. Assim, se uma máscara elipsoide for necessária para realização

Figura 35 – Máscara plana para síntese de rede 4×4 com $\text{SLL} = -20$ dB ($\text{FNBW} = 60^\circ$).



Fonte: O autor.

Figura 36 – Máscara plana para síntese de rede 4×4 com $\text{SLL} = -20$ dB e compensação de $\Delta\theta \approx 7,5^\circ$ ($\text{FNBW} = 45^\circ$).

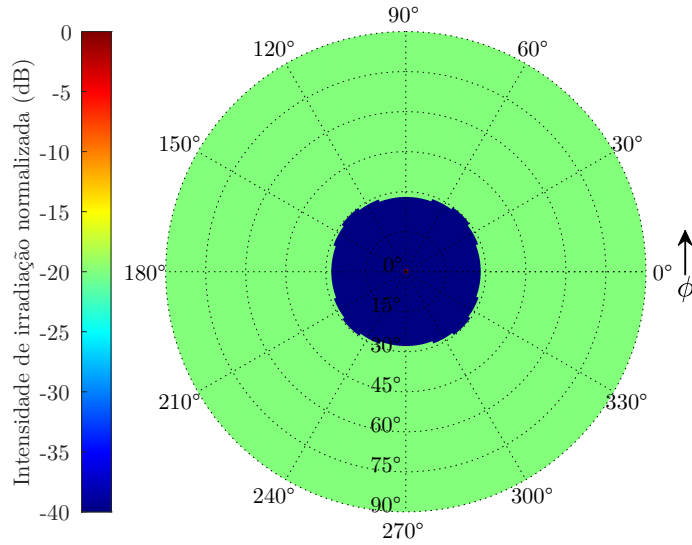


Fonte: O autor.

da síntese, pode-se controlar a quantidade de elementos em um dos fatores, para que ele produza a máscara desejada. Firmando como base o SLL de $-7,5$ dB (nível intermediário para os fatores de rede com três elementos), variou-se a constituição dos fatores de rede para mostrar qual seria o resultado obtido. A Figura 38 apresenta a máscara obtida para síntese de uma rede de 3×4 elementos, sendo $N_x = 3$ e $N_y = 4$. A Figura 39 apresenta a mesma configuração, somente alternando a quantidade de elementos nos fatores, sendo agora $N_x = 4$ e $N_y = 3$.

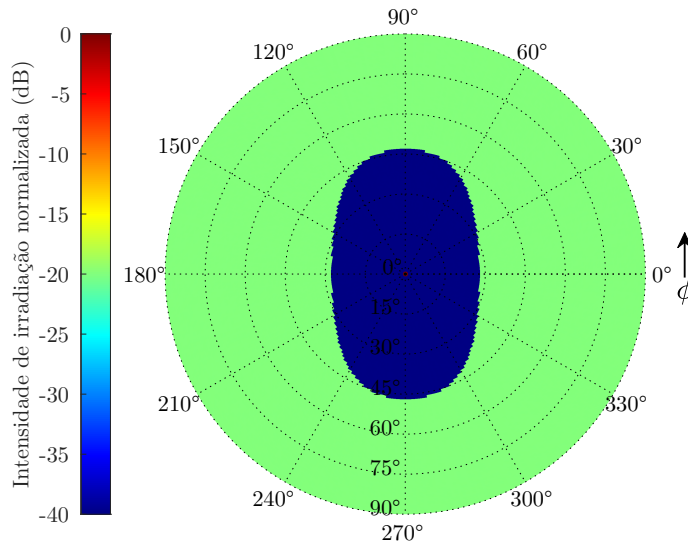
As máscaras apresentadas nas Figuras 35 a 39 representam a visualização do hemisfério de interesse a partir do plano xy ao eixo z . Essa visualização induz à conclusão de que máscaras circulares ou elípticas representam de forma satisfatória o problema. Porém, quando o apontamento for especificado para fora da *boresight*, o problema torna-se

Figura 37 – Máscara plana para síntese de rede 4×4 com $SLL = -20$ dB e compensação de $\Delta\theta \approx 2^\circ$ (FNBW = 56°).



Fonte: O autor.

Figura 38 – Máscara plana para síntese de rede 3×4 com variação de 2,5 dB do SLL máximo.

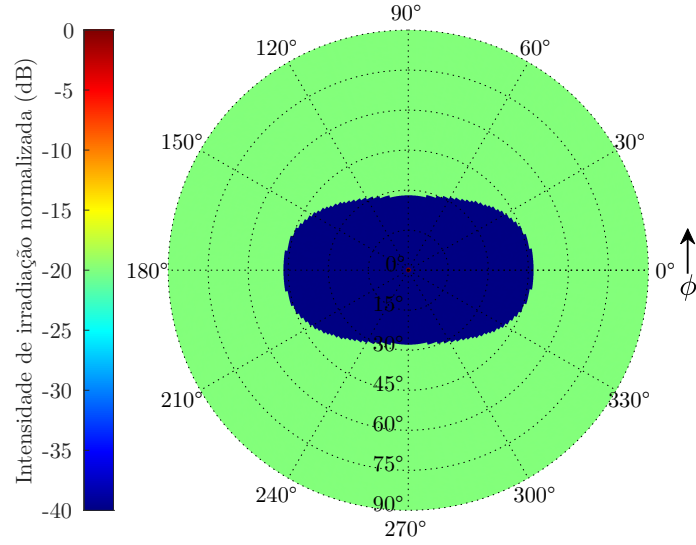


Fonte: O autor.

evidente. A Figura 40 apresenta uma máscara criada a partir do método proposto para uma rede de 3×4 elementos com apontamento para $\theta = 10^\circ$ e $\phi = 45^\circ$, onde se nota que o resultado obtido não é uma elipse. Por fim, a Figura 41 apresenta uma máscara criada para uma rede de 4×4 elementos com apontamento para $\theta = 30^\circ$ e $\phi = 45^\circ$, evidenciando que as máscaras não podem ser representadas por meio de elipses, círculos ou até mesmo quadrados sem que haja degradação do modelo. Outra máscara que corrobora isso, também para uma rede de 4×4 elementos, é para um apontamento mais distante da *boresight*, como $\theta = 40^\circ$ e $\phi = 45^\circ$, a qual é apresentada na Figura 42.

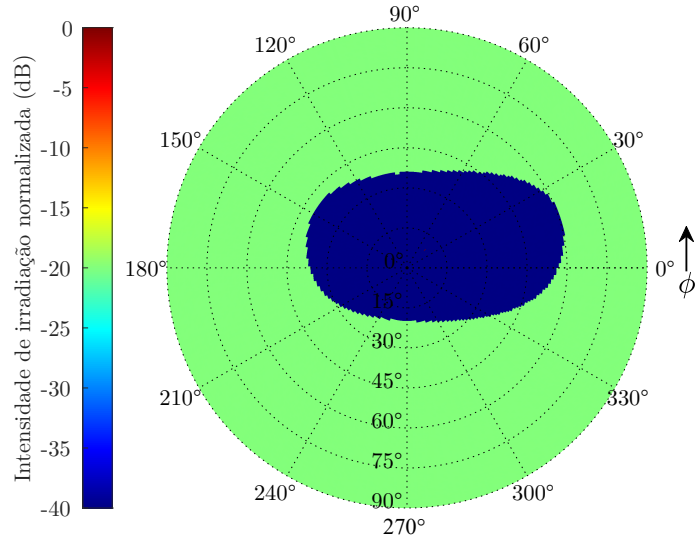
Diante do apresentado, chega-se à conclusão de que as máscaras criadas com fatores de rede modelam o problema da forma mais fidedigna ao esperado, uma vez que simulam o padrão de irradiação produzido por redes ideais, simulando o padrão desejado

Figura 39 – Máscara plana para síntese de rede 4×3 com variação de 2,5 dB do SLL máximo.



Fonte: O autor.

Figura 40 – Máscara criada a partir do método proposto para uma rede de 3×4 elementos com apontamento para $\theta = 10^\circ$ e $\phi = 45^\circ$.

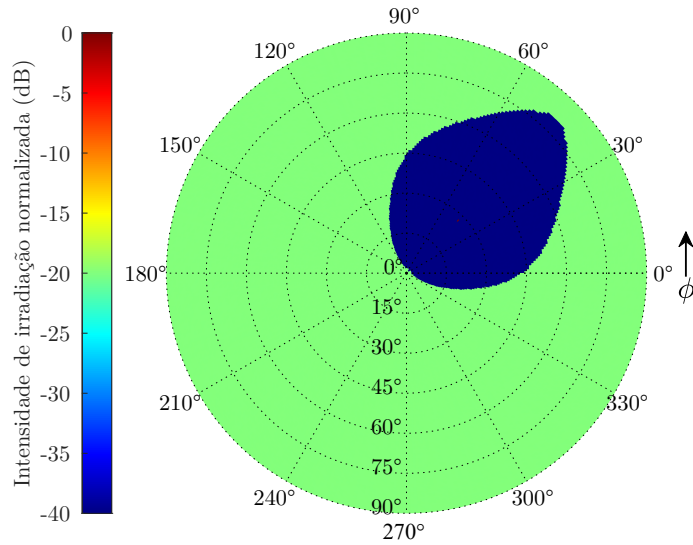


Fonte: O autor.

no hemisfério de interesse. Sobre a máscara, ainda é necessário ressaltar que o SLL pode ser minimizado a um valor qualquer escolhido, e, neste trabalho, utilizou-se sempre -20 dB. Já o feixe principal apresenta níveis de -40 dB em sua totalidade exceto na *boresight* ou ângulo (θ, ϕ) de apontamento, o qual é 0 dB. No lóbulo principal não é computado erro, exceto na direção de máxima intensidade e por esse motivo o valor atribuído pela máscara de -40 dB para o lóbulo principal não tem efeito algum e por ser seleccionado aleatoriamente.

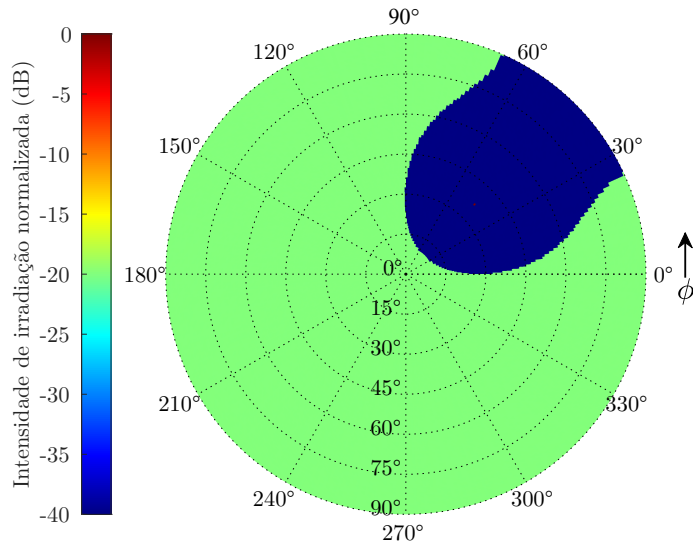
Igualmente à síntese de redes lineares, a máscara modela o que se deseja e deve-se estabelecer uma métrica, para verificar quanto o resultado obtido se assemelha à máscara. Essa função será descrita na Seção 4.3, mas é necessário adiantar o conhecimento de que ela apenas tem interesse na região dos lóbulos laterais e no apontamento. Por esse fato, a

Figura 41 – Máscara criada a partir do método proposto para uma rede de 4×4 elementos com apontamento para $\theta = 30^\circ$ e $\phi = 45^\circ$.



Fonte: O autor.

Figura 42 – Máscara criada a partir do método proposto para uma rede de 4×4 elementos com apontamento para $\theta = 40^\circ$ e $\phi = 45^\circ$.



Fonte: O autor.

atribuição do nível para o feixe principal é irrelevante, sendo apenas importante o nível da região de apontamento e dos lóbulos laterais, os quais serão considerados para o cômputo do erro geral, conforme será abordado detalhadamente na seção seguinte.

4.3 FUNÇÃO ERRO PLANA

Assim como se emprega na realização da síntese de redes lineares, em redes planas também é necessário ter uma métrica de avaliação. Essa métrica deve contabilizar o erro existente entre a máscara especificada e o resultado obtido com a síntese, sendo necessário, agora, avaliar todo o hemisfério de interesse e não mais apenas um plano. Para isso,

define-se a função erro plana Er_P^i como sendo

$$Er_P^i = \sum_{\theta=0^\circ}^{90^\circ} \sum_{\phi=0^\circ}^{360^\circ} O(\theta, \phi) P(\theta, \phi) \left| U_M(\theta, \phi) - U_{BA}^i(\theta, \phi) \right|, \quad (4.9)$$

onde $U_{BA}^i(\theta, \phi)$ é a intensidade de irradiação calculada a partir dos coeficientes de excitação obtidos pelo BA e $U_M(\theta, \phi)$ é a intensidade de irradiação definida pela máscara. A função Er_P^i caracteriza-se como uma expansão da função erro linear Er_L^i , definida no capítulo 3. Para a correta aplicação de (4.9), ambas as intensidades de irradiação $U_M(\theta, \phi)$ e $U_{BA}^i(\theta, \phi)$ devem estar normalizadas aos seus respectivos valores máximos e representadas em decibéis.

O termo $O(\theta, \phi)$ é utilizado como critério de decisão para adicionar ou não a diferença entre $U_M(\theta, \phi)$ e $U_{BA}^i(\theta, \phi)$ em uma determinada direção (θ, ϕ) , conforme já definido em (3.14). Tal definição se faz necessária por o nível U_{SLL} estabelecer um valor máximo para a região dos lóbulos secundários; ou seja, se a solução $U_{BA}^i(\theta, \phi)$ já estiver abaixo do nível máximo permitido U_{SLL} , a especificação já terá sido satisfeita e não há ocorrência de erro em relação à máscara. Do contrário, a discrepância entre $U_M(\theta, \phi)$ e $U_{BA}^i(\theta, \phi)$ deverá ser incluída no cálculo da função erro. Finalmente, o termo $P(\theta, \phi)$ é utilizado para aplicar fatores ponderativos no cálculo de Er_P^i , uma vez que os lóbulos laterais têm maior influência no erro total do que a avaliação da direção de apontamento do lóbulo principal.

4.4 SÍNTESE DE REDES PLANAS COM O BA

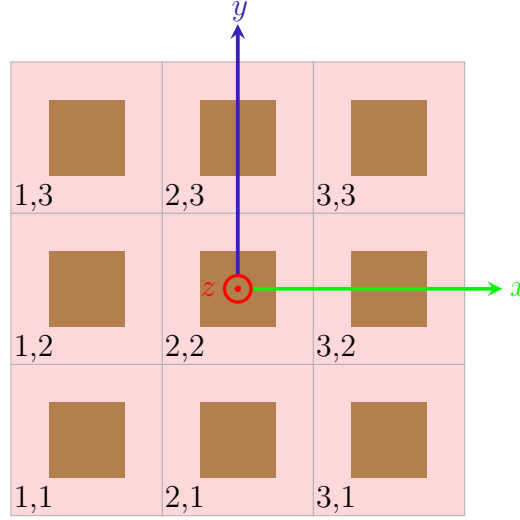
A síntese de redes planas, por envolver mais variáveis de controle, é mais complexa que para redes lineares. Ela deve controlar a irradiação de cada elemento somado com os demais que constituem a rede, para produzir um padrão de intensidade de irradiação distribuído em todo o hemisfério de interesse. Visando mostrar a capacidade do BA em realizar a síntese desse tipo de rede e, também, o uso de máscaras criadas a partir do método proposto, uma rede plana de 3×3 antenas de microfita com *patches* retangulares espaçados por meio comprimento de onda e com polarização circular a direita foi utilizada. A estrutura dessa rede encontra-se ilustrada na Figura 43.

Na síntese de redes planas, cada morcego possui dimensão $D = 2N_x N_y$, aumentando a complexidade do problema. Deste modo, descreve-se, de forma geral, a posição de cada morcego matematicamente por

$$\mathbf{X}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{11} & \mathbf{I}_{12} & \cdots & \mathbf{I}_{1N_y} \\ \mathbf{I}_{21} & \mathbf{I}_{22} & \cdots & \mathbf{I}_{2N_y} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{I}_{N_x 1} & \mathbf{I}_{N_x 2} & \cdots & \mathbf{I}_{N_x N_y} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

sendo $\mathbf{I}_{n_x n_y} = [a_{n_x n_y} \delta_{n_x n_y}]$, o coeficiente de excitação do $n_x n_y$ -ésimo elemento da rede. Para a rede apresentada na Figura 43, a posição de cada morcego é descrita matematicamente

Figura 43 – Rede plana 3×3 com elementos irradiadores de microfita retangulares para aplicação em nanossatélites.



Fonte: O autor.

por

$$\mathbf{X}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{11} & \mathbf{I}_{12} & \mathbf{I}_{13} \\ \mathbf{I}_{21} & \mathbf{I}_{22} & \mathbf{I}_{23} \\ \mathbf{I}_{31} & \mathbf{I}_{32} & \mathbf{I}_{33} \end{bmatrix}. \quad (4.11)$$

No caso em análise, tem-se que $N_x = 3$ e $N_y = 3$, resultando em um problema com dimensão $D = 18$. Assim, o BA deve otimizar 18 variáveis para fazer com que o diagrama de irradiação da rede se assemelhe ao máximo à máscara.

Para se levar o acoplamento mútuo e outros aspectos geométricos, como o efeito do truncamento do plano de terra, em consideração, a intensidade de campo irradiada por cada elemento da rede foi obtida por meio de simulações no *software* ANSYS HFSS, empregando-se o modelo desenvolvido em (YOSHIMOTO; HECKLER, 2019b; YOSHIMOTO, 2019). Os diagramas exportados carregam na fase do campo irradiado a posição espacial de cada elemento dentro da rede. O procedimento realizado para obtenção das intensidades foi o mesmo já descrito na Seção 3.5 do Capítulo 3. De posse das intensidades de campo, juntamente com (4.5), é possível obter o campo total irradiado pela rede.

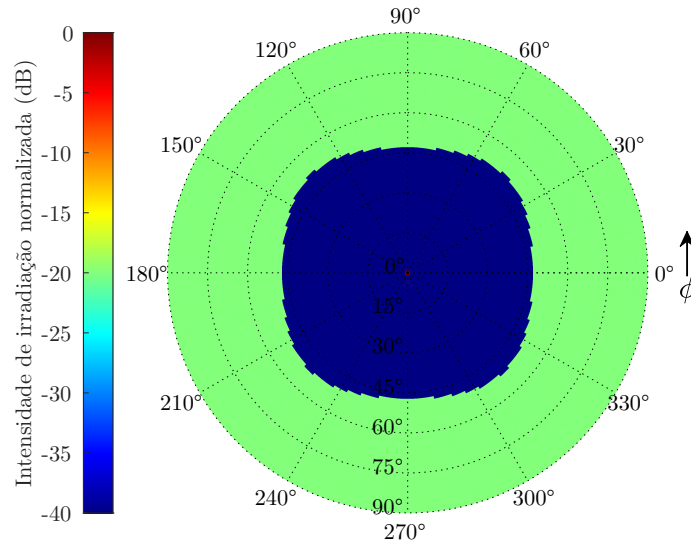
Após a extração dos nove diagramas ativos dos elementos da rede em análise, o BA foi configurado para trabalhar com 50 morcegos e com parâmetros $\alpha = 0,5$ e $\gamma = 0,9$. Normalmente, o critério de parada do algoritmo é a minimização da função erro a um valor residual igual ou inferior a 1% do valor inicial, porém estabeleceu-se um máximo de 100 iterações simultaneamente, a fim de verificar a que valor mínimo o algoritmo será capaz de reduzir a função erro plana.

Primeiramente, empregando as configurações estabelecidas para o algoritmo, realizou-se a síntese com apontamento para *boresight*, apenas com o fim de realizar a verificação do BA para minimização do SLL na síntese de redes planas. A rede utilizada

para análise, apresentada na Figura 43, é composta de 3×3 elementos e, por esse motivo, utilizou-se uma rede de 2×2 elementos para elaboração da máscara, seguindo o procedimento descrito anteriormente. Além da quantidade de elementos do fator de rede para construção da máscara, manteve-se compensação de $\Delta\theta = 7,5^\circ$. Deste modo, a máscara criada com o método proposto é apresentada na Figura 44, onde pode ser observado que o ângulo de FNBW é de, aproximadamente, 92° com pequenas variações em função dos ângulos θ e ϕ .

Após o BA realizar a síntese, os coeficientes de excitação resultantes encontram-se listados na Tabela 4. O resultado da otimização é apresentado na Figura 45 e a curva de evolução da função erro plana é apresentada na Figura 46, na qual se pode verificar que o erro na primeira iteração é extremamente alto. Mesmo assim, o BA necessita de apenas 14 iterações para que se reduza a 0,058898% do valor inicial. Esse valor é consideravelmente baixo e credita-se esse resultado à adequação da máscara, pois ela está descrevendo o problema de forma idealizada e, por isso, o algoritmo encontra mais facilmente uma solução que seja extremamente semelhante ao desejado. Se um quadrado fosse empregado para a descrição do contorno do lóbulo principal, o algoritmo tentaria reproduzir tal padrão e, por haver cantos inexistentes em redes ideais com poucos elementos, o BA não seria capaz de otimizar o diagrama de irradiação no presente caso.

Figura 44 – Máscara para síntese da rede plana com 3×3 elementos com apontamento em *boresight* ($\theta = 0^\circ, \phi = 0^\circ$) e SLL = -20 dB.



Fonte: O autor.

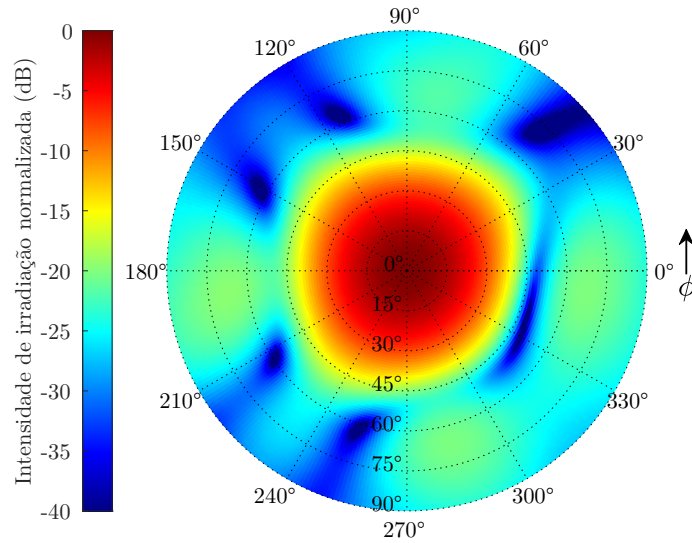
Visando aumentar a complexidade do problema, realizou-se o apontamento para ($\theta = 20^\circ, \phi = 45^\circ$), utilizando uma máscara criada a partir do método proposto apresentada na Figura 47. Pode-se observar que uma parte do feixe principal passa para o hemisfério desprezável, não sendo necessária no cálculo da função Er_P^i . Os coeficientes de excitação encontrados pelo BA são apresentados na Tabela 5 e o diagrama sintetizado encontra-se na Figura 48. Como se pode observar, o diagrama é extremamente semelhante à máscara.

Tabela 4 – Coeficientes de excitação obtidos pelo BA para apontamento em *boresight* ($\theta = 0^\circ, \phi = 0^\circ$) e SLL = -20 dB.

Coeficientes de excitação ($a_{n_x n_y} \angle \delta_{n_x n_y}$)			
Elemento (n_x, n_y)	(1,)	(2,)	(3,)
(,1)	0,418 $\angle$ 345,952°	1,000 $\angle$ 9,989°	0,416 $\angle$ 333,039°
(,2)	0,845 $\angle$ 349,963°	1,000 $\angle$ 355,832°	0,911 $\angle$ 4,168°
(,3)	0,769 $\angle$ 351,785°	1,000 $\angle$ 355,504°	0,622 $\angle$ 354,621°

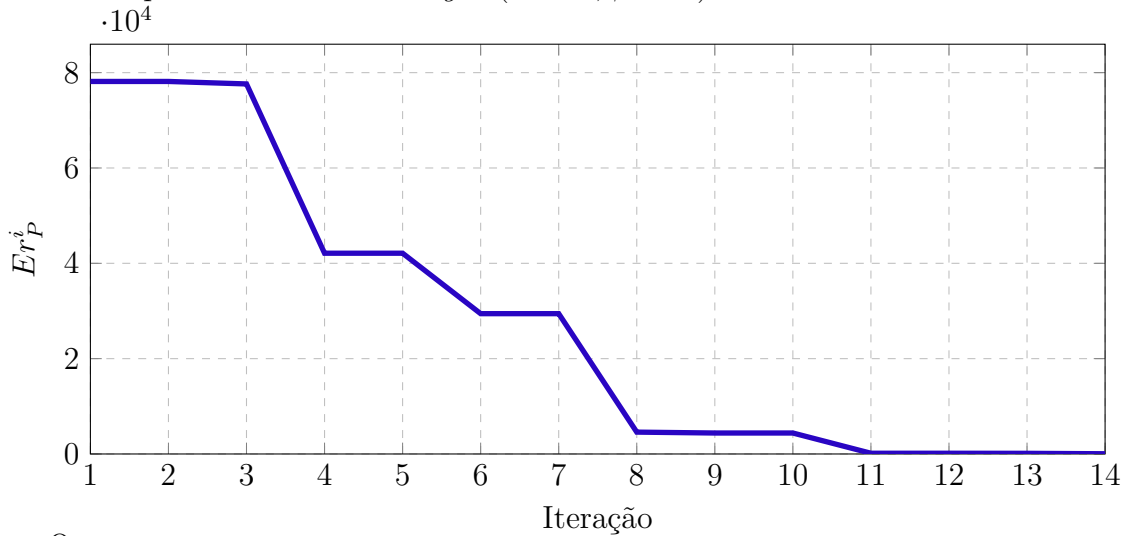
Fonte: O autor.

Figura 45 – Diagrama sintetizado pelo BA para a rede plana de 3×3 elementos com apontamento em *boresight* ($\theta = 0^\circ, \phi = 0^\circ$) e SLL = -20 dB.



Fonte: O autor.

Figura 46 – Curva de evolução da função erro plana da rede de 3×3 elementos com apontamento em *boresight* ($\theta = 0^\circ, \phi = 0^\circ$) e SLL = -20 dB.

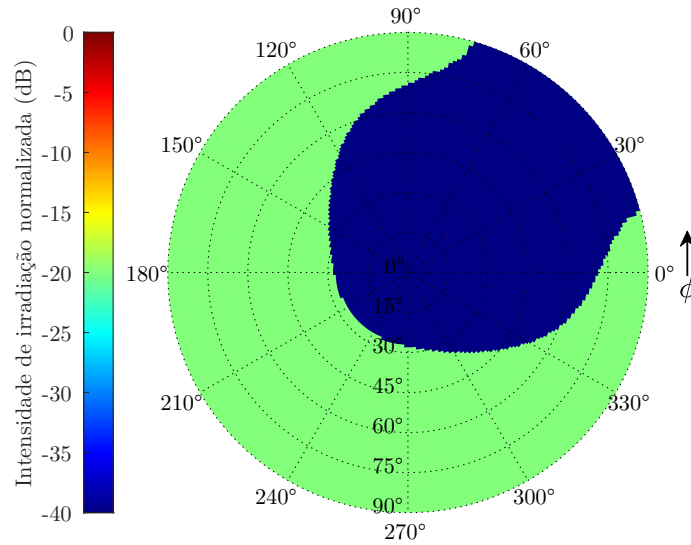


Fonte: O autor.

O BA necessitou de cerca de 50 iterações para reduzir o erro residual a ínfimos 0,01%, como pode ser verificado na Figura 49.

Outro apontamento para fora da *boresight* foi realizado, agora para ($\theta = 30^\circ, \phi =$

Figura 47 – Máscara para síntese da rede plana de 3×3 elementos com apontamento em $(\theta = 20^\circ, \phi = 145^\circ)$ e SLL = -20 dB.



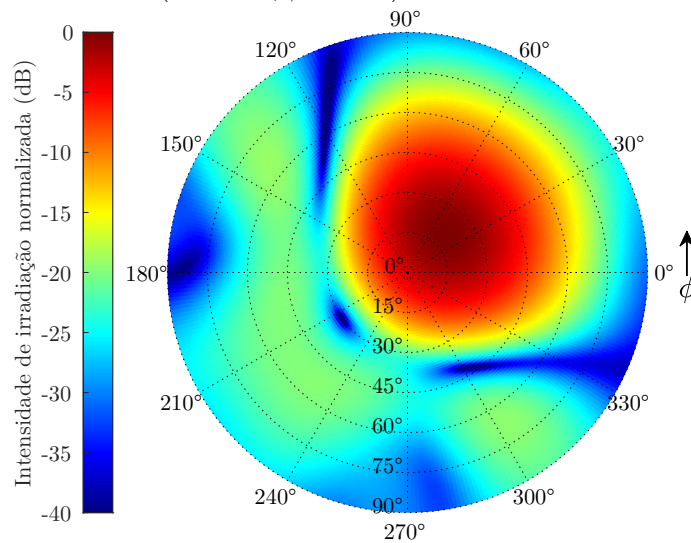
Fonte: O autor.

Tabela 5 – Coeficientes de excitação obtidos pelo BA para apontamento em $(\theta = 20^\circ, \phi = 45^\circ)$ e SLL = -20 dB.

Elemento (n_x, n_y)	Coeficientes de excitação $(a_{n_x n_y} \angle \delta_{n_x n_y})$		
	(1,)	(2,)	(3,)
(, 1)	0,513 $\angle$ 19,454°	1,000 $\angle$ 78,901°	0,245 $\angle$ 108,795°
(, 2)	0,886 $\angle$ 83,896°	1,000 $\angle$ 117,017°	0,969 $\angle$ 168,328°
(, 3)	0,482 $\angle$ 118,986°	1,000 $\angle$ 158,600°	0,629 $\angle$ 220,957°

Fonte: O autor.

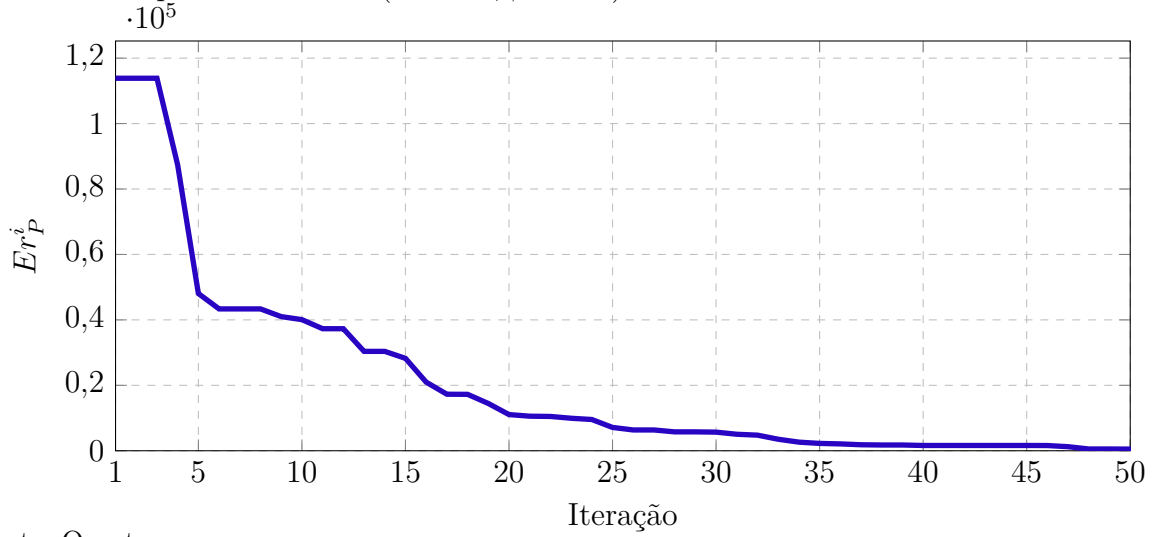
Figura 48 – Diagrama sintetizado pelo BA para a rede plana de 3×3 elementos com apontamento em $(\theta = 20^\circ, \phi = 45^\circ)$ e SLL = -20 dB.



Fonte: O autor.

195°). A máscara utilizada é apresentada na Figura 50, os coeficientes otimizados são listados na Tabela 6, o diagrama otimizado é mostrado na Figura 51 e a curva de evolução da função erro plana consta na Figura 52. Nota-se que, novamente, foram necessárias cerca

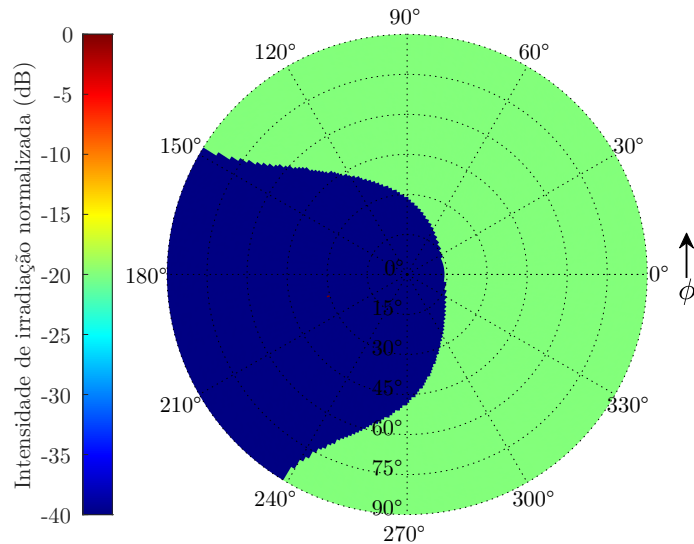
Figura 49 – Curva de evolução da função erro plana da rede de 3×3 elementos com apontamento em $(\theta = 20^\circ, \phi = 45^\circ)$ e $\text{SLL} = -20$ dB.



Fonte: O autor.

de 50 iterações para que o erro residual fosse igual ou inferior a 0,01%. Além de realizar o apontamento para a região desejada, para que se tenha obtido esse valor de erro, foi necessário que o BA tenha respeitado quase que inteiramente a máscara.

Figura 50 – Máscara para síntese da rede plana de 3×3 elementos com apontamento em $(\theta = 30^\circ, \phi = 195^\circ)$ e $\text{SLL} = -20$ dB.



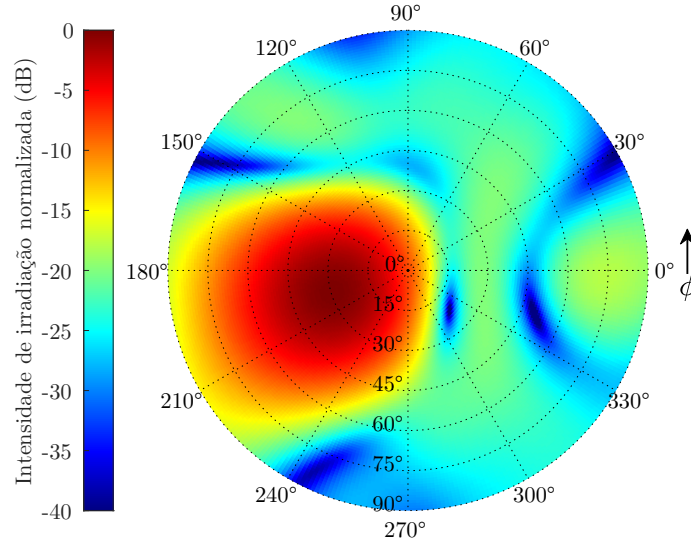
Fonte: O autor.

Tabela 6 – Coeficientes de excitação obtidos pelo BA para apontamento em *boresight* $(\theta = 30^\circ, \phi = 195^\circ)$ e $\text{SLL} = -20$ dB.

Elemento (n_x, n_y)	Coeficientes de excitação $(a_{n_x n_y} \angle \delta_{n_x n_y})$		
	(1,)	(2,)	(3,)
(, 1)	0,474 $\angle$ 197,049°	1,000 $\angle$ 73,381°	0,578 $\angle$ 323,699°
(, 2)	0,949 $\angle$ 133,020°	1,000 $\angle$ 38,343°	0,859 $\angle$ 311,078°
(, 3)	0,478 $\angle$ 100,494°	1,000 $\angle$ 22,100°	0,598 $\angle$ 304,730°

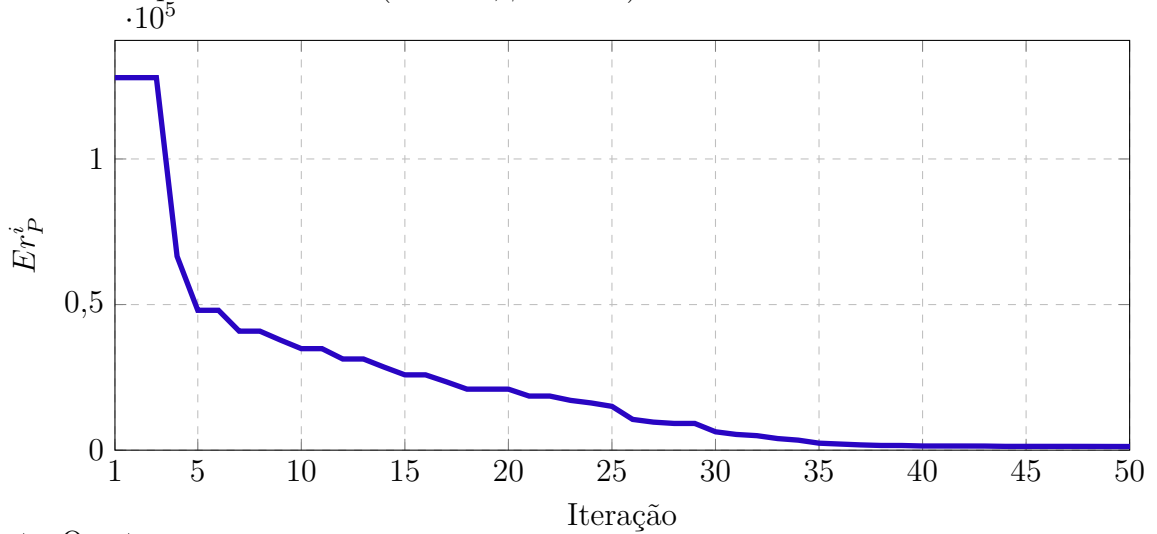
Fonte: O autor.

Figura 51 – Diagrama sintetizado pelo BA para a rede plana de 3×3 elementos com apontamento em $(\theta = 30^\circ, \phi = 195^\circ)$ e $SLL = -20$ dB.



Fonte: O autor.

Figura 52 – Curva de evolução da função erro plana da rede de 3×3 elementos com apontamento em $(\theta = 30^\circ, \phi = 195^\circ)$ e $SLL = -20$ dB.

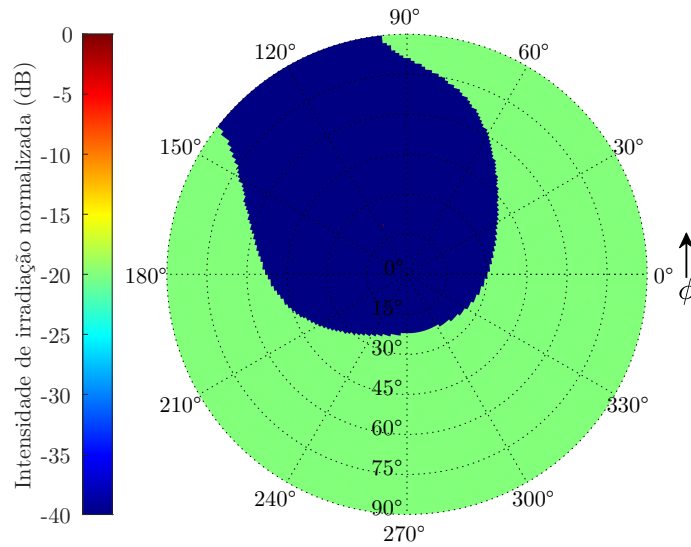


Fonte: O autor.

De modo a verificar totalmente a eficácia do método proposto para geração da máscara, realizou-se o apontamento para $(\theta = 20^\circ, \phi = 115^\circ)$. Agora, a máscara utilizada é apresentada na Figura 53, onde pode ser observado novamente que o feixe principal perpassa para o hemisfério desprezável. Mesmo não considerando na síntese todo o espaço, os resultados obtidos são satisfatórios, pois, além de se ter conseguido padrões extremamente semelhantes às máscaras, o processo de otimização pôde ser concluído com sucesso após poucas iterações. Ainda para o caso em análise, os coeficientes encontrados pelo BA estão listados na Tabela 7. O diagrama sintetizado pode ser visualizado na Figura 54, enquanto, na Figura 55, verifica-se a evolução da função erro. Na síntese para $(\theta = 30^\circ, \phi = 195^\circ)$ foram necessárias aproximadamente 47 iterações para que o erro fosse inferior a 1%, enquanto na síntese para $(\theta = 20^\circ, \phi = 115^\circ)$ foram necessárias apenas 26

iterações para o mesmo resultado. Essa diferença pode ser creditada à aleatoriedade do algoritmo ou até mesmo à facilidade em apontar o lóbulo principal para tal direção, uma vez que os campos produzidos por cada elemento da rede não são iguais e influenciam diretamente no campo total.

Figura 53 – Máscara para síntese da rede plana de 3×3 elementos com apontamento em $(\theta = 20^\circ, \phi = 115^\circ)$ e SLL = -20 dB.



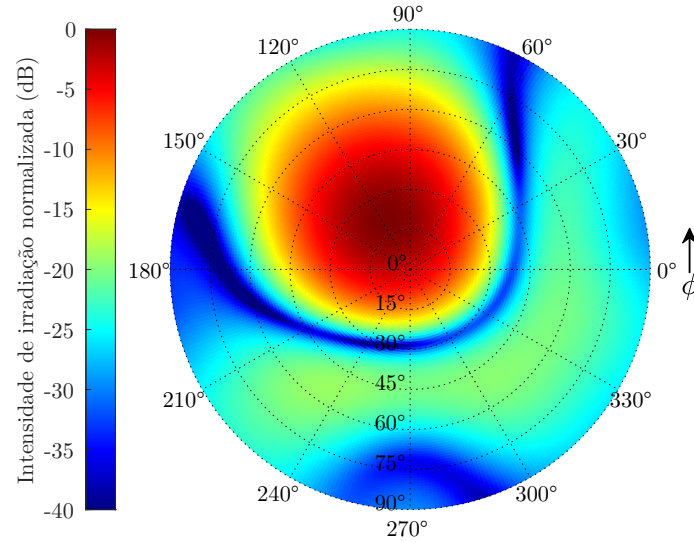
Fonte: O autor.

Tabela 7 – Coeficientes de excitação obtidos pelo BA para apontamento em $(\theta = 20^\circ, \phi = 115^\circ)$ e SLL = -20 dB.

Elemento (n_x, n_y)	Coeficientes de excitação $(a_{n_x n_y} \angle \delta_{n_x n_y})$		
	(1,)	(2,)	(3,)
(,1)	0,497 $\angle$ 194,737°	1,000 $\angle$ 164,868°	0,444 $\angle$ 141,694°
(,2)	0,999 $\angle$ 252,477°	0,994 $\angle$ 221,136°	1,000 $\angle$ 199,047°
(,3)	0,469 $\angle$ 325,688°	1,000 $\angle$ 283,865°	0,542 $\angle$ 253,008°

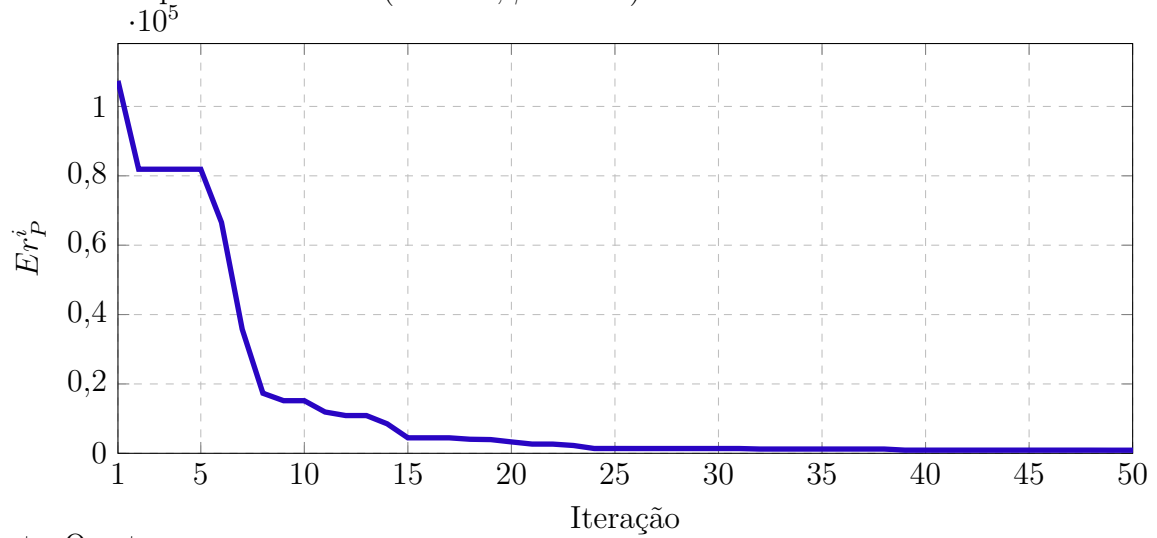
Fonte: O autor.

Figura 54 – Diagrama sintetizado pelo BA para a rede plana de 3×3 elementos com apontamento em $(\theta = 20^\circ, \phi = 115^\circ)$ e SLL = -20 dB.



Fonte: O autor.

Figura 55 – Curva de evolução da função erro plana da rede de 3×3 elementos com apontamento em $(\theta = 20^\circ, \phi = 115^\circ)$ e SLL = -20 dB.



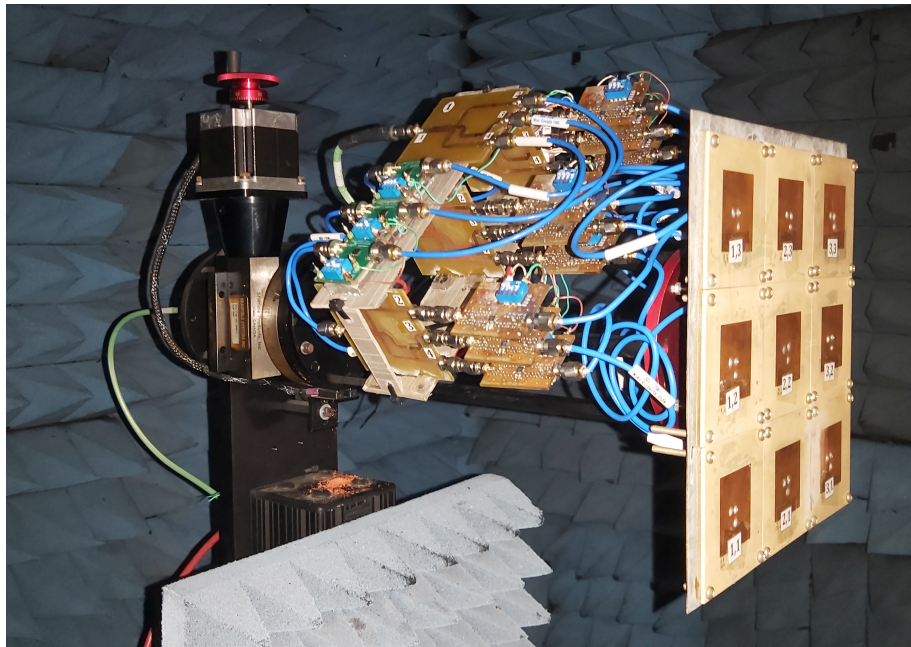
Fonte: O autor.

5 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

Os capítulos anteriores apresentaram uma contextualização do problema, envolvendo enlaces de comunicação com nanossatélites, uma revisão bibliográfica, onde se evidenciou a difundida utilização de algoritmos de otimização aplicados à síntese de redes, e o embasamento teórico de algoritmos amplamente utilizados para otimização, com enfoque ao Algoritmo de Colônia de Morcegos. Este teve sua capacidade avaliada juntamente com uma nova metodologia de criação de máscara 3D para as sínteses de redes planas.

Com o fim de avaliar a aplicação prática do trabalho descrito nos capítulos anteriores, procedeu-se à validação experimental. Neste capítulo, todos os componentes do *setup* de medida construído são apresentados detalhadamente. O sistema completo é composto de nove elementos irradiadores ativos, nove atenuadores variáveis, quatro divisores de potência e três defasadores, além de cabos coaxiais. Todos esses componentes constituem uma rede plana ativa, em que os coeficientes de excitação obtidos com o BA serão entregues às antenas, de modo a demonstrar experimentalmente os diagramas de irradiação sintetizados com o código desenvolvido. A Figura 56 apresenta o *setup* em questão instalado na câmara anecoica de campo próximo existente no LEMA da UNIPAMPA.

Figura 56 – *Setup* de medida montado na câmara anecoica de campo próximo existente no LEMA da UNIPAMPA.



Fonte: O autor.

O *setup* de medida baseia-se no diagrama de blocos apresentado na Figura 57. O sinal de entrada de radiofrequência (RF) é gerado por um analisador de redes e é dividido pelo divisor de potência (do inglês, *power divider* - PD) em três sinais com mesma fase

5.1 DIVISORES DE POTÊNCIA

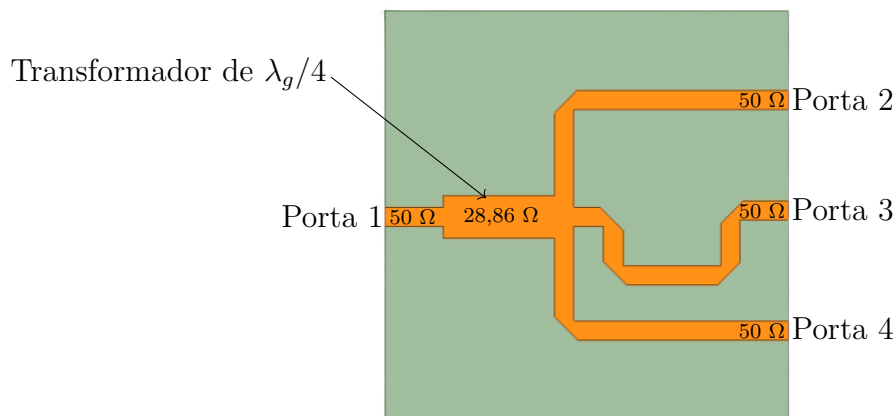
Os divisores de potência são necessários para se obter nove saídas a partir de apenas um sinal RF, o qual é gerado pelo analisador de redes instalado na câmara anecoica de campo próximo do LEMA. Como a rede é composta de nove elementos foi necessário realizar o projeto de um divisor de potência 1 : 3 (i.e. uma entrada e três saídas). Desta forma, empregando quatro desses divisores e cabos coaxiais, é possível alimentar cada elemento da rede com sinais iguais.

Para o projeto desse divisor, foram utilizados requisitos como frequência de operação, magnitude e fase dos sinais de saída. A frequência de operação é a mesma que as antenas empregadas no *downlink* de comunicação dos nanossatélites do CONASAT, correspondente a 2,26 GHz. Após o projeto do divisor ter atingido os requisitos de projeto satisfatórios em *software*, construíram-se quatro divisores. As Figuras 58 e 59 apresentam a vista superior do modelo de simulação e do protótipo do divisor de potência, respectivamente.

A Figura 60 apresenta o parâmetro S_{11} simulado e medido, onde se verifica um excelente casamento de impedâncias em ambas as curvas. Na curva simulada, tem-se cerca de -50 dB na frequência central de operação. A curva experimental difere da curva simulada, ainda que o casamento de impedância esteja muito bom, apresentando valor inferior a -20 dB em toda a faixa analisada. As magnitudes dos sinais de saída devem ser teoricamente iguais, porém aceitaram-se variações no segundo dígito após a vírgula nas simulações e após a primeira casa decimal para os resultados experimentais, como pode ser verificado na Figura 61. Em termos de fase, admitiram-se variações de até um 1° na frequência de operação nas simulações, como apresenta a Figura 62. Contudo, pode ser verificado que os resultados experimentais apresentaram desvio máximo de $1,11^\circ$ na frequência de operação.

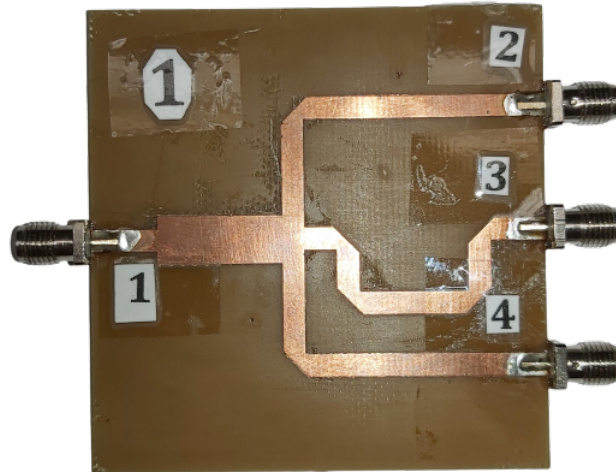
Os resultados apresentados acima referem-se apenas ao protótipo 1. As medidas para os demais divisores estão contidas no Apêndice A.

Figura 58 – Divisor de potência projetado no *software* ANSYS HFSS.



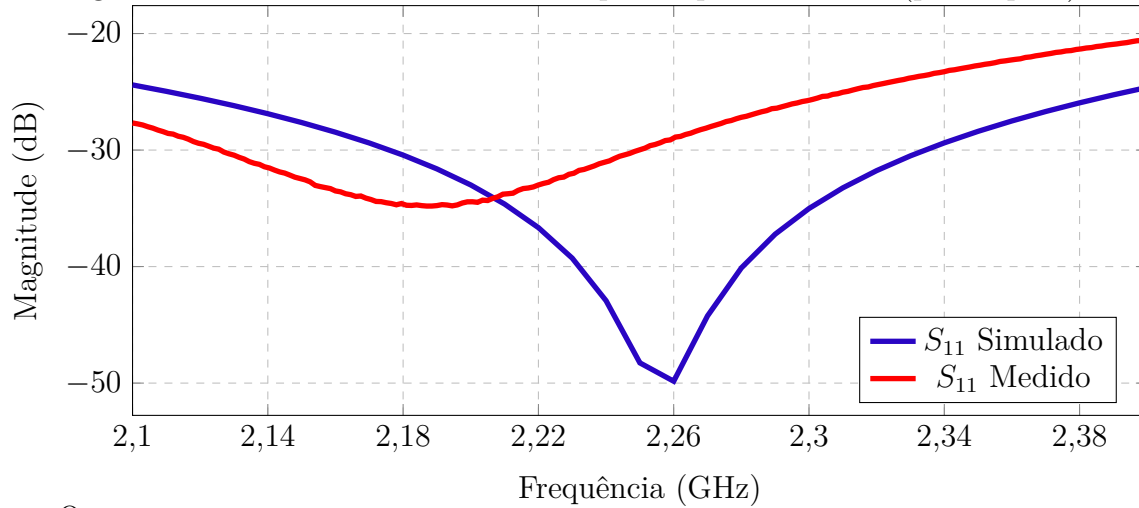
Fonte: O autor.

Figura 59 – Vista superior do divisor de potência construído (protótipo 1).



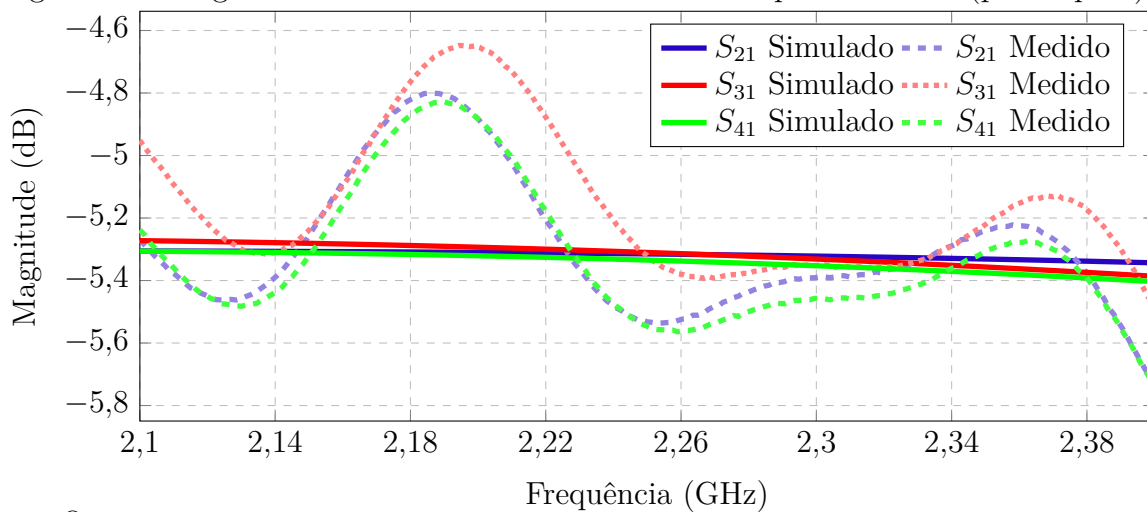
Fonte: O autor.

Figura 60 – Curvas simulada e medida para o parâmetro S_{11} (protótipo 1).



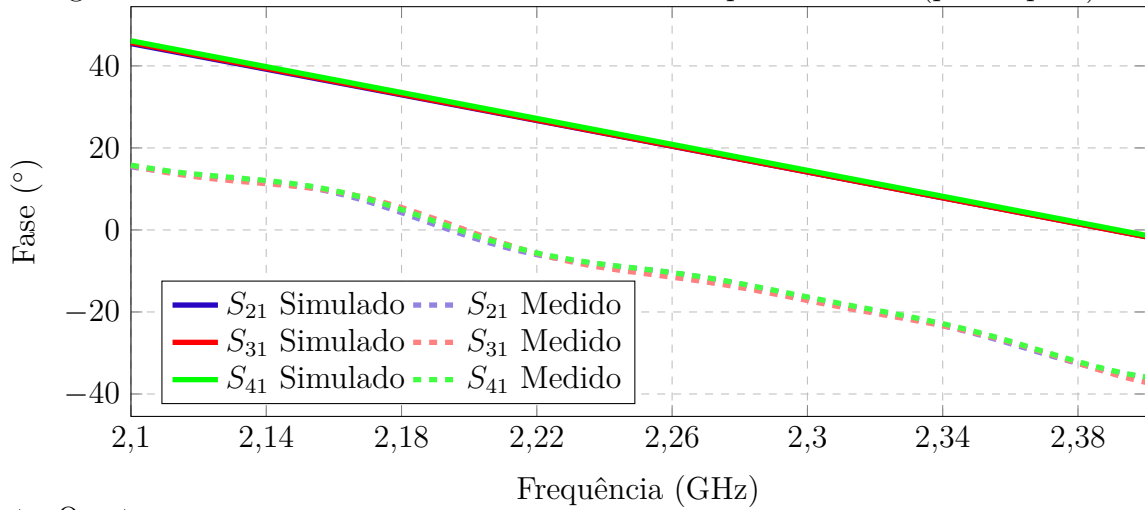
Fonte: O autor.

Figura 61 – Magnitude dos sinais de saída do divisor de potência 3 : 1 (protótipo 1).



Fonte: O autor.

Figura 62 – Fase dos sinais de saída do divisor de potência 3 : 1 (protótipo 1).



Fonte: O autor.

5.2 DEFASADORES VARIÁVEIS

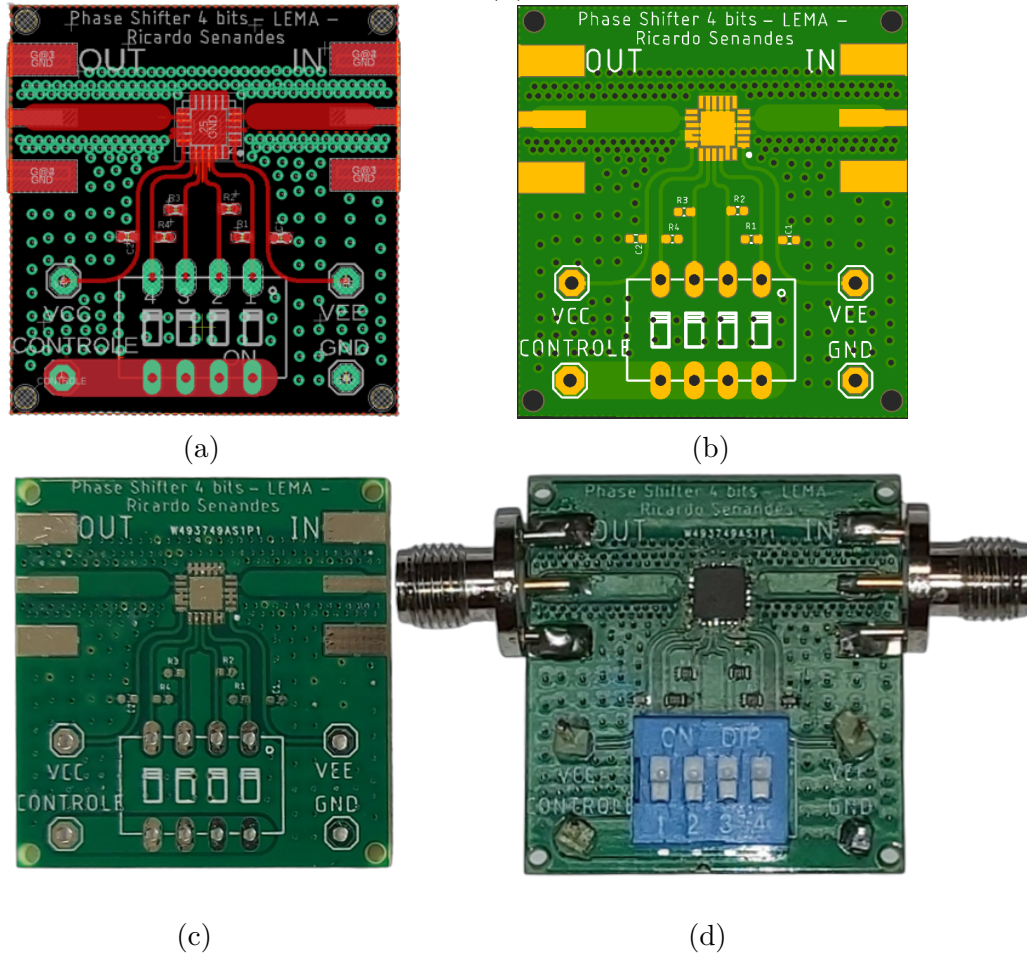
O alimentador do *setup* de medida foi projetado para fornecer potência a uma rede de antenas com diagrama de irradiação adaptável. Para isso, deve-se ter controle das amplitudes e das fases dos sinais que alimentam cada um dos elementos da rede. O controle de fase é realizado com o emprego de defasadores. Uma vez que estes dispositivos apresentam custo muito elevado, construir nove defasadores tornou-se inviável para realização deste trabalho de validação, além de elevar sobremaneira a complexidade do *setup*. Por essas razões, optou-se por construir apenas três defasadores, o que permite imprimir apenas três valores de fase aos sinais de saída. Para viabilizar o experimento, cada valor de fase será atribuído a uma coluna de elementos. A principal desvantagem é a impossibilidade de apontamento do feixe para qualquer direção do hemisfério de interesse, limitando o experimento a um plano ϕ -constante. Apesar desta limitação, a aplicabilidade do BA para síntese de redes planas é demonstrada.

A Figura 63 apresenta as diversas fases do projeto e da prototipação do defasador. Na Figura 63(a), o *layout* do defasador elaborado no *software* Autocad Eagle é apresentado, enquanto a pré-visualização da placa de circuito impresso é mostrada na Figura 63(b). Essa perspectiva pode ser conferida na Figura 63(c), que mostra a placa antes da solda dos componentes eletrônicos. Por fim, o protótipo final é apresentado na Figura 63(d).

O circuito defasador foi concebido a partir do emprego de um circuito integrado comercial, que possui quatro bits de controle para mudança na fase do sinal de saída, o que permite resolução de cerca de $22,5^\circ$ por bit. O dispositivo opera adequadamente dentro da faixa de frequências de 1,4 a 2,4 GHz (MACOM, 2021).

Após a conclusão do projeto e construção, foram realizadas medidas para verificar a operação do defasador. A Figura 64 apresenta as variações de fase produzidas a partir da mudança nos bits de controle, onde se observa uma boa linearidade em toda a faixa

Figura 63 – Defasador variável de 4 bits: (a) *layout* produzido no *software* Autocad Eagle; (b) pré-visualização da camada superior e vias em *software*; (c) placa antes da solda dos componentes eletrônicos; e (d) protótipo final.



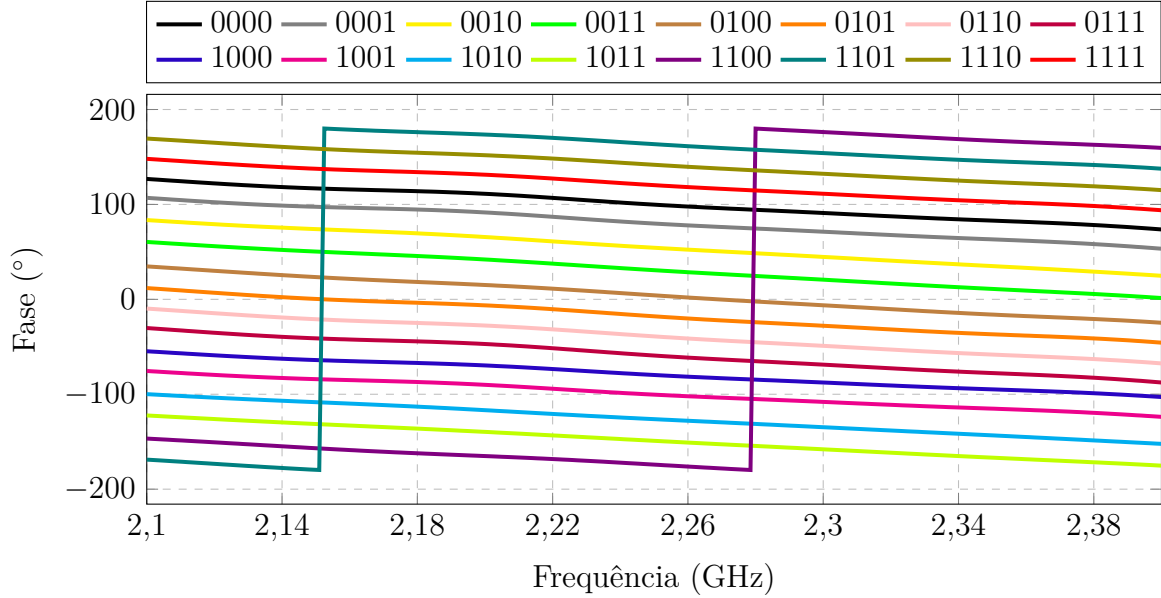
Fonte: O autor.

de análise. A Figura 65 mostra a variação da magnitude do sinal de saída em função da variação dos bits. Nesta figura, é possível observar que a perda de inserção varia com o estado de fase selecionado. Em 2,26 GHz, o menor valor corresponde a $-2,74$ dB, referente ao estado 1010, e o maior a $-4,59$ dB, correspondente ao estado 0111; portanto, a variação máxima de perda de inserção equivale a 1,85 dB na frequência de interesse.

As medidas realizadas revelam que o defasador não varia apenas a fase dos sinais, mas, também, afeta as amplitudes dos sinais de saída. Entretanto, como tais variações estão previstas na folha de dados do circuito integrado utilizado, pode-se concluir que o PS está operando de forma aceitável. Essa característica pode ser mitigada por meio dos atenuadores, que poderão ser usados para compensar esses efeitos.

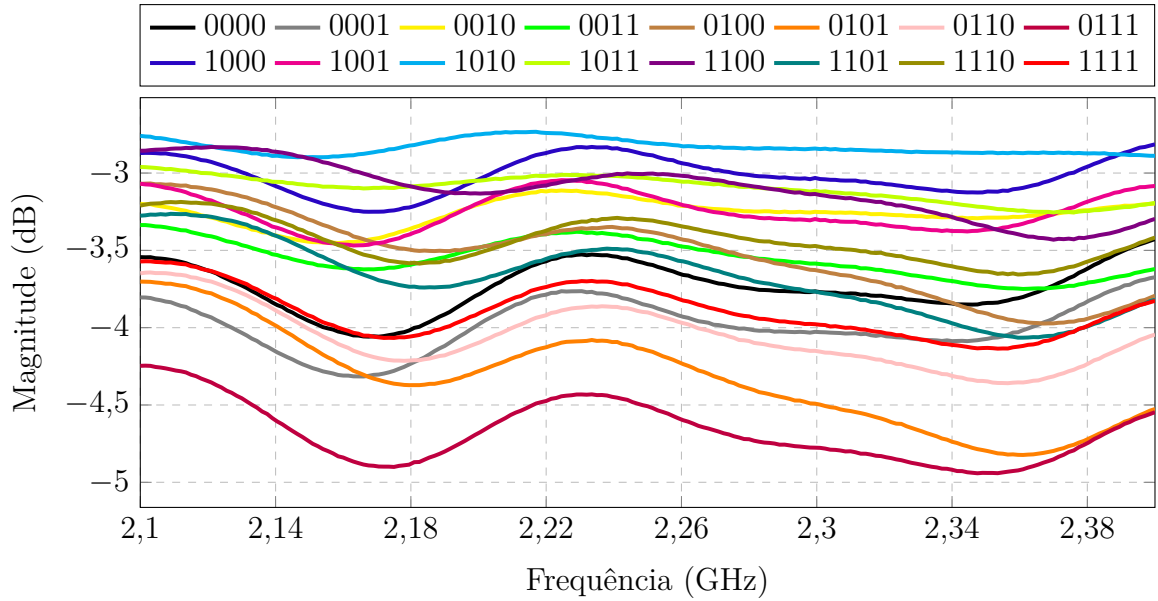
Os resultados apresentados nesta seção referem-se apenas ao protótipo 1. As medidas de todos os protótipos encontram-se no Apêndice B.

Figura 64 – Fase do sinal na saída do defasador em função da variação dos bits de controle (protótipo 1).



Fonte: O autor.

Figura 65 – Perda de inserção na saída do defasador em função da variação dos bits de controle (protótipo 1).



Fonte: O autor.

5.3 ATENUADORES VARIÁVEIS

Para realizar o *beamforming* ou obter diagramas adaptáveis, é necessário que se possa controlar a magnitude de cada sinal que excita cada antena. Para isso, empregaram-se nove atenuadores variáveis para o presente trabalho.

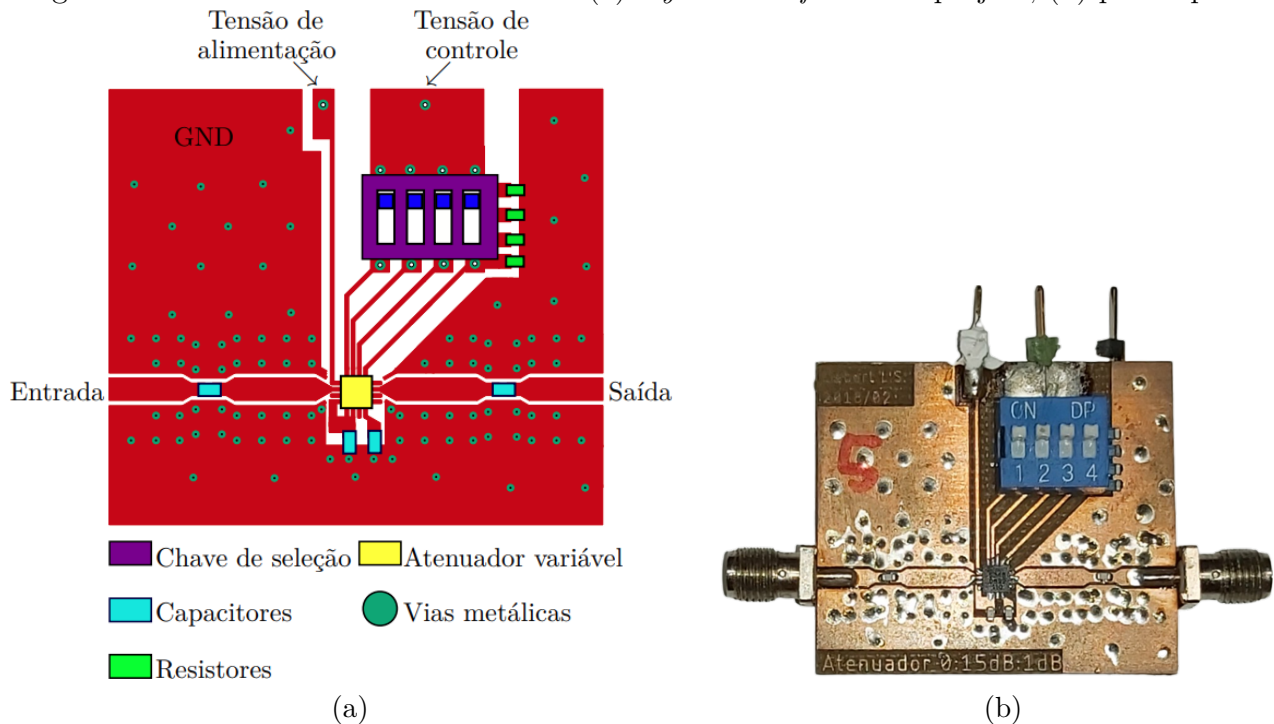
Um dos requisitos de projeto é que o atenuador opere na faixa de frequência compreendida de 1,4 a 2,4 GHz, compatível com o *downlink* de comunicação dos nanossatélites

do CONASAT. O circuito integrado escolhido é controlado digitalmente por 4 bits, com passo de cerca de 1 dB a cada mudança sequencial de estado e oferecendo atenuações teóricas de 0 a 15 dB na faixa de 100 MHz a 3 GHz (SKYWORKS, 2016).

A Figura 66(a) apresenta o projeto em *software* da placa de circuito impresso para utilização dos atenuadores. A Figura 66(b) apresenta o protótipo finalizado, constituindo um canal de atenuação variável. O projeto da placa foi realizado previamente a este trabalho e encontra-se descrito detalhadamente em (YOSHIMOTO, 2019), onde se verificou que os passos de atenuação foram diferentes de 1 dB. Contudo, os resultados obtidos foram satisfatórios aos requisitos de projeto e, deste modo, este atenuador variável pôde ser empregado no *setup* de medida.

Todas as medidas de cada um dos nove atenuadores estão presentes em (YOSHIMOTO, 2019), porém, de modo a aumentar a fidedignidade dos resultados deste trabalho, cada um dos nove atenuadores foi medido novamente. Os resultados obtidos nessas medidas foram utilizados para discretização dos coeficientes de excitação a serem impressos a cada elemento, conforme o fluxograma apresentado na Figura 72. Todos os dados estão presentes no Apêndice C.

Figura 66 – Atenuador variável de 4 bits: (a) *layout* no *software* de projeto; (b) protótipo.



Fonte: Extraída e modificada de (YOSHIMOTO, 2019).

5.4 CARACTERIZAÇÃO EXPERIMENTAL DAS ANTENAS

Um fato importante de se salientar é que a polarização linear prejudica a transmissão com os nanossatélites pelo simples fato de sua orientação não permanecer fixa em relação à Terra. Isso torna necessário o emprego de antenas com polarização circular, tanto

para transmissão quanto para recepção. Tendo isso em mente, um elemento irradiador com polarização circular foi projetado e nove protótipos foram construídos, com o intuito de compor uma rede plana 3×3 (YOSHIMOTO, 2019).

Essas antenas operam na frequência do *downlink* de transmissão dos nanossatélites do CONASAT, que é 2,26 GHz com banda de cerca de 50 MHz. Para as simulações e sua construção, foi utilizado o substrato Rogers RO4003C, com espessura de 1,524 mm, constante dielétrica de 3,49 e tangente de perdas de 0,0021. O substrato possui dimensões de 65 mm $\times$ 65 mm e o formato do *patch* é quadrado, possibilitando a excitação de dois modos ortogonais na mesma frequência. Por fim, utilizando um acoplador híbrido de 90°, é possível obter polarização circular. Foram realizadas simulações detalhadas e validações experimentais abrangentes como parte integral do projeto, abordadas de forma rigorosa e minuciosa em (YOSHIMOTO, 2019).

Para realizar as otimizações com o BA, é necessário possuir os campos produzidos por cada elemento da rede, para aplicar os coeficientes de excitação e, então, calcular o campo total produzido pela rede realista. Esses campos são obtidos realizando o procedimento já apresentado anteriormente, que trata de medir uma antena excitada, enquanto as demais são terminadas com cargas casadas. Esse processo implica que cada campo medido carregue consigo todas as informações da rede, como o acoplamento mútuo, a geometria e a posição espacial de cada elemento. A Figura 67 apresenta as intensidades de irradiação para cada um dos elementos que compõem a rede. Os diagramas foram medidos na câmara anecoica de campo próximo do LEMA.

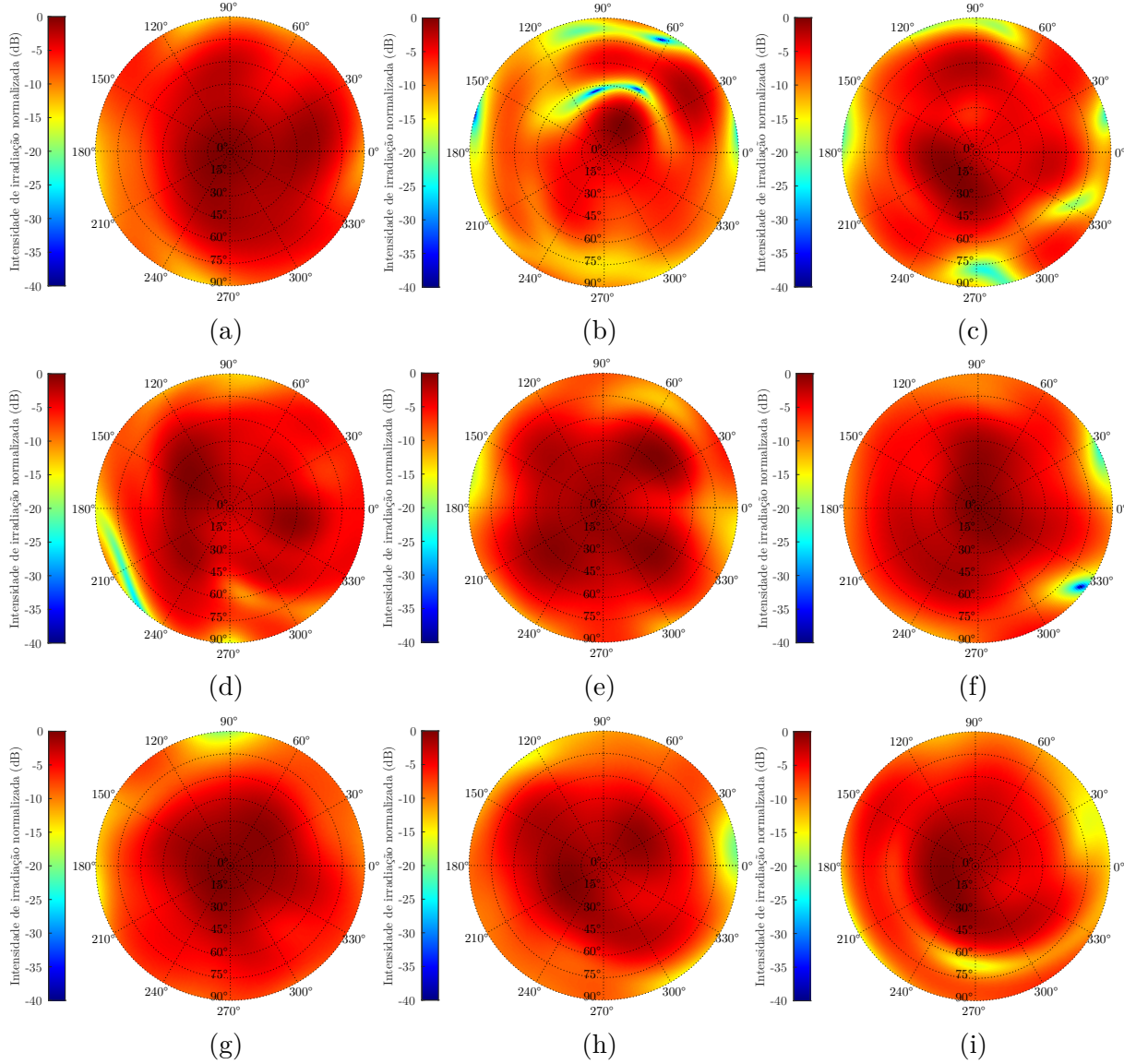
5.5 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DO SETUP DE MEDIDA

O *setup* de medida é complexo e possui um número considerável de variáveis que podem alterar os sinais de saída, os quais são inseridos nas antenas, afetando diretamente os resultados obtidos. Deste modo, a primeira validação realizada foi a verificação dos sinais de saída produzidos pelo alimentador do *setup*.

Utilizando um analisador de redes vetorial de duas portas, obtiveram-se a magnitude e a fase dos sinais para cada uma das saídas (dados apresentados na Tabela 8). A Figura 68 apresenta o procedimento realizado para medir um sinal de saída utilizando o analisador de redes. Para cada canal medido, as demais saídas foram terminadas com carga de 50 Ω .

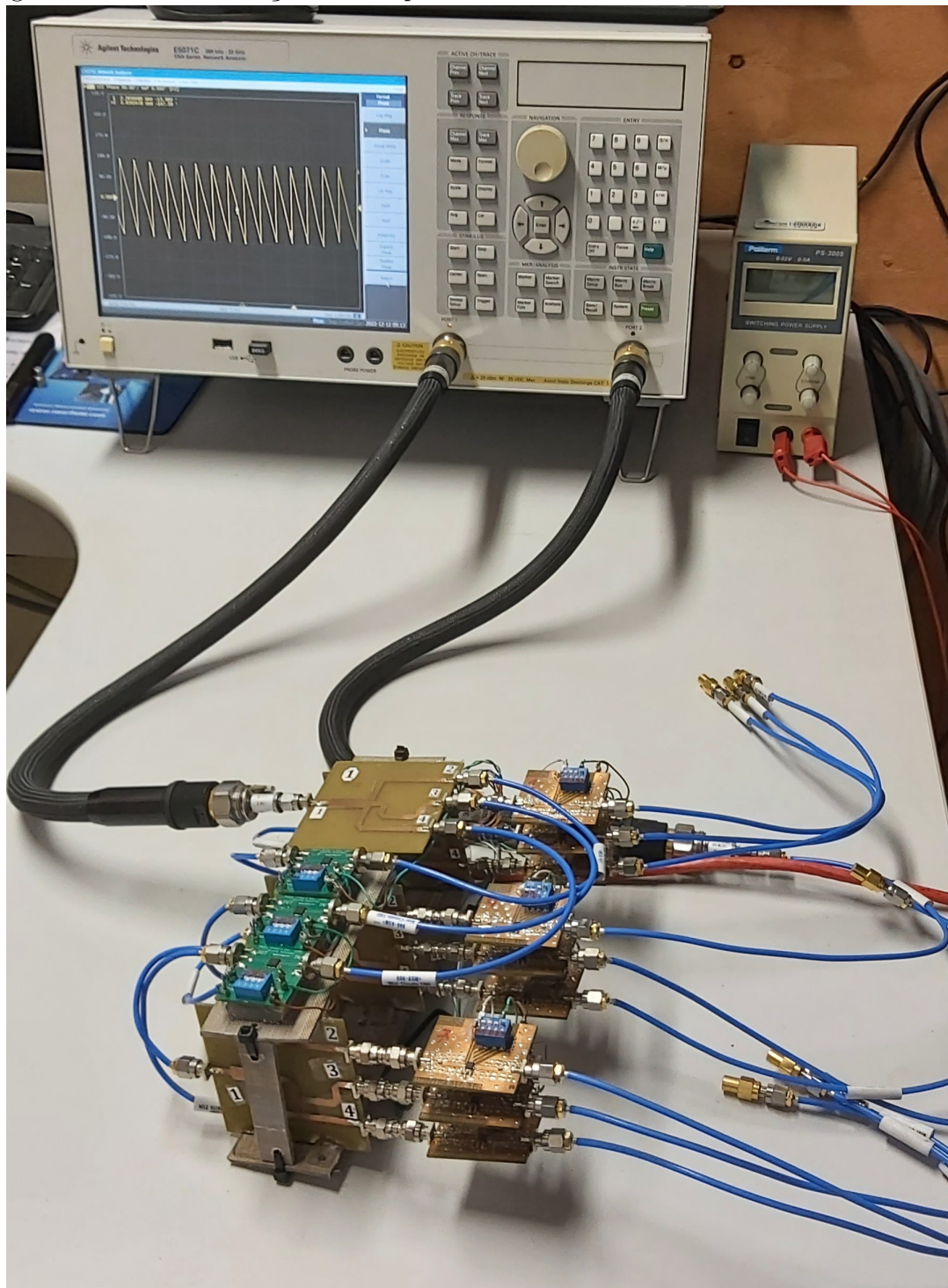
Os resultados dessas medidas são apresentados na Figura 69 e 70 ilustrando a magnitude e a fase de cada canal do alimentador, respectivamente. Os dados obtidos para a frequência de 2,26 GHz são apresentados na Tabela 8. Como o intuito era verificar a operação do alimentador, realizaram-se todas essas medidas com os defasadores e atenuadores configurados para o estado 0000 de defasagem e de atenuação, respectivamente, de modo a ser possível medir apenas as características das interconexões de cada canal.

Figura 67 – Diagramas de irradiação individuais da rede 3×3 medidos na câmara anecoica de campo próximo do LEMA: (a) Elemento 1,1; (b) Elemento 1,2; (c) Elemento 1,3; (d) Elemento 2,1; (e) Elemento 2,2; (f) Elemento 2,3; (g) Elemento 3,1; (h) Elemento 3,2; e (i) Elemento 3,3.



Fonte: O autor.

Como pode ser observado na Tabela 8, cada canal possui pequenas variações geradas pelos efeitos construtivos e desvios presentes em dispositivos reais. Com os campos medidos para cada elemento (apresentados na Seção 5.4) e utilizando as características básicas do canal, pôde-se computar o campo total produzido pela rede de forma realista. Deste modo, aplicando as características dos canais nas suas respectivas antenas, obteve-se, em simulação, o resultado apresentado na Figura 71(a). Já a Figura 71(b) apresenta campo medido na câmara anecoica. Algumas similaridades podem ser observadas, como o alargamento do lóbulo principal em $\phi = 45^\circ$ e $\phi = 225^\circ$. Embora o apontamento para a *boresight* ter sido alcançado em ambos os diagramas, os resultados não se assemelharam muito. Isso pode ser creditado ao fato de as medidas dos canais terem sido realizadas

Figura 68 – Caracterização do *setup* com o analisador de redes vetorial do LEMA.

Fonte: O autor.

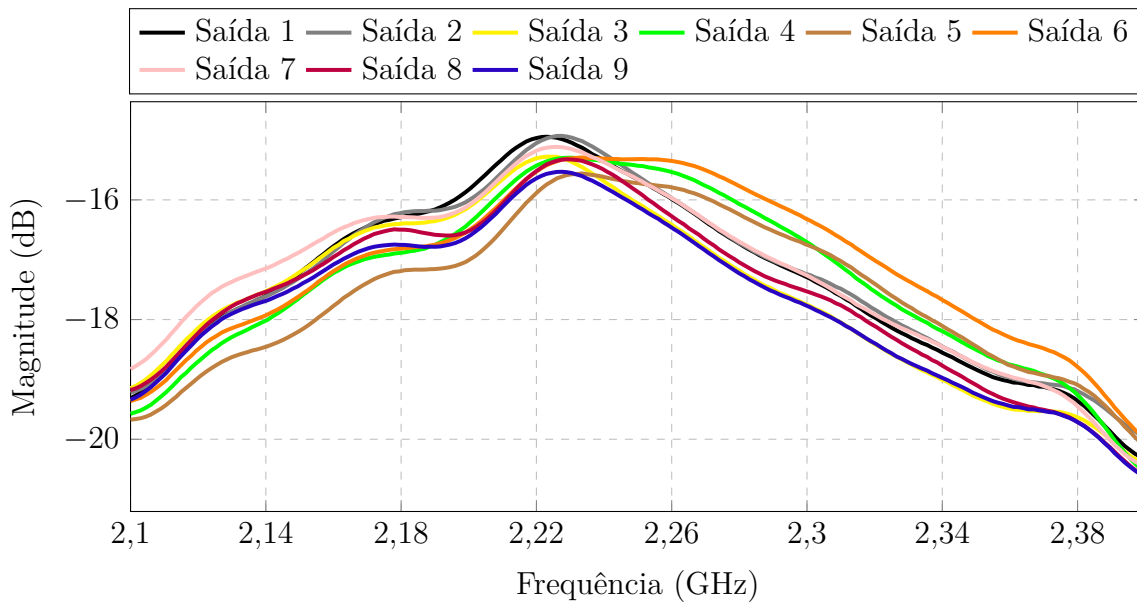
com cargas comerciais de $50\ \Omega$ e não as respectivas antenas. É de conhecimento que quando uma antena irradia próxima a outras, o acoplamento mútuo afeta a impedância nos terminais das demais, influenciando em como essas antenas respondem aos sinais elétricos que chegam até elas. Esses efeitos não são observados com as cargas casadas. Portanto, medir o canal possibilitou verificar a operação do alimentador do *setup* e, de modo permitir sua calibração.

Tabela 8 – Valores de magnitude e fase medidas para cada canal do alimentador do *setup* de medida para a frequência de operação de 2,26 GHz.

Saída n°	Magnitude (dB)	Fase (°)
1	-16,0048	-2,5516
2	-15,9888	1,0853
3	-16,4324	1,0853
4	-15,5431	0,4231
5	-15,7968	3,5415
6	-15,3541	5,4972
7	-15,9872	-8,9657
8	-16,2942	-7,0923
9	-16,4833	-3,0472
Desvio	1,1292	7,8804

Fonte: O autor.

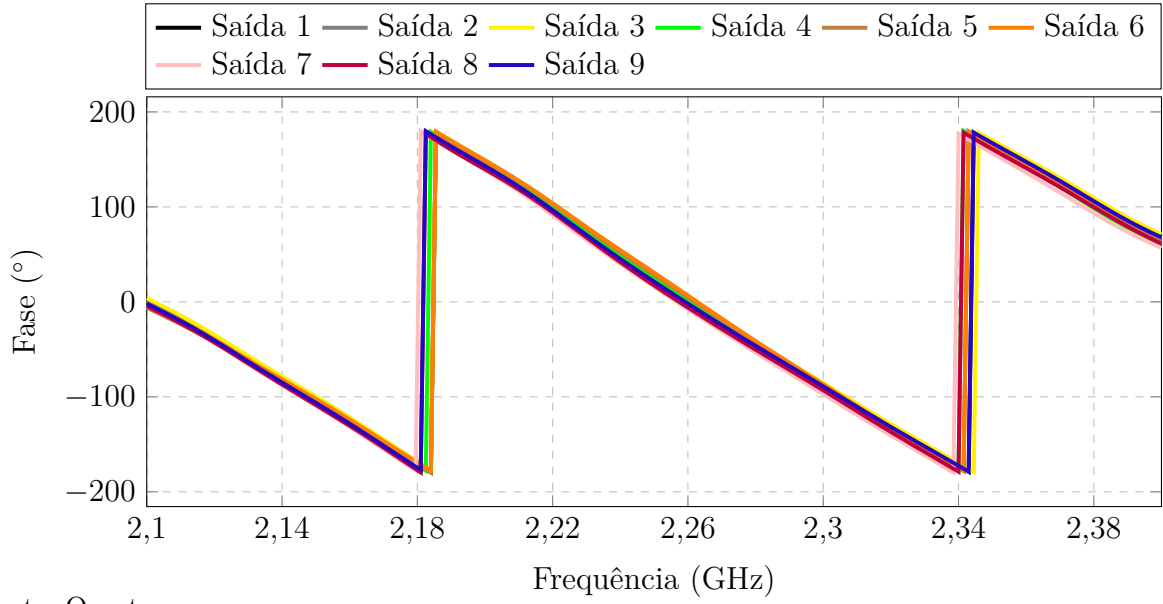
Figura 69 – Magnitude da saída de cada canal do alimentador do *setup*.



Fonte: O autor.

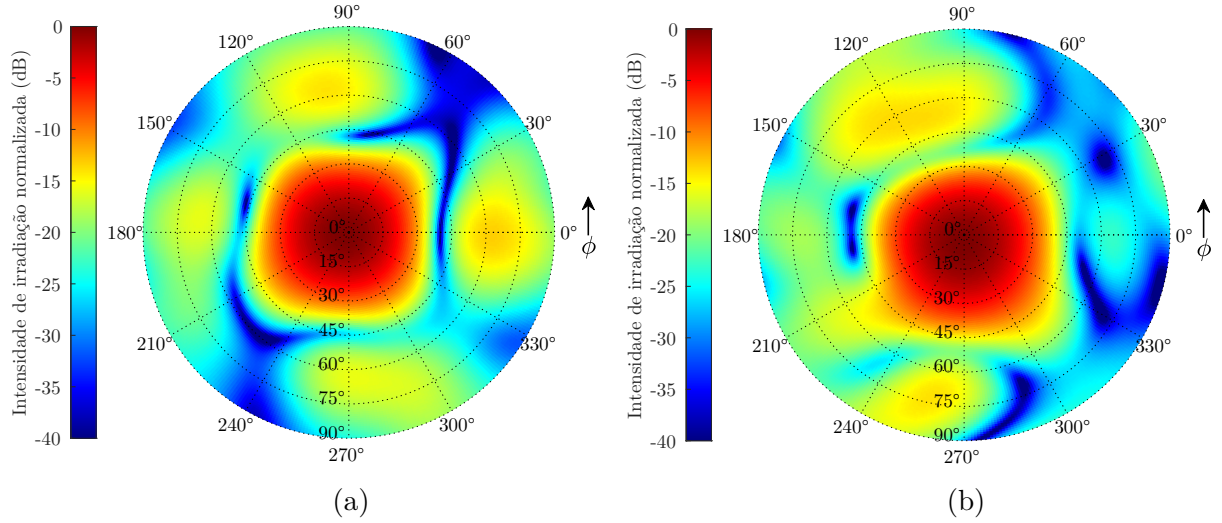
Além disso, é importante destacar os desvios entre os canais, conforme demonstrado na Tabela 8. No que diz respeito à fase, não é possível realizar a calibração do sistema alimentador (i.e. correções nos canais em termos de magnitude e fase), uma vez que o desvio máximo observado foi de aproximadamente $7,88^\circ$ e o passo entre estados de fase dos defasadores corresponde a $22,5^\circ$. No entanto, em relação à amplitude, é possível realizar calibração, uma vez que o passo entre estados de atenuação é de cerca de 1 dB.

A calibração dos canais é realizada visando aproximar ao máximo os resultados obtidos nas simulações com os resultados medidos. Para garantir máxima acurácia, é importante levar-se em consideração todos os dispositivos presentes no *setup*. Com esse objetivo em mente, foram realizadas medidas de cada dispositivo, com o intuito de se obter uma compensação mais acurada. Essas medidas retornaram um número considerável

Figura 70 – Fase da saída de cada canal do alimentador do *setup*.

Fonte: O autor.

Figura 71 – Diagramas de irradiação da rede 3×3 : (a) Diagrama calculado empregando as características medidas de cada canal e os campos medidos; (b) Diagrama medido diretamente na câmara anecoica com atenuadores e defasadores configurados no estado 0000.



Fonte: O autor.

de dados, os quais são apresentados nos Apêndices A, B e C deste trabalho. O processo de calibração seguiu o fluxograma ilustrado na Figura 72. Ao realizar medidas de cada dispositivo, foi possível identificar e quantificar as contribuições individuais de cada componente do *setup*, levando a uma compensação mais fidedigna e refinada dos desvios dos canais.

Para validar a técnica apresentada, alguns diagramas foram escolhidos levando em consideração suas características e limitações. Dessa forma, é possível realizar o apontamento para pequenos valores de θ no plano $\phi = 0^\circ$. Ademais, um estudo realizado por (SENANDES; HECKLER; SCHLOSSER, 2022) investigou os ângulos de apontamento

possíveis com rede 3×3 mantendo-se $SLL = -20$ dB. Os resultados mostraram que é possível realizar apontamentos para $\theta \leq 35^\circ$ a partir da *boresight*. Assim, foram selecionados três apontamentos para validação da máscara 3D associada à aplicação do BA.

O primeiro apontamento selecionado foi para a *boresight* ($\theta = 0^\circ, \phi = 0^\circ$). Configurou-se o BA para trabalhar com 50 morcegos e com parâmetros $\alpha = 0,5$ e $\gamma = 0,9$. Além disso, admitiu-se um erro residual igual ou inferior a 1 % e um limite máximo de 1000 iterações. Com esses parâmetros, o BA obteve os coeficientes de excitação apresentados na Tabela 9. A mesma tabela apresenta os coeficientes de excitação discretizados, os quais foram obtidos com o emprego do processo apresentado pelo fluxograma exposto na Figura 72. A escolha dos valores discretizados foi realizada considerando-se os níveis mais próximos aos otimizados, tendo-se em vista as resoluções dos atenuadores e defasadores.

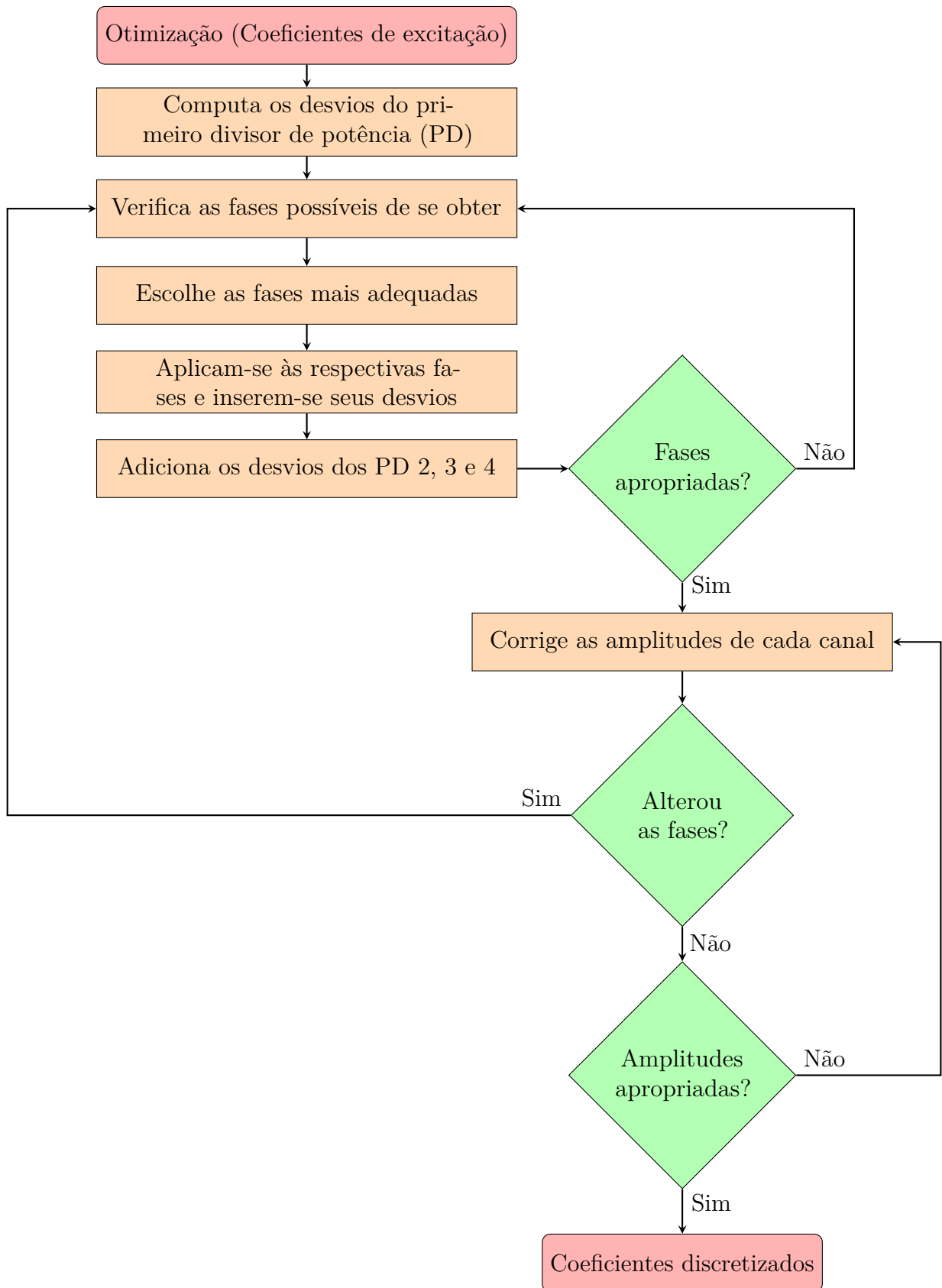
Tabela 9 – Coeficientes de excitação obtidos pelo BA para apontamento na direção de ($\theta = 0^\circ, \phi = 0^\circ$) com $SLL = -20$ dB.

Coeficientes de excitação ($a_{n_x n_y} \angle \delta_{n_x n_y}$) otimizados			
Elemento (n_x, n_y)	(1,)	(2,)	(3,)
(,1)	0,3177 $\angle$ 115,4718°	1,000 $\angle$ 102,2196°	0,4754 $\angle$ 115,1545°
(,2)	0,8684 $\angle$ 115,4718°	1,000 $\angle$ 102,2196°	0,8885 $\angle$ 115,1545°
(,3)	0,6190 $\angle$ 115,4718°	1,000 $\angle$ 102,2196°	0,3921 $\angle$ 115,1545°
Coeficientes de excitação ($a_{n_x n_y} \angle \delta_{n_x n_y}$) discretizados			
Elemento (n_x, n_y)	(1,)	(2,)	(3,)
(,1)	0,4695 $\angle$ -0,0395°	0,8239 $\angle$ 1,8029°	0,5629 $\angle$ 0,4430°
(,2)	0,7691 $\angle$ -0,0395°	0,8319 $\angle$ 1,8029°	0,7695 $\angle$ 0,4430°
(,3)	0,6516 $\angle$ -0,0395°	0,8250 $\angle$ 1,8029°	0,5123 $\angle$ 0,4430°

Fonte: O autor.

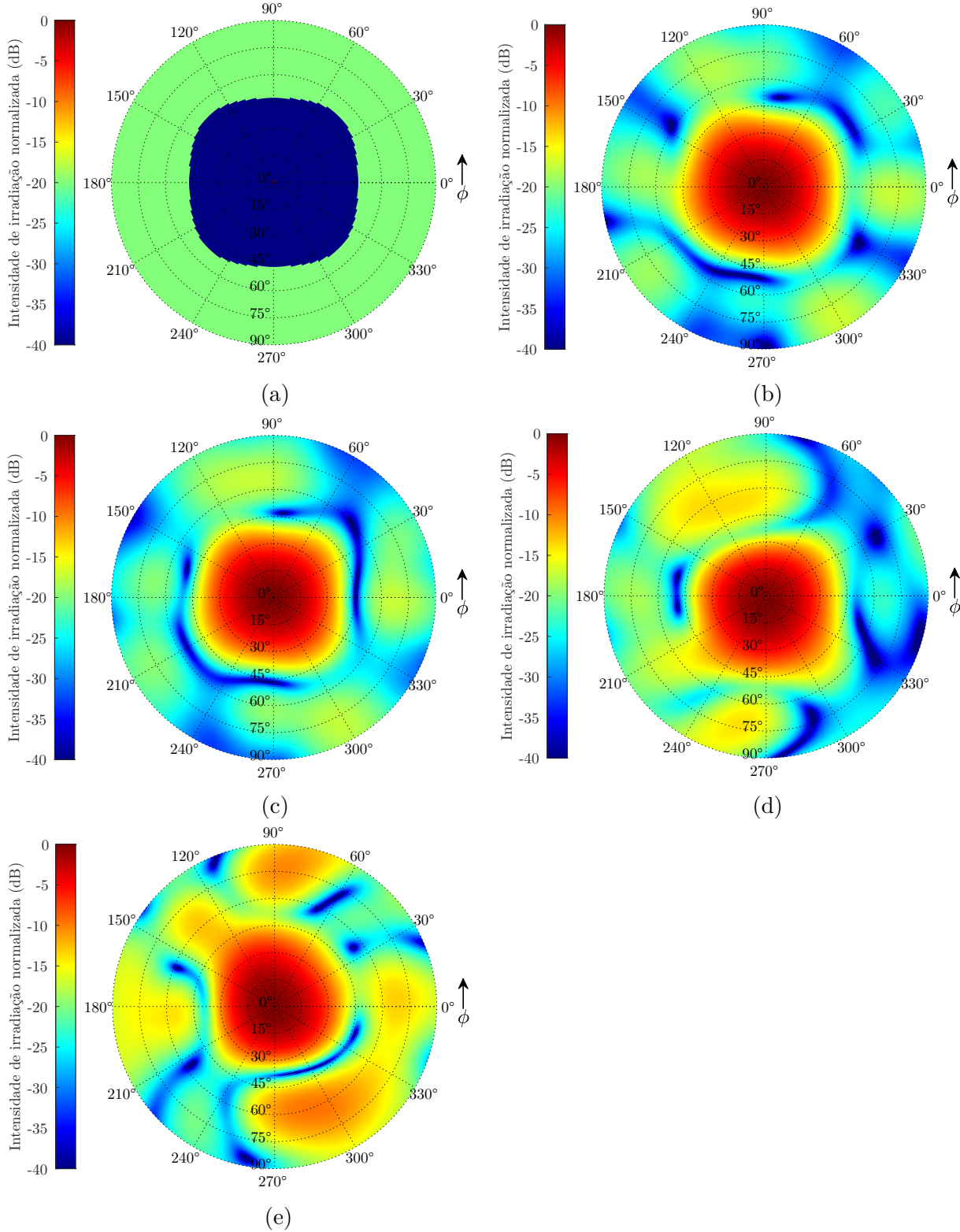
O apontamento para ($\theta = 0^\circ, \phi = 0^\circ$) foi realizado pelo BA utilizando a máscara apresentada na Figura 73(a). Os coeficientes de excitação encontrados pelo BA (Tabela 9) aplicados aos campos medidos, resultaram nas simulações no diagrama de irradiação apresentado na Figura 73(b). Já a Figura 73(c) apresenta o resultado obtido nas simulações, quando os coeficientes discretizados foram aplicados aos campos medidos para cada elemento. Como pode ser verificado, a semelhança entre os diagramas é alta, ainda que eles não tenham respeitado completamente a restrição $SLL \leq -20$ dB. Na sequência, o alimentador do *setup* foi configurado de modo a se obter os sinais discretizados nas saídas. O resultado obtido na câmara anecoica é apresentado na Figura 73(d). Verificam-se desvios nos níveis dos lóbulos secundários em relação às previsões teóricas, porém o apontamento do lóbulo principal manteve-se na direção desejada. Embora o nível dos lóbulos secundários não tenha respeitado o valor máximo estabelecido, a capacidade de controle desse parâmetro foi testada, excitando-se todos os elementos com sinais de mesma magnitude. O resultado medido na câmara anecoica é apresentado na Figura 73(e), onde fica evidente que este diagrama apresenta níveis maiores de lóbulos secundários em comparação ao diagrama da Figura 73(d).

Figura 72 – Fluxograma para calibração dos canais.



Fonte: O autor.

Figura 73 – Diagramas de irradiação com apontamento na *boresight* ($\theta = 0^\circ, \phi = 0^\circ$): (a) máscara utilizada para otimização; (b) resultado da otimização em *software* MATLAB com os coeficientes otimizados; (c) resultado da otimização em *software* MATLAB com os coeficientes discretizados; (d) diagrama medido; e (e) diagrama medido com distribuição uniforme de coeficientes de excitação.



Fonte: O autor.

Tabela 10 – Coeficientes de excitação obtidos pelo BA para apontamento na direção de $(\theta = 10^\circ, \phi = 0^\circ)$ com SLL = -20 dB.

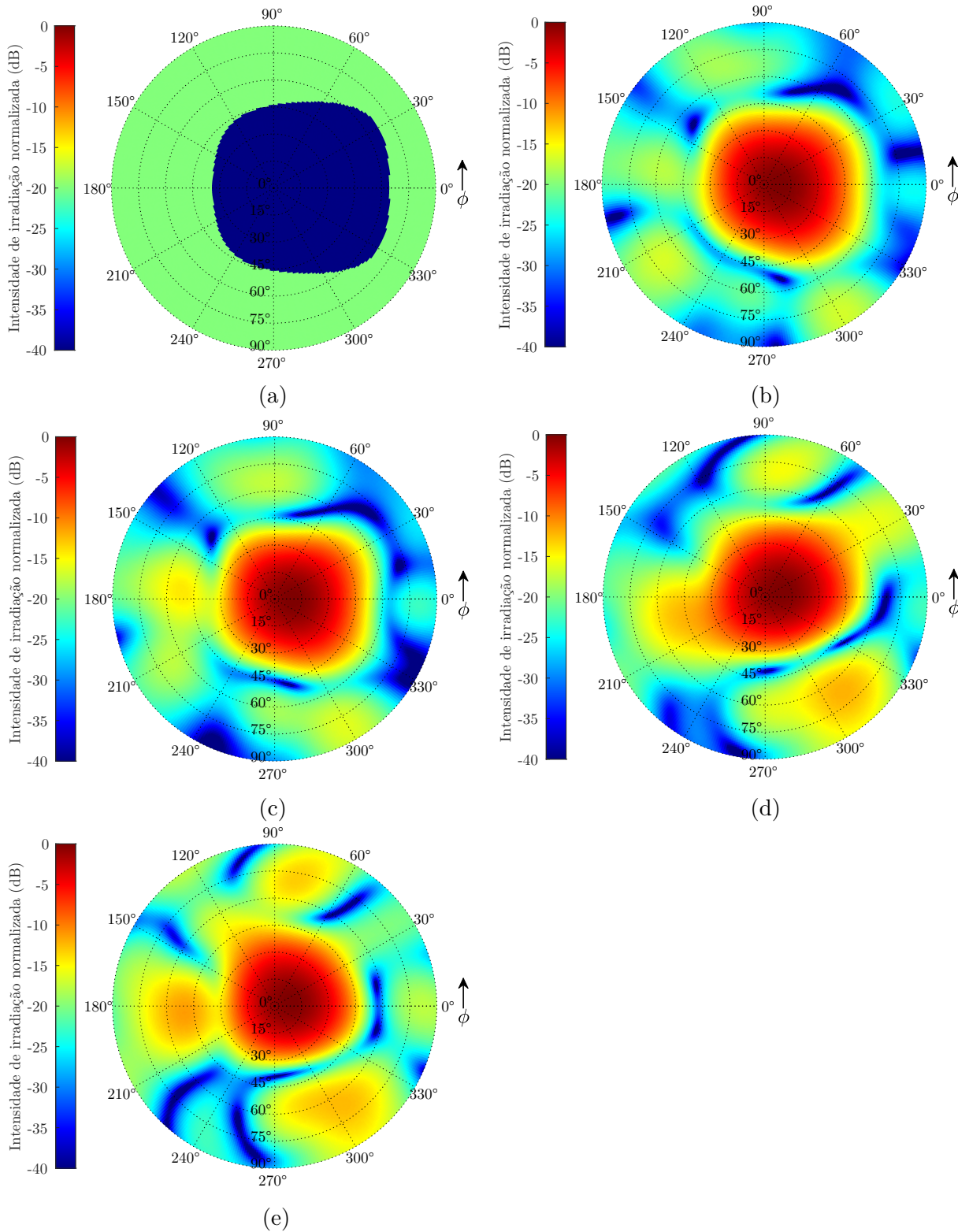
Coeficientes de excitação $(a_{n_x n_y} \angle \delta_{n_x n_y})$ otimizados			
Elemento (n_x, n_y)	(1,)	(2,)	(3,)
(,1)	0,2046 $\angle$ 178,3572°	1,000 $\angle$ 203,1168°	0,4469 $\angle$ 243,5460°
(,2)	0,8670 $\angle$ 178,3572°	1,000 $\angle$ 203,1168°	0,7938 $\angle$ 243,5460°
(,3)	0,5992 $\angle$ 178,3572°	1,000 $\angle$ 203,1168°	0,4343 $\angle$ 243,5460°
Coeficientes de excitação $(a_{n_x n_y} \angle \delta_{n_x n_y})$ discretizados			
Elemento (n_x, n_y)	(1,)	(2,)	(3,)
(,1)	0,3850 $\angle$ 1,8029°	0,8239 $\angle$ 25,6584°	0,5251 $\angle$ 75,1140°
(,2)	0,7261 $\angle$ 1,8029°	0,8319 $\angle$ 25,6584°	0,6439 $\angle$ 75,1140°
(,3)	0,6516 $\angle$ 1,8029°	0,8250 $\angle$ 25,6584°	0,5248 $\angle$ 75,1140°

Fonte: O autor.

O segundo apontamento selecionado foi para $(\theta = 10^\circ, \phi = 0^\circ)$. Para este caso, a máscara elaborada encontra-se ilustrada na Figura 74(a). Os coeficientes de excitação obtidos através do BA, apresentados na Tabela 10, foram aplicados aos campos medidos, resultando em um diagrama de irradiação simulado mostrado na Figura 74(b). Por sua vez, a Figura 74(c) apresenta o diagrama simulado com os coeficientes de excitação discretizados. É possível observar uma alta semelhança entre os diagramas, mesmo que os coeficientes discretizados não tenham cumprido completamente o requisito $SLL \leq -20$ dB, uma vez que há um lóbulo secundário com nível de cerca de -15 dB em $(\theta = 52,5^\circ, \phi = 175^\circ)$. Esse lóbulo não se mostrou presente no resultado da otimização (com os coeficientes otimizados). Em seguida, foi realizada a medição do diagrama de irradiação produzido pela rede e o resultado é mostrado na Figura 74(d). Novamente, é perceptível que ocorrem variações nos lóbulos secundários em relação ao diagrama calculado, porém o direcionamento se manteve consistente. Uma segunda medida, agora com distribuição uniforme de coeficientes de excitação, foi realizada e resultou no diagrama apresentado na Figura 74(e). Três lóbulos secundários com nível de cerca de -13 dB e localizados em $(\theta = 79^\circ, \phi = 86^\circ)$, em $(\theta = 52,5^\circ, \phi = 182^\circ)$ e em $(\theta = 62^\circ, \phi = 297^\circ)$, presentes no diagrama da Figura 74(e) estão com menor intensidade na Figura 74(d).

Já o terceiro apontamento selecionado foi para $(\theta = 20^\circ, \phi = 0^\circ)$, região mais distante da *boresight* mas possível de ser realizada, de acordo com o estudo apresentado em (SENANDES; HECKLER; SCHLOSSER, 2022). Os coeficientes otimizados pelo BA são apresentados na Tabela 11 e, a partir destes, realizou-se a discretização. A máscara utilizada para esse caso é exposta na Figura 75(a). O resultado da otimização é apresentado na Figura 75(b), onde se verifica que os níveis dos lóbulos secundários foram controlados de modo satisfatório. Após a aplicação dos coeficientes discretizados, houve um aumento para cerca de -15 dB do lóbulo presente na região de $(\theta = 45^\circ, \phi = 179^\circ)$. A Figura 75(d) apresenta o campo medido com o *setup* configurado de modo a aplicar os coeficientes discretizados aos seus respectivos elementos. O apontamento para a região de interesse se

Figura 74 – Diagramas de irradiação com apontamento em $(\theta = 10^\circ, \phi = 0^\circ)$: (a) máscara utilizada para otimização; (b) resultado da otimização em *software* MATLAB com os coeficientes otimizados; (c) resultado da otimização em *software* MATLAB com os coeficientes discretizados; (d) diagrama medido; e (e) diagrama medido com distribuição uniforme de coeficientes de excitação.



Fonte: O autor.

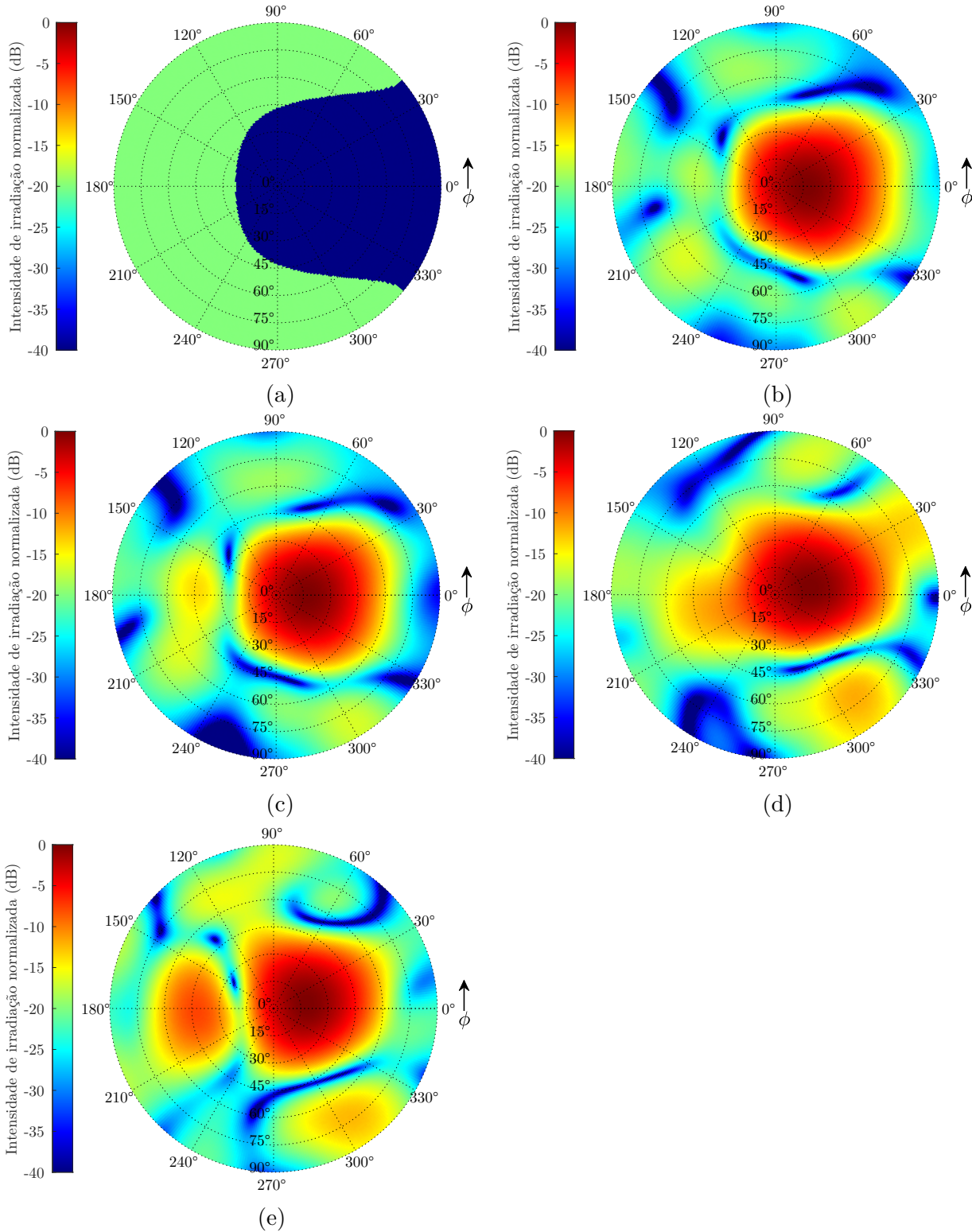
Tabela 11 – Coeficientes de excitação obtidos pelo BA para apontamento na direção de $(\theta = 20^\circ, \phi = 0^\circ)$ com SLL = -20 dB.

Coeficientes de excitação $(a_{n_x n_y} \angle \delta_{n_x n_y})$ otimizados			
Elemento (n_x, n_y)	(1,)	(2,)	(3,)
(,1)	0,3322 $\angle$ 112,4267°	1,000 $\angle$ 171,7370°	0,4455 $\angle$ 235,0547°
(,2)	0,8415 $\angle$ 112,4267°	1,000 $\angle$ 171,7370°	0,7766 $\angle$ 235,0547°
(,3)	0,6171 $\angle$ 112,4267°	1,000 $\angle$ 171,7370°	0,4672 $\angle$ 235,0547°
Coeficientes de excitação $(a_{n_x n_y} \angle \delta_{n_x n_y})$ discretizados			
Elemento (n_x, n_y)	(1,)	(2,)	(3,)
(,1)	0,4719 $\angle$ 1,8029°	0,8239 $\angle$ 59,3100°	0,5251 $\angle$ 122,6800°
(,2)	0,7261 $\angle$ 1,8029°	0,8319 $\angle$ 59,3100°	0,7736 $\angle$ 122,6800°
(,3)	0,6527 $\angle$ 1,8029°	0,8250 $\angle$ 59,3100°	0,5565 $\angle$ 122,6800°

Fonte: O autor.

manteve satisfatoriamente e pode-se visualizar apenas um lóbulo lateral de cerca de -14 dB presente na direção de $(\theta = 72^\circ, \phi = 307,5^\circ)$. Quando se observa o diagrama com a rede excitada com distribuição uniforme de coeficientes, apresentado na Figura 75(e), um lóbulo de extrema semelhança e na mesma região está presente. A comparação dos últimos dois diagramas mostra que o lóbulo de cerca de -6 dB presente na direção $(\theta = 45^\circ, \phi = 180^\circ)$ pôde ser minimizado com o BA. Deste modo, pode-se dizer que, além do apontamento ter-se mantido, foi possível obter redução do nível dos lóbulos secundários.

Figura 75 – Diagramas de irradiação com apontamento em $(\theta = 20^\circ, \phi = 0^\circ)$: (a) máscara utilizada para otimização; (b) resultado da otimização em *software* MATLAB com os coeficientes otimizados; (c) resultado da otimização em *software* MATLAB com os coeficientes discretizados; (d) diagrama medido; e (e) diagrama medido com distribuição uniforme de coeficientes de excitação.



Fonte: O autor.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS E PERSPECTIVAS FUTURAS

Este trabalho trouxe uma abordagem baseada em algoritmos de otimização para síntese de redes de antenas. Inicialmente, foi apresentada uma contextualização sobre o atual cenário dos nanossatélites no Brasil, juntamente com as características de uma iniciativa do Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE) intitulada Constelação de Nanossatélites para Coleta de Dados Ambientais (CONASAT). As necessidades deste programa foram as principais motivações para o desenvolvimento deste trabalho.

Uma extensa revisão bibliográfica contemplando o algoritmo genético (GA), o algoritmo de otimização por enxame de partículas (PSO), o algoritmo por colônia de vaga-lumes (FA) e o algoritmo por colônia de morcegos (BA) aplicados à síntese de redes de antenas foi apresentada. Na época em que esta revisão da literatura foi realizada, verificou-se que o BA era o algoritmo menos explorado acerca do problema em questão dentre as heurísticas citadas acima. Assim sendo, como primeira contribuição do presente trabalho, esta técnica foi investigada quanto à síntese de redes lineares que empregam o conceito de fator de rede, estudado, inicialmente, um conjunto com 8 elementos. Formulações baseadas apenas no conceito do fator de rede não modelam a síntese de antenas de forma realista, uma vez que desprezam o acoplamento mútuo. Por esta razão, o modelo matemático foi ajustado para levar em conta o campo irradiado por cada elemento quando os demais estão presentes, de modo a aproximar o código computacional desenvolvido a redes de antenas práticas. Para demonstrar a validade desta abordagem, a síntese de uma rede linear de antenas de microfita com formato em “E”, projetada para aplicações em WLAN na Banda S (2,4 GHz), foi realizada. Os resultados obtidos foram satisfatórios e o BA mostrou-se versátil, realizando apontamentos variados juntamente com o controle do nível dos lóbulos laterais.

A segunda contribuição deste trabalho foi a proposição de uma nova metodologia para criação de máscaras 3D para a síntese de redes planas de antenas. Essa metodologia utiliza o conceito de fator de rede, aproximando a otimização ao comportamento fisicamente possível da estrutura a ser sintetizada. Diante dos bons resultados obtidos com o BA em simulação, tanto para a síntese de redes lineares quanto para a de redes planas, procedeu-se à validação experimental. O *setup* de medida foi composto de nove elementos irradiadores, nove atenuadores, quatro divisores de potência e três defasadores, para composição de uma rede plana adaptativa de 3×3 elementos. Todos os dispositivos do *setup* foram caracterizados individualmente em bancada.

Com o *setup* de medida construído e caracterizado, foram realizados três apontamentos com controle de lóbulos laterais. Os coeficientes de excitação empregados foram obtidos utilizando-se o procedimento proposto para elaboração da máscara 3D e o código computacional desenvolvido, baseado no BA, foi utilizado. Os coeficientes de excitação otimizados foram discretizados e os resultados obtidos nas simulações foram comparados

com os diagramas medidos. Discrepâncias entre os resultados de simulação e experimentais foram verificadas particularmente na região dos lóbulos secundários, porém a direção de apontamento pôde ser reproduzida experimentalmente com sucesso.

Como perspectivas futuras, sugere-se o aprofundamento da técnica de criação de máscaras 3D para a síntese de redes com espaçamentos não-uniformes, além de sua aplicação em outros tipos de redes mais complexas. Além disso, visando melhorar o sistema alimentador do *setup* de medida, sugere-se o projeto, a construção e a validação de um protótipo que contenha o atenuador e o defasador em uma mesma placa. Essa modificação pode ter um impacto significativo nos resultados obtidos.

Finalmente, visando facilitar a realização das medidas e melhorar os resultados experimentais, sugere-se o projeto de um sistema de controle de *bits* eletrônico de baixo custo que possa ser controlado remotamente. Isso dispensará a utilização das chaves *dip switch* e tornará o processo de controle das características de irradiação (alteração das atenuações e defasagens) por meio dos *bits* muito mais simples.

REFERÊNCIAS

- ABRASAT. Nano Satélites entram no radar do Brasil e do mundo. 2021. <<https://abrasat.org.br/2021/03/05/nano-satelites-entram-no-radar-do-brasil-e-do-mundo/>>. Data de acesso: 19 set. 2022. Citado na página 31.
- ABULGASEM, S. et al. Antenna designs for cubesats: A review. IEEE Access, v. 9, p. 45289–45324, 2021. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.
- ALAM, M. Particle swarm optimization: algorithm and its codes in matlab. 2016. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 44.
- ALMAGBOUL, M. A. et al. An efficient hybrid beamforming design for massive mimo receive systems via sinr maximization based on an improved bat algorithm. IEEE Access, IEEE, v. 7, p. 136545–136558, 2019. Citado na página 73.
- ÁVILA, S. L. et al. Algoritmos genéticos aplicados na otimização de antenas refletoras. Florianópolis, SC, 2002. Citado na página 42.
- BALANIS, C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. Wiley, 2016. ISBN 1118642066. Disponível em: <<https://www.xarg.org/ref/a/1118642066/>>. Citado 6 vezes nas páginas 55, 56, 58, 59, 73 e 74.
- BARBOSA, C. E. M. Algoritmos bio-inspirados para solução de problemas de otimização. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2017. Citado 5 vezes nas páginas 41, 42, 47, 48 e 51.
- BARBOSA, V. L. et al. Beamforming of a linear array applying pso algorithm with restrictive approach. Journal of Communication and Information Systems, v. 31, n. 1, p. 118–126, 2016. Citado na página 65.
- BLANK, S. J. et al. Synthesis of linear antenna array using genetic algorithm to maximize sidelobe level reduction. In: . [S.l.: s.n.], 2011. Citado na página 34.
- BUTTAZZONI, G. et al. Reconfigurable phased antenna array for extending cubesat operations to ka-band: Design and feasibility. Acta Astronautica, Elsevier BV, v. 137, p. 114–121, ago. 2017. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.actaastro.2017.04.012>>. Citado na página 36.
- BUTTAZZONI, G.; VESCOVO, R. An efficient and versatile technique for the synthesis of 3d copolar and crosspolar patterns of phase-only reconfigurable conformal arrays with DRR and near-field control. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), v. 62, n. 4, p. 1640–1651, abr. 2014. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tap.2014.2308319>>. Citado na página 36.
- CAORSI, S. et al. Optimization of the difference patterns for monopulse antennas by a hybrid real/integer-coded differential evolution method. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, IEEE, v. 53, n. 1, p. 372–376, 2005. Citado na página 73.
- CARDOSO, R. P. et al. A antecipação do futuro da metaheurística nos contornos da otimização de processos: Tendências de pesquisa científica. 2020. Citado na página 51.
- CARVALHO, M. J. M. d. et al. Estudo de estratégias de mitigação de detritos espaciais para uma constelação de nano satélites de coleta de dados ambientais. 16th ISU Anual International Symposium em 2012, 2012. Citado na página 33.

- CEYLAN, O. et al. Low cost s band communication system design for nano satellites. In: Proceedings of 5th International Conference on Recent Advances in Space Technologies - RAST2011. [S.l.: s.n.], 2011. p. 767–770. Citado na página 34.
- CHATTERJEE, S.; CHATTERJEE, S.; PODDAR, D. R. Synthesis of amplitude taper beam steered linear array using particle swarm optimization and tschebyscheff polynomial. In: IEEE. 2013 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC). [S.l.], 2013. p. 1–2. Citado na página 73.
- COSTA, L. Z. d. Estudo e análise de antenas planares para aplicações em cubesats. Universidade Federal de Santa Maria, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 32.
- COUTO, D. C. F.; SILVA, C. A. Algoritmo colônia de vaga-lumes aplicado na otimização de funções n-dimensionais. Proceeding Series of the Brazilian Society of Computational and Applied Mathematics, v. 3, n. 2, 2015. Citado na página 45.
- DAYAL, P. S. et al. Accelerated particle swarm optimization of pattern synthesis. In: IEEE. 2016 International Conference on ElectroMagnetic Interference & Compatibility (INCEMIC). [S.l.], 2016. p. 1–4. Citado na página 74.
- FACCO, R. Projeto e análise de antenas em fenda operando em uhf para nanossatélites. Universidade Federal do Pampa, 2019. Citado na página 37.
- FERREIRA, F. G. Projeto e construção de uma rede de antenas em banda s para nanossatélites. Universidade Federal do Pampa, 2016. Citado na página 35.
- FRENZEL, L. E. Fundamentos de Comunicação Eletrônica. [S.l.]: 3rd ed. AMGH Editora Ltda, 2013. Citado na página 55.
- GARG, R. et al. Microstrip antenna design handbook. [S.l.]: Artech house, 2001. Citado na página 58.
- GHAYOULA, E. et al. Pattern synthesis using hybrid fourier-neural networks for ieee 802.11 mimo application. Progress In Electromagnetics Research B, EMW Publishing, v. 67, p. 45–58, 2016. Citado na página 74.
- GOLUBOVIĆ, R. M.; OLĆAN, D. I. Antenna optimization using particle swarm optimization algorithm. Journal of automatic control, v. 16, n. 1, p. 21–24, 2006. Citado na página 73.
- GREDA, L. A. et al. Beamsteering and beamshaping using a linear antenna array based on particle swarm optimization. IEEE Access, IEEE, v. 7, p. 141562–141573, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 73 e 74.
- GREWAL, N. S.; RATTAN, M.; PATTERN, M. S. Antenna array pattern failure correction using differential evolution algorithm. In: IEEE. 2013 IEEE International Conference on Signal Processing, Computing and Control (ISPCC). [S.l.], 2013. p. 1–5. Citado na página 73.
- HASHIM, I. S. M. et al. Adaptive x-band satellite antenna for internet-of-things (iot) over satellite applications. In: 2019 13th International Conference on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS). [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–7. Citado na página 36.

- HODGES, R. E. et al. A deployable high-gain antenna bound for mars: Developing a new folded-panel reflectarray for the first cubesat mission to mars. IEEE Antennas and Propagation Magazine, v. 59, n. 2, p. 39–49, 2017. Citado na página 36.
- HSU, C.-H. et al. Optimizing beam pattern of linear adaptive phase array antenna based on particle swarm optimization. In: IEEE. 2010 Fourth International Conference on Genetic and Evolutionary Computing. [S.l.], 2010. p. 586–589. Citado na página 73.
- INPE. Estudo de uma Missão Espacial para Coleta de Dados Ambientais baseada em Nanossatélites. 2011. <<http://www.crn.inpe.br/conasat1/projconasat.php>>. Data de acesso: 06 Jan. 2022. Citado na página 31.
- INPE. Nano Satélites. 2011. <<http://www.crn.inpe.br/conasat1/nanosatt.php>>. Data de acesso: 9 Fev. 2022. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 32.
- INPE. Programa NanoSatC-BR, Desenvolvimento de CubeSats. 2021. <http://www.inpe.br/sul/nanosat/missao/nanosatc_br2.php>. Data de acesso: 06 Jan. 2022. Citado na página 31.
- JIN, N.; RAHMAT-SAMII, Y. Advances in particle swarm optimization for antenna designs: Real-number, binary, single-objective and multiobjective implementations. IEEE transactions on antennas and propagation, IEEE, v. 55, n. 3, p. 556–567, 2007. Citado na página 73.
- JIN, N.; RAHMAT-SAMII, Y. Particle swarm optimization for antenna designs in engineering electromagnetics. Journal of Artificial evolution and applications, Hindawi, v. 2008, 2008. Citado na página 44.
- KAPUSUZ, K. Y. et al. Low-profile scalable phased array antenna at ku-band for mobile satellite communications. In: 2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST). [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–4. Citado na página 35.
- KENNEDY, J.; EBERHART, R. Particle swarm optimization. In: IEEE. Proceedings of ICNN'95-International Conference on Neural Networks. [S.l.], 1995. v. 4, p. 1942–1948. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 44.
- LEITE, I.; MARCONE, M.; PAIVA, F. Um breve estudo sobre os algoritmos dos vaga-lumes e dos morcegos para otimização de funções de referência. HOLOS, v. 4, p. 190–206, 2018. Citado 4 vezes nas páginas 45, 46, 48 e 51.
- LEMES, D. L. A Study of Beamforming and Beamshaping Techniques for Uniformly and Non-Uniformly Spaced Arrays. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Pampa, 2018. Citado na página 56.
- LIMA, J. S. d. S.; JOTHA, L. d. S.; BIONDI, R. B. Constelação de nano satélites para coleta de dados ambientais. 2011. Data de acesso: 21 Jan. 2022. Disponível em: <<http://www.crn.inpe.br/conasat1/Documentos/gerais/Documento%20de%20Descricao%20da%20Miss%C3%A3o%20da%20Equipe%20CONASAT%29.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 33.
- LUYEN, T. V.; GIANG, T. V. B. Bat algorithm based beamformer for interference suppression by controlling the complex weight. REV Journal on Electronics and Communications, v. 7, n. 3-4, 2018. Citado na página 73.

- LUYEN, T. V.; GIANG, T. V. B. Null-steering beamformer using bat algorithm. The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES), p. 23–29, 2018. Citado na página 38.
- MACIEL, D.; LACAVA, J. d. S. Algoritmo para síntese de diagramas em redes planares com apontamento de feixe e controle de nível dos lóbulos secundários. 2005. Citado na página 73.
- MACOM. MAPS-010143 Digital Phase Shifter 4-Bit, 1.4 - 2.4 GHz. 2021. <<https://cdn.macom.com/datasheets/MAPS-010143.pdf>>. Acesso em: 20 de dezembro de 2022. Citado na página 99.
- MAGALHÃES, M. P. Design and analysis of an antenna array system for communication using high-altitude platforms. Universidade Federal do Pampa, 2017. Citado na página 36.
- MARCANO, D.; DURAN, F. Synthesis of antenna arrays using genetic algorithms. IEEE Antennas and Propagation Magazine, v. 42, n. 3, p. 12–20, 2000. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 41.
- MARCANO, D.; DURÁN, F. Synthesis of antenna arrays using genetic algorithms. IEEE Antennas and Propagation Magazine, IEEE, v. 42, n. 3, p. 12–20, 2000. Citado na página 42.
- MERAD, L. et al. Neural networks for synthesis and optimization of antenna arrays. RADIOENGINEERING-PRAGUE, CZECH TECHNICAL UNIVERSITY, v. 16, n. 1, p. 23, 2007. Citado na página 74.
- MOREIRA, E. C. et al. A microstrip antenna for meteorological nano-satellites for uhf uplink. 2016. Citado na página 35.
- PACHECO, M. A. C. et al. Algoritmos genéticos: princípios e aplicações. ICA: Laboratório de Inteligência Computacional Aplicada. Departamento de Engenharia Elétrica. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Fonte desconhecida, v. 28, 1999. Citado na página 42.
- PAN, Y.; ZHANG, J. Side lobes suppression for linear antenna array by using bat algorithms. In: IEEE. 2019 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC). [S.l.], 2019. p. 1–2. Citado na página 38.
- PANDURO, M. A.; RIO-BOCIO, C. del. Beam-forming networks for scannable multi-beam antenna arrays using corps and differential evolution. In: IEEE. 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation. [S.l.], 2009. p. 3109–3113. Citado na página 74.
- PAVANI, T. et al. Investigations on array pattern synthesis using nature inspired metaheuristic algorithms. Indian Journal of Science and Technology, v. 9, n. 2, p. 1–11, 2016. Citado na página 73.
- PEREIRA, V. M. Projeto de um circuito transceptor de frequências para integração em nanossatélites. Universidade Federal do Pampa, 2017. Citado na página 36.

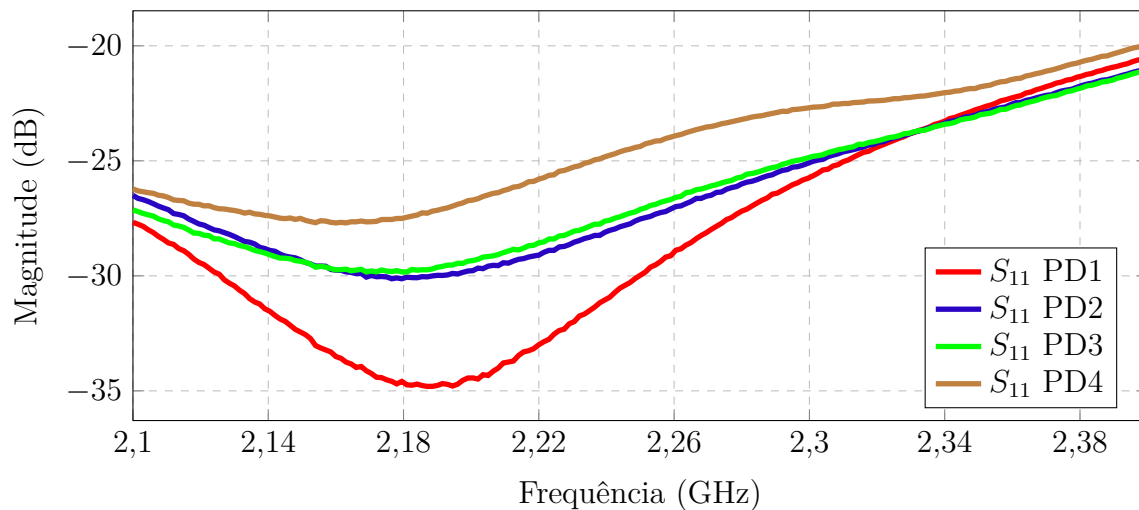
- QUEVEDO-TERUEL, O.; RAJO-IGLESIAS, E. Ant colony optimization in thinned array synthesis with minimum sidelobe level. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, v. 5, p. 349–352, 2006. Citado na página 73.
- RAHMAT-SAMII, Y.; MANOHAR, V.; KOVITZ, J. M. For satellites, think small, dream big: A review of recent antenna developments for cubesats. IEEE Antennas and Propagation Magazine, v. 59, n. 2, p. 22–30, 2017. Citado na página 35.
- RECIOUI, A. Sidelobe level reduction in linear array pattern synthesis using particle swarm optimization. Journal of Optimization Theory and Applications, Springer, v. 153, p. 497–512, 2012. Citado na página 74.
- REYNA, A.; PANDURO, M. A.; BOCIO, C. D. R. Synthesis of volumetric ring antenna array for terrestrial coverage pattern. The Scientific World Journal, Hindawi Limited, v. 2014, p. 1–8, 2014. Disponível em: <<https://doi.org/10.1155/2014/260949>>. Citado na página 34.
- RIDWAN, M.; ABDO, M.; JORSWIECK, E. Design of non-uniform antenna arrays using genetic algorithm. In: IEEE. 13th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT2011). [S.l.], 2011. p. 422–427. Citado na página 42.
- ROBINSON, J.; RAHMAT-SAMII, Y. Particle swarm optimization in electromagnetics. IEEE transactions on antennas and propagation, IEEE, v. 52, n. 2, p. 397–407, 2004. Citado na página 43.
- SALLAM, T.; ATTIYA, A. M. Different array synthesis techniques for planar antenna array. The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES), p. 716–723, 2019. Citado na página 73.
- SANTOS, L. C.; SCHLOSSER, E. R.; HECKLER, M. Low-cost beamforming concept for the control of radiation patterns of antenna arrays installed onto uavs. Sensors, v. 21, 2021. Citado na página 59.
- SANTOS, L. C. d. Circuito de baixo custo para aplicação em rede de antenas com chaveamento do diagrama de irradiação. Universidade Federal do Pampa, 2021. Citado na página 37.
- SAPUTRA, W. N.; PRASETYA, B.; WAHYU, Y. Design and realization of two array triangle patch of microstrip antenna with gold plat at frequency 24002450 mhz for hexagonal nanosatellite. In: 2013 International Conference of Information and Communication Technology (ICoICT). [S.l.: s.n.], 2013. p. 322–327. Citado na página 34.
- SCHLOSSER, E. R. Síntese de Redes Lineares de Antenas de Microfita com Diagramas de Irradiação Conformados para Sistemas de Comunicação 4G. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Pampa, 2014. Citado na página 56.
- SCHLOSSER, E. R. et al. Síntese de uma rede de antenas tipo E para tecnologia 4G. In: XXXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, SBrT 2013. [S.l.: s.n.], 2013. Citado na página 73.
- SENANDES, R. S.; HECKLER, M. V.; SCHLOSSER, E. R. Síntese de diagramas de irradiação de redes de antenas utilizando o método de colônia de morcegos. In: Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais [SBrT 2021]. [S.l.: s.n.], 2021. Citado 4 vezes nas páginas 38, 59, 62 e 63.

- SENANDES, R. S.; HECKLER, M. V. T.; SCHLOSSER, E. R. Beamforming assessment for a planar microstrip array using the bat colony algorithm. In: 20° Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica [SBMO 2022]. [S.l.: s.n.], 2022. Citado 3 vezes nas páginas 74, 107 e 111.
- SHARAQA, A.; DIB, N. Circular antenna array synthesis using firefly algorithm. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Wiley, v. 24, n. 2, p. 139–146, abr. 2013. Disponível em: <<https://doi.org/10.1002/mmce.20721>>. Citado na página 34.
- SHARMA, S. K. et al. Linear antenna array synthesis using bat flower pollinator. In: IEEE. 2017 International Conference on Innovations in Information, Embedded and Communication Systems (ICIIECS). [S.l.], 2017. p. 1–4. Citado na página 74.
- SILVA, M. B. R. d. Análise e projeto de redes refletoras embarcadas em nanossatélite. Universidade Federal do Pampa, 2021. Citado na página 37.
- SKYWORKS. SKY12348-350LF: 0.1-3.0 GHz Four-Bit Digital Attenuator (1 dB LSB). 2016. <https://br.mouser.com/datasheet/2/472/SKY12348_350LF_201424E-1524788.pdf>. Acesso em: 20 de dezembro de 2022. Citado na página 102.
- STUTZMAN, W. L.; THIELE, G. A. Antenna theory and design. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. Citado na página 74.
- TANTAWY, D. M. et al. Performance investigation and element optimization of 2d array transducer using bat algorithm. Archives of Electrical Engineering, Polska Akademia Nauk. Czytelnia Czasopism PAN, v. 69, n. 3, p. 561–579, 2020. Citado na página 73.
- TOLFO, S. M. Desenvolvimento de uma ferramenta computacional para síntese de redes de antenas. Universidade Federal do Pampa, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 42.
- TRUONG, L. X.; GIANG, T. V. B.; TUAN, T. M. Application of bat algorithm on the design of a linear microstrip antenna array for pattern nulling. In: IEEE. 2019 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC). [S.l.], 2019. p. 198–203. Citado 2 vezes nas páginas 73 e 74.
- TRUONG, L. X.; GIANG, T. V. B.; TUAN, T. M. Design of vivaldi antenna array with a back reflector for low side lobe level and high gain. In: IEEE. 2019 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC). [S.l.], 2019. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 73 e 74.
- VALLE, Y. D. et al. Particle swarm optimization: basic concepts, variants and applications in power systems. IEEE Transactions on evolutionary computation, IEEE, v. 12, n. 2, p. 171–195, 2008. Citado na página 44.
- VIEIRA, J. M. Análise eletromagnética do desempenho de antenas instaladas em nanossatélites. Universidade Federal do Pampa, 2016. Citado na página 35.
- VIEIRA, J. M. Estudo de antenas dielétricas ressoadoras para nanossatélites. Universidade Federal do Pampa, 2019. Citado na página 37.
- WANG, W.-B.; FENG, Q.; LIU, D. Synthesis of thinned linear and planar antenna arrays using binary pso algorithm. Progress In Electromagnetics Research, EMW Publishing, v. 127, p. 371–387, 2012. Citado na página 73.

- YANG, X.-S. Firefly algorithms for multimodal optimization. In: SPRINGER. International symposium on stochastic algorithms. [S.l.], 2009. p. 169–178. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 46.
- YANG, X.-S. A new metaheuristic bat-inspired algorithm. In: Nature inspired cooperative strategies for optimization (NICSO 2010). [S.l.]: Springer, 2010. p. 65–74. Citado 4 vezes nas páginas 47, 48, 49 e 50.
- YANG, X.-S.; GANDOMI, A. H. Bat algorithm: a novel approach for global engineering optimization. Engineering computations, Emerald Group Publishing Limited, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 51.
- YOSHIMOTO, E. Projeto e Otimização de Redes de Antenas em Banda S Embarcadas em Nanossatélite. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Pampa, Alegrete, Brasil, 2019. Citado 4 vezes nas páginas 86, 96, 102 e 103.
- YOSHIMOTO, E.; HECKLER, M. V. T. Optimization of planar antenna arrays using the firefly algorithm. Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, FapUNIFESP (SciELO), v. 18, n. 1, p. 126–140, mar. 2019. Disponível em: <<https://doi.org/10.1590/2179-10742019v18i11646>>. Citado 4 vezes nas páginas 32, 37, 46 e 59.
- YOSHIMOTO, E.; HECKLER, M. V. T. Optimization of planar antenna arrays using the firefly algorithm. Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, SciELO Brasil, v. 18, p. 126–140, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 74 e 86.
- ZAMAN, M. A.; MATIN, M. A. Nonuniformly spaced linear antenna array design using firefly algorithm. International Journal of Microwave Science and Technology, Hindawi, v. 2012, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 59.
- ZHANG, R. et al. Pattern synthesis of linear antenna array using improved differential evolution algorithm with sps framework. Sensors, MDPI, v. 20, n. 18, p. 5158, 2020. Citado na página 74.
- ZUNIGA, V.; ERDOGAN, A. T.; ARSLAN, T. Adaptive radiation pattern optimization for antenna arrays by phase perturbations using particle swarm optimization. In: IEEE. 2010 NASA/ESA Conference on Adaptive Hardware and Systems. [S.l.], 2010. p. 209–214. Citado na página 73.

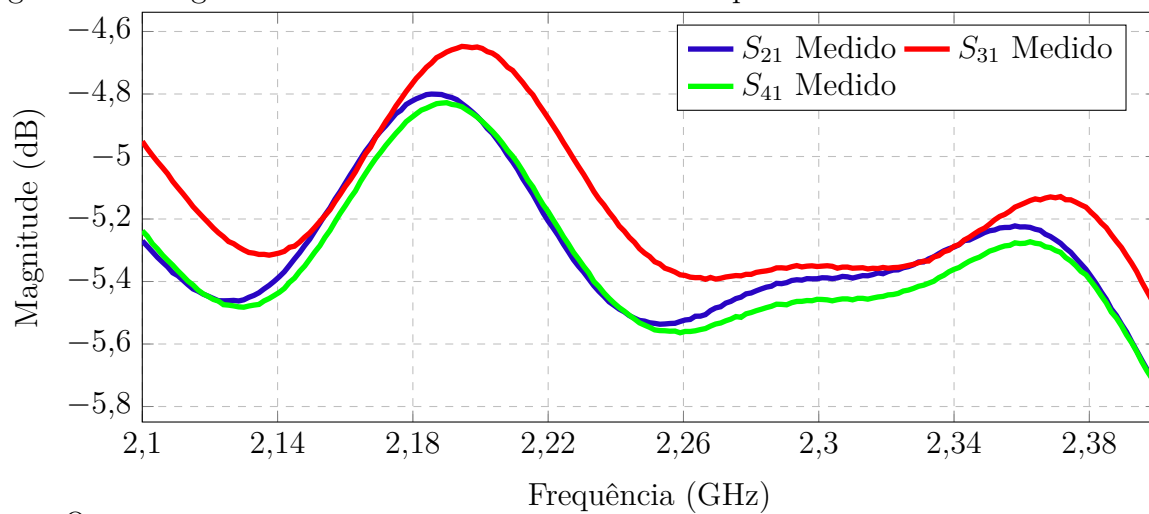
APÊNDICE A – RESULTADOS EXPERIMENTAIS DOS DIVISORES DE POTÊNCIA

Figura 76 – Parâmetros S_{11} medidos pelo analisador de redes vetorial para cada um dos PD.



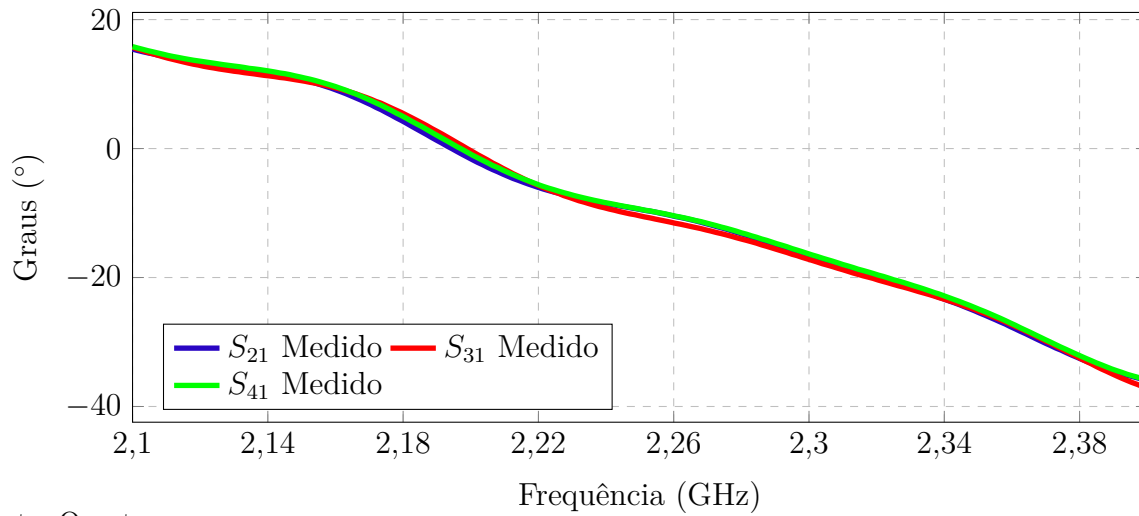
Fonte: O autor.

Figura 77 – Magnitude das saídas do divisor 1 medido pelo analisador de redes vetorial.



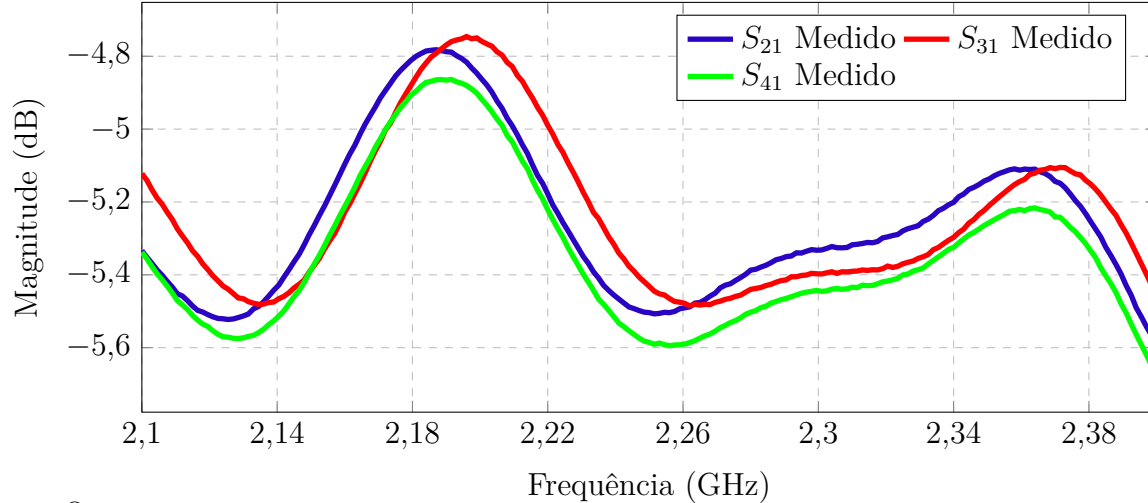
Fonte: O autor.

Figura 78 – Fase das saídas do divisor 1 medido pelo analisador de redes vetorial.



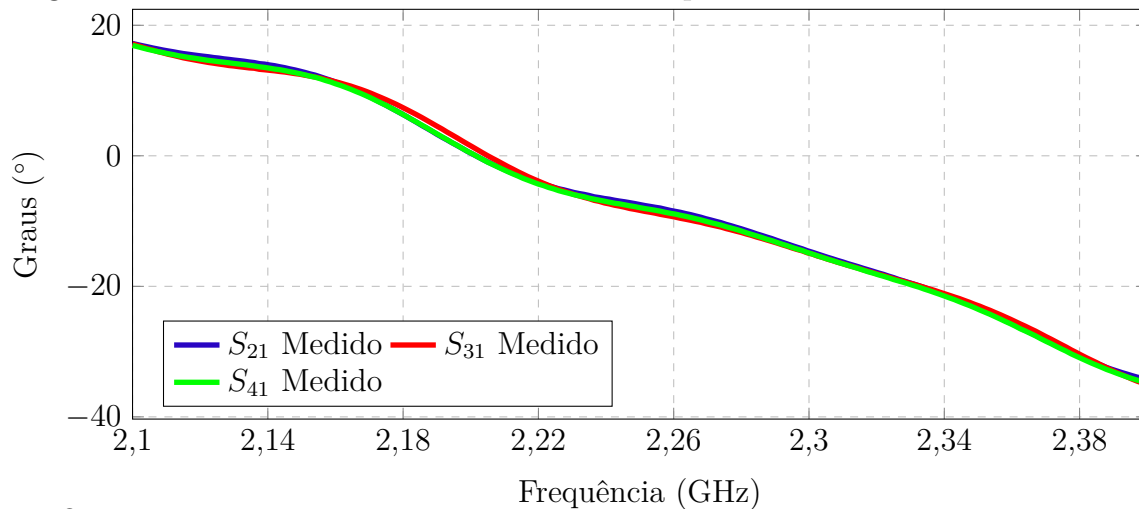
Fonte: O autor.

Figura 79 – Magnitude das saídas do divisor 2 medido pelo analisador de redes vetorial.



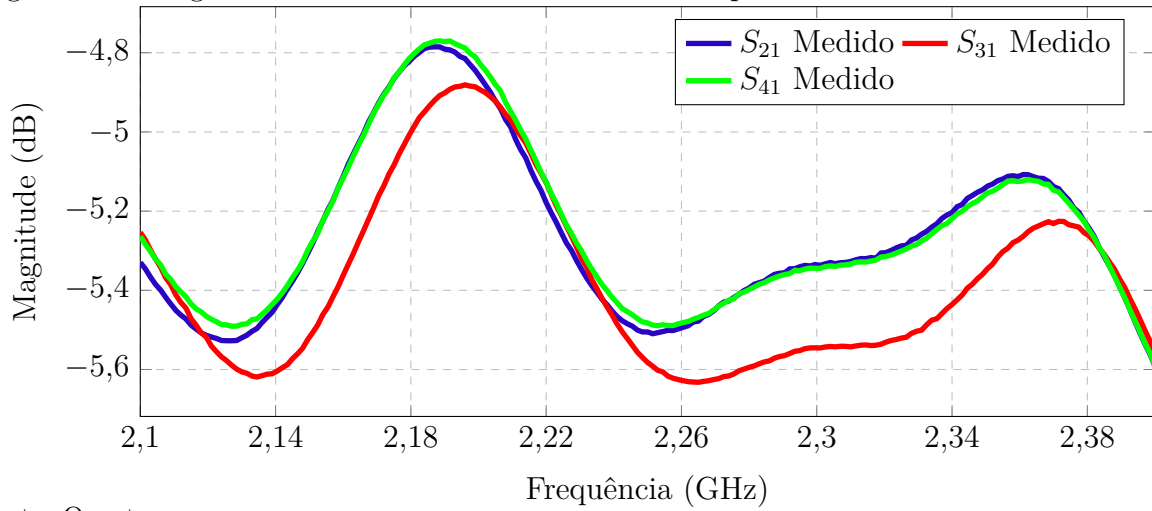
Fonte: O autor.

Figura 80 – Fase das saídas do divisor 2 medido pelo analisador de redes vetorial.



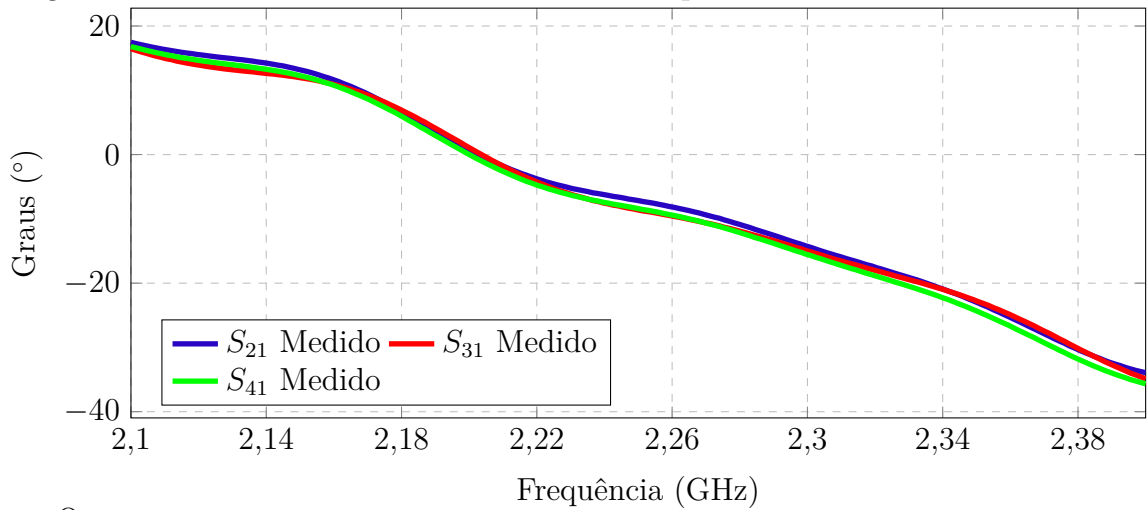
Fonte: O autor.

Figura 81 – Magnitude das saídas do divisor 3 medido pelo analisador de redes vetorial.



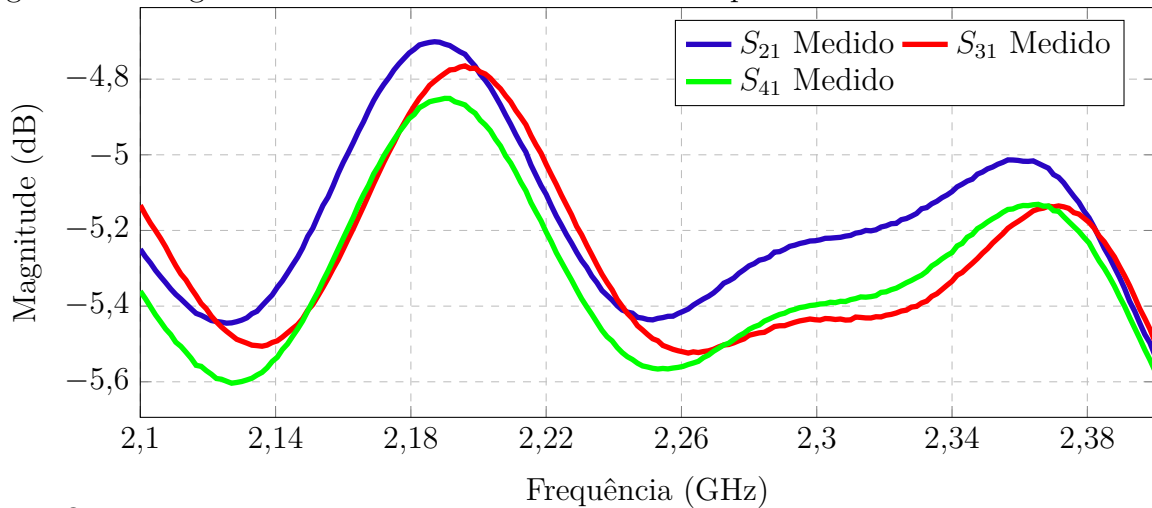
Fonte: O autor.

Figura 82 – Fase das saídas do divisor 3 medido pelo analisador de redes vetorial.



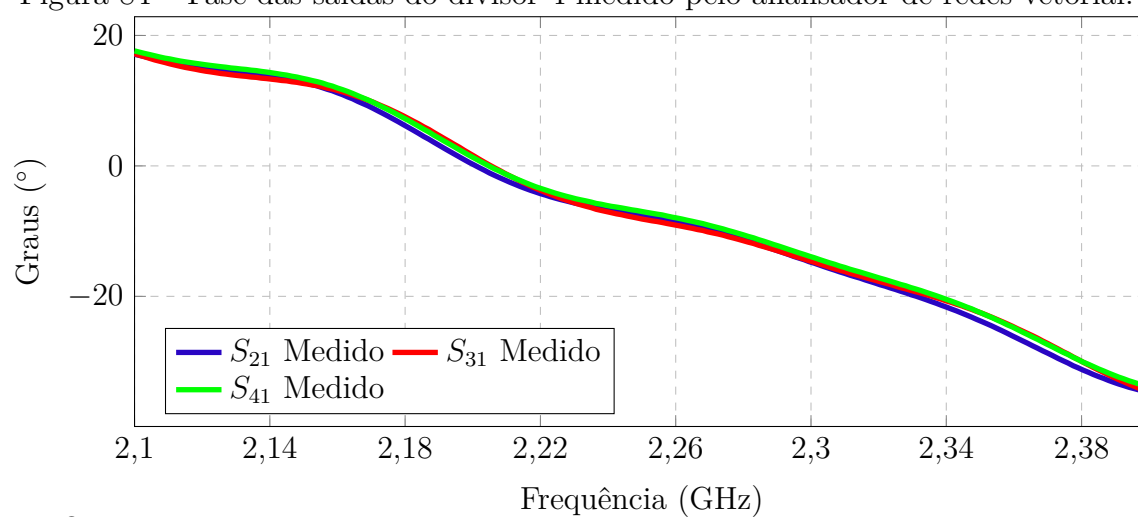
Fonte: O autor.

Figura 83 – Magnitude das saídas do divisor 4 medido pelo analisador de redes vetorial.



Fonte: O autor.

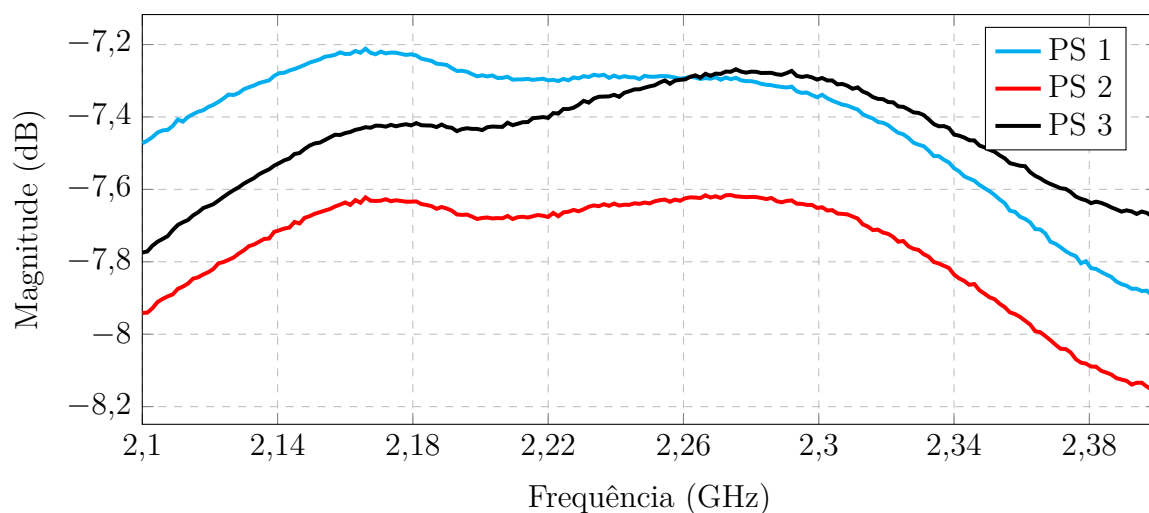
Figura 84 – Fase das saídas do divisor 4 medido pelo analisador de redes vetorial.



Fonte: O autor.

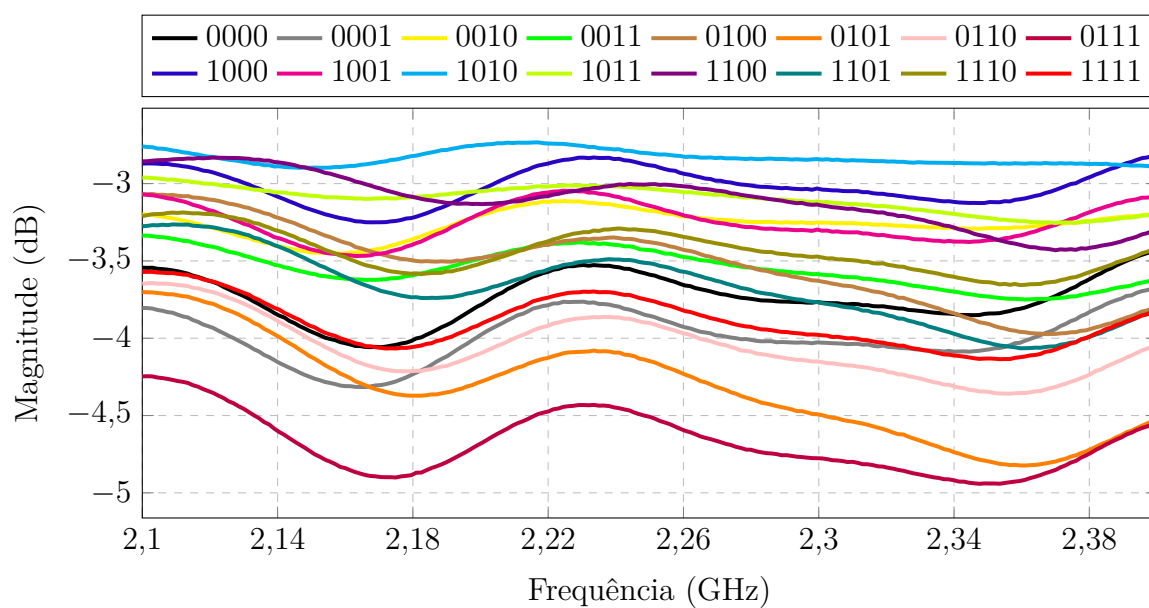
APÊNDICE B – RESULTADOS EXPERIMENTAIS DOS DEFASADORES

Figura 85 – Parâmetro S_{11} dos defasadores 1, 2 e 3 construídos.



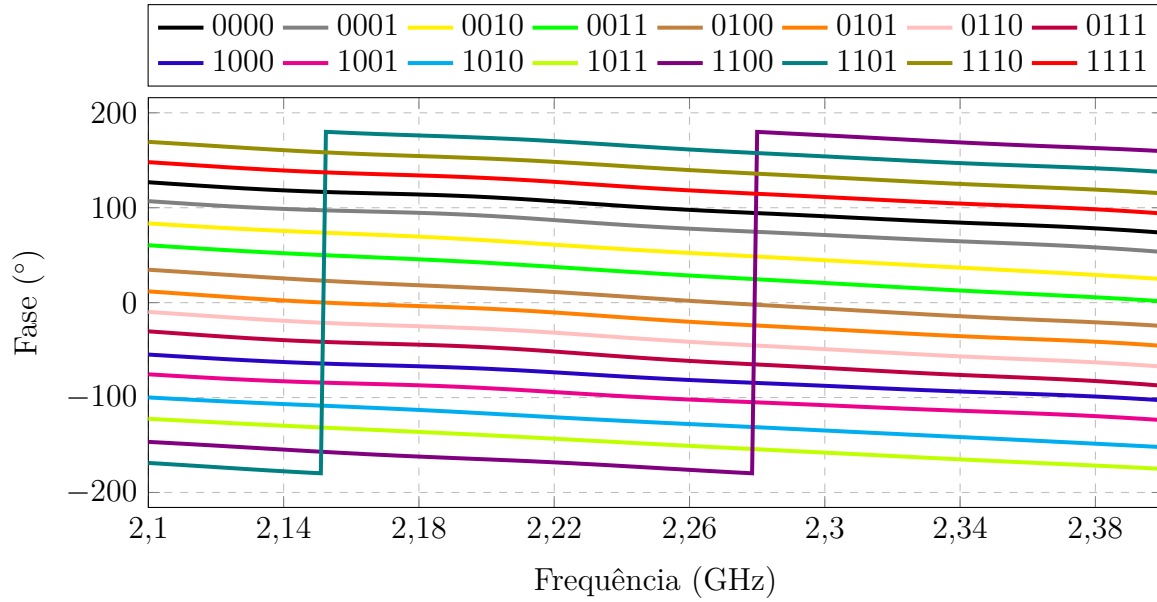
Fonte: o autor.

Figura 86 – Magnitude do defasador 1 em função da variação dos bits de controle.



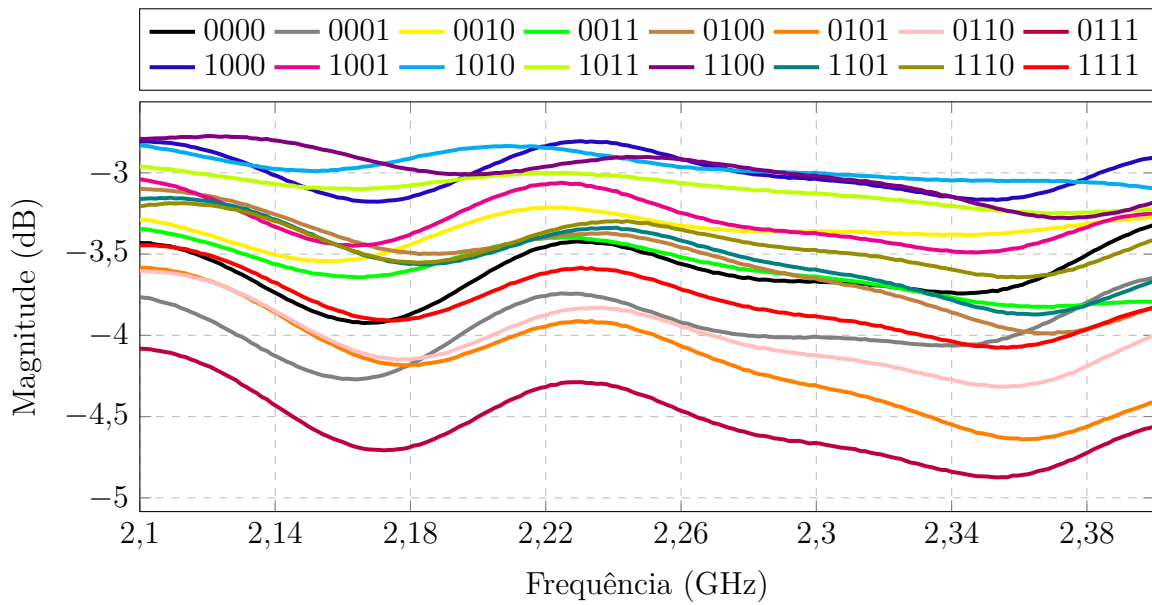
Fonte: o autor.

Figura 87 – Fase do defasador 1 em função da variação dos bits de controle.



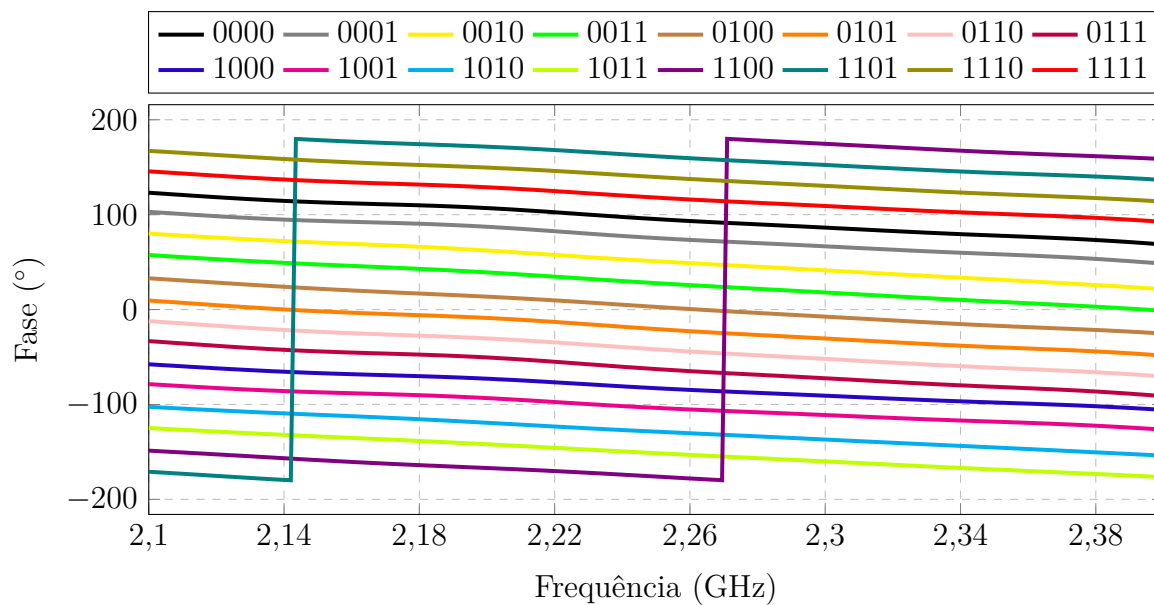
Fonte: o autor.

Figura 88 – Magnitude do defasador 2 em função da variação dos bits de controle.



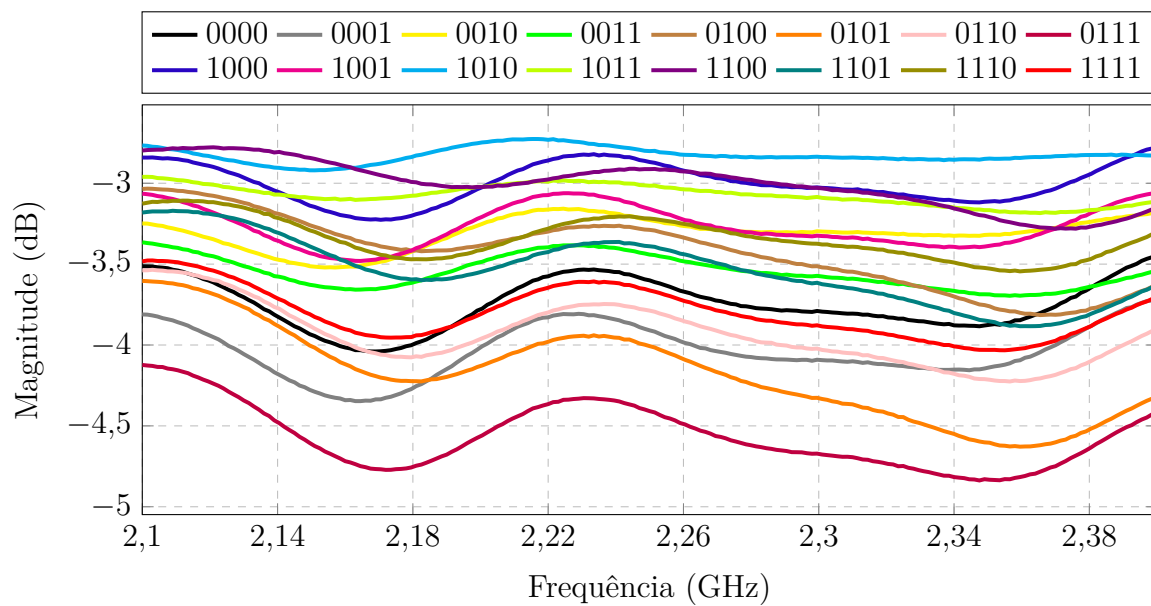
Fonte: o autor.

Figura 89 – Fase do defasador 2 em função da variação dos bits de controle.



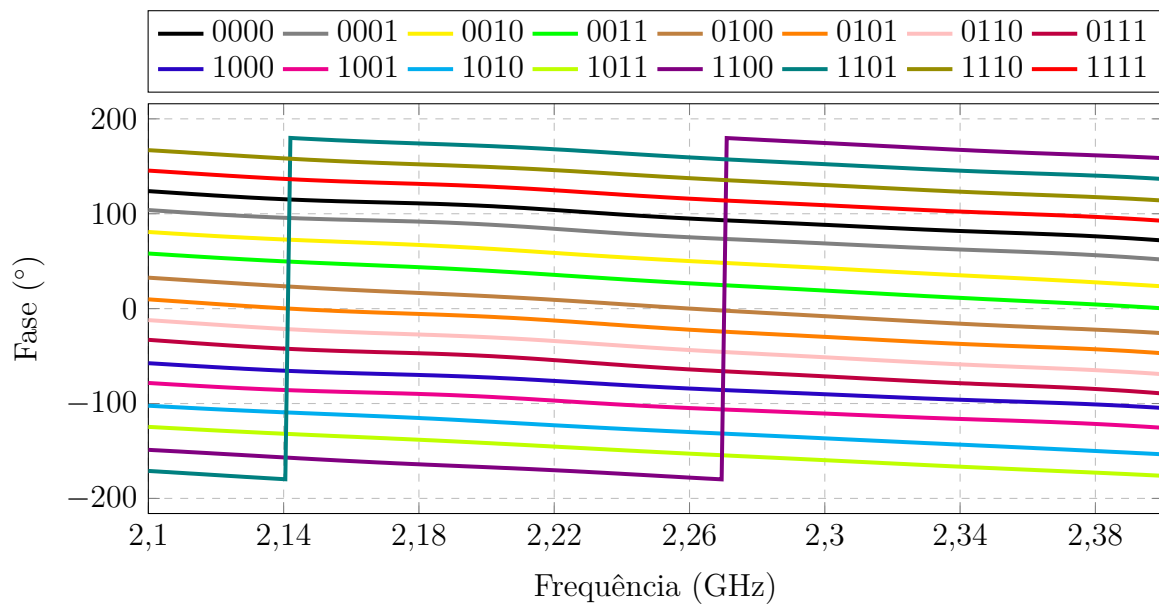
Fonte: o autor.

Figura 90 – Magnitude do defasador 3 em função da variação dos bits de controle.



Fonte: o autor.

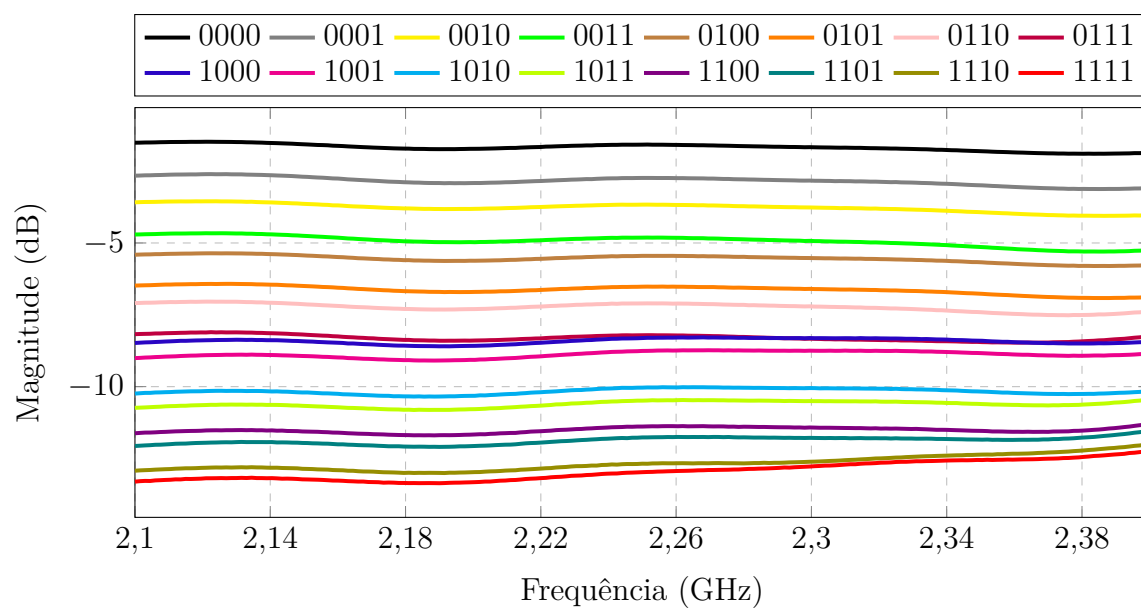
Figura 91 – Fase do defasador 3 em função da variação dos bits de controle.



Fonte: o autor.

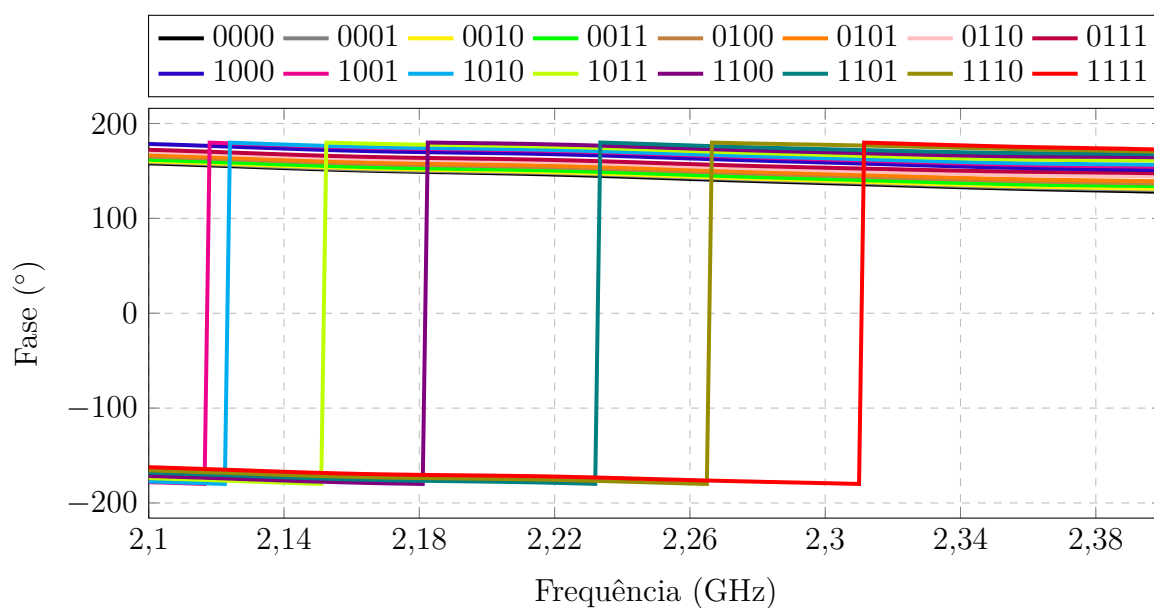
APÊNDICE C – ATENUADORES

Figura 92 – Magnitude do atenuador 1 em função da variação dos bits de controle.



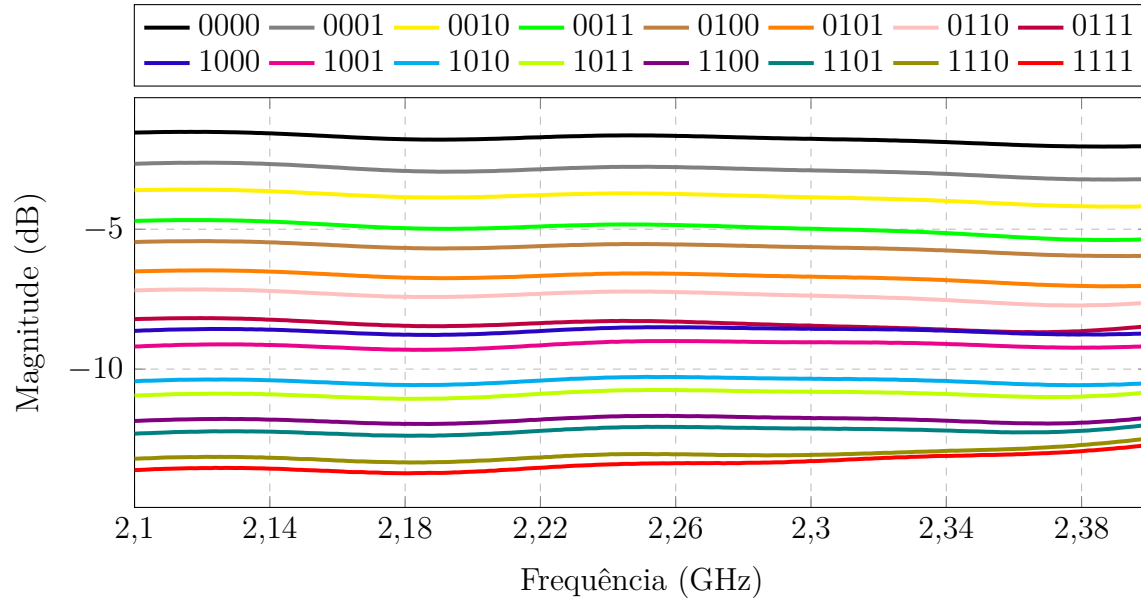
Fonte: o autor.

Figura 93 – Fase do atenuador 1 em função da variação dos bits de controle.



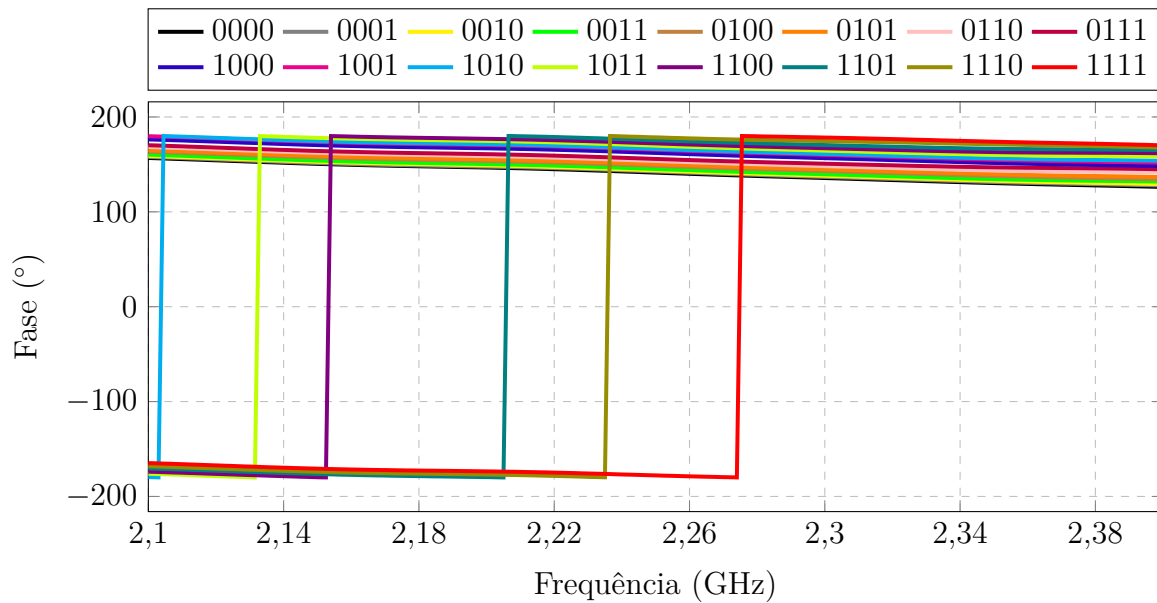
Fonte: o autor.

Figura 94 – Magnitude do atenuador 2 em função da variação dos bits de controle.



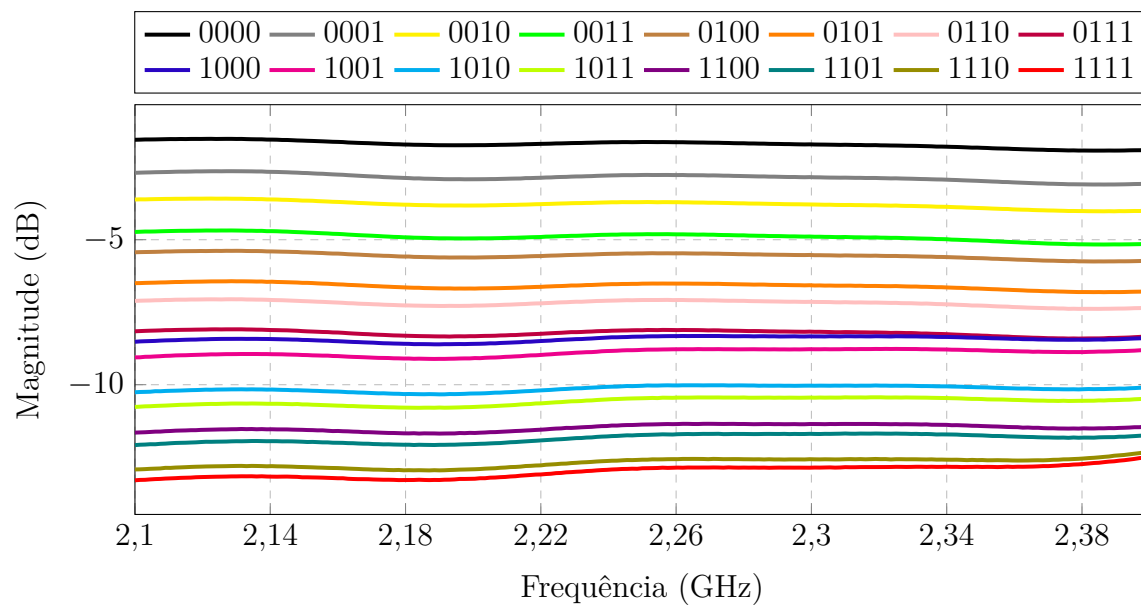
Fonte: o autor.

Figura 95 – Fase do atenuador 2 em função da variação dos bits de controle.



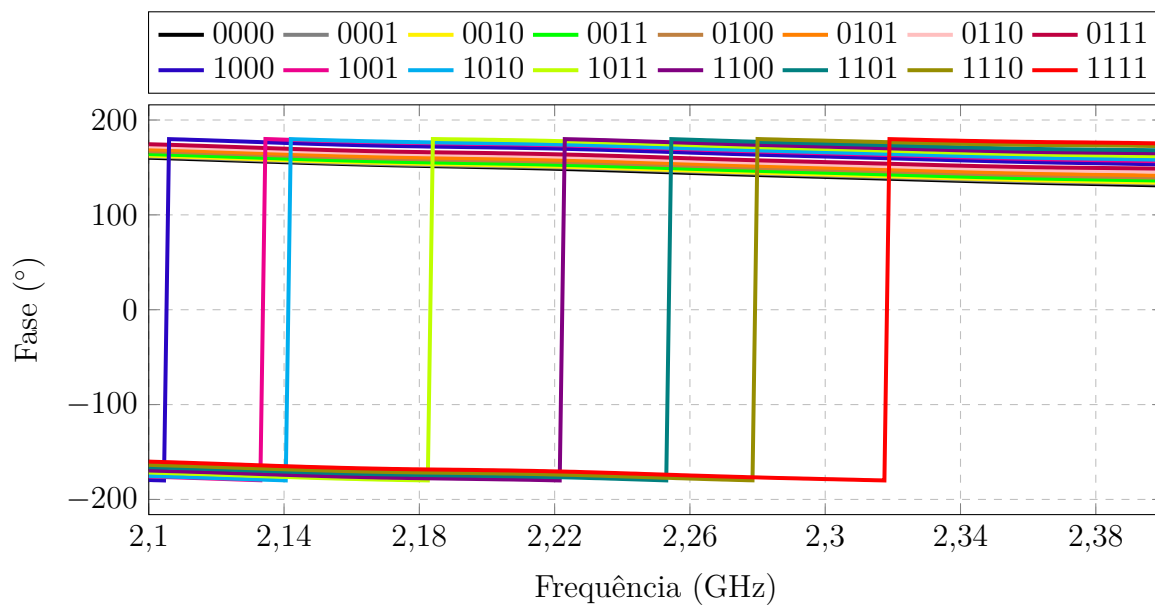
Fonte: o autor.

Figura 96 – Magnitude do atenuador 3 em função da variação dos bits de controle.



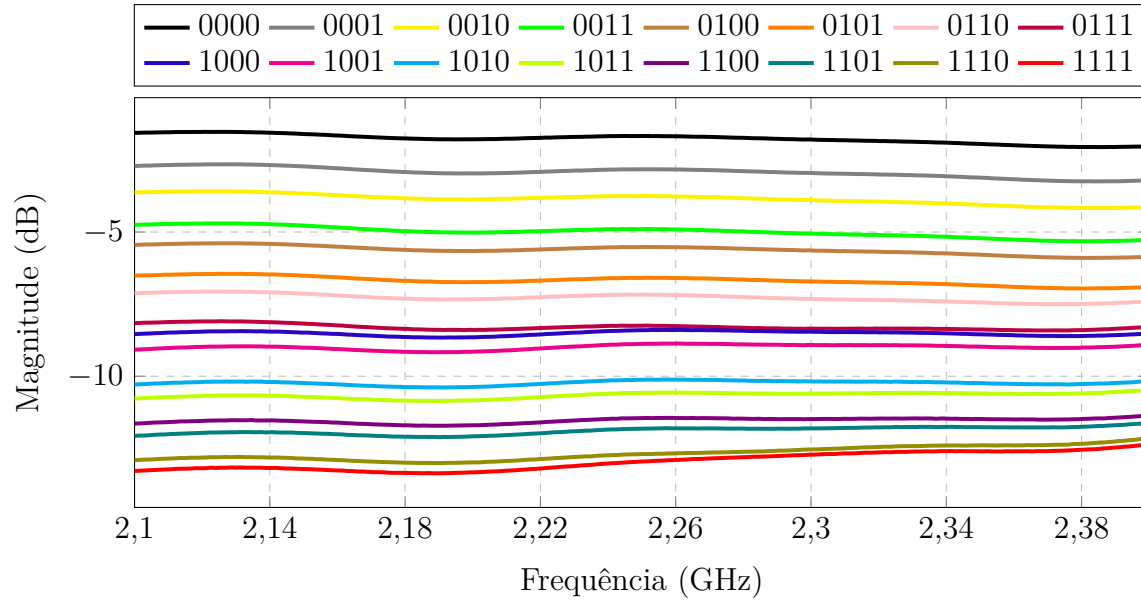
Fonte: o autor.

Figura 97 – Fase do atenuador 3 em função da variação dos bits de controle.



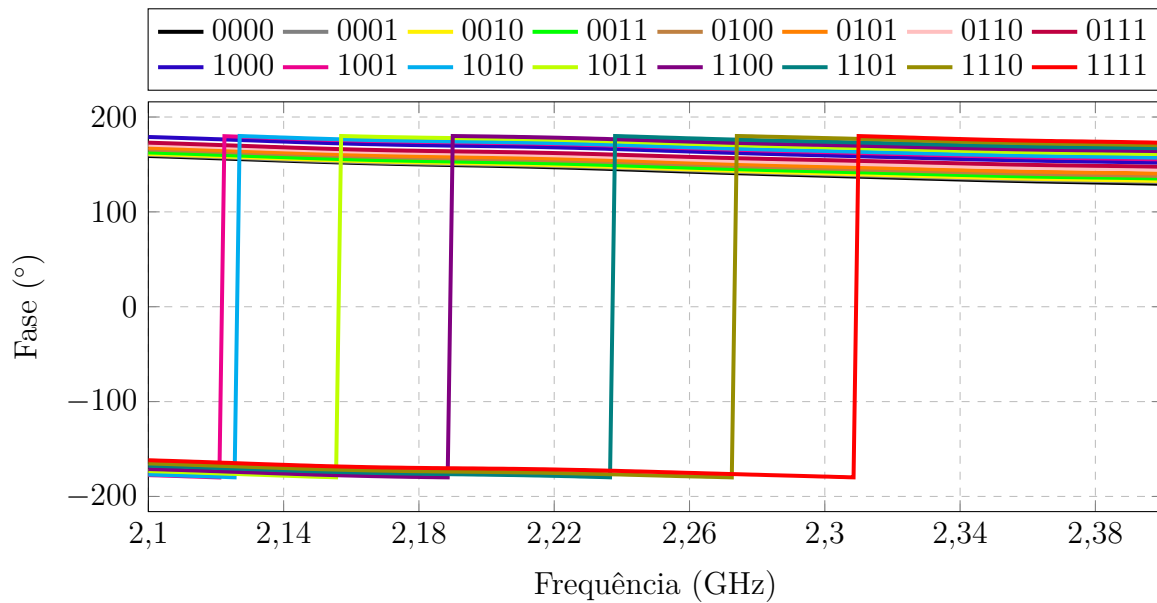
Fonte: o autor.

Figura 98 – Magnitude do atenuador 4 em função da variação dos bits de controle.



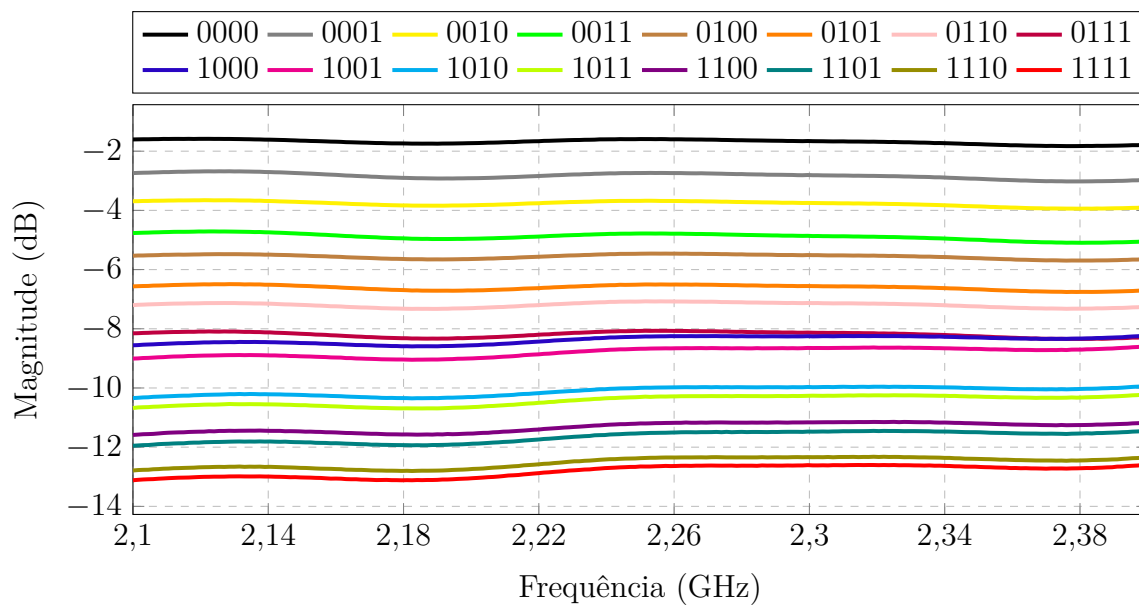
Fonte: o autor.

Figura 99 – Fase do atenuador 4 em função da variação dos bits de controle.



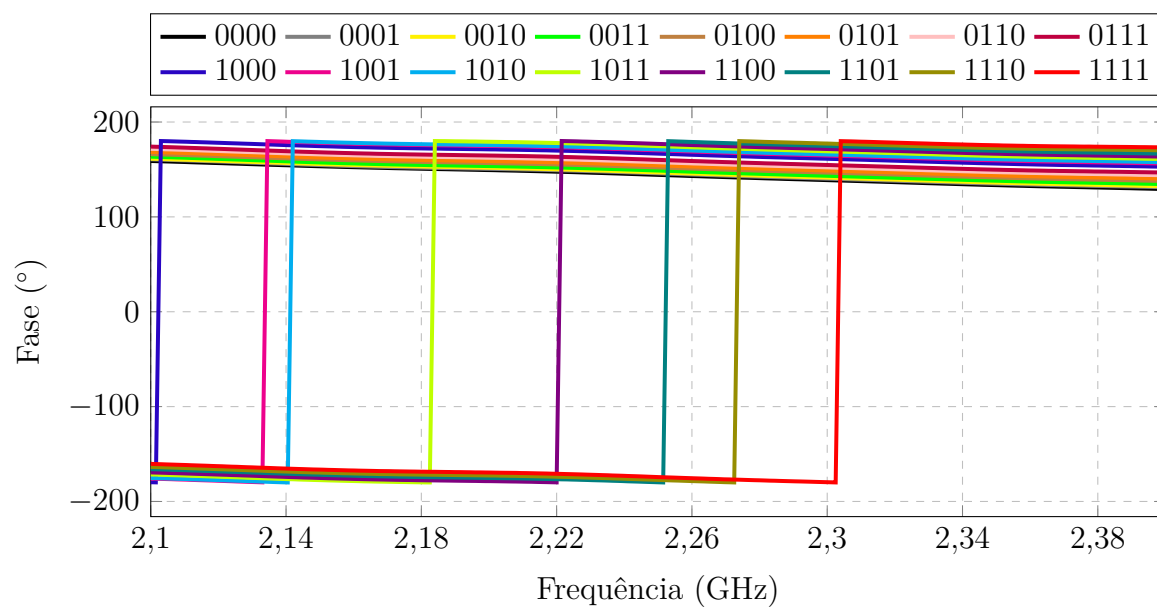
Fonte: o autor.

Figura 100 – Magnitude do atenuador 5 em função da variação dos bits de controle.



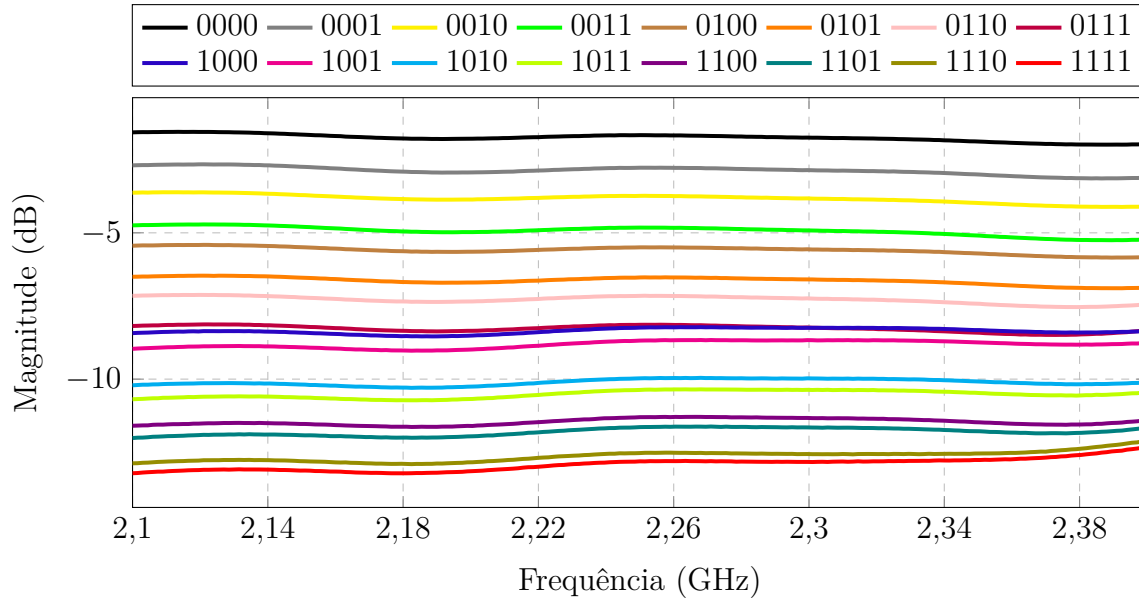
Fonte: o autor.

Figura 101 – Fase do atenuador 5 em função da variação dos bits de controle.



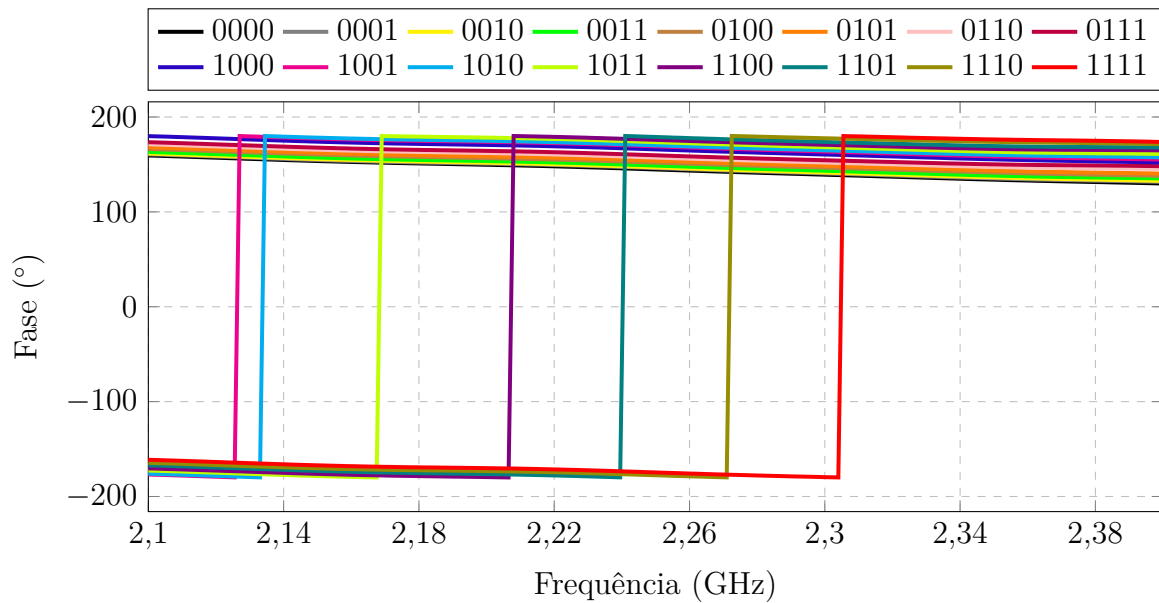
Fonte: o autor.

Figura 102 – Magnitude do atenuador 6 em função da variação dos bits de controle.



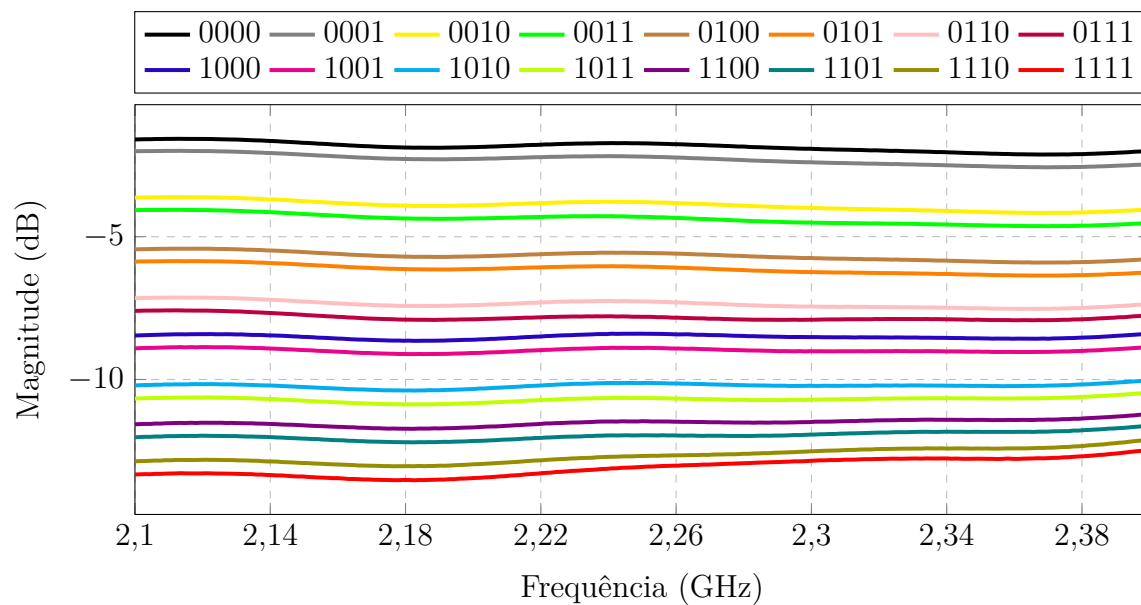
Fonte: o autor.

Figura 103 – Fase do atenuador 6 em função da variação dos bits de controle.



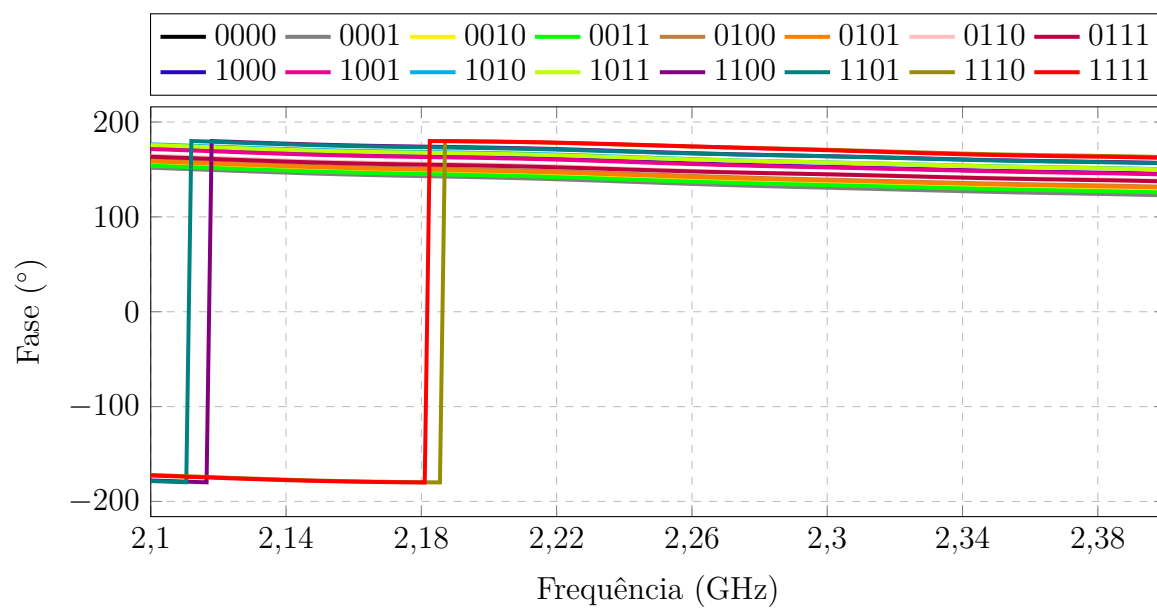
Fonte: o autor.

Figura 104 – Magnitude do atenuador 7 em função da variação dos bits de controle.



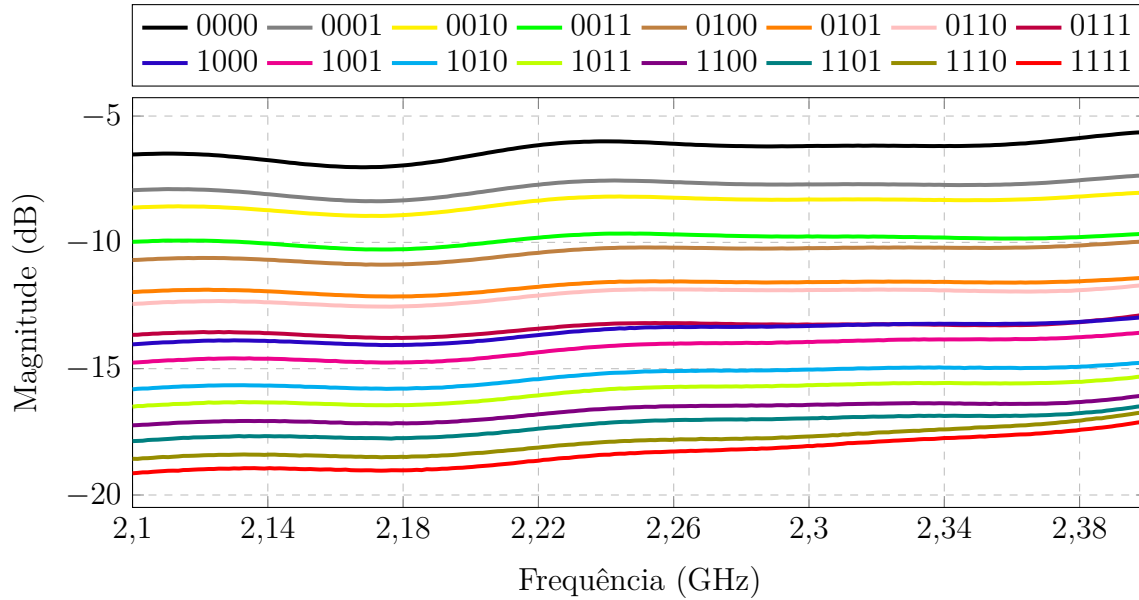
Fonte: o autor.

Figura 105 – Fase do atenuador 7 em função da variação dos bits de controle.



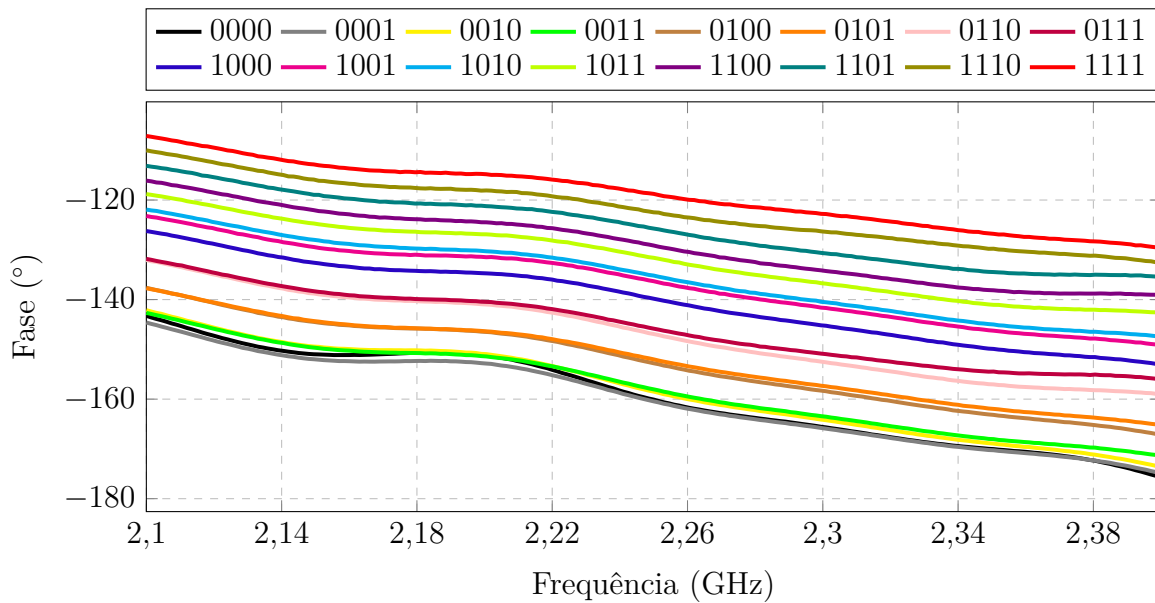
Fonte: o autor.

Figura 106 – Magnitude do atenuador 8 em função da variação dos bits de controle.



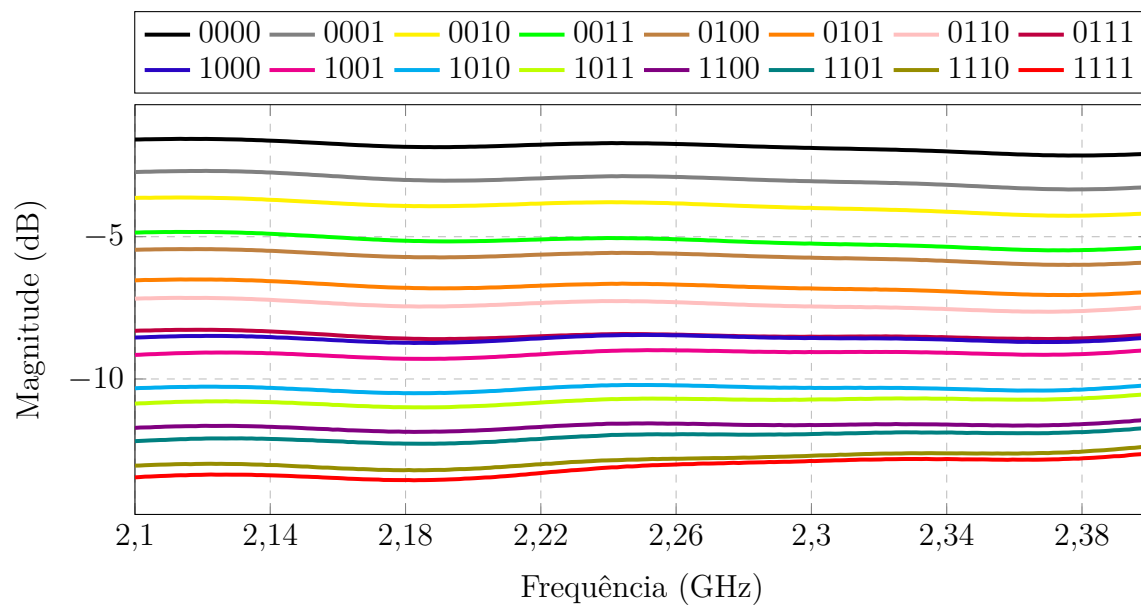
Fonte: o autor.

Figura 107 – Fase do atenuador 8 em função da variação dos bits de controle.



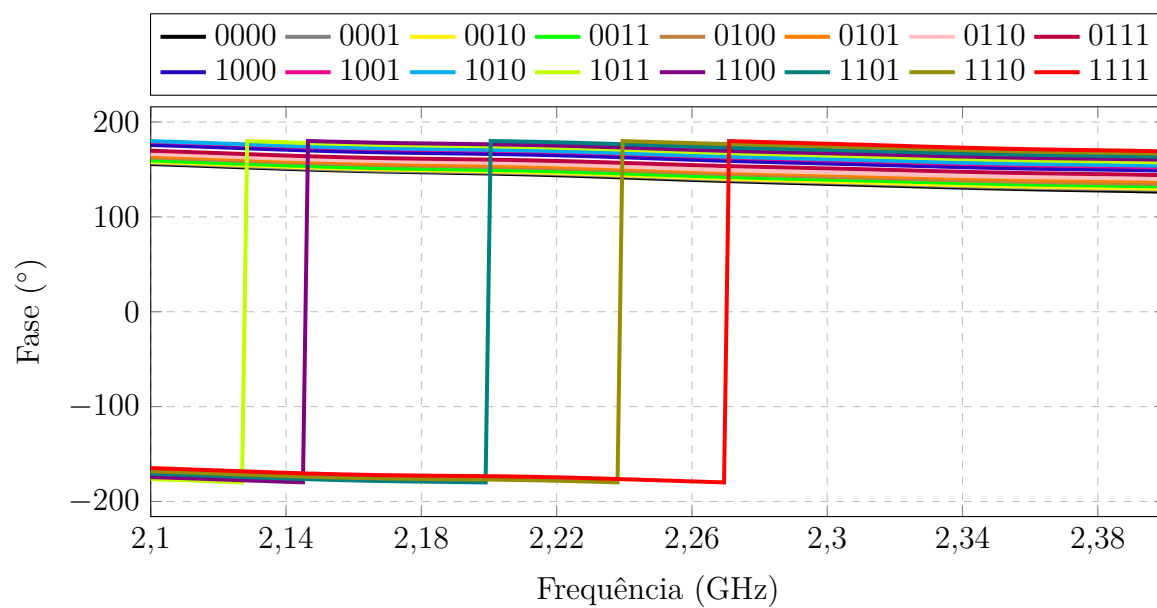
Fonte: o autor.

Figura 108 – Magnitude do atenuador 9 em função da variação dos bits de controle.



Fonte: o autor.

Figura 109 – Fase do atenuador 9 em função da variação dos bits de controle.



Fonte: o autor.