

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA**

**EDUARDO YOSHIMOTO**

**PROJETO E OTIMIZAÇÃO DE REDES DE ANTENAS EM BANDA S  
EMBARCADAS EM NANOSSATÉLITE**

**Alegrete**

**2019**



EDUARDO YOSHIMOTO

PROJETO E OTIMIZAÇÃO DE REDES DE ANTENAS EM BANDA S  
EMBARCADAS EM NANOSSATÉLITE

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. Marcos V. T. Heckler

Alegrete  
2019

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) .

Y65p Yoshimoto, Eduardo

Projeto e otimização de redes de antenas em Banda S  
embarcadas em nanossatélites / Eduardo Yoshimoto.

123 p.

Dissertação (Mestrado) -- Universidade Federal do Pampa,  
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, 2019.

"Orientação: Marcos Vinício Thomas Heckler".

1. Método de otimização por colônia de vaga-lumes. 2.  
Síntese de diagramas de irradiação. 3. Redes planares de  
antenas. 4. Diagrama de irradiação com formato de isoflux. 5.  
Acoplamento mútuo. I. Título.

EDUARDO YOSHIMOTO

PROJETO E OTIMIZAÇÃO DE REDES DE  
ANTENAS EM BANDA S EMBARCADAS EM  
NANOSSATÉLITE

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.

Área de concentração: Eletrônica

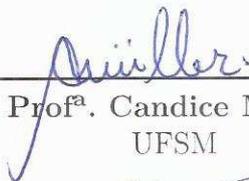
Dissertação defendida e aprovada em: Alegrete, 11 de julho de 2019.

Banca examinadora:



---

Prof. Marcos V. T. Heckler  
Orientador



---

Prof.<sup>a</sup>. Candice Müller  
UFSM



---

Prof. Alessandro G. Girardi  
UNIPAMPA

*“Meu saco de ilusões, bem cheio tive-o.  
Com ele ia subindo a ladeira da vida.  
E, no entretanto, após cada ilusão perdida...  
Que extraordinária sensação de alívio!”*  
*(Mario Quintana)*

## RESUMO

Neste trabalho, a aplicação do método de otimização por algoritmo de colônia de vaga-lumes para a síntese de diagramas de irradiação de redes lineares e planares de antenas é apresentada. Para demonstrar a eficiência do método, diagramas de irradiação com o formato de *isoflux*, cossecante ao quadrado e apontamento de feixes com controle dos níveis dos lóbulos laterais foram sintetizados. No primeiro caso, utilizou-se uma rede linear de antenas com espaçamento não uniforme operando em Banda S (2,26 GHz) e embarcada em um nanossatélite no padrão 8 U. Para este fim, otimizaram-se somente os coeficientes de excitação. Já no segundo cenário, além dos coeficientes de excitação, otimizaram-se as posições dos elementos para o caso de um diagrama com formato de cossecante ao quadrado para um sistema operando em 2,595 GHz. Em seguida, aplicou-se o método de otimização a uma rede planar de antenas com espaçamento uniforme, também operando em banda S. Para este caso, realizaram-se diversos apontamentos de feixes com controle de lóbulos laterais. Em seguida, uma rede planar com espaçamento não uniforme foi utilizada para conformação de um diagrama de irradiação com formato de *isoflux* tridimensional. Por fim, o projeto, construção e validação de uma rede planar adaptativa de  $3 \times 3$  elementos reais foi apresentada. Com esta estrutura, foram otimizados dois apontamentos com controle dos níveis de lóbulos laterais. Como principais resultados deste trabalho, verificou-se que, além da ferramenta desenvolvida ser versátil, a mesma fornece resultados eficientes, proporcionando diagramas com baixo desvio da máscara desejada, tanto para redes ideais quanto para redes constituídas de elementos reais.

**Palavras-chave:** método de otimização por algoritmo de colônia de vaga-lumes, síntese de diagramas de irradiação, redes planares de antenas, diagrama de irradiação com formato de *isoflux*, acoplamento mútuo.



## ABSTRACT

This work describes the application of the Firefly Algorithm (FA) for the optimization of linear and planar antenna arrays. In order to demonstrate the potential of this technique, radiation patterns with isoflux distribution, squared cosecant and beam steering with side lobe level control were synthesized. The first case consists of the synthesis of a radiation pattern with isoflux distribution with a non-uniformly spaced linear array composed of isotropic antennas operating in S-band (2.26 GHz) and installed on an 8-U nanosatellite. For this purpose, just the beamforming coefficients were optimized. In the second application, beyond beamforming coefficients, the positions of the elements were also optimized to synthesize a squared cosecant radiation pattern for a system operating at 2.595 GHz. Beam steering optimizations were carried out with side lobe level control for a non-uniformly spaced array. Then, a planar array was used to produce a three-dimensional isoflux radiation pattern. Finally, the design, construction and validation of an adaptive  $3 \times 3$  planar array of realistic microstrip antennas was presented. With this structure, two beam steering cases with side lobe level control were optimized. The main contribution of this work is to demonstrate the efficiency of the FA for the optimization of complex radiation patterns. Good agreement with the desired masks, both for ideal antenna arrays and for realistic arrays, has been obtained.

**Keywords:** Firefly Algorithm, beamforming, planar antenna array, isoflux radiation pattern, mutual coupling.



## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Ilustração de uma estrutura de um nanossatélite 8 U. . . . .	26
Figura 2 – Diagrama esquemático de uma rede linear clássica de antenas com os elementos alocados ao longo do eixo $z$ . . . . .	32
Figura 3 – Diagrama esquemático para análise em campo próximo de uma rede linear composta por dois dipolos infinitesimais alocados ao longo do eixo $z$ . . . . .	33
Figura 4 – Diagrama esquemático para análise em campo distante de uma rede linear composta por dois dipolos infinitesimais alocados ao longo do eixo $z$ . . . . .	34
Figura 5 – Ilustração da movimentação do pior vaga-lume em direção ao melhor. . . . .	36
Figura 6 – Ilustração da relação entre a máscara, a restrição, o campo elétrico sintetizado e o valor da função <i>erro</i> . . . . .	37
Figura 7 – Fluxograma de otimização de diagramas de irradiação de redes de antenas utilizando FA. . . . .	38
Figura 8 – Diagrama esquemático da órbita de um nanossatélite ao redor da Terra ( $h = 625$ km, $R_T \cong 6370$ km e $HPBW = 85^\circ$ ). . . . .	39
Figura 9 – Posicionamento dos elementos da rede linear de antenas ao longo do eixo $z$ e operando em 2,26 GHz ( $d_z = 40$ mm = $0,3 \lambda_0$ e $d_a = 80$ mm = $0,6 \lambda_0$ ). . . . .	40
Figura 10 – Diagrama de irradiação com formato de <i>isoflux</i> desejado e sintetizado para as características apresentadas na Figura 8. . . . .	41
Figura 11 – Curva de evolução do FA para obtenção do diagrama de irradiação mostrado na Figura 10. . . . .	42
Figura 12 – Diagrama de irradiação cossecante ao quadrado desejado e sintetizado com os coeficientes apresentados na Tabela 5. . . . .	43
Figura 13 – Curva de evolução do FA para obtenção do diagrama de irradiação mostrado na Figura 12. . . . .	44
Figura 14 – Diagrama de irradiação em cossecante ao quadrado desejado e sintetizado com os coeficientes apresentados na Tabela 7. . . . .	45
Figura 15 – Curva de evolução do FA para obtenção do diagrama de irradiação mostrado na Figura 14. . . . .	45
Figura 16 – Diagrama de irradiação cossecante ao quadrado desejado e sintetizado para as características apresentadas na Tabela 9. . . . .	46
Figura 17 – Curva de evolução do FA para obtenção do diagrama de irradiação mostrado na Figura 16. . . . .	47
Figura 18 – Diagrama esquemático de uma rede planar de $N_x \times N_y$ elementos isotrópicos distribuídos no plano $xy$ . . . . .	49

Figura 19 – (a) Diagrama de irradiação de uma rede planar de $5 \times 5$ elementos isotrópicos com espaçamento de $\lambda_0/2$ e apontamento para $\theta_{max} = \phi_{max} = 0^\circ$ com $SLL \leq -20$ dB. (b) Diferença entre a máscara e o diagrama sintetizado (valores contabilizados na função <i>erro</i> ). A escala angular corresponde à coordenada $\phi$ do sistema de coordenadas esféricas e a escala radial à coordenada $\theta$ . . . . .	53
Figura 20 – (a) Diagrama de irradiação de uma rede planar de $5 \times 5$ elementos isotrópicos com espaçamento de $\lambda_0/2$ e apontamento para $\theta_{max} = 30^\circ$ e $\phi_{max} = 0^\circ$ com controle de $SLL$ . (b) Diferença entre a máscara e o diagrama sintetizado. . . . .	54
Figura 21 – (a) Diagrama de irradiação de uma rede planar de $5 \times 5$ elementos isotrópicos com espaçamento de $\lambda_0/2$ e apontamento para $\theta_{max} = 45^\circ$ e $\phi_{max} = 0^\circ$ com controle de $SLL$ . (b) Diferença entre a máscara e o diagrama sintetizado. . . . .	54
Figura 22 – (a) Diagrama de irradiação de uma rede planar de $5 \times 5$ elementos isotrópicos com espaçamento de $\lambda_0/2$ e apontamento para $\theta_{max} = 30^\circ$ e $\phi_{max} = 45^\circ$ com controle de $SLL$ . (b) Diferença entre a máscara e o diagrama sintetizado. . . . .	55
Figura 23 – (a) Diagrama de irradiação de uma rede planar de $5 \times 5$ elementos isotrópicos com espaçamento de $\lambda_0/2$ e apontamento para $\theta_{max} = 45^\circ$ e $\phi_{max} = 45^\circ$ com controle de $SLL$ . (b) Diferença entre a máscara e o diagrama sintetizado. . . . .	55
Figura 24 – Curvas de evoluções do FA para obtenção dos diagramas de irradiação com apontamento. . . . .	57
Figura 25 – Máscara utilizada para o diagrama de irradiação com formato de <i>isoflux</i> para as características apresentadas na Figura 8. As regiões em branco da Figura 25a e sem traçado da Figura 25b não são contabilizadas no cálculo da função <i>erro</i> (Eq. (2.16)). . . . .	58
Figura 26 – Ilustração da rede planar de antenas composta por 4 sub-redes de $4 \times 4$ elementos isotrópicos ( $d_x = d_y = 40$ mm = $0,3 \lambda_0$ , $D_x = D_y = 280$ mm = $2,12 \lambda_0$ e $L = 200$ mm). . . . .	59
Figura 27 – Diagrama de irradiação produzido pela rede de antenas da Figura 26 com alimentação uniforme e sem diferença de fase entre elementos. . . . .	59
Figura 28 – (a) Diagrama de irradiação com formato de <i>isoflux</i> produzido pela rede de antenas da Figura 26 com os coeficientes de excitação encontrados pelo método FA, (b) diferença entre a máscara e o diagrama sintetizado e (c) planos de corte do diagrama. . . . .	60
Figura 29 – Curva de evolução do FA para obtenção do diagrama de irradiação mostrado na Figura 28. . . . .	62

Figura 30 – Simetria aplicada aos elementos da Figura 26. . . . .	62
Figura 31 – (a) Diagrama de irradiação com formato de <i>isoflux</i> produzido pela rede de antenas da Figura 26 com aplicação de simetria nos coeficientes de excitação, (b) diferença entre a máscara e o diagrama sintetizado e (c) planos de corte do diagrama. . . . .	63
Figura 32 – Curva de evolução do FA para obtenção do diagrama de irradiação mostrado na Figura 31. . . . .	65
Figura 33 – Ilustração da rede planar de antenas composta por 5 sub-redes de $4 \times 4$ elementos isotrópicos ( $d_x = d_y = 40 \text{ mm} = 0,3 \lambda_0$ , $D_x = D_y = 80 \text{ mm} = 0,6 \lambda_0$ e $L = 200 \text{ mm}$ ). . . . .	65
Figura 34 – (a) Diagrama de irradiação com formato <i>isoflux</i> produzido pela rede de antenas da Figura 33, (b) diferença entre a máscara e o diagrama sintetizado e (c) planos de corte do diagrama. . . . .	66
Figura 35 – Curva de evolução do FA para obtenção do diagrama de irradiação mostrado na Figura 34. . . . .	68
Figura 36 – Simetria aplicada aos elementos da Figura 33. . . . .	68
Figura 37 – (a) Diagrama de irradiação com formato de <i>isoflux</i> produzido pela rede de antenas da Figura 33, (b) diferença entre a máscara e o diagrama sintetizado e (c) planos de corte do diagrama. . . . .	69
Figura 38 – Curva de evolução do FA para obtenção do diagrama de irradiação mostrado na Figura 37. . . . .	70
Figura 39 – Diagrama em blocos da rede de antenas desenvolvida. . . . .	71
Figura 40 – Esquemático de um acoplador híbrido de $90^\circ$ . . . . .	72
Figura 41 – (a) Vista transversal da estrutura do tipo <i>stripline</i> utilizada neste trabalho. Acoplador híbrido de $90^\circ$ (b) simulado e (c) construído. . . . .	73
Figura 42 – Parâmetros $S$ do acoplador híbrido de $90^\circ$ . . . . .	74
Figura 43 – Defasagem entre as saídas do acoplador híbrido de $90^\circ$ . . . . .	74
Figura 44 – Vista esquemática do elemento irradiador simples do tipo <i>patch</i> quadrado e duas polarizações ortogonais. . . . .	75
Figura 45 – Parâmetros $S$ do elemento simples sem acoplador híbrido da Figura 44. . . . .	76
Figura 46 – Diagramas de irradiação RHCP e LHCP do elemento simples da Figura 44 operando em 2,26 GHz. . . . .	76
Figura 47 – Razão axial em relação a $\theta$ do elemento simples da Figura 44 operando em 2,26 GHz. . . . .	77
Figura 48 – Razão axial em função da frequência de operação do elemento simples da Figura 44 para $\theta = \phi = 0^\circ$ . . . . .	77
Figura 49 – Elemento simples com acoplador híbrido integrado (a) simulado e (b) construído. . . . .	78
Figura 50 – Parâmetros $S$ do elemento simples com acoplador híbrido da Figura 49. . . . .	78

Figura 51 – Diagramas de irradiação do elemento simples com acoplador híbrido da Figura 49 operando em 2,26 GHz. . . . .	79
Figura 52 – Razão axial do elemento simples Figura 49 em relação à $\theta$ . . . . .	79
Figura 53 – Razão axial do elemento simples Figura 49 em função da frequência de operação para $\theta = \phi = 0^\circ$ . . . . .	80
Figura 54 – Elemento simples com acoplador híbrido integrado e 1 porta de alimentação (a) simulado e (b) construído. . . . .	80
Figura 55 – Parâmetros $S$ dos elementos simples da Figura 54. . . . .	81
Figura 56 – Diagramas de irradiação do elemento simples da Figura 54 operando em 2,26 GHz. . . . .	81
Figura 57 – Razão axial do elemento simples da Figura 54 em relação à $\theta$ . . . . .	82
Figura 58 – Razão axial do elemento simples da Figura 54 em função da frequência de operação para $\theta = \phi = 0^\circ$ . . . . .	82
Figura 59 – Canal de atenuação variável (a) <i>layout</i> e (b) construído. . . . .	83
Figura 60 – Esquemático do circuito interno ao atenuador variável. . . . .	84
Figura 61 – Fotos do divisor de potência 1:9 em vistas (a) superior e (b) inferior. . . . .	84
Figura 62 – Magnitude dos parâmetros $S$ do divisor de potência 1:9 construído. . . . .	85
Figura 63 – Fase dos coeficientes de transmissão do divisor de potência 1:9 construído. . . . .	85
Figura 64 – Projeto completo da rede planar $3 \times 3$ adaptativa (a) vista frontal, (b) lateral esquerda, (c) lateral direita, (d) vista tridimensional e (e) em ambiente de medição do diagrama de irradiação. . . . .	86
Figura 65 – Coeficientes de reflexão medidos de cada elemento. . . . .	87
Figura 66 – Diagrama de irradiação com apontamento <i>broadside</i> sem controle de $SLL$ (a) calculado e (b) medido. . . . .	87
Figura 67 – Diagrama de irradiação com apontamento <i>broadside</i> e controle de $SLL$ (a) calculado e (b) medido. . . . .	88
Figura 68 – Planos de corte do diagrama de irradiação com apontamento <i>broadside</i> (a) $\phi = 0^\circ$ (b) $\phi = 45^\circ$ (c) $\phi = 90^\circ$ (d) $\phi = 135^\circ$ . . . . .	89
Figura 69 – Adaptador utilizado para adicionar fase nos terminais das antenas, vista do lado da conexão (a) macho e (b) fêmea. . . . .	90
Figura 70 – Características elétricas do adaptador utilizado como defasador para o apontamento oblíquo. . . . .	90
Figura 71 – Diagrama com apontamento oblíquo sem controle de $SLL$ (a) calculado e (b) medido. . . . .	92
Figura 72 – Diagrama com apontamento oblíquo e controle de $SLL$ (a) calculado e (b) medido. . . . .	92
Figura 73 – Plano de corte em $\phi = 0^\circ$ do diagrama de irradiação com apontamento oblíquo. . . . .	93
Figura 74 – Componentes necessários para a montagem de um elemento simples. . . . .	101

Figura 75 – Fixação do conector ao acoplador híbrido de $90^\circ$ . . . . .	102
Figura 76 – Fixação do conector e do ponto de curto-circuito do <i>patch</i> ao plano de Terra. . . . .	102
Figura 77 – Fixação da via de alimentação no acoplador híbrido de $90^\circ$ . . . . .	103
Figura 78 – Fixação do resistor de $50 \Omega$ entre o acoplador híbrido de $90^\circ$ e o <i>radial stub</i> . . . . .	103
Figura 79 – Estrutura interna à antena. . . . .	103
Figura 80 – Detalhes do plano de Terra do elemento irradiador e da estrutura <i>stripline</i> . . . . .	104
Figura 81 – Parte superior da antena. . . . .	104
Figura 82 – Diagramas de irradiação do elemento (1,1) em rede e operando em 2,26 GHz (a) $\phi = 0^\circ$ e (b) $\phi = 90^\circ$ . . . . .	105
Figura 83 – Diagramas de irradiação do elemento (1,2) em rede e operando em 2,26 GHz (a) $\phi = 0^\circ$ e (b) $\phi = 90^\circ$ . . . . .	105
Figura 84 – Diagramas de irradiação do elemento (1,3) em rede e operando em 2,26 GHz (a) $\phi = 0^\circ$ e (b) $\phi = 90^\circ$ . . . . .	106
Figura 85 – Diagramas de irradiação do elemento (2,1) em rede e operando em 2,26 GHz (a) $\phi = 0^\circ$ e (b) $\phi = 90^\circ$ . . . . .	106
Figura 86 – Diagramas de irradiação do elemento (2,2) em rede e operando em 2,26 GHz (a) $\phi = 0^\circ$ e (b) $\phi = 90^\circ$ . . . . .	107
Figura 87 – Diagramas de irradiação do elemento (2,3) em rede e operando em 2,26 GHz (a) $\phi = 0^\circ$ e (b) $\phi = 90^\circ$ . . . . .	107
Figura 88 – Diagramas de irradiação do elemento (3,1) em rede e operando em 2,26 GHz (a) $\phi = 0^\circ$ e (b) $\phi = 90^\circ$ . . . . .	108
Figura 89 – Diagramas de irradiação do elemento (3,2) em rede e operando em 2,26 GHz (a) $\phi = 0^\circ$ e (b) $\phi = 90^\circ$ . . . . .	108
Figura 90 – Diagramas de irradiação do elemento (3,3) em rede e operando em 2,26 GHz (a) $\phi = 0^\circ$ e (b) $\phi = 90^\circ$ . . . . .	109
Figura 91 – Comportamento da atenuação $\times$ frequência de operação do canal 1. . .	111
Figura 92 – Comportamento da defasagem $\times$ frequência de operação do canal 1. . .	111
Figura 93 – Comportamento da atenuação $\times$ frequência de operação do canal 2. . .	112
Figura 94 – Comportamento da defasagem $\times$ frequência de operação do canal 2. . .	112
Figura 95 – Comportamento da atenuação $\times$ frequência de operação do canal 3. . .	113
Figura 96 – Comportamento da defasagem $\times$ frequência de operação do canal 3. . .	113
Figura 97 – Comportamento da atenuação $\times$ frequência de operação do canal 4. . .	114
Figura 98 – Comportamento da defasagem $\times$ frequência de operação do canal 4. . .	114
Figura 99 – Comportamento da atenuação $\times$ frequência de operação do canal 5. . .	115
Figura 100 – Comportamento da defasagem $\times$ frequência de operação do canal 5. . .	115
Figura 101 – Comportamento da atenuação $\times$ frequência de operação do canal 6. . .	116
Figura 102 – Comportamento da defasagem $\times$ frequência de operação do canal 6. . .	116

Figura 103–Comportamento da atenuação × frequência de operação do canal 7. . .	117
Figura 104–Comportamento da defasagem × frequência de operação do canal 7. . .	117
Figura 105–Comportamento da atenuação × frequência de operação do canal 8. . .	118
Figura 106–Comportamento da defasagem × frequência de operação do canal 8. . .	118
Figura 107–Comportamento da atenuação × frequência de operação do canal 9. . .	119
Figura 108–Comportamento da defasagem × frequência de operação do canal 9. . .	119

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Características dos sistemas de comunicação de um nanossatélite do projeto CONASAT. . . . .	25
Tabela 2 – Parâmetros do FA para a conformação do diagrama de irradiação com formato de <i>isoflux</i> utilizando 12 elementos isotrópicos com espaçamento não-uniforme. . . . .	40
Tabela 3 – Coeficientes de <i>beamforming</i> obtidos pelo FA para a conformação do diagrama de irradiação com formato de <i>isoflux</i> utilizando 12 elementos isotrópicos com espaçamento não-uniforme. . . . .	41
Tabela 4 – Parâmetros do FA para a conformação do diagrama de irradiação no formato de cossecante ao quadrado utilizando 7 elementos isotrópicos uniformemente espaçados. . . . .	42
Tabela 5 – Coeficientes de <i>beamforming</i> obtidos pelo FA para a conformação do diagrama de irradiação no formato de cossecante ao quadrado utilizando 7 elementos isotrópicos uniformemente espaçados. . . . .	43
Tabela 6 – Parâmetros do FA para a conformação do diagrama de irradiação no formato de cossecante ao quadrado utilizando 4 elementos isotrópicos com espaçamento não-uniforme. . . . .	44
Tabela 7 – Coeficientes de <i>beamforming</i> e posições obtidas pelo FA para a conformação do diagrama de irradiação no formato de cossecante ao quadrado utilizando 4 elementos isotrópicos. . . . .	44
Tabela 8 – Parâmetros do FA para a conformação do diagrama de irradiação no formato de cossecante ao quadrado utilizando 3 elementos isotrópicos com espaçamento não-uniforme. . . . .	46
Tabela 9 – Coeficientes de <i>beamforming</i> e posições obtidas pelo FA para a conformação do diagrama de irradiação no formato de cossecante ao quadrado utilizando 3 elementos isotrópicos. . . . .	46
Tabela 10 – Parâmetros do FA para os apontamentos dos diagramas de irradiação produzidos pela rede de 5×5 elementos isotrópicos. . . . .	53
Tabela 11 – Coeficientes de <i>beamforming</i> otimizados para apontamento em $\theta_{max} = \phi_{max} = 0^\circ$ com controle de <i>SLL</i> . As amplitudes são apresentadas em dB. . . . .	53
Tabela 12 – Coeficientes de <i>beamforming</i> otimizados para apontamento em $\theta_{max} = 30^\circ$ e $\phi_{max} = 0^\circ$ com controle de <i>SLL</i> . As amplitudes são apresentadas em dB. . . . .	56
Tabela 13 – Coeficientes de <i>beamforming</i> otimizados para apontamento em $\theta_{max} = 45^\circ$ e $\phi_{max} = 0^\circ$ com controle de <i>SLL</i> . As amplitudes são apresentadas em dB. . . . .	56

Tabela 14 – Coeficientes de <i>beamforming</i> otimizados para apontamento em $\theta_{max} = 30^\circ$ e $\phi_{max} = 45^\circ$ com controle de <i>SLL</i> . As amplitudes são apresentadas em dB. . . . .	56
Tabela 15 – Coeficientes de <i>beamforming</i> otimizados para apontamento em $\theta_{max} = 45^\circ$ e $\phi_{max} = 45^\circ$ com controle de <i>SLL</i> . As amplitudes são apresentadas em dB. . . . .	57
Tabela 16 – Valores finais e residuais da função <i>erro</i> para as otimizações de diagramas de irradiação com apontamento. . . . .	57
Tabela 17 – Parâmetros do FA para a conformação do diagrama de irradiação com formato de <i>isoflux</i> para os elementos da Figura 26. . . . .	59
Tabela 18 – Amplitude dos coeficientes de <i>beamforming</i> otimizados para o diagrama com formato <i>isoflux</i> e controle de <i>SLL</i> (Figura 28a), em adimensional. . . . .	61
Tabela 19 – Fase dos coeficientes de <i>beamforming</i> otimizados para o diagrama com formato <i>isoflux</i> com $SLL \leq -15$ dB (Figura 28a), em graus. . . . .	61
Tabela 20 – Amplitude dos coeficientes de <i>beamforming</i> simétricos otimizados para o diagrama com formato <i>isoflux</i> (Figura 31a), em adimensional. . . . .	64
Tabela 21 – Fase dos coeficientes de <i>beamforming</i> simétricos otimizados para o diagrama com formato <i>isoflux</i> (Figura 31a), em graus. . . . .	64
Tabela 22 – Amplitude dos coeficientes de <i>beamforming</i> otimizados para o diagrama com formato <i>isoflux</i> (Figura 34a), em adimensional. . . . .	67
Tabela 23 – Fase dos coeficientes de <i>beamforming</i> simétricos otimizados para o diagrama com formato <i>isoflux</i> (Figura 34a), em graus. . . . .	67
Tabela 24 – Amplitude dos coeficientes de <i>beamforming</i> simétricos otimizados para o diagrama com formato <i>isoflux</i> (Figura 37a), em adimensional. . . . .	68
Tabela 25 – Fase dos coeficientes de <i>beamforming</i> simétricos otimizados para o diagrama com formato <i>isoflux</i> (Figura 37a), em graus. . . . .	69
Tabela 26 – Parâmetros de projeto do acoplador de $90^\circ$ . . . . .	72
Tabela 27 – Resultados do acoplador híbrido de $90^\circ$ operando em 2,26 GHz (considerando-se a Porta 1 como a porta de entrada). . . . .	75
Tabela 28 – Parâmetros de projeto do elemento simples com duas polarizações ortogonais da Figura 44. . . . .	75
Tabela 29 – Amplitude e fase dos parâmetros <i>S</i> do divisor 1:9 na frequência de 2,26 GHz. . . . .	86
Tabela 30 – Parâmetros do FA utilizados para os apontamentos dos diagramas de irradiação produzidos pela rede de $3 \times 3$ elementos reais. . . . .	88
Tabela 31 – Atenuações e defasagens adicionadas pelos conectores de defasagens. As amplitude são apresentadas em decibéis. . . . .	91
Tabela 32 – Valores de atenuação, em dB, dos canais de acordo com cada estado. . . . .	120
Tabela 33 – Valores de defasagem, em graus, dos canais de acordo com cada estado. . . . .	121

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABC	Colônia de Abelhas Artificiais (do inglês <i>Artificial Bees Colony</i> )
ACO	Otimização por Colônia de Formigas (do inglês <i>Ant Colony Optimization</i> )
Banda Ka	Faixa de frequência compreendida entre 27 e 40 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
CP	Polarização Circular (do inglês <i>Circular Polarization</i> )
CSO	Otimização por Bando de Gatos (do inglês <i>Cat Swarm Optimization</i> )
DCS	Subsistema de Coleta de Dados (do inglês <i>Data Collection Subsystem</i> )
ERB	Estação Rádio Base
FA	Algoritmo dos Vaga-lumes (do inglês <i>Firefly Algorithm</i> )
FNBW	Largura de Feixe do Primeiro Nulo (do inglês <i>First Null Beam Width</i> )
GA	Algoritmo Genético (do inglês <i>Genetic Algorithm</i> )
GEO	Órbita Geoestacionária (do inglês <i>Geostationary Orbit</i> )
GM	Método do Gradiente (do inglês <i>Gradient Method</i> )
LEO	Órbita Terrestre Baixa (do inglês <i>Low Earth Orbit</i> )
LP	Polarização Linear (do inglês <i>Linear Polarization</i> )
MATLAB	<i>software</i> de cálculo matricial (do inglês <i>MATrix LABoratory</i> )
MEO	Órbita Terrestre Média (do inglês <i>Medium Earth Orbit</i> )
PSO	Otimização por Enxame de Partículas (do inglês <i>Particle Swarm Optimization</i> )
RHCP	Polarização Circular à Direita (do inglês <i>Right-Handed Circularly Polarized</i> )
SLL	Níveis dos Lóbulos Laterais (do inglês <i>Sidelobe Level</i> )
SQP	Programação Quadrática Sequencial (do inglês <i>Sequential Quadratic Programming</i> )

U            Unidade de medida de *CubeSat* (1 U equivale a um cubo de 10 cm de aresta)

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\alpha$	Taxa de aleatoriedade
$\alpha_n$	Amplitude do $n$ -ésimo coeficiente de excitação, assume valor no intervalo semi-fechado $(0, 1]$
$\alpha_{n_x n_y}$	Amplitude do coeficiente de excitação aplicado no terminal do elemento $(n_x, n_y)$
$\beta$	Defasagem progressiva entre elementos adjacentes ao longo do eixo $z$
$\beta_x$	Defasagem progressiva entre elementos adjacentes ao longo do eixo $x$
$\beta_y$	Defasagem progressiva entre elementos adjacentes ao longo do eixo $y$
$\beta_0$	Coefficiente de atratividade entre vaga-lumes
$\gamma$	Coefficiente de absorção de luz imposto pelo meio
$\varepsilon_i$	Número aleatório com distribuição uniforme
$\eta$	Impeância intrínseca do meio
$\theta$	Coordenada esférica
$\theta_1$	Abertura angular entre o eixo $z$ e a reta que liga a Antena 1 ao ponto de observação
$\theta_2$	Abertura angular entre o eixo $z$ e a reta que liga a Antena 2 ao ponto de observação
$\hat{\theta}$	Versor do sistema de coordenadas esféricas
$\varphi$	Varição da abertura angular do diagrama de irradiação
$\varphi_n$	Fase do coeficiente de excitação do $n$ -ésimo elemento
$\varphi_{n_x n_y}$	Fase do coeficiente de excitação aplicado no terminal do elemento $(n_x, n_y)$
$\Psi_x$	Definido por $k d_x \sin(\theta) \cos(\phi) + \beta_x$
$\Psi_y$	Definido por $k d_y \sin(\theta) \sin(\phi) + \beta_y$
$\Psi_z$	Definido por $k d \cos(\theta) + \beta$
$\angle$	Ângulo
$AF_L$	Fator de rede linear para elementos distribuídos ao longo do eixo $z$

$AF_{L_x}$	Fator de rede linear para elementos distribuidos ao longo do eixo $x$
$AF_{L_y}$	Fator de rede linear para elementos distribuidos ao longo do eixo $y$
$AF_P$	Fator de rede planar para elementos distribuidos ao longo do plano $xy$
$Ant_1$	Antena 1
$Ant_2$	Antena 2
$\vec{E}_{elemento}$	Vetor campo elétrico do elemento
$\vec{E}_{mask}(\theta, \phi)$	Matriz campo elétrico da máscara desejada
$\vec{E}_{total}$	Vetor campo elétrico total
$\vec{E}_1$	Vetor campo elétrico da Antena 1
$\vec{E}_2$	Vetor campo elétrico da Antena 2
$\vec{E}(\theta, \phi)$	Matriz campo elétrico sintetizado
$I_n$	Coefficiente de excitação do $n$ -ésimo elemento
$N_{max}$	Número máximo de iterações
$N_x$	Número total de elementos ao longo do eixo $x$
$N_y$	Número total de elementos ao longo do eixo $y$
$N_z$	Número total de elementos ao longo do eixo $z$
$d_x$	Distância entre elementos adjacentes ao longo do eixo $x$
$d_y$	Distância entre elementos adjacentes ao longo do eixo $y$
$d_z$	Distância entre elementos adjacentes ao longo do eixo $z$
$f$	Frequência de operação
$j$	Unidade imaginária de um número complexo
$k$	Constante de propagação de uma onda
$k_0$	Constante de propagação de uma onda eletromagnética no espaço livre
$l$	Comprimento de um dipolo
$n$	Quantidade de vaga-lumes
$p_n$	Posição do $n$ -ésimo elemento ao longo do eixo $z$

$p_{x_{n_x n_y}}$	Posição do elemento $(n_x, n_y)$ ao longo do eixo $x$
$p_{y_{n_x n_y}}$	Posição do elemento $(n_x, n_y)$ ao longo do eixo $y$
$r$	Distância entre a origem do sistema de coordenadas retangulares e o ponto de observação
$r_{ij}$	Distância entre os vaga-lumes $i$ e $j$
$r_1$	Distância entre a Antena 1 e o ponto de observação
$r_2$	Distância entre a Antena 2 e o ponto de observação
$x$	Coordenada cartesiana
$x_i$	Posição do vaga-lume não ótimo
$x_j$	Posição do vaga-lume ótimo
$y$	Coordenada cartesiana
$z$	Coordenada cartesiana



## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO . . . . .	25
2	SÍNTESE DE REDES LINEARES COM O ALGORITMO BASEADO EM COLÔNIA DE VAGA-LUMES . . . . .	31
2.1	Teoria clássica das redes lineares de antenas . . . . .	32
2.2	Otimização por algoritmo de colônia de vaga-lumes . . . . .	35
2.3	Aplicação do FA para redes lineares de antenas . . . . .	39
2.3.1	Diagrama com formato <i>isoflux</i> . . . . .	39
2.3.2	Diagrama com formato em cossecante ao quadrado . . . . .	41
2.3.2.1	Rede com 7 elementos uniformemente espaçados . . . . .	42
2.3.2.2	Rede com 4 elementos com espaçamento não-uniforme . . . . .	43
2.3.2.3	Rede com 3 elementos com espaçamento não-uniforme . . . . .	45
3	EXPANSÃO DO ALGORITMO BASEADO EM COLÔNIA DE VAGA-LUMES PARA REDES PLANARES INCLUINDO ACOPLAMENTO MÚTUO . . . . .	49
3.1	Rede planar de antenas . . . . .	49
3.2	Acoplamento mútuo . . . . .	50
3.3	Considerações sobre as máscaras . . . . .	51
3.4	Apontamento do diagrama de irradiação de uma rede uniforme	52
3.5	Conformação do diagrama de irradiação com formato <i>isoflux</i> com uma rede com elementos não-uniformemente espaçados .	58
4	VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL . . . . .	71
4.1	Acoplador híbrido . . . . .	71
4.2	Elemento simples sem acoplador híbrido . . . . .	74
4.3	Elemento simples com acoplador híbrido . . . . .	77
4.4	Atenuador variável . . . . .	82
4.5	Divisor de potência 1:9 . . . . .	83
4.6	Protótipo de rede planar completo . . . . .	84
4.6.1	Diagrama com apontamento <i>broadside</i> . . . . .	87
4.6.2	Diagrama com apontamento oblíquo . . . . .	88
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .	95
	REFERÊNCIAS . . . . .	97
A	PROCESSO DE MONTAGEM DO ELEMENTO IRRADIA- DOR SIMPLES . . . . .	101

<b>B</b>	<b>DIAGRAMAS INDIVIDUAIS DOS ELEMENTOS OPERANDO EM REDE . . . . .</b>	<b>105</b>
<b>C</b>	<b>CARACTERÍSTICAS REAIS DOS CANAIS . . . . .</b>	<b>111</b>

## 1 INTRODUÇÃO

O domínio da tecnologia espacial é um aspecto de crucial importância no desenvolvimento de grandes nações. Muitos dos países desenvolvidos consideram o setor espacial como estratégico, destacando-se as aplicações em Telecomunicações, Defesa, Monitoramento Ambiental e, mais recentemente, em Agricultura.

O Brasil tem investido para aprimorar sua tecnologia espacial particularmente na produção e integração de satélites. Para a temática de monitoramento ambiental, o Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE) mantém o Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais (SBCDA), que é composto por plataformas de coleta de dados (PCDs), espalhadas por todo o território nacional, e pelas estações de controle e rastreamento de satélites, localizadas em Cuiabá (MT), Alcântara (MA) e Natal (RN). Algumas PCDs encontram-se instaladas em locais remotos, como na Floresta Amazônica e no Oceano Atlântico, de forma a não serem acessíveis por redes cabeadas. Assim, a transmissão dos dados das PCDs às estações de rastreamento ocorre por meio de satélites de órbita baixa (do inglês, *low-Earth orbit* - LEO) como o SCD-1 e SCD-2 (1° e 2° satélite de coleta de dados), que, devido ao longo tempo em serviço, precisam ser substituídos.

Para realizar a função de retransmitir os dados recebidos pelas PCDs de volta à Terra, cada satélite carrega um transponder que, com a tecnologia atual de integração, pode ser realizado com dispositivos eletrônicos de pequenas dimensões. Tal fato viabiliza seu lançamento ao espaço por meio de satélites de pequenas dimensões. Tais estruturas têm recebido grande atenção da Comunidade Científica por apresentarem, principalmente, custos reduzidos desde o desenvolvimento até o lançamento. Para substituir os atuais satélites do SBCDA por uma constelação de nanossatélites, o INPE iniciou o projeto CONASAT (Constelação de Nanossatélites para Coleta de Dados Ambientais) (INPE, 2011). Em cada nanossatélite, quatro sistemas de comunicação deverão ser integrados, cada um apresentando suas funcionalidades, frequências de operação e modelo de antena (previsão) conforme apresentado na Tabela 1.

Tabela 1 – Características dos sistemas de comunicação de um nanossatélite do projeto CONASAT.

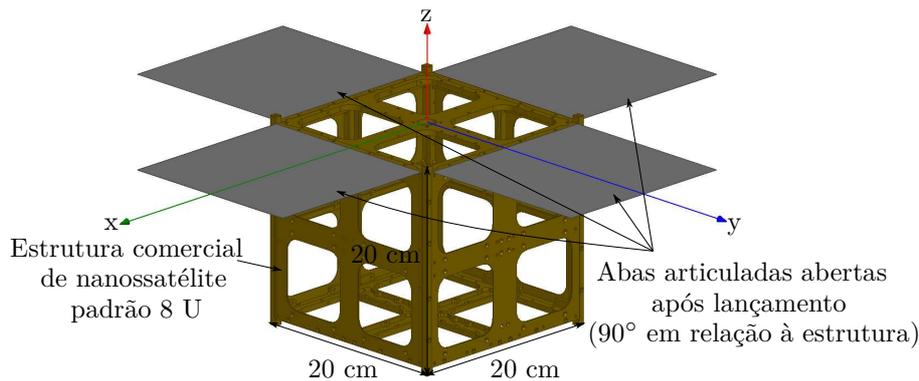
Enlace de Comunicação	Frequência (MHz)	Comprimento de onda (cm)	Tipo de antena
<i>Uplink</i> de Telecomando	430 - 440	68,97	Filamentar
<i>Downlink</i> de Telemetria	145,865	205,67	Filamentar
<i>Uplink</i> do Transponder	401,62	74,70	<i>Patch</i>
<i>Downlink</i> do Transponder	2267,52	13,23	<i>Patch</i>

Fonte: Modificado de (INPE, 2011).

A estrutura do nanossatélite a ser utilizada no projeto CONASAT obedecerá o

padrão 8 U (1 U equivale a um cubo de 10 cm de aresta), o qual corresponde, basicamente, a um cubo de 20 cm de aresta e massa total de 10 kg. Tal estrutura encontra-se retratada esquematicamente na Figura 1. Com estas características físicas, este modelo de satélite apresenta grande vantagem financeira. Entretanto, esta plataforma apresenta uma limitação em termos de área para a instalação das antenas, principalmente para as do tipo *patch*.

Figura 1 – Ilustração de uma estrutura de um nanossatélite 8 U.



Fonte: Modificado de (ISIS, 2018).

Por conta da altitude em que orbitam os atuais satélites do SBCDA, a atenuação de espaço livre para o enlace de descida (*Downlink*), operando em Banda S, corresponde a cerca de 160 dB. Uma vez que a energia disponível em um nanossatélite é bastante limitada, a atenuação de espaço livre deve ser parcialmente compensada pelo ganho das antenas empregadas para estabelecer o enlace de descida. Em relação à antena instalada no nanossatélite, podem-se empregar diagramas adaptativos, de forma a sempre apontar o máximo de irradiação na direção da estação de rastreamento mais próxima, ou sintetizar diagramas de irradiação com formatos apropriados para a aplicação. Em ambos os casos, torna-se necessária a utilização de uma rede de antenas.

Em (MAGALHÃES et al., 2014), foram estudadas duas redes planares de antenas  $2 \times 2$  com polarização circular à direita (do inglês, *right-handed circularly polarized - RHCP*), operando em 401 MHz e embarcadas em nanossatélites 8 U com abas articuladas. Uma das redes é composta por antenas de microfita linearmente polarizadas, enquanto a outra contém elementos já apresentando polarização RHCP. Também foi realizado um estudo de qual o melhor substrato a ser utilizado no desenvolvimento dos elementos irradiadores. Além disso, o efeito de possíveis variações na abertura angular das abas articuladas foi estudado. Como principais resultados, concluiu-se que a rede composta por antenas de *patch* quadrado com cantos truncados e confeccionadas com o substrato TMM10i apresenta maior ganho e menor nível de polarização cruzada, em comparação com a mesma rede constituída com o substrato TMM6 e com as redes compostas por elementos com polarização linear confeccionados com esses mesmos materiais. Além disso, verificou-se que

---

uma variação de  $20^\circ$  em relação à abertura ideal das abas articuladas (ver Figura 1) tem influência desprezável no diagrama de irradiação.

Em (BUDIANTU et al., 2014), um estudo sobre a integração de uma rede planar de antenas na parte posterior dos painéis fotovoltaicos embarcados em um nanossatélite 3 U foi realizado. Investigação sobre o funcionamento do sistema de captação de energia solar é apresentado, bem como os coeficientes de excitação de uma rede planar  $5 \times 4$  de antenas de microfitas. No que diz respeito às antenas, duas formas de alimentação foram expostas: uma com distribuição uniforme e outra binomial. Apesar de os objetivos relativos à rede de antenas serem a otimização das propriedades eletromagnéticas, tais como diretividade, níveis dos lóbulos laterais (do inglês, *sidelobe level* - SLL) e largura de banda, nenhum método de otimização foi implementado.

Em (KURNIA; NUGROHO; PRASETYO, 2014), uma rede planar  $2 \times 2$  com polarização circular composta por elementos do tipo F-invertido foi projetada e embarcada em um nanossatélite 2 U. Por conta da baixa quantidade de elementos que compõem a rede, não se aplicou conformação do diagrama de irradiação, realizando-se apenas o apontamento *broadside*.

Em (BUTTAZZONI et al., 2017), uma rede planar  $8 \times 8$  composta por sub-redes de  $2 \times 2$  antenas de microfitas circularmente polarizadas e com rotação sequencial foi projetada. O conjunto de antenas foi desenvolvido para operar na Banda Ka com polarização RHCP para ser instalado em uma das faces de um nanossatélite 1 U. Além dos parâmetros supracitados, a rede de antenas tem como característica operar em dois enlaces de comunicação: um satélite-Terra e o outro satélite-satélite. Em ambos os casos, utilizou-se conformação do diagrama de irradiação utilizando o método de síntese apresentado por (BUTTAZZONI; VESCOVO, 2014). Como contribuições, os dois cenários foram analisados minuciosamente, sendo que apenas um sistema alimentador para o primeiro caso estudado foi desenvolvido.

Em (WILKE et al., 2013), dois projetos semelhantes de redes planares de antenas compostas por 5 sub-redes de  $2 \times 2$  elementos do tipo *patch* circularmente polarizados e com rotação sequencial foram desenvolvidos. A geometria de ambas as redes foi composta de quatro sub-redes alocadas nas extremidades de um quadrado, enquanto a outra encontra-se no centro. Os projetos são concebidos para operar em 26 GHz e são constituídos por estruturas multicamadas com o sistema alimentador integrado à estrutura da antena e desenvolvido em tecnologia *stripline*. No primeiro projeto, aplicaram-se antenas de microfitas com cantos truncados e alimentação sequencial, enquanto que a outra rede foi composta por *patches* quadrados com dois pontos de alimentação ortogonais entre si e alimentação paralela.

Em (IBARRA et al., 2014), duas redes anelares de antenas isotrópicas foram modeladas de forma a produzirem diagramas de irradiação com distribuição *isoflux* para satélites operando em órbita geostacionária (do inglês, *geostationary orbit* - GEO) e

órbita terrestre média (do inglês, *medium-Earth orbit* - MEO). Para a conformação dos diagramas de irradiação, utilizou-se a técnica descrita em (ZAMUDA et al., 2007), que minimiza o erro entre o diagrama sintetizado e o desejado, ao mesmo instante em que minimiza os valores de SLL. Como principais resultados, ambas as redes apresentaram em torno de  $4 \lambda_0$  de diâmetro e diagramas de irradiação com baixo desvio do desejado com SLL de -26,97 dB e -23,8 dB, para os satélites operando em GEO e MEO, respectivamente.

Em (DIENER; JONES; ELSHERBENI, 2017), também foi projetada uma rede anelar de antenas para conformação de um diagrama de irradiação com distribuição *isoflux*. A rede de antenas operava em Banda X, apresentava polarização circular com rotação sequencial dos elementos e foi embarcada em uma das faces de um nanossatélite 1 U. Para a conformação do diagrama de irradiação, aplicou-se o algoritmo genético (do inglês, *genetic algorithm* - GA) na otimização da amplitude e fase dos coeficientes de excitação e os raios dos dois anéis concêntricos. Pelo fato de não utilizarem o acoplamento mútuo, o resultado obtido em simulação eletromagnética apresentou desvio da máscara desejada. Entretanto, os resultados foram satisfatórios, tanto em termos de diagrama de irradiação quanto em relação à razão axial.

Conforme verificado nos trabalhos citados anteriormente, a conformação de feixe é normalmente realizada com a utilização de alguma técnica de otimização. Dentre outros métodos, uma técnica que vem sendo estudada é o algoritmo baseado em colônias de vaga-lumes (do inglês, *firefly algorithm* - FA). Em (RAM et al., 2014), o problema de minimização de SLL e largura de feixe do primeiro nulo (do inglês, *first-null beam width* - FNBW) provenientes de redes anelares de antenas compostas por 8, 10 e 12 elementos foi abordado. Para a otimização, aplicou-se o FA e compararam-se os resultados obtidos com GA e o método de otimização por enxame de partículas (do inglês, *particle swarm optimization* - PSO). Como variáveis de síntese, modificaram-se as amplitudes dos coeficientes de excitação e as distâncias entre os elementos irradiadores isotrópicos. Pela análise dos resultados, verificou-se que o FA apresentou desempenho superior ao GA e ao PSO para os três problemas de otimização abordados.

O mesmo objetivo de minimização de SLL e FNBW foi abordado em (BASU; MAHANTI, 2011), em que foram otimizadas três redes lineares compostas por 20, 26 e 30 elementos isotrópicos. Entretanto, compararam-se os desempenhos dos métodos de otimização FA e colônia de abelhas artificiais (do inglês, *artificial bees colony* - ABC) para dois cenários: o primeiro aborda o diagrama de irradiação do tipo *broadside*, enquanto o segundo é relativo aos apontamentos para  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  e  $60^\circ$ . Do mesmo modo ao que foi apresentado na referência anterior, o FA também demonstrou maior eficiência comparativamente ao método ABC.

O FA também foi utilizado por (ZAMAN; MATIN, 2012) para a otimização de diagramas de irradiação de redes lineares de antenas com espaçamento não-uniforme, fornecendo melhores resultados em comparação ao que foi obtido com PSO. No mesmo ano,

---

um estudo realizado por (CHATTERJEE; MAHANTI; CHATTERJEE, 2012) também demonstrou a melhor eficiência do FA frente ao PSO na otimização de feixes reconfiguráveis de uma rede anelar concêntrica de antenas.

Em (CHATTERJEE; MAHANTI; GHATAK, 2014), os autores realizaram um estudo de conformação de diagramas de irradiação do tipo cobertura de região quadrada e circular, ambos utilizando os métodos ABC, FA e GA aplicados a uma rede planar de antenas uniformemente espaçadas. Como conclusões deste trabalho, verificou-se o melhor desempenho do FA frente ao ABC e ao GA.

Após uma contextualização sobre trabalhos envolvendo redes de antenas em satélites de pequeno porte e a aplicação do método de colônia de vaga-lumes em otimização de parâmetros de redes de antenas, o presente documento tem como objetivo principal projetar, construir e validar uma rede planar de antenas com diagrama de irradiação reconfigurável em Banda S e embarcável em um nanossatélite padrão 8 U. Como objetivos secundários, estão: o desenvolvimento de um código otimizador que consiga atender as demandas de diferentes geometrias de redes de antenas e diagramas de irradiação e o desenvolvimento de um sistema irradiante que apresente o diagrama de irradiação adaptativo, porém não em tempo real, visando uma evolução de (FERREIRA, 2016). Para tal finalidade, foi desenvolvida uma ferramenta capaz de modelar diversos diagramas de irradiação de diferentes topologias de redes de antenas. Para demonstração realista do código desenvolvido, um elemento irradiador do tipo *patch* com polarização RHCP e operando em Banda S foi projetado, construído e caracterizado experimentalmente. Em seguida, a integração de antenas para composição de uma rede  $3 \times 3$  e de atenuadores variáveis é apresentada, para fins de uma implementação prática de uma estrutura irradiante que permita controle adaptativo de seu diagrama de irradiação.

O trabalho está segmentado da seguinte maneira: no capítulo seguinte, será apresentada a fundamentação teórica sobre redes de antenas e o método de otimização por colônia de vaga-lumes. Posteriormente, alguns testes computacionais serão apresentados com a finalidade de demonstrar a funcionalidade do método implementado. Em seguida, no terceiro capítulo, será exposta a formulação para expansão do método para redes planares de antenas realistas, levando em conta os efeitos de acoplamento mútuo entre os elementos que compõem a rede, bem como demonstrações da eficiência do FA na conformação de feixe. No quarto capítulo, será apresentada a validação experimental do projeto de uma rede planar  $3 \times 3$  adaptativa. No quinto capítulo, serão revistas e comentadas, em ordem sequencial, as etapas presentes neste documento. O processo de construção do elemento irradiador simples, os diagramas de irradiação individuais dos elementos operando em rede e o comportamento real dos atenuadores variáveis que compõem o sistema foram organizados como apêndices a esta dissertação.



## 2 SÍNTESE DE REDES LINEARES COM O ALGORITMO BASEADO EM COLÔNIA DE VAGA-LUMES

A modelagem de diagramas de irradiação é algo importante para a área de comunicações sem fio. Isto se deve ao fato de uma antena real proporcionar uma filtragem espacial de sinais; ou seja, uma dada antena recebe diferentes níveis de energia dependendo do ângulo de incidência do sinal (BALANIS, 2005). De forma recíproca, esta mesma antena transmite diferentes níveis de potência dependendo de sua posição relativa à antena receptora.

Uma das áreas de pesquisa relacionada à Engenharia de Antenas consiste na síntese do diagrama de irradiação com o emprego de redes de antenas. Tais estruturas podem apresentar diversas formas de alocação dos elementos, sendo as principais com configuração linear, retangular, circular e esférica. Deste modo, de acordo com (BALANIS, 2005), além destas possíveis configurações, há ainda as distâncias entre elementos, as amplitudes e fases dos coeficientes de *beamforming* e o diagrama de irradiação de cada elemento. Todas estas variáveis de projeto influenciam o acoplamento mútuo entre as antenas, de modo que este fenômeno não pode ser ignorado no momento do projeto de redes de antenas.

Pelo fato de estas variáveis apresentarem diversos valores dentro de seus limites, torna-se impraticável realizar todas as combinações possíveis, que, em muitos casos, resultam em infinitas possibilidades, de forma a permitir a obtenção do diagrama de irradiação desejado. Para contornar este problema, métodos de otimização são utilizados para buscar valores para os parâmetros de projeto que satisfaçam uma dada especificação, conhecida como *máscara*. Em grande parte dos casos, métodos heurísticos são utilizados, tais como o GA (SCHLOSSER et al., 2014) (RIDWAN; ABDO; JORSWIECK, 2011) (MARCANO; DURÁN, 2000), PSO (SCHLOSSER; TOLFO; HECKLER, 2016) (JIN; SAMII, 2007) (CHEN et al., 2007), otimização por colônia de formigas (do inglês, *ant colony optimization* - ACO) (SCHLOSSER; JOHANN; HECKLER, 2016) (TERUEL; IGLESIAS, 2006) (IGLESIAS; TERUEL, 2007), otimização por bando de gatos (do inglês, *cat swarm optimization* - CSO) (PAPPULA; GHOSH, 2014) (SHEN et al., 2019), dentre outros. Há, ainda, outros métodos que se baseiam na teoria do cálculo para realizar a otimização, como o método programação quadrática sequencial (do inglês, *sequential quadratic programming* - SQP) e o método do gradiente (do inglês, *gradient method* - GM) (SLAVAKIS; YAMADA, 2007)-(KOZIEL; OGURTSOV, 2012). Estes métodos de otimização, quando aplicados em problemas de conformação de diagrama de irradiação, tentam encontrar valores ótimos para os parâmetros de projeto de tal forma a minimizar o valor da função erro, que quantifica o desvio do diagrama sintetizado à máscara.

Visto o melhor desempenho do FA perante os demais métodos de otimização supramencionados (YANG, 2009), optou-se em implementar o FA e validá-lo em problemas de conformação de diagrama de irradiação de redes lineares de antenas inicialmente. Deste

modo, este capítulo descreve a teoria clássica de redes lineares de antenas e, em seguida, a aplicação da técnica de otimização baseada em FA.

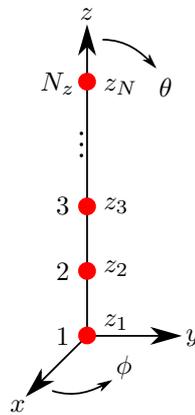
## 2.1 Teoria clássica das redes lineares de antenas

Uma rede é dita linear quando os elementos estão dispostos ao longo de uma linha, como mostrado na Figura 2 (BALANIS, 2005). Os coeficientes de *beamforming* aplicados aos elementos da rede podem ser definidos, de forma genérica, por

$$\begin{aligned} \text{Antena 1 : } I_1 &= \alpha_1 \angle \varphi_1, \\ \text{Antena 2 : } I_2 &= \alpha_2 \angle \varphi_2, \\ \text{Antena 3 : } I_3 &= \alpha_3 \angle \varphi_3, \\ &\vdots \\ \text{Antena } N_z : I_{N_z} &= \alpha_{N_z} \angle \varphi_{N_z}, \end{aligned}$$

onde  $I_n$  corresponde ao coeficiente de *beamforming* do  $n$ -ésimo elemento,  $\alpha_n$  e  $\varphi_n$  são a amplitude e a fase de  $I_n$ , respectivamente.

Figura 2 – Diagrama esquemático de uma rede linear clássica de antenas com os elementos alocados ao longo do eixo  $z$ .

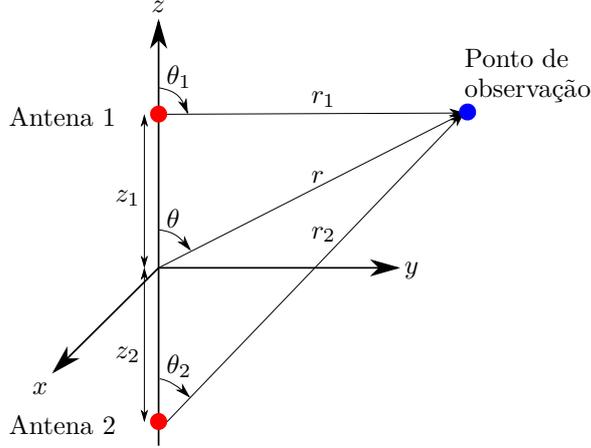


Fonte: Elaborada pelo autor.

Para a obtenção do fator de rede linear, inicialmente é tratado o caso em que o ponto de observação está a uma pequena distância dos elementos irradiadores<sup>1</sup>. Com isso, o diagrama esquemático para obtenção do fator de rede em campo próximo pode ser observado na Figura 3, onde  $z_n$  é a posição do elemento  $n$  ao longo do eixo  $z$ ,  $r_n$  é a distância entre a antena  $n$  e o ponto de observação e  $\theta_n$  é o ângulo formado entre o eixo  $z$  e a reta  $r_n$ .

<sup>1</sup> Campo próximo: distância de observação menor do que  $\frac{2D^2}{\lambda_0}$ , onde  $D$  é a maior dimensão da antena e  $\lambda_0$  é o comprimento de onda no espaço livre (BALANIS, 2005).

Figura 3 – Diagrama esquemático para análise em campo próximo de uma rede linear composta por dois dipolos infinitesimais alocados ao longo do eixo  $z$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Considerando que os coeficientes de *beamforming* dos dipolos infinitesimais 1 e 2 sejam, respectivamente,  $I_1 = \alpha_1 \angle \varphi_1$  e  $I_2 = \alpha_2 \angle \varphi_2$ , o campo elétrico total irradiado pela rede pode ser definido como a soma vetorial dos campos elétricos irradiados por cada elemento (BALANIS, 2005), o que, matematicamente, equivale a

$$\vec{E}_{total} = \vec{E}_1 + \vec{E}_2, \quad (2.1)$$

onde

$$\vec{E}_1 = \hat{\theta} j \eta \frac{k \alpha_1 l}{4 \pi r_1} \sin(\theta_1) e^{-j(kr_1 - \varphi_1)} \quad (2.2)$$

e

$$\vec{E}_2 = \hat{\theta} j \eta \frac{k \alpha_2 l}{4 \pi r_2} \sin(\theta_2) e^{-j(kr_2 - \varphi_2)}, \quad (2.3)$$

onde  $\hat{\theta}$  é um versor do sistema de coordenadas esféricas,  $j$  denota a unidade imaginária,  $\eta$  corresponde à impedância intrínseca do meio,  $k$  é a constante de propagação de uma onda e  $l$  é o comprimento do dipolo infinitesimal ( $l < \lambda_0/50$ ).

Procedendo-se com a soma vetorial, resulta em

$$\vec{E}_{total} = \hat{\theta} j \eta \frac{kl}{4\pi} \left[ \frac{\alpha_1 \sin(\theta_1)}{r_1} e^{-j(kr_1 - \varphi_1)} + \frac{\alpha_2 \sin(\theta_2)}{r_2} e^{-j(kr_2 - \varphi_2)} \right]. \quad (2.4)$$

Como a maioria das antenas são produzidas para realizar a comunicação em campo distante, ou seja, a antena receptora deve estar situada a uma distância superior a  $\frac{2D^2}{\lambda_0}$  da transmissora, pode-se considerar que o ponto de observação tende ao infinito e que os raios  $r_1$  e  $r_2$  tornam-se paralelos entre si, como mostrado esquematicamente na Figura 4. Sendo assim, têm-se

$$\theta_1 = \theta_2 = \theta \quad (2.5)$$

e

$$r_1 \cong r_2 \cong r, \quad (2.6)$$

para o cálculo das amplitudes dos campos, e

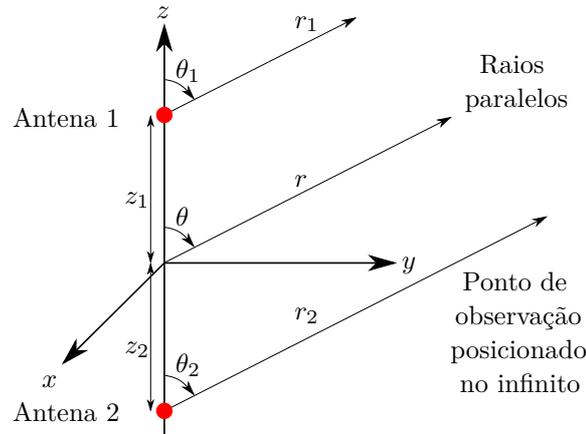
$$r_1 \cong r - z_1 \cos(\theta) \quad (2.7)$$

e

$$r_2 \cong r + z_2 \cos(\theta) \quad (2.8)$$

para o cálculo das fases dos campos.

Figura 4 – Diagrama esquemático para análise em campo distante de uma rede linear composta por dois dipolos infinitesimais alocados ao longo do eixo  $z$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Aplicando as aproximações de (2.5)-(2.8) em (2.4), tem-se

$$\vec{E}_{total} = \underbrace{\hat{\theta} \eta \frac{kl}{4\pi r} \sin(\theta) e^{-jkr}}_{\text{Diagrama do elemento isolado centrado na origem}} \underbrace{\left[ \alpha_1 e^{j(kz_1 \cos(\theta) + \varphi_1)} + \alpha_2 e^{j(kz_2 \cos(\theta) + \varphi_2)} \right]}_{\text{Fator de rede de 2 elementos isotrópicos}}. \quad (2.9)$$

Compactando o fator de rede de 2 elementos isotrópicos (segundo termo indicado em (2.9)), obtém-se

$$AF_L = \sum_{n=1}^2 \alpha_n e^{j(kz_n \cos(\theta) + \varphi_n)}. \quad (2.10)$$

De forma genérica e expandida para  $N_z$  elementos, (2.10) pode ser expressa por

$$AF_L = \sum_{n=1}^{N_z} \alpha_n e^{j(kz_n \cos(\theta) + \varphi_n)}. \quad (2.11)$$

Com (2.9), torna-se possível demonstrar que o campo elétrico total irradiado por uma rede linear de antenas pode ser expresso por

$$\vec{E}_{total} = \vec{E}_{elemento} AF_L. \quad (2.12)$$

É importante salientar que esta formulação clássica não leva em consideração antenas reais. Consequentemente, o efeito do acoplamento mútuo é ignorado, sendo, portanto, uma formulação aproximada.

## 2.2 Otimização por algoritmo de colônia de vaga-lumes

Em geral, a otimização é o ato de obter o melhor resultado sob determinadas circunstâncias. O resultado é medido por uma função objetivo, que depende das variáveis a serem otimizadas. Já as circunstâncias são as restrições do problema, determinadas por equações ou inequações. Por fim, o melhor resultado é aquele que proporciona o valor máximo ou mínimo para a função objetivo. Há, basicamente, duas classes de métodos de otimização: uma delas é baseada na Otimização Linear, que tem como fundamentação a teoria do cálculo; já a outra classe são os Métodos Heurísticos, os quais se baseiam no comportamento de seres vivos. O método de otimização por colônia de vaga-lumes (FA) é um método heurístico que foi apresentado por (YANG, 2009). Este método se baseia no comportamento dos vaga-lumes em busca de parceiros para acasalamento, atrair presas ou como mecanismo de proteção contra ataques de predadores. O vaga-lume que apresenta a melhor resposta para determinado objetivo gera uma bioluminescência mais intensa, que atrai o restante da colônia. Entretanto, esta atração é ponderada de acordo com a distância entre os vaga-lumes, pelo coeficiente de atratividade e pela taxa de decaimento da luz no ambiente. Além disso, um grau de aleatoriedade também é inserido na formulação, para que os vaga-lumes realizem uma busca local na região em que se encontram. Para comprovar a eficiência do método desenvolvido, (YANG, 2009) apresentou otimizações de funções matemáticas multidimensionais e múltiplos valores ótimos, para os quais o FA apresentou desempenho superior ao GA e ao PSO em 90 % dos casos.

O equacionamento do FA apresentado por (YANG, 2009) é descrito resumidamente por

$$x_i^{t+1} = x_i^t + \beta_0 e^{-\gamma r_{ij}^2} (x_j^t - x_i^t) + \alpha \varepsilon_i, \quad (2.13)$$

onde  $t$  é a iteração atual,  $x_i^{t+1}$  corresponde à atualização da posição  $x^t$  do vaga-lume não-ótimo  $i$  em relação ao vaga-lume com melhor posição  $j$ ,  $\beta_0$  é a atratividade entre os vaga-lumes  $i$  e  $j$  com valor no intervalo  $[0, 1]$ ,  $\gamma$  é o coeficiente de absorção de luz imposto pelo meio com valores típicos entre  $[0,01, 100]$ ,  $r_{ij}$  é a distância entre os vaga-lumes  $i$  e  $j$ ,  $e^{-\gamma r_{ij}^2}$  é a taxa de decaimento da luz,  $\alpha$  é a taxa de aleatoriedade aplicada ao vaga-lume  $i$  apresentando valores no intervalo  $[0, 1]$ , e  $\varepsilon_i$  é um número aleatório compreendido entre o menor e o maior valor possível para  $x$ . Dentre os termos apresentados anteriormente, a expressão  $r_{ij}$  é calculada por

$$r_{ij} = \sqrt{\sum_{k=1}^d (x_{i,k}^t - x_{j,k}^t)^2}, \quad (2.14)$$

onde  $d$  é o número de variáveis a serem otimizadas e também caracteriza a quantidade de dimensões do problema. Desta forma, cada vaga-lume é representado por um vetor multidimensional contendo todas as variáveis  $d$  otimizáveis, exemplificadamente representado por

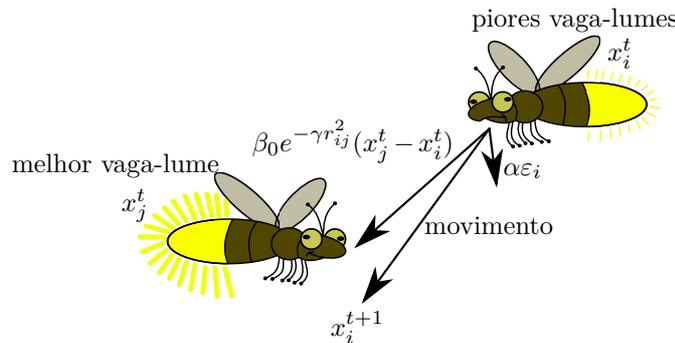
$$x = [\alpha_1, \varphi_1, p_1, \alpha_2, \varphi_2, p_2, \dots, \alpha_n, \varphi_n, p_n], \quad (2.15)$$

onde  $x$  são as posições dos vaga-lumes no espaço  $d$ -dimensional,  $\alpha_n$  e  $\varphi_n$  são as amplitudes e fases dos coeficientes de *beamforming* e  $p_n$  são as posições dos elementos irradiadores.

Os valores dos parâmetros  $\alpha$ ,  $\beta_0$  e  $\gamma$  são utilizados para controlar a capacidade de busca dos vaga-lumes. Se um valor baixo for alocado para o parâmetro  $\alpha$  mantendo-se elevados os parâmetros  $\beta_0$  e  $\gamma$ , os vaga-lumes tenderão a realizar buscas locais. Por outro lado, para os vaga-lumes realizarem uma busca global, deve-se atribuir valor alto para  $\alpha$  e valores baixos para  $\beta_0$  e  $\gamma$ . Com estas combinações de valores, pode-se adaptar o algoritmo para que o mesmo proporcione uma busca global no início do processo de otimização e, próximo do final da execução, os vaga-lumes realizem buscas mais refinadas, ou seja, buscas locais.

Uma ilustração da movimentação dos vaga-lumes em busca dos valores ótimos pode ser observada na Figura 5. Como descrito anteriormente, os parâmetros  $\alpha$ ,  $\beta_0$  e  $\gamma$  contribuem para determinar os módulos dos vetores de movimentação de cada vaga-lume. Quanto menores forem estes vetores, mais localmente serão as buscas; de maneira oposta, quanto maiores forem estes vetores, a busca se torna mais abrangente (ou global). Além disso, de acordo com (CHATTERJEE; MAHANTI; CHATTERJEE, 2012), para problemas de minimização, o brilho de cada vaga-lume deve ser inversamente proporcional ao valor da função *erro* associada a ele (linhas em amarelo presentes na parte traseira de cada vaga-lume da Figura 5), enquanto que, para problemas de maximização, o brilho deve ser diretamente proporcional.

Figura 5 – Ilustração da movimentação do pior vaga-lume em direção ao melhor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

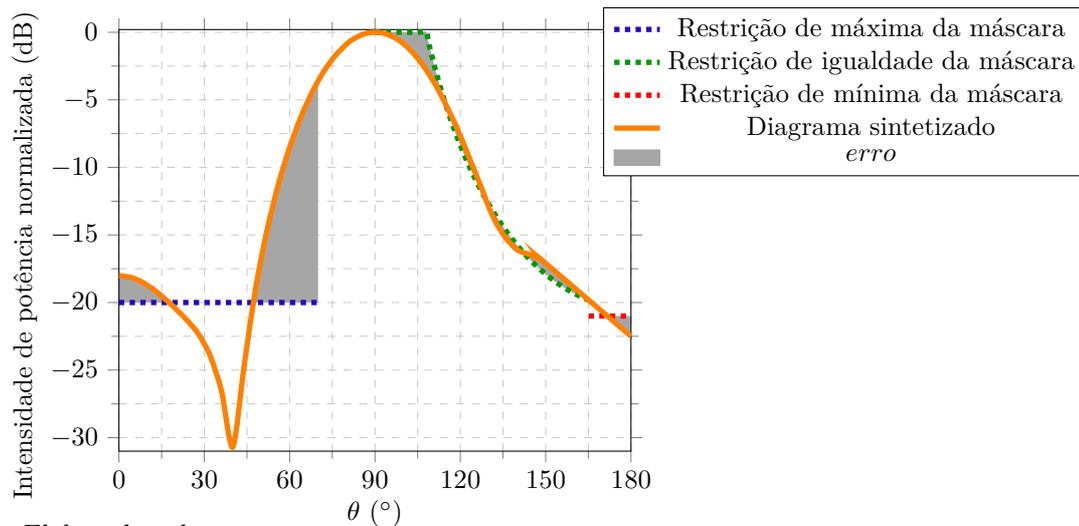
Para este trabalho, deseja-se minimizar (otimizar) o valor da função *erro*, sendo esta definida por

$$erro = \sum_{\theta_m=0^\circ}^{90^\circ} \sum_{\phi_n=0^\circ}^{360^\circ} \begin{cases} |\vec{E}_{mask}(\theta_m, \phi_n) - \vec{E}(\theta_m, \phi_n)|, & \text{se } \vec{E}(\theta_m, \phi_n) \text{ não satisfizer a} \\ & \text{restrição imposta pela máscara} \\ 0, & \text{se } \vec{E}(\theta_m, \phi_n) \text{ obedecer a} \\ & \text{restrição imposta pela máscara} \end{cases} \quad (2.16)$$

onde  $\theta_m$  e  $\phi_n$  são as discretizações angulares das matrizes  $\vec{E}_{mask}(\theta_m, \phi_n)$ , que corresponde ao campo elétrico referente à máscara desejada, e  $\vec{E}(\theta_m, \phi_n)$ , corresponde ao campo elétrico sintetizado, obtido por (2.12). Tendo como base o ilustrado na Figura 6, a restrição

informa se o campo elétrico sintetizado deve apresentar valores menores do que a amplitude da máscara (restrição de máxima, curva em azul), iguais ao da máscara (restrição de igualdade, curva em verde) ou maiores (restrição de mínima, curva em vermelho). Desta forma, o valor da função *erro* é contabilizado pela soma da área de cada trecho em que o campo elétrico sintetizado não obedece a restrição imposta pela máscara, demonstrado nas áreas em cinza da Figura 6.

Figura 6 – Ilustração da relação entre a máscara, a restrição, o campo elétrico sintetizado e o valor da função *erro*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para a conformação de diagramas de irradiação utilizando o FA, um código foi gerado em ambiente MATLAB seguindo o fluxograma da Figura 7. Para inicialização do código, os seguintes parâmetros devem ser definidos:

→ Dados da rede de antenas:

- Frequência de operação ( $f$ ),
- Quantidade de elementos para composição da rede ( $N_z$ ),
- A posição de cada elemento ( $z_n$ ),
- A descrição (máscara) do diagrama desejado ( $\vec{E}_{mask}$ ),
- Tipo de irradiador a ser considerado para composição da rede<sup>1</sup>,
- Existência de simetria em termos de coeficiente de *beamforming*,
- Necessidade de discretização dos coeficientes de *beamforming* para um conjunto finito de valores.

→ Parâmetros para otimização com FA:

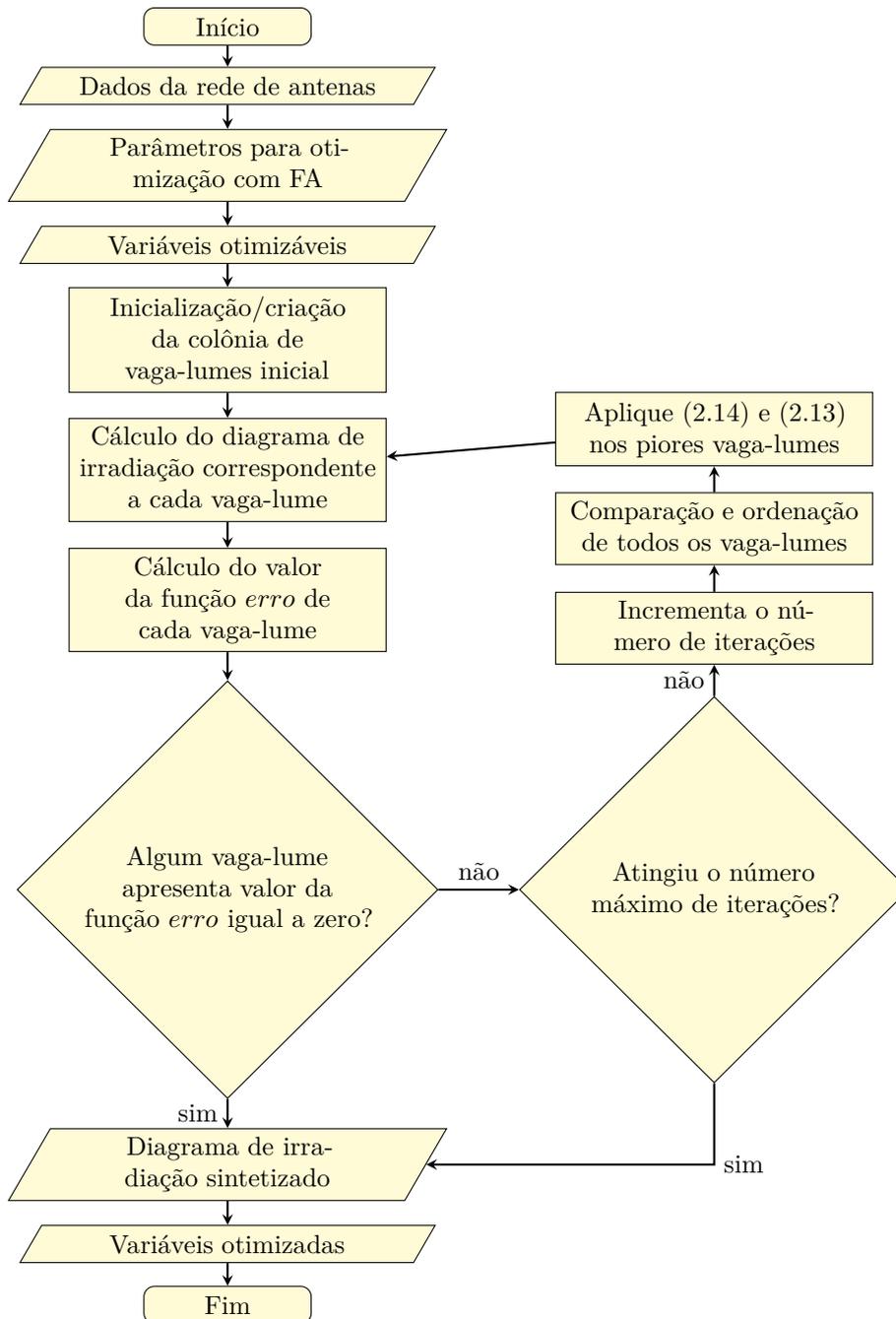
- Quantidade de vaga-lumes ( $n_v$ ),
- Atratividade ( $\beta_0$ ),
- Aleatoriedade ( $\alpha$ ),
- Coeficiente de absorção de luz ( $\gamma$ ),
- Número máximo de iterações ( $N_{max}$ ).

<sup>1</sup> Neste capítulo, somente serão considerados redes compostas por elementos isotrópicos.

→ Variáveis otimizáveis<sup>2</sup>:

- Magnitudes dos coeficientes de *beamforming*,
- Fases dos coeficientes de *beamforming*,
- Posição dos elementos da rede.

Figura 7 – Fluxograma de otimização de diagramas de irradiação de redes de antenas utilizando FA.



Fonte: Elaborada pelo autor.

<sup>2</sup> Pode ser apenas uma dessas variáveis ou qualquer combinação entre elas.

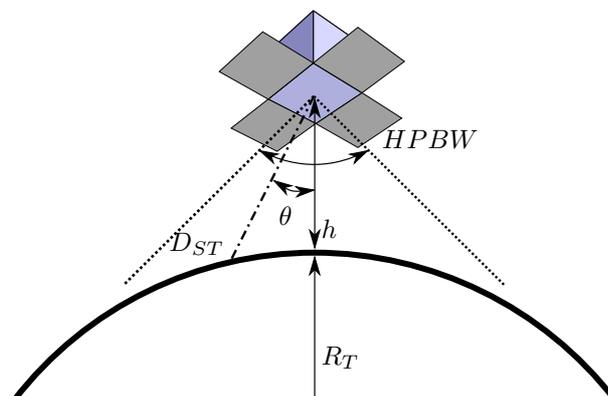
## 2.3 Aplicação do FA para redes lineares de antenas

Para demonstração da técnica de otimização e da ferramenta implementada, serão abordados dois problemas: o primeiro tem como objetivo a conformação de um diagrama de irradiação para cobrir de maneira uniforme uma dada superfície terrestre. Para isso, considerou-se uma rede linear composta por 12 irradiadores isotrópicos com otimização da amplitude e fase dos coeficientes de *beamforming*, além da aplicação de simetria nos coeficientes. Já o segundo problema envolve a conformação de um diagrama de irradiação no formato de uma cossecante ao quadrado para tornar uniforme a cobertura de uma pico-célula iluminada por uma estação rádio base (ERB), conforme realizado em (SCHLOSSER, 2014) e (LEMES, 2018). Neste último problema, testou-se a otimização das posições dos elementos isotrópicos, além da otimização da amplitude e fase dos coeficientes de *beamforming* sem aplicação de simetria.

### 2.3.1 Diagrama com formato *isoflux*

Este formato de diagrama de irradiação normalmente é aplicado em sistemas de comunicação via satélite, dado que este deve cobrir uma porção de uma superfície esférica. Para isso, o diagrama de irradiação deve apresentar valores de ganho que compensem a atenuação do espaço livre existente entre o satélite e a superfície de interesse: quanto maior a distância, maior deve ser o ganho para compensar a atenuação do espaço livre. Para o cálculo da máscara considerada neste trabalho, levaram-se em consideração uma órbita LEO e as definições do diagrama esquemático apresentado na Figura 8, onde  $D_{ST}$  é a distância entre o satélite e a superfície da Terra,  $h$  é a altitude da órbita do satélite,  $R_T$  é o raio da Terra,  $\theta$  é a variação da abertura angular do diagrama de irradiação e  $HPBW$  é a abertura angular do feixe de meia potência (do inglês, *half power beamwidth*).

Figura 8 – Diagrama esquemático da órbita de um nanossatélite ao redor da Terra ( $h = 625$  km,  $R_T \approx 6370$  km e  $HPBW = 85^\circ$ ).



Fonte: Elaborada pelo autor.

Além da Figura 8, utilizou-se, também, a Lei dos Cossenos, dada por

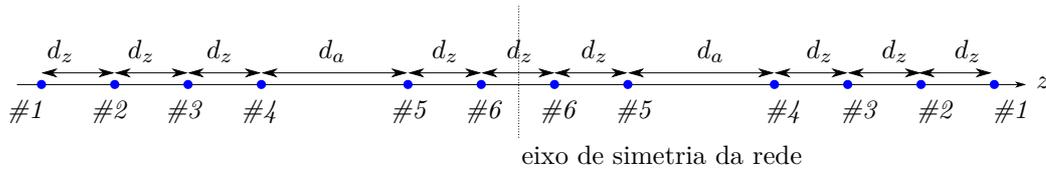
$$D_{ST}^2 - 2D_{ST}(h + R_T)\cos\theta = R_T^2 - (h + R_T)^2, \quad (2.17)$$

e a equação que define a atenuação no espaço livre dada, em decibéis, por

$$A_{dB} = 10\log\left(\frac{(4\pi)^2 D_{ST}^2}{\lambda_0^2}\right). \quad (2.18)$$

No primeiro cenário, os elementos encontram-se dispostos ao longo do eixo  $z$ , de acordo com a geometria apresentada na Figura 9. O posicionamento dos elementos foi ajustado para as dimensões do nanossatélite 8 U (ver Figura 1) presente na Figura 8. O diagrama de irradiação a ser sintetizado é baseado na distribuição *isoflux* em um plano, devendo satisfazer as restrições apresentadas em (INPE, 2011), detalhado na Figura 8, e ainda com  $SLL \leq -15$  dB.

Figura 9 – Posicionamento dos elementos da rede linear de antenas ao longo do eixo  $z$  e operando em 2,26 GHz ( $d_z = 40$  mm =  $0,3 \lambda_0$  e  $d_a = 80$  mm =  $0,6 \lambda_0$ ).



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para inicializar o FA, 15 vaga-lumes foram alocados de maneira aleatória no espaço de busca. Os parâmetros  $\beta_0$ ,  $\alpha$  e  $\gamma$  foram variados ao longo do processo de otimização conforme listado na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros do FA para a conformação do diagrama de irradiação com formato de *isoflux* utilizando 12 elementos isotrópicos com espaçamento não-uniforme.

Iteração	1-250	251-500	501-750	751-1000
Atratividade ( $\beta_0$ )	0,5	0,7	0,9	1
Aleatoriedade ( $\alpha$ )	0,1	0,05	0,01	0,001
Coefficiente de absorção de luz ( $\gamma$ )	5	3	1	0,1

Fonte: Elaborada pelo autor.

Como resultado, obtiveram-se os coeficientes de *beamforming* presentes na Tabela 3 e o diagrama sintetizado da Figura 10. Vale ressaltar que, para este caso, os coeficientes de *beamforming* são simétricos, de acordo com a convenção presente na Figura 9. É notório que o diagrama de irradiação sintetizado satisfaz praticamente toda a máscara desejada, com desvios irrelevantes em torno de  $\theta = \pm 45^\circ$ , o que não compromete o desempenho da rede de antenas. As regiões em que  $\theta$  não apresenta traçado da máscara não são consideradas no cálculo de (2.16). Vale ressaltar que a máscara apresenta duas regiões

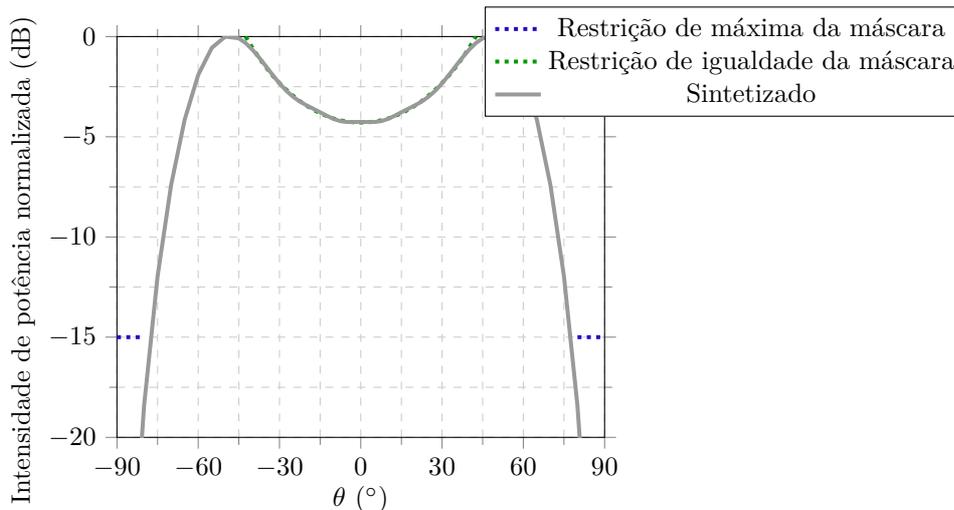
distintas: região do lóbulo principal ( $-45^\circ \leq \theta \leq 45^\circ$ ), em que o diagrama sintetizado deve seguir a máscara, e a região dos lóbulos secundários ( $|\theta| > 45^\circ$ ), em que a máscara indica um limite superior que não deve ser extrapolado pelo campo sintetizado.

Tabela 3 – Coeficientes de *beamforming* obtidos pelo FA para a conformação do diagrama de irradiação com formato de *isoflux* utilizando 12 elementos isotrópicos com espaçamento não-uniforme.

Elemento	Amplitude ( $\alpha_n$ )	Fase ( $\varphi_n$ em graus)
1	0,19961	146,6
2	0,55074	246,2
3	0,88687	161,3
4	0,55328	82
5	0,12639	244
6	1,00000	0

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 10 – Diagrama de irradiação com formato de *isoflux* desejado e sintetizado para as características apresentadas na Figura 8.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 11, a curva de evolução do método no decorrer do processo de otimização é apresentada. O valor da função *erro* inicial era de 7,32 e, após 1000 iterações, o processo foi finalizado com *erro* = 0,18, proporcionando uma redução para um valor residual de 2,46 % do valor inicial.

### 2.3.2 Diagrama com formato em cossecante ao quadrado

Mesmo após a demonstração da eficiência do método de otimização de diagrama de irradiação utilizando o FA, optou-se em testá-lo e compará-lo com resultados proporcionados por ferramentas de otimização que utilizam GA e PSO, implementadas por (SCHLOSSER, 2014) e (LEMES, 2018), respectivamente.

Figura 11 – Curva de evolução do FA para obtenção do diagrama de irradiação mostrado na Figura 10.

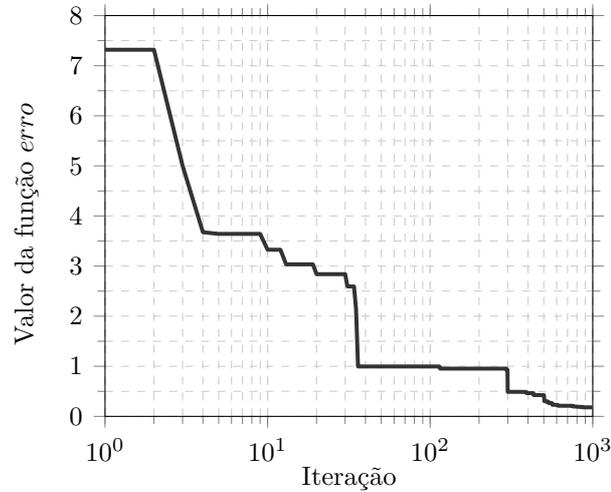
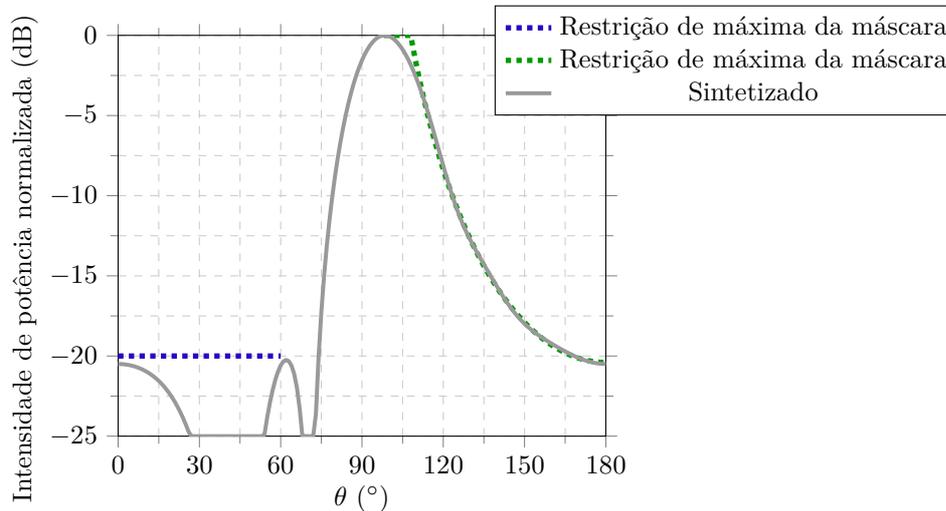


Tabela 5 – Coeficientes de *beamforming* obtidos pelo FA para a conformação do diagrama de irradiação no formato de cossecante ao quadrado utilizando 7 elementos isotrópicos uniformemente espaçados.

Elemento	Amplitude ( $\alpha_n$ )	Fase ( $\varphi_n$ em graus)
1	0,0263	102,17
2	0,2652	-54,78
3	0,4209	-50,51
4	0,8364	-42,89
5	1,0000	0
6	0,6805	31,2
7	0,2178	55,01

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 12 – Diagrama de irradiação cossecante ao quadrado desejado e sintetizado com os coeficientes apresentados na Tabela 5.



Fonte: Elaborada pelo autor.

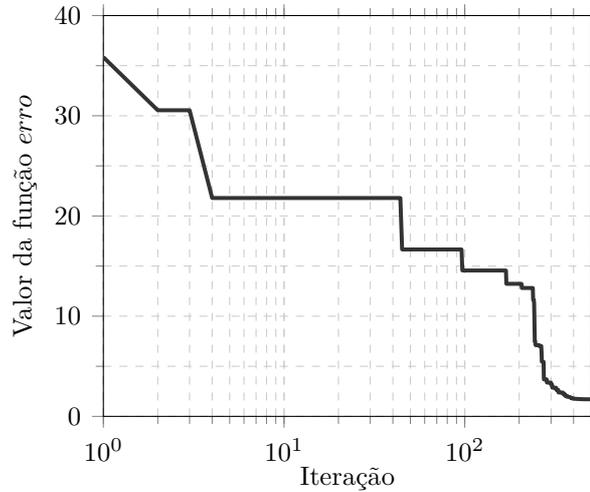
vértices. Esta dificuldade aumenta à medida que a quantidade de elementos que compõem a rede diminui, conforme ficará evidente nas subseções a seguir.

### 2.3.2.2 Rede com 4 elementos com espaçamento não-uniforme

Este cenário de otimização teve como objetivo testar a funcionalidade de otimização de espaçamento da ferramenta implementada para uma rede linear de 4 antenas proposta por (LEMES, 2018). Para isso, 150 vaga-lumes foram alocados de maneira aleatória no espaço de busca com 12 dimensões, para otimização dos coeficientes de *beamforming* (amplitude e fase) e das posições dos elementos. Os parâmetros  $\beta_0$ ,  $\alpha$  e  $\gamma$  apresentaram os valores presentes na Tabela 6. A alteração entre os valores iniciais e finais ocorreu de forma linear no decorrer do processo de otimização.

A Tabela 7 mostra os valores finais das variáveis otimizadas. O diagrama de irradiação resultante é apresentado na Figura 14, no qual é possível constatar que a

Figura 13 – Curva de evolução do FA para obtenção do diagrama de irradiação mostrado na Figura 12.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 6 – Parâmetros do FA para a conformação do diagrama de irradiação no formato de cossecante ao quadrado utilizando 4 elementos isotrópicos com espaçamento não-uniforme.

Iteração	1	600
Atratividade ( $\beta_0$ )	0,6	1
Aleatoriedade ( $\alpha$ )	0,2	0
Coefficiente de absorção de luz ( $\gamma$ )	30	0,01

Fonte: Elaborada pelo autor.

máscara foi quase que completamente satisfeita, apresentando alguns desvios em torno de  $\theta = 105^\circ$ .

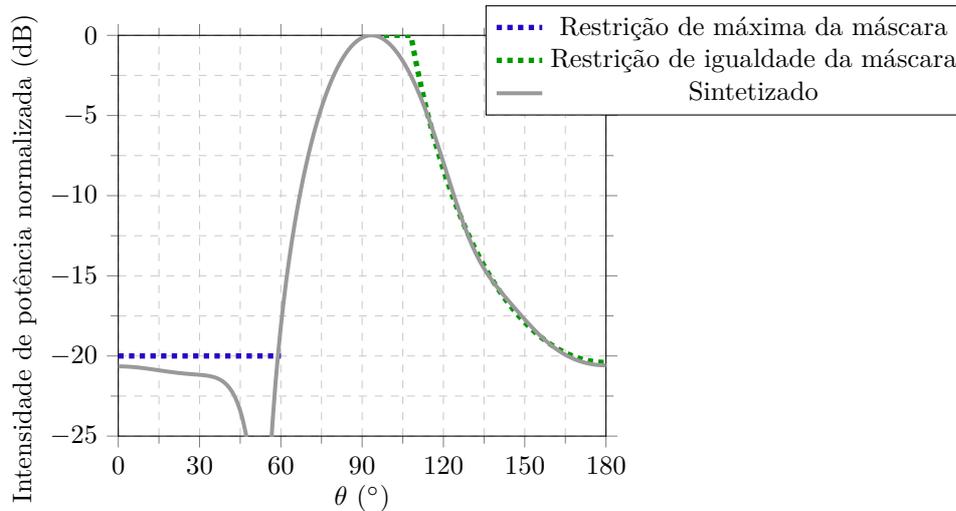
Tabela 7 – Coeficientes de *beamforming* e posições obtidas pelo FA para a conformação do diagrama de irradiação no formato de cossecante ao quadrado utilizando 4 elementos isotrópicos.

Elemento	Amplitude ( $\alpha_n$ )	Fase ( $\varphi_n$ em graus)	Posição (mm)
1	0,3863	-9,88	0
2	0,9229	-21,11	66
3	1,0000	0	129
4	0,3244	20	190

Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 15 apresenta a curva de evolução para este cenário, na qual o valor da função *erro* inicia em 48 e finaliza com 3,1, ou seja, um valor residual de 6,46 % do valor inicial. Semelhante ao caso anterior, pode-se constatar que a região em torno de  $\theta = 105^\circ$  (Figura 14) é muito influente no valor da função *erro*. Além disso, é notório que o erro

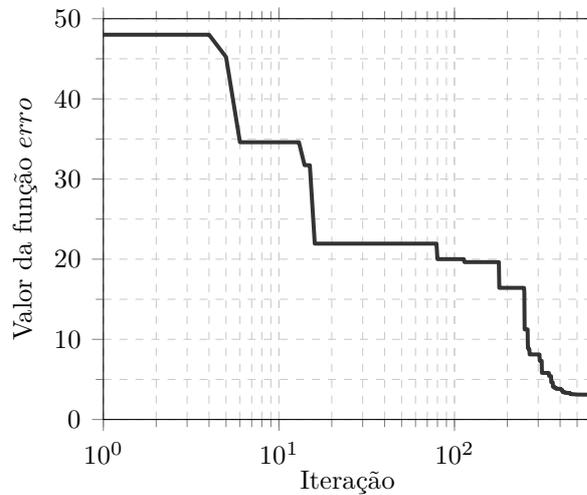
Figura 14 – Diagrama de irradiação em cossecante ao quadrado desejado e sintetizado com os coeficientes apresentados na Tabela 7.



Fonte: Elaborada pelo autor.

final apresentado na Figura 15 é maior que o da Figura 13 justamente por conta da região citada anteriormente.

Figura 15 – Curva de evolução do FA para obtenção do diagrama de irradiação mostrado na Figura 14.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 2.3.2.3 Rede com 3 elementos com espaçamento não-uniforme

Para finalizar a validação da ferramenta para redes lineares, buscou-se diminuir ainda mais o número de elementos que constituem a rede de antenas. Para isso, utilizaram-se apenas 3 irradiadores isotrópicos com espaçamento não-uniforme, 100 vagues-lumes e os parâmetros  $\beta_0$ ,  $\alpha$  e  $\gamma$  com variação linear conforme listado na Tabela 8.

Após o processo de otimização, os parâmetros apresentados na Tabela 9 foram obtidos. Já o diagrama de irradiação sintetizado é mostrado na Figura 16, que foi resul-

Tabela 8 – Parâmetros do FA para a conformação do diagrama de irradiação no formato de cossecante ao quadrado utilizando 3 elementos isotrópicos com espaçamento não-uniforme.

Iteração	1	900
Atratividade ( $\beta_0$ )	0,6	1
Aleatoriedade ( $\alpha$ )	0,2	0
Coefficiente de absorção de luz ( $\gamma$ )	30	0,01

Fonte: Elaborada pelo autor.

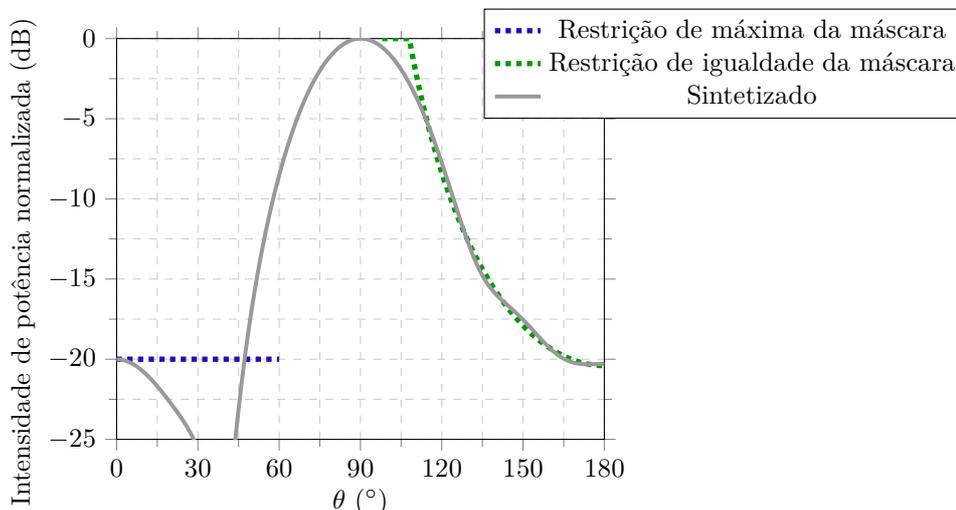
tante da minimização da função *erro* plotada na Figura 17. É possível constatar que, além da região crítica em torno de  $\theta = 105^\circ$ , ainda há parte do lóbulo principal na região prevista para a restrição de  $SLL \leq -20$  dB (região compreendida entre  $45^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$ ). Deste modo, houve um aumento significativo no valor da função *erro* em relação aos casos das redes com 7 e 4 elementos isotrópicos, finalizando o processo de otimização com um valor residual de 10,9 % do valor inicial (iniciando em 22,84 e finalizando em 2,49), como pode ser visto na curva de evolução presente na Figura 17.

Tabela 9 – Coeficientes de *beamforming* e posições obtidas pelo FA para a conformação do diagrama de irradiação no formato de cossecante ao quadrado utilizando 3 elementos isotrópico.

Elemento	Amplitude ( $I_m$ )	Fase ( $\varphi_m$ em graus)	Posição (mm)
1	0,4143	11,33	0
2	1,0000	0	68,6
3	0,6082	9,94	133,6

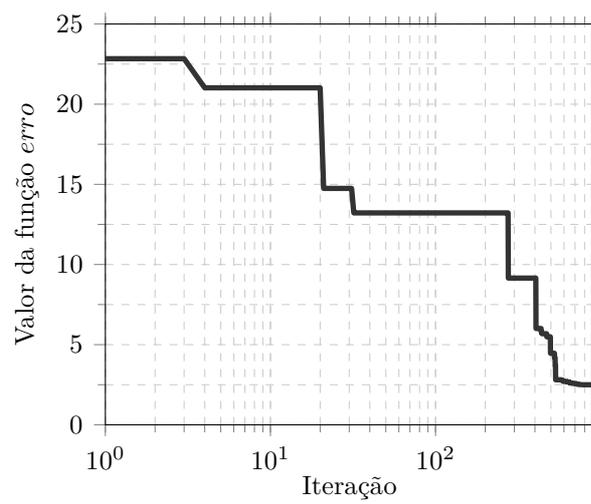
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 16 – Diagrama de irradiação cossecante ao quadrado desejado e sintetizado para as características apresentadas na Tabela 9.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 17 – Curva de evolução do FA para obtenção do diagrama de irradiação mostrado na Figura 16.



Fonte: Elaborada pelo autor.

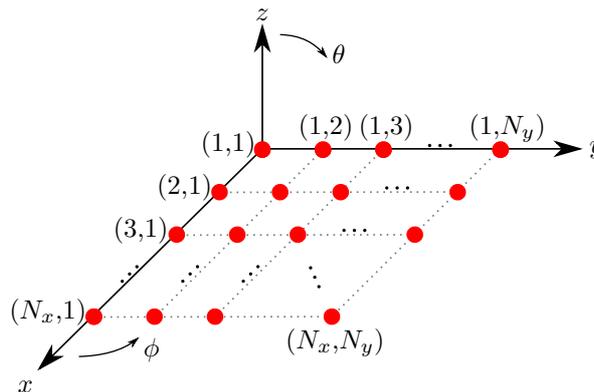


### 3 EXPANSÃO DO ALGORITMO BASEADO EM COLÔNIA DE VAGALUMES PARA REDES PLANARES INCLUINDO ACOPLAMENTO MÚTUO

#### 3.1 Rede planar de antenas

Em algumas aplicações, é necessário apontar ou conformar o diagrama de irradiação em uma dada direção no espaço tridimensional. Para esses casos, as redes lineares de antenas não são adequadas, uma vez que as mesmas só proporcionam alterações das características de irradiação em apenas um plano. Essa capacidade de modificação dos diagramas de irradiação de redes de antenas é conhecida como fator de rede. Sendo assim, para modificar os diagramas de irradiação de forma tridimensional, utilizam-se redes planares de antenas. Uma rede é dita planar quando os elementos estão dispostos ao longo de um plano, como exemplificado na Figura 18 (BALANIS, 2005).

Figura 18 – Diagrama esquemático de uma rede planar de  $N_x \times N_y$  elementos isotrópicos distribuídos no plano  $xy$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Uma vez definido o fator de rede linear em (2.11), torna-se mais simples a obtenção do fator de rede planar. Para isso, considera-se uma rede planar como a composição de duas redes lineares de antenas, em que cada elemento ao longo do eixo  $x$  é constituído por uma rede linear de elementos distribuídos ao longo da direção  $y$ . Desta forma, torna-se necessário obter o fator de rede para  $N_x$  elementos dispostos ao longo do eixo  $x$  e  $N_y$  elementos ao longo do eixo  $y$ . Este processo pode ser realizado substituindo-se o termo  $kz_n \cos(\theta) + \varphi_n$  de (2.11), por  $kp_{n_x} \sin(\theta) \cos(\phi) + \varphi_{n_x}$  e  $kp_{n_y} \sin(\theta) \sin(\phi) + \varphi_{n_y}$ , respectivamente, resultando em

$$AF_{L_x} = \sum_{n_x=1}^{N_x} \alpha_{n_x} e^{j(kp_{n_x} \sin(\theta) \cos(\phi) + \varphi_{n_x})} \quad (3.1)$$

e

$$AF_{L_y} = \sum_{n_y=1}^{N_y} \alpha_{n_y} e^{j(kp_{n_y} \sin(\theta) \sin(\phi) + \varphi_{n_y})}, \quad (3.2)$$

onde  $AF_{L_x}$  e  $AF_{L_y}$  são os fatores de rede lineares ao longo dos eixos  $x$  e  $y$ ,  $N_x$  e  $N_y$  são as quantidades de elementos ao longo dos respectivos eixos,  $\alpha_{n_x}$  e  $\alpha_{n_y}$  são as amplitudes dos coeficientes de *beamforming* dos  $n_x$  e  $n_y$ -ésimos elementos,  $p_{n_x}$  e  $p_{n_y}$  são as posições do elementos ao longo dos eixos correspondentes e  $\varphi_{n_x}$  e  $\varphi_{n_y}$  são as fases dos coeficientes de *beamforming* dos  $n_x$  e  $n_y$ -ésimos elementos.

Por fim, o fator de rede planar pode ser expresso por

$$AF_P = AF_{L_x} AF_{L_y}, \quad (3.3)$$

ou, de forma expandida,

$$AF_P = \left[ \sum_{n_x=1}^{N_x} \alpha_{n_x} e^{j(kp_{n_x} \sin(\theta) \cos(\phi) + \varphi_{n_x})} \right] \left[ \sum_{n_y=1}^{N_y} \alpha_{n_y} e^{j(kp_{n_y} \sin(\theta) \sin(\phi) + \varphi_{n_y})} \right]. \quad (3.4)$$

Até o momento, a formulação foi apresentada considerando que todos os elementos são ideais e não há influência de um elemento sobre os demais. Entretanto, nos projetos reais de redes de antenas, é de extrema importância levar em consideração o efeito do acoplamento mútuo entre os elementos. Este fenômeno é melhor abordado na seção a seguir.

### 3.2 Acoplamento mútuo

Quando duas ou mais antenas se encontram próximas e operam simultaneamente, existe interação entre elas. Esta relação é basicamente a indução de corrente elétrica em uma antena oriunda dos campos eletromagnéticos gerados por outras. Com isso, há uma indução de corrente elétrica nos terminais de uma antena, provocando uma mudança no valor da impedância de entrada. Este processo está presente em todas as antenas que integram uma rede, com maior ou menor intensidade, de acordo com a topologia da rede, o diagrama de irradiação dos elementos, a distância e orientação relativa entre cada antena e os coeficientes de *beamforming*. O parâmetro que mede esta interação entre antenas de uma rede é a impedância mútua (BALANIS, 2005). Uma das formas mais utilizadas para a representação da impedância mútua é a matriz  $Z$ , definida como

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1Q} \\ Z_{21} & Z_{22} & \cdots & Z_{2Q} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{P1} & Z_{P2} & \cdots & Z_{PQ} \end{bmatrix} \Omega, \quad (3.5)$$

onde  $Z_{pq}$  é a impedância própria, para  $p = q$ , e impedância mútua, para  $p \neq q$ . Vale resaltar que, como a impedância mútua é recíproca, os valores de  $Z_{pq}$  para  $p \neq q$  são iguais aos de  $Z_{qp}$ .

Sabendo-se a 1ª lei de Ohm, na qual a resistência é igual à relação entre tensão e corrente em determinado componente, e aplicando a equivalência entre resistência e

impedância, obtém-se

$$Z_{ent_q} = \frac{V_q}{I_q}, \quad (3.6)$$

onde  $Z_{ent_q}$  é a impedância de entrada da  $q$ -ésima antena.

Realizando-se a expansão de (3.6) para uma rede com  $Q$  elementos, obtém-se

$$Z_{ent_q} = Z_{q1} \frac{I_1}{I_q} + Z_{q2} \frac{I_2}{I_q} + \dots + Z_{qQ} \frac{I_Q}{I_q} = \frac{1}{I_q} \sum_{x=1}^Q Z_{qx} I_x. \quad (3.7)$$

A definição de (3.7) é válida e aplicável na teoria. Entretanto, para se obter o acoplamento mútuo e seus efeitos na prática ou em simulações, deve-se realizar o seguinte procedimento: para todos os elementos que compõem a rede, obtém-se o diagrama de irradiação e impedância de entrada de cada um quando o mesmo é excitado e os demais elementos estão com os terminais conectados a uma carga casada. Desta forma, o diagrama de irradiação resultante da rede pode ser calculado pela adaptação de (2.12) para

$$\vec{E}_{total} = \sum_{n_x=1}^{N_x} \sum_{n_y=1}^{N_y} I_{n_x n_y} \vec{E}_{elemento_{n_x n_y}}, \quad (3.8)$$

onde  $I_{n_x n_y}$  é o coeficiente de *beamforming* do elemento  $(n_x, n_y)$ , sendo definido como  $I_{n_x n_y} = \alpha_{n_x n_y} \angle \varphi_{n_x n_y}$ . Além disso, em  $\vec{E}_{elemento_{n_x n_y}}$  já está implícito o acoplamento mútuo e o fator de rede que, conseqüentemente, engloba o posicionamento relativo entre os elementos.

Esta formulação foi utilizada na etapa do projeto real da rede de antenas, a qual será abordada no capítulo seguinte. Entretanto, para fins de teste do método de otimização implementado, decidiu-se utilizar inicialmente elementos isotrópicos para compor redes planares de diversas topologias e produzir diferentes diagramas de irradiação.

### 3.3 Considerações sobre as máscaras

Para a obtenção de bons resultados nos processos de otimização de diagramas de irradiação, a adaptação da máscara para cada caso é de extrema importância. No presente trabalho, as máscaras foram modeladas de acordo com cada cenário. Para os casos de apontamento de feixe, realizaram-se os pré-apontamentos utilizando-se apenas o fator de rede planar, descrito em (3.4), e mantendo-se as amplitudes dos coeficientes de *beamforming* com valor unitário. Após esta etapa, ajustaram-se as máscaras de forma com que (2.16) contabilizasse o valor da função *erro* na direção de apontamento, não contabilizasse o valor da função *erro* na região correspondente ao lóbulo principal e penalizasse as diferenças entre a máscara e o digrama sintetizado fora da região de interesse. Este processo constitui-se, basicamente, em deixar a região do lóbulo principal sem traçado de máscara, exceto na direção de apontamento, e determinar restrição de limite superior nas demais regiões (no caso de controle de *SLL*). Desta forma, o algoritmo tende a alocar

o feixe principal para a região que não influencia no valor da função *erro*, diminuindo o valor desta função, ao mesmo tempo em que busca direcionar o máximo do diagrama de irradiação para a direção de apontamento e a minimização da amplitude dos lóbulos laterais.

No caso dos diagramas de irradiação com lóbulo principal conformado (*beam shaping*), o ajuste da máscara é realizado apenas na largura da região de transição entre o lóbulo principal e a região de controle de *SLL*. Realizados estes ajustes, iniciam-se, efetivamente, os processos de otimização utilizando o FA.

### 3.4 Apontamento do diagrama de irradiação de uma rede uniforme

Para testar a convergência do método aplicado a redes planares de antenas, nesta seção serão apresentados os resultados de diversos apontamentos que satisfazem o critério presente na Figura 8, o qual é  $HPBW = 85^\circ$ . Por conta da simetria do diagrama de irradiação desejado para tal aplicação, optou-se em sintetizar somente alguns apontamentos, de maneira a cobrir um setor compreendido entre  $0^\circ \leq \theta \leq 45^\circ$  e  $0^\circ \leq \phi \leq 45^\circ$ . Estes testes foram realizados utilizando uma rede planar de  $5 \times 5$  elementos isotrópicos com espaçamento de  $\lambda_0/2$  tanto ao longo do eixo  $x$  quanto ao longo de  $y$ . Além disso, a frequência de operação utilizada foi de 2,26 GHz.

Com a finalidade de investigar os apontamentos mais relevantes dentro da região citada anteriormente, escolheram-se  $(\theta_{max}, \phi_{max}) = [(0^\circ, 0^\circ), (30^\circ, 0^\circ), (45^\circ, 0^\circ), (30^\circ, 45^\circ), (45^\circ, 45^\circ)]$ . Desta forma, os resultados obtidos estão presentes nas Figuras 19-23, assim como os coeficientes de *beamforming* que produziram tais diagramas são apresentados nas Tabelas 11-15.

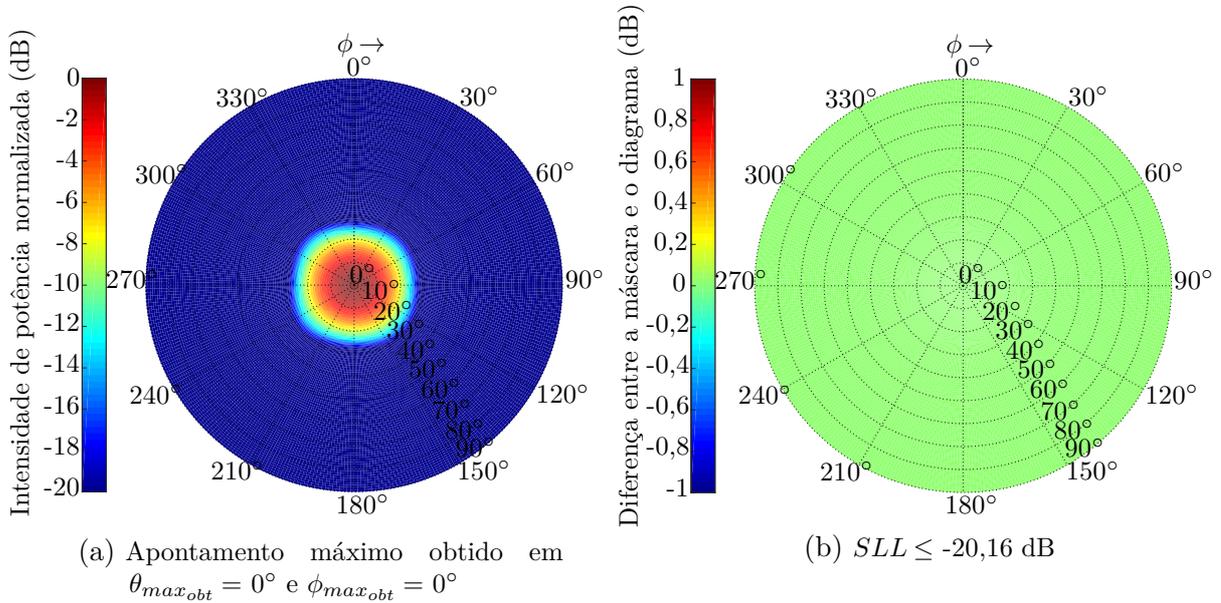
Para todos estes cenários, consideraram-se as máscaras com  $SLL \leq -20$  dB e os parâmetros de otimização presentes na Tabela 10 com variação linear entre o valor inicial e final. Além disso, foram aplicados 150 vaga-lumes para encontrar a amplitude e a fase dos coeficientes de *beamforming* compreendidos nos seguintes intervalos de busca discretos: amplitude dentro da faixa de 0-15 dB com passo de 1 dB (4 bits) e fase entre  $0^\circ$ - $337,5^\circ$  com passo de  $22,5^\circ$  (4 bits). Esta discretização de 4 bits foi escolhida após a análise da melhor relação custo-benefício entre resultados obtidos e valor monetário dos atenuadores e defasadores variáveis digitalmente. Para a análise em questão, utilizaram-se 3, 4, 5 e 6 bits de discretização para a amplitude e fase. Em todos os casos, a amplitude sempre apresentou 1 dB de diferença entre um estágio e outro, enquanto que o intervalo entre  $[0^\circ, 360^\circ]$  foi dividido igualmente de acordo com a quantidade de bits de representação para a fase.

Tabela 10 – Parâmetros do FA para os apontamentos dos diagramas de irradiação produzidos pela rede de  $5 \times 5$  elementos isotrópicos.

Iteração	1	1000
Atratividade ( $\beta_0$ )	0,6	1
Aleatoriedade ( $\alpha$ )	0,15	0
Coefficiente de absorção de luz ( $\gamma$ )	10	0,01

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 19 – (a) Diagrama de irradiação de uma rede planar de  $5 \times 5$  elementos isotrópicos com espaçamento de  $\lambda_0/2$  e apontamento para  $\theta_{max} = \phi_{max} = 0^\circ$  com  $SLL \leq -20$  dB. (b) Diferença entre a máscara e o diagrama sintetizado (valores contabilizados na função *erro*). A escala angular corresponde à coordenada  $\phi$  do sistema de coordenadas esféricas e a escala radial à coordenada  $\theta$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

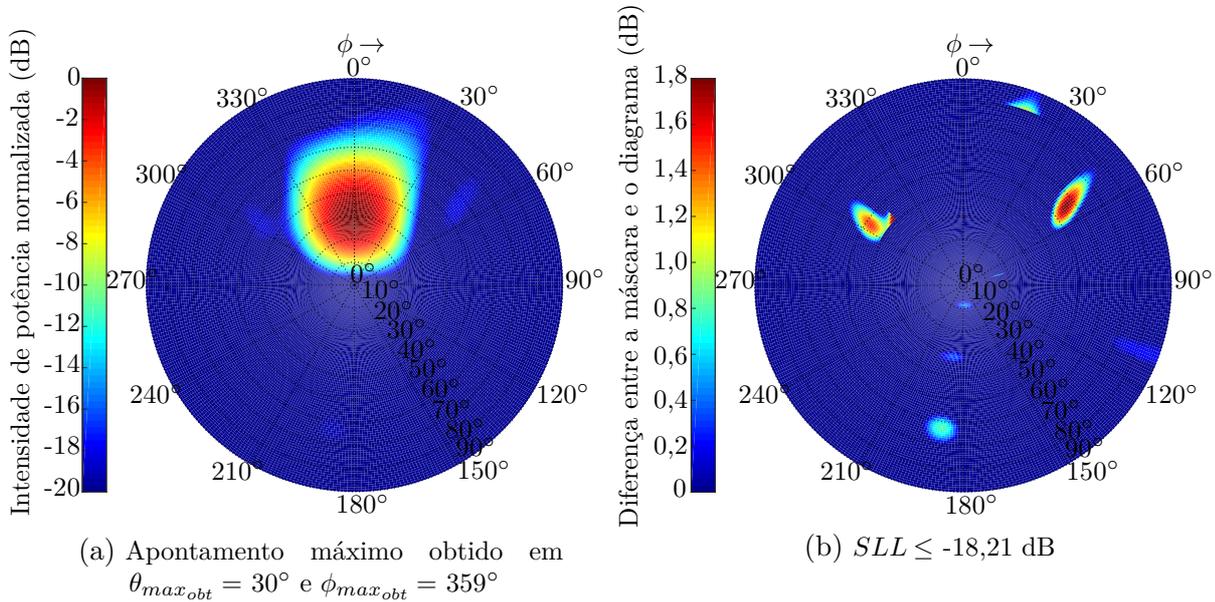
Tabela 11 – Coeficientes de *beamforming* otimizados para apontamento em  $\theta_{max} = \phi_{max} = 0^\circ$  com controle de  $SLL$ . As amplitudes são apresentadas em dB.

$N_x \backslash N_y$	1	2	3	4	5
1	2 $\angle$ 45,0°	7 $\angle$ 22,5°	7 $\angle$ 22,5°	7 $\angle$ 22,5°	4 $\angle$ 0°
2	6 $\angle$ 22,5°	10 $\angle$ 22,5°	13 $\angle$ 22,5°	10 $\angle$ 22,5°	6 $\angle$ 22,5°
3	8 $\angle$ 22,5°	12 $\angle$ 22,5°	14 $\angle$ 22,5°	12 $\angle$ 22,5°	9 $\angle$ 22,5°
4	6 $\angle$ 22,5°	11 $\angle$ 22,5°	11 $\angle$ 22,5°	11 $\angle$ 22,5°	5 $\angle$ 22,5°
5	0 $\angle$ 90,0°	6 $\angle$ 22,5°	9 $\angle$ 22,5°	8 $\angle$ 22,5°	1 $\angle$ 67,5°

Fonte: Elaborada pelo autor.

Para avaliar o funcionamento dos processos de otimização, iniciaram-se todos os casos com os vaga-lumes nas mesmas posições. Desta forma, todos os valores iniciais das

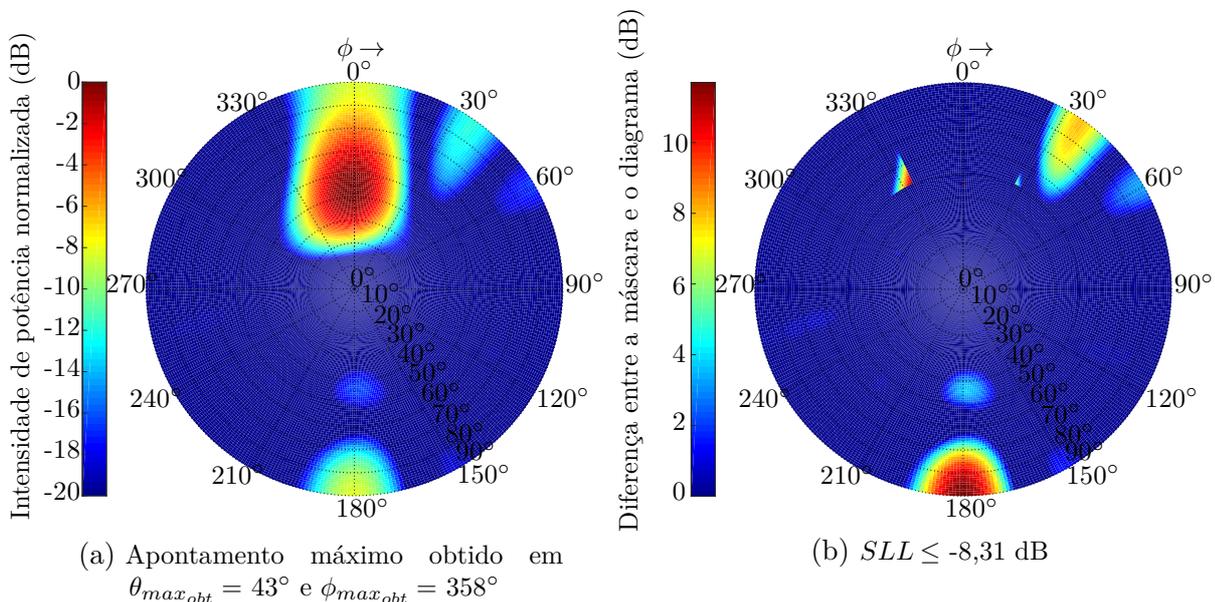
Figura 20 – (a) Diagrama de irradiação de uma rede planar de  $5 \times 5$  elementos isotrópicos com espaçamento de  $\lambda_0/2$  e apontamento para  $\theta_{max} = 30^\circ$  e  $\phi_{max} = 0^\circ$  com controle de  $SLL$ . (b) Diferença entre a máscara e o diagrama sintetizado.



Fonte: Elaborada pelo autor.

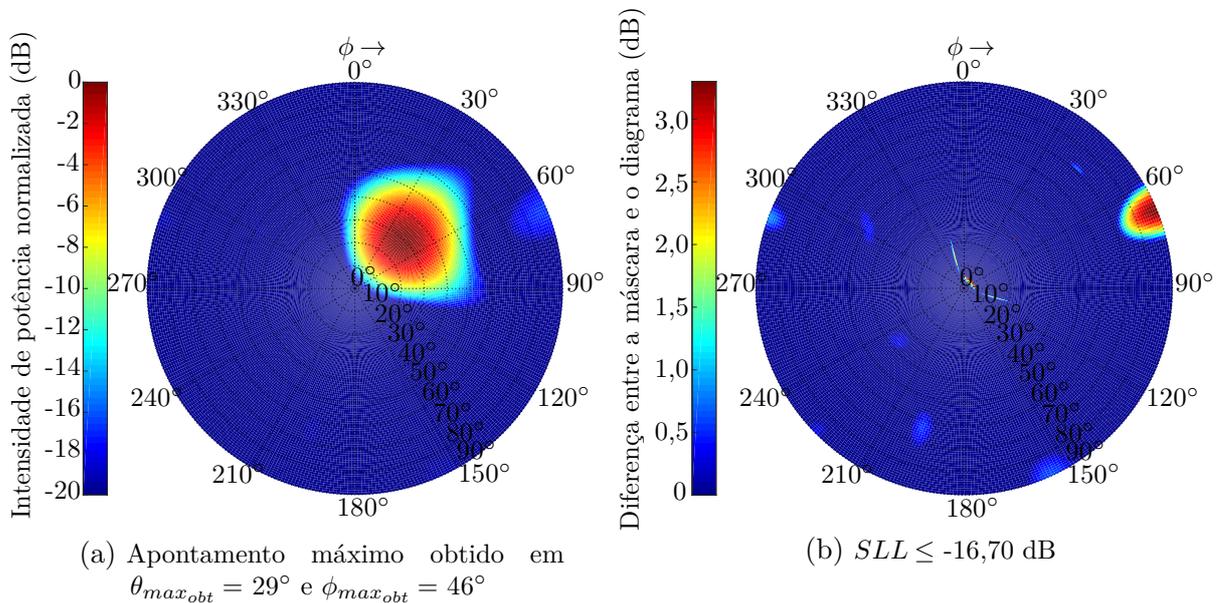
funções *erro* de todos os apontamentos são iguais a 3589,34. Porém, como se tratam de processos aleatórios aplicados a diferentes situações, cada apontamento apresentou uma curva de evolução e um valor final da função *erro* distintos. Estes valores e o *erro* residual para cada cenário encontram-se presentes na Tabela 16, bem como as curvas de evoluções

Figura 21 – (a) Diagrama de irradiação de uma rede planar de  $5 \times 5$  elementos isotrópicos com espaçamento de  $\lambda_0/2$  e apontamento para  $\theta_{max} = 45^\circ$  e  $\phi_{max} = 0^\circ$  com controle de  $SLL$ . (b) Diferença entre a máscara e o diagrama sintetizado.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 22 – (a) Diagrama de irradiação de uma rede planar de  $5 \times 5$  elementos isotrópicos com espaçamento de  $\lambda_0/2$  e apontamento para  $\theta_{max} = 30^\circ$  e  $\phi_{max} = 45^\circ$  com controle de  $SLL$ . (b) Diferença entre a máscara e o diagrama sintetizado.

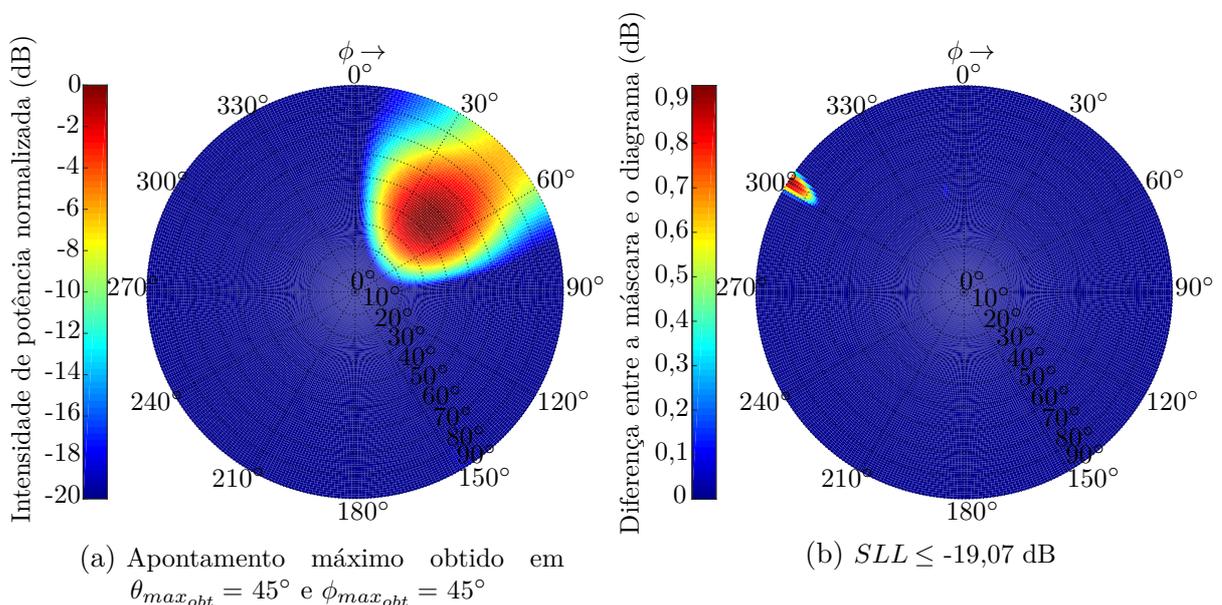


Fonte: Elaborada pelo autor.

na Figura 24.

Analisando-se os resultados, verifica-se que o apontamento em  $\theta_{max} = \phi_{max} = 0^\circ$  (Figura 19) satisfaz toda a máscara, tanto em termos de apontamento em  $\theta_{max_{obt}} = \phi_{max_{obt}} = 0^\circ$  quanto de  $SLL$ , o que proporcionou o valor da função *erro* residual igual a

Figura 23 – (a) Diagrama de irradiação de uma rede planar de  $5 \times 5$  elementos isotrópicos com espaçamento de  $\lambda_0/2$  e apontamento para  $\theta_{max} = 45^\circ$  e  $\phi_{max} = 45^\circ$  com controle de  $SLL$ . (b) Diferença entre a máscara e o diagrama sintetizado.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 12 – Coeficientes de *beamforming* otimizados para apontamento em  $\theta_{max} = 30^\circ$  e  $\phi_{max} = 0^\circ$  com controle de *SLL*. As amplitudes são apresentadas em dB.

$N_x \backslash N_y$	1	2	3	4	5
1	0/67,5°	0/45,0°	3/180,0°	2/135,0°	0/270,0°
2	3/292,5°	11/225,0°	9/180,0°	10/135,0°	5/270,0°
3	8/90,0°	5/45,0°	15/180,0°	13/135,0°	2/270,0°
4	8/90,0°	12/225,0°	12/180,0°	11/135,0°	9/90,0°
5	5/247,5°	3/225,0°	10/0°	10/135,0°	4/90,0°

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 13 – Coeficientes de *beamforming* otimizados para apontamento em  $\theta_{max} = 45^\circ$  e  $\phi_{max} = 0^\circ$  com controle de *SLL*. As amplitudes são apresentadas em dB.

$N_x \backslash N_y$	1	2	3	4	5
1	10/90,0°	14/22,5°	12/135,0°	10/90,0°	2/22,5°
2	4/90,0°	12/202,5°	15/157,5°	13/90,0°	8/202,5°
3	12/247,5°	15/22,5°	15/135,0°	13/90,0°	11/202,5°
4	5/90,0°	9/202,5°	13/135,0°	10/247,5°	9/22,5°
5	6/112,5°	8/22,5°	10/135,0°	9/67,5°	8/0°

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 14 – Coeficientes de *beamforming* otimizados para apontamento em  $\theta_{max} = 30^\circ$  e  $\phi_{max} = 45^\circ$  com controle de *SLL*. As amplitudes são apresentadas em dB.

$N_x \backslash N_y$	1	2	3	4	5
1	1/45,0°	1/202,5°	10/0°	10/135,0°	6/112,5°
2	6/112,5°	13/45,0°	10/202,5°	13/180,0°	11/135,0°
3	4/112,5°	14/90,0°	15/45,0°	13/202,5°	9/180,0°
4	9/135,0°	12/112,5°	14/90,0°	10/225,0°	4/22,5°
5	1/0°	8/157,5°	9/112,5°	7/90,0°	6/45,0°

Fonte: Elaborada pelo autor.

zero. Em contrapartida, o caso de apontamento para  $\theta_{max} = 45^\circ$  e  $\phi_{max} = 0^\circ$  (Figura 21) apresentou o maior desvio do apontamento obtido em relação ao desejado ( $\theta_{max_{obt}} = 43^\circ$  e  $\phi_{max_{obt}} = 358^\circ$ ) e o mais elevado nível de *SLL*, finalizando com o valor da função *erro* residual igual a 11,09 %. Entretanto, o elevado valor de *SLL* para este cenário já era esperado, pois, de acordo com (BALANIS, 2005), quanto maior a abertura angular entre o feixe principal e o vetor normal à rede de antenas, mais provável será o surgimento de *grating lobes*, que são lóbulos laterais que apresentam amplitudes próximas ou iguais à do lóbulo principal. Estes lóbulos não podem ser controlados por técnicas convencionais de *beamforming*. Já para os demais apontamentos, os valores residuais da função *erro* não atingem 1 %, sendo provenientes basicamente dos valores de *SLL* > -20 dB, dado

Tabela 15 – Coeficientes de *beamforming* otimizados para apontamento em  $\theta_{max} = 45^\circ$  e  $\phi_{max} = 45^\circ$  com controle de *SLL*. As amplitudes são apresentadas em dB.

$N_x \backslash N_y$	1	2	3	4	5
1	2 $\angle$ 225,0°	4 $\angle$ 180,0°	5 $\angle$ 135,0°	6 $\angle$ 270,0°	1 $\angle$ 225,0°
2	6 $\angle$ 90,0°	9 $\angle$ 45,0°	12 $\angle$ 180,0°	9 $\angle$ 135,0°	3 $\angle$ 292,5°
3	8 $\angle$ 135,0°	13 $\angle$ 90,0°	13 $\angle$ 225,0°	8 $\angle$ 180,0°	4 $\angle$ 157,5°
4	8 $\angle$ 180,0°	11 $\angle$ 135,0°	11 $\angle$ 270,0°	6 $\angle$ 45,0°	3 $\angle$ 180,0°
5	3 $\angle$ 247,5°	6 $\angle$ 0°	7 $\angle$ 135,0°	4 $\angle$ 270,0°	1 $\angle$ 180,0°

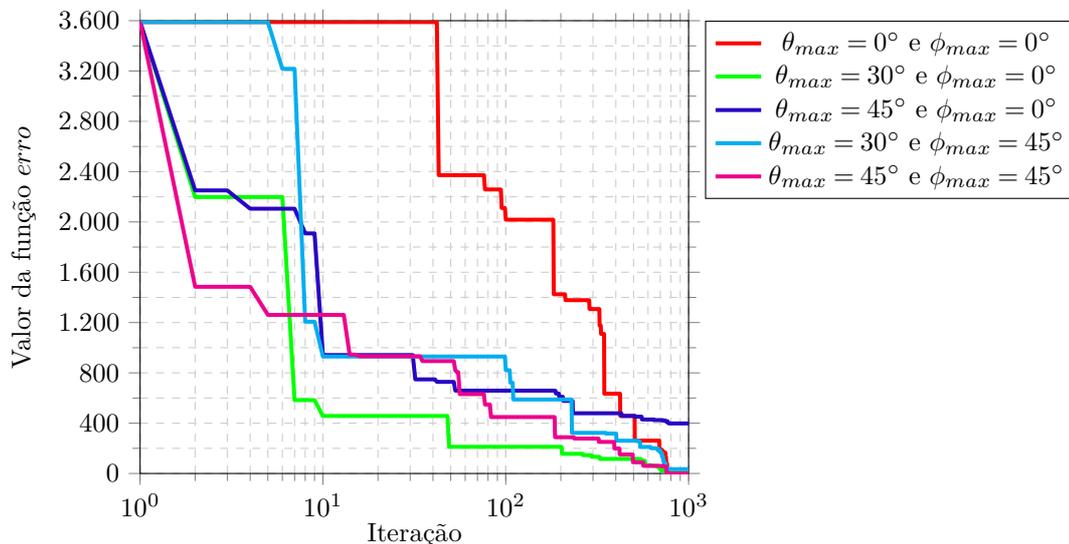
Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 16 – Valores finais e residuais da função *erro* para as otimizações de diagramas de irradiação com apontamento.

Apontamento	Valor final da função <i>erro</i>	Valor residual (%)
$\theta_{max} = 0^\circ$ e $\phi_{max} = 0^\circ$	0	0
$\theta_{max} = 30^\circ$ e $\phi_{max} = 0^\circ$	13,62	0,38
$\theta_{max} = 45^\circ$ e $\phi_{max} = 0^\circ$	398,02	11,09
$\theta_{max} = 30^\circ$ e $\phi_{max} = 45^\circ$	34,69	0,97
$\theta_{max} = 45^\circ$ e $\phi_{max} = 45^\circ$	0,62	0,02

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 24 – Curvas de evoluções do FA para obtenção dos diagramas de irradiação com apontamento.



Fonte: Elaborada pelo autor.

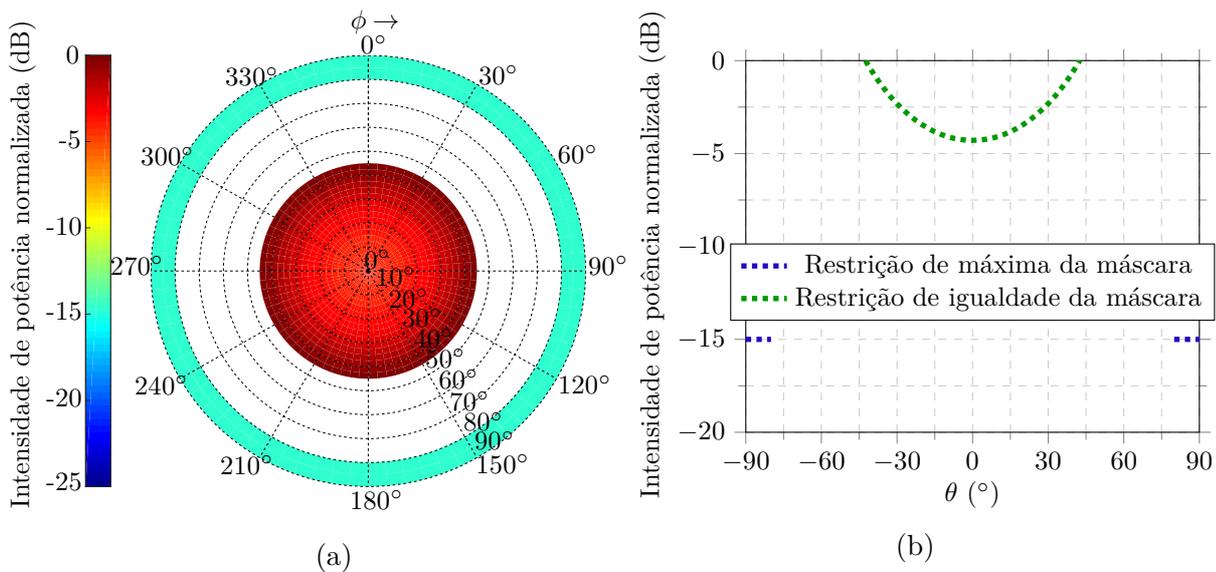
que os desvios dos apontamentos obtidos e desejados são menores ou iguais a  $1^\circ$ . Desta forma, estes resultados foram considerados satisfatórios, pois estão próximos do nível desejado e apresentam os valores finais da função *erro* baixos. Com isso, o método de otimização implementado demonstra boa convergência para redes planares uniformemente espaçadas. Sendo assim, decidiu-se analisar um cenário mais complexo, tanto em termos

de formato do diagrama de irradiação quanto em relação à estrutura da rede de antenas. Esta abordagem é apresentada na seção a seguir.

### 3.5 Conformação do diagrama de irradiação com formato *isoflux* com uma rede com elementos não-uniformemente espaçados

Para constatar a eficiência do FA na otimização de diagramas de irradiação de redes planares de antenas e solucionar a complexidade em gerar todos os apontamentos apresentados anteriormente, um diagrama fixo com uma máscara definida na Figura 10 deve ser aplicada para qualquer valor de  $\phi$ , resultando na máscara para o hemisfério superior à rede ( $0^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$  e  $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ ) como mostrado na Figura 25.

Figura 25 – Máscara utilizada para o diagrama de irradiação com formato de *isoflux* para as características apresentadas na Figura 8. As regiões em branco da Figura 25a e sem traçado da Figura 25b não são contabilizadas no cálculo da função *erro* (Eq. (2.16)).

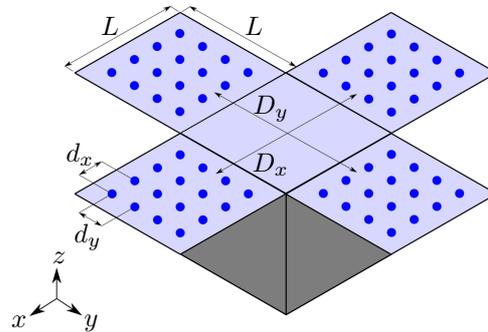


Fonte: Elaborada pelo autor.

A topologia da rede de antenas utilizada nesta seção é apresentada na Figura 26. Verifica-se que, por conta da própria estrutura do nanossatélite e da frequência de operação do projeto (2,26 GHz), as sub-redes apresentam espaçamentos iguais a 280 mm, equivalente a  $2,12 \lambda_0$ . Esta característica favorece o surgimento de *grating lobes*, os quais podem ser vistos no diagrama de irradiação presente na Figura 27. Este resultado corresponde a uma excitação com amplitude uniforme ( $\alpha_{n_x n_y} = 1$ ) e mesma fase ( $\varphi_{n_x n_y} = 0^\circ$ ) para todos os elementos da Figura 26.

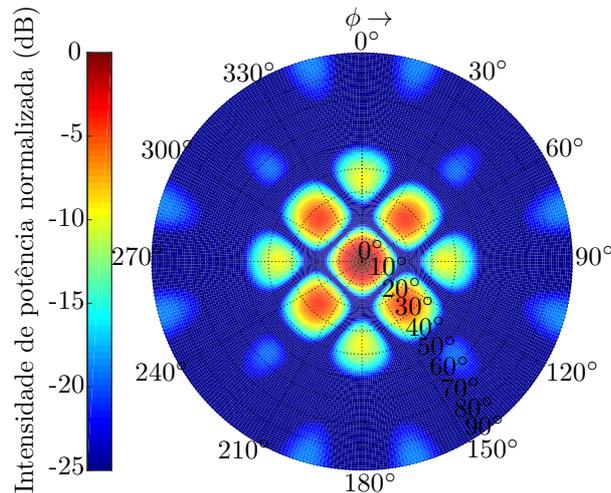
Analisando-se a Figura 27, observa-se que a abertura angular entre os *grating lobes* é próxima à abertura angular necessária para a conformação do diagrama de irradiação com formato de *isoflux* (Figura 25). Deste modo, o método FA foi aplicado para síntese de um diagrama de irradiação com formato de *isoflux* e com controle do nível dos lóbulos

Figura 26 – Ilustração da rede planar de antenas composta por 4 sub-redes de  $4 \times 4$  elementos isotrópicos ( $d_x = d_y = 40 \text{ mm} = 0,3 \lambda_0$ ,  $D_x = D_y = 280 \text{ mm} = 2,12 \lambda_0$  e  $L = 200 \text{ mm}$ ).



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 27 – Diagrama de irradiação produzido pela rede de antenas da Figura 26 com alimentação uniforme e sem diferença de fase entre elementos.



Fonte: Elaborada pelo autor.

laterais 15 dB abaixo do máximo do diagrama. Para isso, utilizaram-se 1000 vaga-lumes distribuídos aleatoriamente no espaço de busca limitado entre  $[-1, 1]$ , em adimensional, para a amplitude e  $[-180^\circ, 180^\circ]$  para a fase. Como parâmetros de otimização, utilizaram-se os apresentados na Tabela 17, os quais variaram linearmente entre o valor inicial e final no decorrer do processo de otimização.

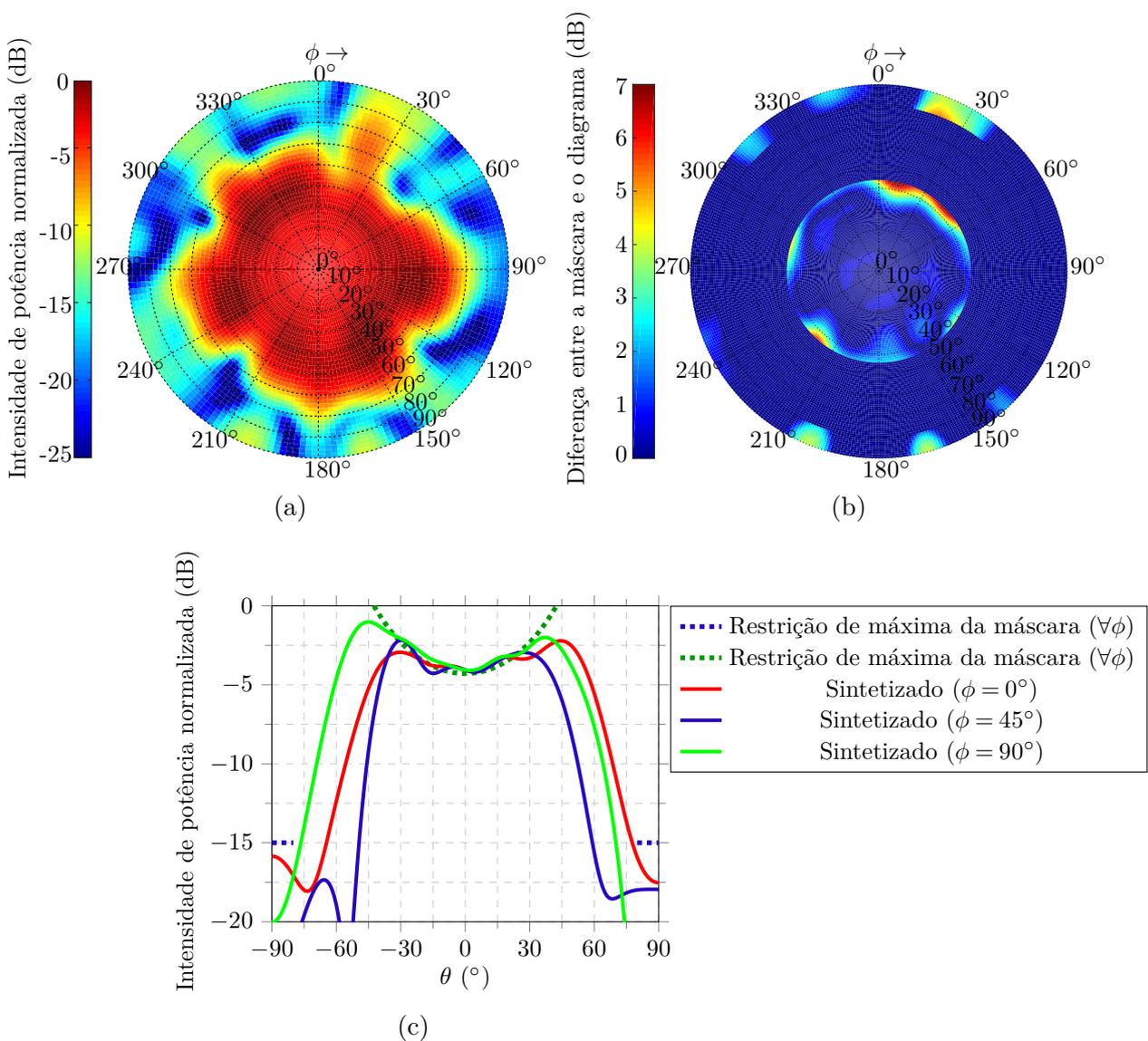
Tabela 17 – Parâmetros do FA para a conformação do diagrama de irradiação com formato de *isoflux* para os elementos da Figura 26.

Iteração	1	5000
Atratividade ( $\beta_0$ )	0,6	1
Aleatoriedade ( $\alpha$ )	0,2	0
Coefficiente de absorção de luz ( $\gamma$ )	10	0,01

Fonte: Elaborada pelo autor.

O resultado do processo de otimização pode ser apreciado na Figura 28a na forma de diagrama polar, no qual os níveis de cores representam a intensidade de campo. Além disso, na Figura 28b é apresentado um diagrama com os valores que foram considerados no cálculo da função *erro* e na Figura 28c estão presentes alguns planos de corte do diagrama obtido e uma comparação com a máscara. As amplitudes e fases dos coeficientes de *beamforming* obtidos para este caso estão presentes nas Tabelas 18 e 19, respectivamente. Por fim, a curva de evolução do método é mostrada na Figura 29.

Figura 28 – (a) Diagrama de irradiação com formato de *isoflux* produzido pela rede de antenas da Figura 26 com os coeficientes de excitação encontrados pelo método FA, (b) diferença entre a máscara e o diagrama sintetizado e (c) planos de corte do diagrama.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Dado o resultado obtido na Figura 28a, é possível constatar que a conformação do diagrama com formato de *isoflux* foi obtida com êxito, divergindo-se expressivamente da máscara apenas nas regiões entre  $0^\circ \leq \phi \leq 60^\circ$  e  $210^\circ \leq \phi \leq 240^\circ$ , o que contribuiu

Tabela 18 – Amplitude dos coeficientes de *beamforming* otimizados para o diagrama com formato *isoflux* e controle de *SLL* (Figura 28a), em adimensional.

$N_x \backslash N_y$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1					-0,0625	0,0331	-0,0567	0,0358				
2					0,0718	-0,1019	0,0653	0,0398				
3					-0,0803	0,0492	-0,1129	-0,0725				
4					-0,0973	-0,0973	0,0553	0,1288				
5	0,0243	0,0994	0,1055	-0,2276					0,1049	-0,0064	-0,0257	0,0352
6	0,0058	-0,0136	-0,0041	-0,0916					-0,1562	0,3244	-0,1700	-0,0765
7	0,0105	0,0040	-0,2159	-0,0356					-0,1588	0,0188	-0,1609	0,1584
8	0,0551	-0,1040	-0,1264	0,4612					0,6162	0,6454	0,6586	0,3435
9					0,5602	0,9561	1,0000	0,7939				
10					0,6736	0,7349	0,3873	0,5237				
11					0,4558	0,6845	0,5168	0,1472				
12					0,4304	0,2789	0,2036	0,3568				

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 19 – Fase dos coeficientes de *beamforming* otimizados para o diagrama com formato *isoflux* com *SLL*  $\leq -15$  dB (Figura 28a), em graus.

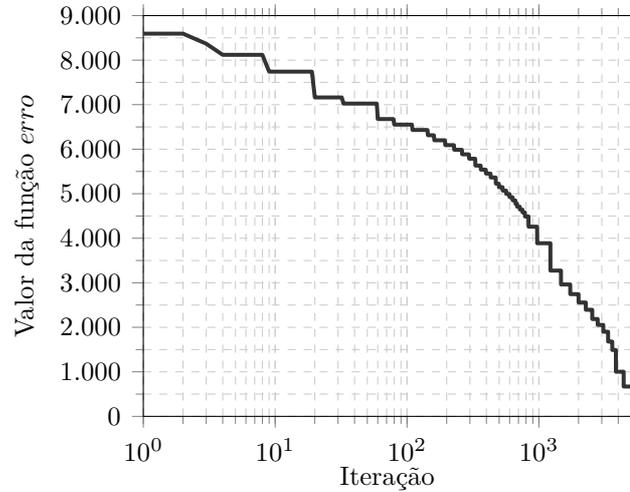
$N_x \backslash N_y$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1					85,6270	63,8730	53,4094	48,3984				
2					76,8982	37,0052	48,9885	77,1080				
3					0,0000	18,3852	68,0040	69,5903				
4					90,0027	42,0821	42,6258	100,0842				
5	65,0734	41,1520	59,8112	59,7015					88,8528	93,1636	50,7624	40,0630
6	46,7720	19,5083	39,0032	38,1805					57,8776	20,1636	3,1971	29,9992
7	59,9071	27,7120	62,6332	37,7085					67,4096	33,2065	34,7118	37,1498
8	32,0582	53,4941	36,6383	45,0469					58,4545	129,8739	204,6658	116,2998
9					154,1103	150,0281	159,4213	77,1841				
10					155,1099	73,6557	154,9507	192,2511				
11					144,4629	167,1220	141,5802	90,1421				
12					63,5611	66,4807	57,5483	56,6446				

Fonte: Elaborada pelo autor.

de forma significativa para o valor final da função *erro*. Há, também, diversas regiões compreendidas na área de controle de *SLL* ( $80^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ ) que apresentaram desvios do nível desejado, sendo elas em  $\phi \approx (20^\circ, 140^\circ, 165^\circ, 200^\circ, 240^\circ, 315^\circ$  e  $345^\circ)$ . Desta forma, o valor da função *erro*, que no início do processo de otimização correspondia a 8594,50, finalizou em 669,95, proporcionando um valor residual de 7,80 % do seu valor inicial. Estes resultados demonstram boa convergência na otimização de problemas multidimensionais, considerando que, neste caso, o problema era composto por 128 dimensões (amplitude e fase dos coeficientes de *beamforming* de 64 elementos).

Percebendo-se que tanto o diagrama com formato de *isoflux* (Figura 25a) quanto a disposição dos elementos que formam a rede (Figura 26) são simétricos, a aplicação de simetria nos coeficientes de excitação foi estudada. Este estudo teve como princípio de que o formato do diagrama de irradiação de qualquer antena, ou rede de antenas, é consequência da distribuição de corrente elétrica sobre a estrutura. Para isso, utilizaram-se 1000 vaga-lumes e os mesmos parâmetros de otimização presentes na Tabela 17. O diagrama de irradiação pode ser visto na Figura 31, bem como as amplitudes e fases dos coeficientes de *beamforming* presentes nas Tabelas 20 e 21, respectivamente. Vale resaltar

Figura 29 – Curva de evolução do FA para obtenção do diagrama de irradiação mostrado na Figura 28.



Fonte: Elaborada pelo autor.

que o uso de simetria possibilitou a redução do número de variáveis a serem otimizadas, totalizando 16 (8 magnitudes e 8 fases). Esta diminuição drástica na quantidade de variáveis otimizáveis foi possível diante da simetria aplicada entre os elementos, exemplificada na Figura 30. Há, ainda, a curva de evolução do método para este caso, apresentada na Figura 32.

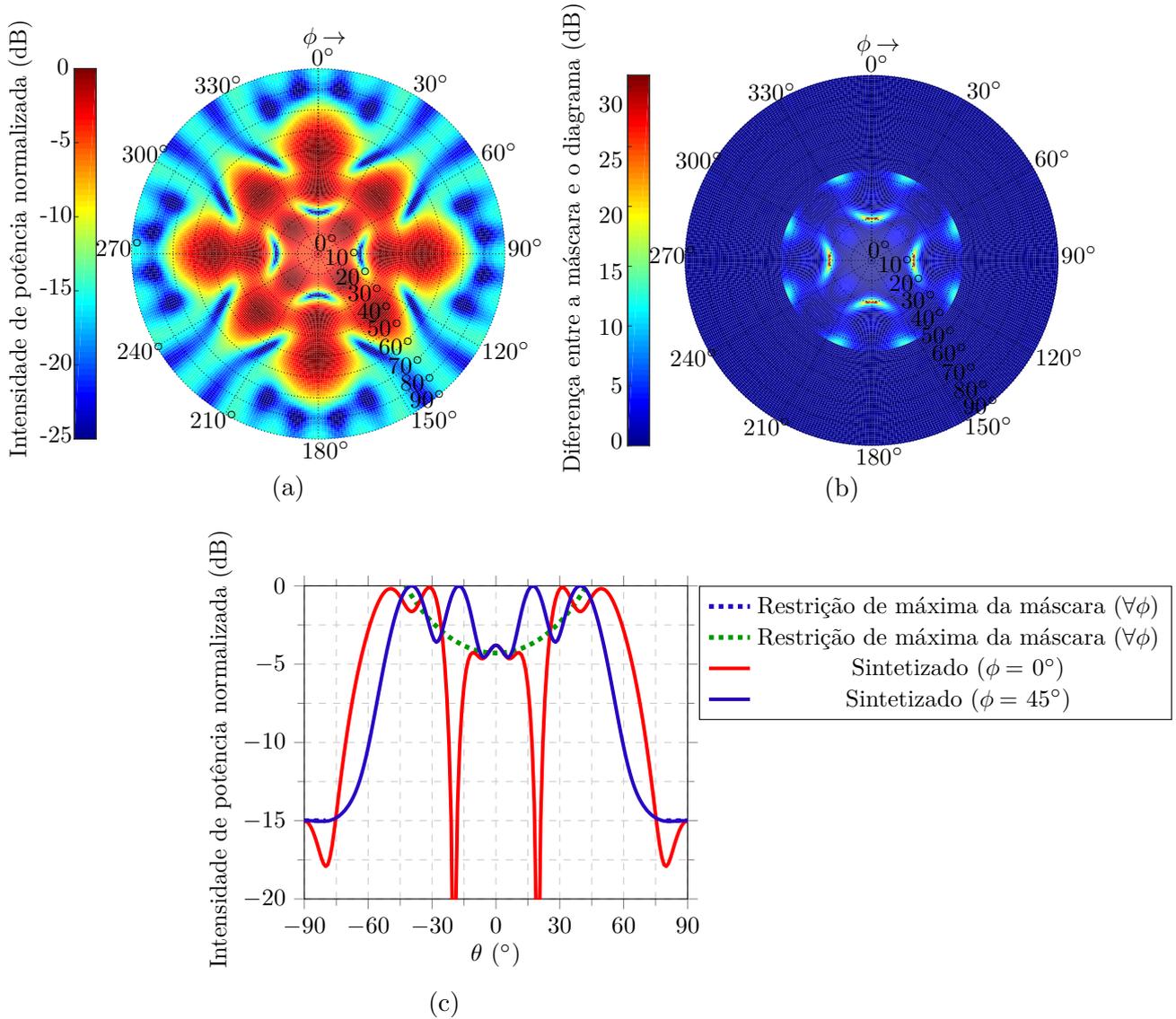
Figura 30 – Simetria aplicada aos elementos da Figura 26.

			H	G	G	H					
			F	E	E	F					
			D	C	C	D					
			B	A	A	B					
H	F	D	B					B	D	F	H
G	E	C	A					A	C	E	G
G	E	C	A					A	C	E	G
H	F	D	B					B	D	F	H
								B	A	A	B
								D	C	C	D
								F	E	E	F
								H	G	G	H

Fonte: Elaborada pelo autor.

O diagrama obtido satisfaz o critério de *SLL*, entretanto apresenta alguns desvios da máscara, principalmente em relação aos nulos dentro da região principal do diagrama em  $(\theta, \phi) = [(20^\circ, 0^\circ), (20^\circ, 90^\circ), (20^\circ, 180^\circ), (20^\circ, 270^\circ)]$  e pelas regiões de máximo ganho fora da região de interesse  $(\theta, \phi) = [(50^\circ, 0^\circ), (50^\circ, 90^\circ), (50^\circ, 180^\circ), (50^\circ, 270^\circ)]$ , o que o torna inadequado para a aplicação desejada. Além disso, o valor da função *erro* residual totalizou 2424,63, o foi considerado elevado, dado que o mesmo se refere à 28,21 % do valor inicial. Outro aspecto relevante é que a aparência do diagrama de irradiação obtido

Figura 31 – (a) Diagrama de irradiação com formato de *isoflux* produzido pela rede de antenas da Figura 26 com aplicação de simetria nos coeficientes de excitação, (b) diferença entre a máscara e o diagrama sintetizado e (c) planos de corte do diagrama.



Fonte: Elaborada pelo autor.

é semelhante aos presentes em (BENCIVENNI, 2015), o qual apresenta um estudo sobre os efeitos de simetrias nos elementos que compõem redes planares de antenas.

Com o objetivo de melhorar o diagrama de irradiação e eliminar a grande distância entre as sub-redes alocadas nas abas do nanossatélite, optou-se por inserir mais uma sub-rede de  $4 \times 4$  elementos isotrópicos no centro da estrutura. A geometria resultante desta modificação é apresentada na Figura 33. Percebe-se que, com esta alteração, a maior distância entre elementos, que antes era de  $2,12 \lambda_0$ , foi reduzida para  $0,6 \lambda_0$ , tornando o modelamento do diagrama de irradiação um desafio menos complexo.

Logo após, aplicou-se o FA utilizando a estrutura da Figura 33 e os mesmos parâmetros da Tabela 17 com variação linear entre o início e o final do processo de

Tabela 20 – Amplitude dos coeficientes de *beamforming* simétricos otimizados para o diagrama com formato *isoflux* (Figura 31a), em adimensional.

$N_x \backslash N_y$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1					0,4541	0,4372	0,4372	0,4541				
2					0,2954	0,4642	0,4642	0,2954				
3					0,6423	0,6251	0,6251	0,6423				
4					0,7900	0,5721	0,5721	0,7900				
5	0,4541	0,2954	0,6423	0,7900					0,7900	0,6423	0,2954	0,4541
6	0,4372	0,4642	0,6251	0,5721					0,5721	0,6251	0,4642	0,4372
7	0,4372	0,4642	0,6251	0,5721					0,5721	0,6251	0,4642	0,4372
8	0,4541	0,2954	0,6423	0,7900					0,7900	0,6423	0,2954	0,4541
9					0,7900	0,5721	0,5721	0,7900				
10					0,6423	0,6251	0,6251	0,6423				
11					0,2954	0,4642	0,4642	0,2954				
12					0,4541	0,4372	0,4372	0,4541				

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 21 – Fase dos coeficientes de *beamforming* simétricos otimizados para o diagrama com formato *isoflux* (Figura 31a), em graus.

$N_x \backslash N_y$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1					125,9338	117,6128	117,6128	125,9338				
2					-164,0064	29,3630	29,3630	-164,0064				
3					-86,6443	-69,2741	-69,2741	-86,6443				
4					12,4210	49,9693	49,9693	12,4210				
5	125,9338	-164,0064	-86,6443	12,4210					12,4210	-86,6443	-164,0064	125,9338
6	117,6128	29,3630	-69,2741	49,9693					49,9693	-69,2741	29,3630	117,6128
7	117,6128	29,3630	-69,2741	49,9693					49,9693	-69,2741	29,3630	117,6128
8	125,9338	-164,0064	-86,6443	12,4210					12,4210	-86,6443	-164,0064	125,9338
9					12,4210	49,9693	49,9693	12,4210				
10					-86,6443	-69,2741	-69,2741	-86,6443				
11					-164,0064	29,3630	29,3630	-164,0064				
12					125,9338	117,6128	117,6128	125,9338				

Fonte: Elaborada pelo autor.

otimização aplicados a 1000 vaga-lumes com as regiões de busca compreendidas entre  $[0, 1]$ , em adimensional, para a amplitude e  $[0^\circ, 360^\circ]$  para a fase. O resultado obtido é apresentado na Figura 34, a qual contempla o diagrama de irradiação sintetizado, a diferença do mesmo com a máscara desejada e dois planos de corte para diferentes valores de  $\phi$ . Além disso, nas Tabelas 22 e 23, estão presentes as amplitudes e as fases dos coeficientes de *beamforming* que produziram o diagrama da Figura 34a. Neste caso, não foi considerada a simetria da estrutura, de forma que o FA teve 160 grandezas para otimização (80 amplitudes e 80 fases). Já na Figura 35 é apresentada a curva de evolução do método.

Com o preenchimento do centro entre as sub-redes observa-se uma grande melhoria no diagrama obtido. Este resultado deve-se à diminuição das distâncias entre as sub-redes e, conseqüentemente, ao aumento da quantidade de elementos irradiantes. Outro fator importante é que os elementos das posições  $(N_x, N_y) = [(6, 6), (6, 7), (7, 6) \text{ e } (7, 7)]$  são os que mais contribuem para o bom modelamento de diagramas com formato de *isoflux* tridimensional, dado que os mesmos são os que apresentam os maiores valores de amplitude dos coeficientes de *beamforming*. Em relação ao funcionamento do processo de

Figura 32 – Curva de evolução do FA para obtenção do diagrama de irradiação mostrado na Figura 31.

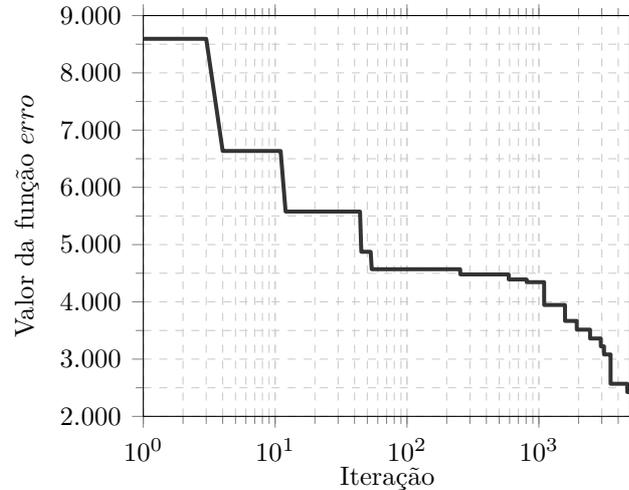
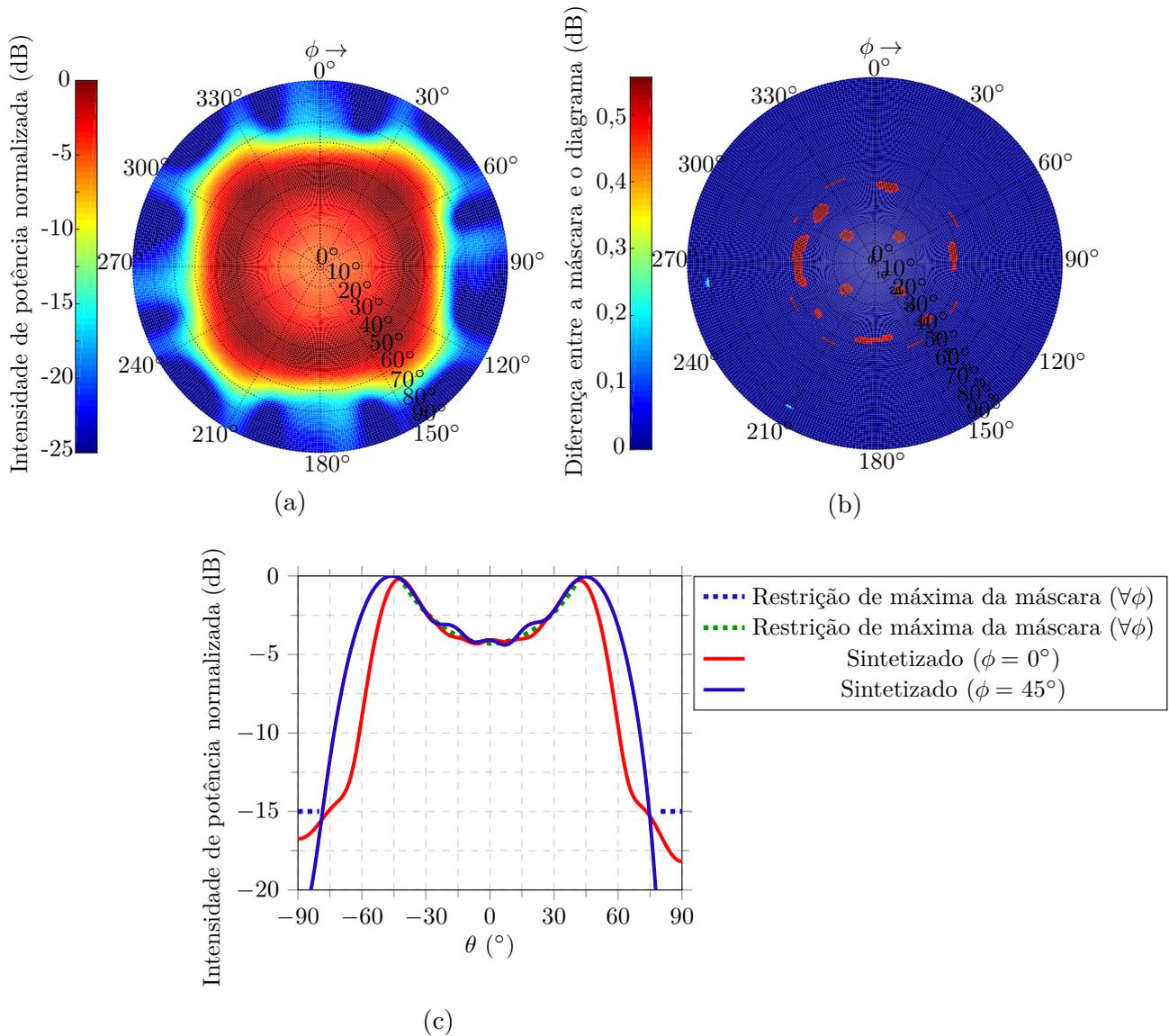


Figura 34 – (a) Diagrama de irradiação com formato *isoflux* produzido pela rede de antenas da Figura 33, (b) diferença entre a máscara e o diagrama sintetizado e (c) planos de corte do diagrama.



Fonte: Elaborada pelo autor.

grama obtido apresentou pouco desvio da máscara, tornando-o, também, um resultado satisfatório. Esta configuração iniciou o processo de otimização com o valor da função *erro* igual a 5718,40 e finalizou com apenas 1,92 % de valor residual, equivalente a um *erro* igual a 110,05.

Após a análise de todos os diagramas com formato de *isoflux* apresentados neste capítulo e levando-se em consideração a simplicidade na obtenção dos coeficientes de *beamforming*, a estrutura da Figura 33 com simetria nos coeficientes foi a que proporcionou o melhor resultado. Pois apresentou o melhor custo-benefício entre a complexidade da rede de antenas e a diferença entre máscara e o diagrama obtido. Desta forma, validado o método de otimização FA aplicado à redes planares de antenas, no capítulo a seguir

Tabela 22 – Amplitude dos coeficientes de *beamforming* otimizados para o diagrama com formato *isoflux* (Figura 34a), em adimensional.

$N_x \backslash N_y$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1					0,0984	0,3977	0,4065	0,0976				
2					0,2822	0,7107	0,7299	0,3025				
3					0,6403	0,6218	0,6140	0,6322				
4					0,4365	0,3939	0,3880	0,4369				
5	0,1002	0,2965	0,6396	0,4331	0,3885	0,3278	0,3292	0,3889	0,4253	0,6405	0,2966	0,0978
6	0,4108	0,7235	0,6131	0,3975	0,3256	0,9778	0,9813	0,3362	0,3855	0,6118	0,7275	0,3977
7	0,4093	0,7195	0,6135	0,3968	0,3383	0,9980	0,9979	0,3325	0,3931	0,6276	0,7417	0,4105
8	0,0975	0,3033	0,6583	0,4342	0,3974	0,3343	0,3441	0,3831	0,4384	0,6441	0,2962	0,0787
9					0,4300	0,3929	0,4027	0,4440				
10					0,6426	0,6156	0,6231	0,6669				
11					0,3077	0,7327	0,7427	0,3096				
12					0,0897	0,4138	0,4129	0,0917				

Fonte: Elaborada pelo autor.

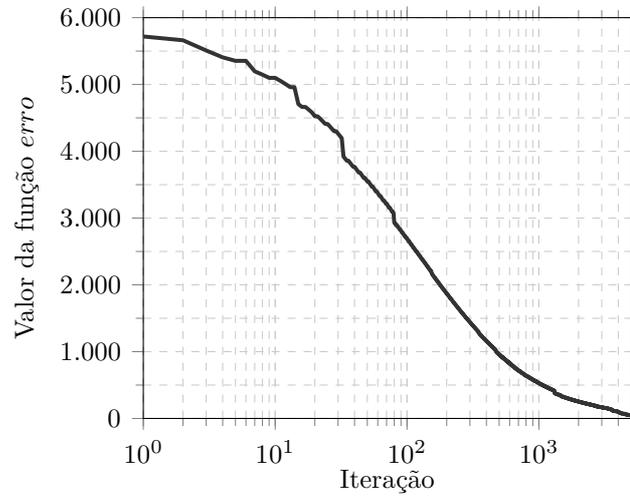
Tabela 23 – Fase dos coeficientes de *beamforming* simétricos otimizados para o diagrama com formato *isoflux* (Figura 34a), em graus.

$N_x \backslash N_y$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1					52,8571	80,1619	83,7196	53,6356				
2					267,5947	159,7097	162,7084	266,5693				
3					170,4898	73,8080	69,5319	163,9652				
4					86,2995	195,6374	195,0761	81,3590				
5	53,5941	267,3493	165,9227	79,9073	246,9626	300,6148	302,6315	247,1226	82,5049	166,9501	261,1310	50,4571
6	78,2195	161,6472	71,3118	194,8026	302,5217	330,0715	327,1319	300,9191	193,5424	72,2283	156,3944	78,4554
7	83,0095	162,3081	74,8815	195,2187	302,8251	326,3580	327,6271	306,4944	192,1476	69,9035	164,5605	83,4247
8	52,7796	267,7881	169,9594	86,5647	247,9345	304,8148	302,4843	249,9360	80,9477	163,1964	264,5141	47,7916
9					84,1832	195,2137	192,3750	82,1127				
10					165,8107	73,1319	75,9414	166,9583				
11					263,6724	162,8556	164,7071	266,8998				
12					50,6674	81,0328	83,4542	46,9425				

Fonte: Elaborada pelo autor.

é apresentado e discutido o projeto de uma rede planar de  $3 \times 3$  elementos reais com diagrama de irradiação adaptativo.

Figura 35 – Curva de evolução do FA para obtenção do diagrama de irradiação mostrado na Figura 34.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 36 – Simetria aplicada aos elementos da Figura 33.

```

      H G G H
      F E E F
      D C C D
      B A A B
H F D B K J J K B D F H
G E C A J I I J A C E G
G E C A J I I J A C E G
H F D B K J J K B D F H
      B A A B
      D C C D
      F E E F
      H G G H
    
```

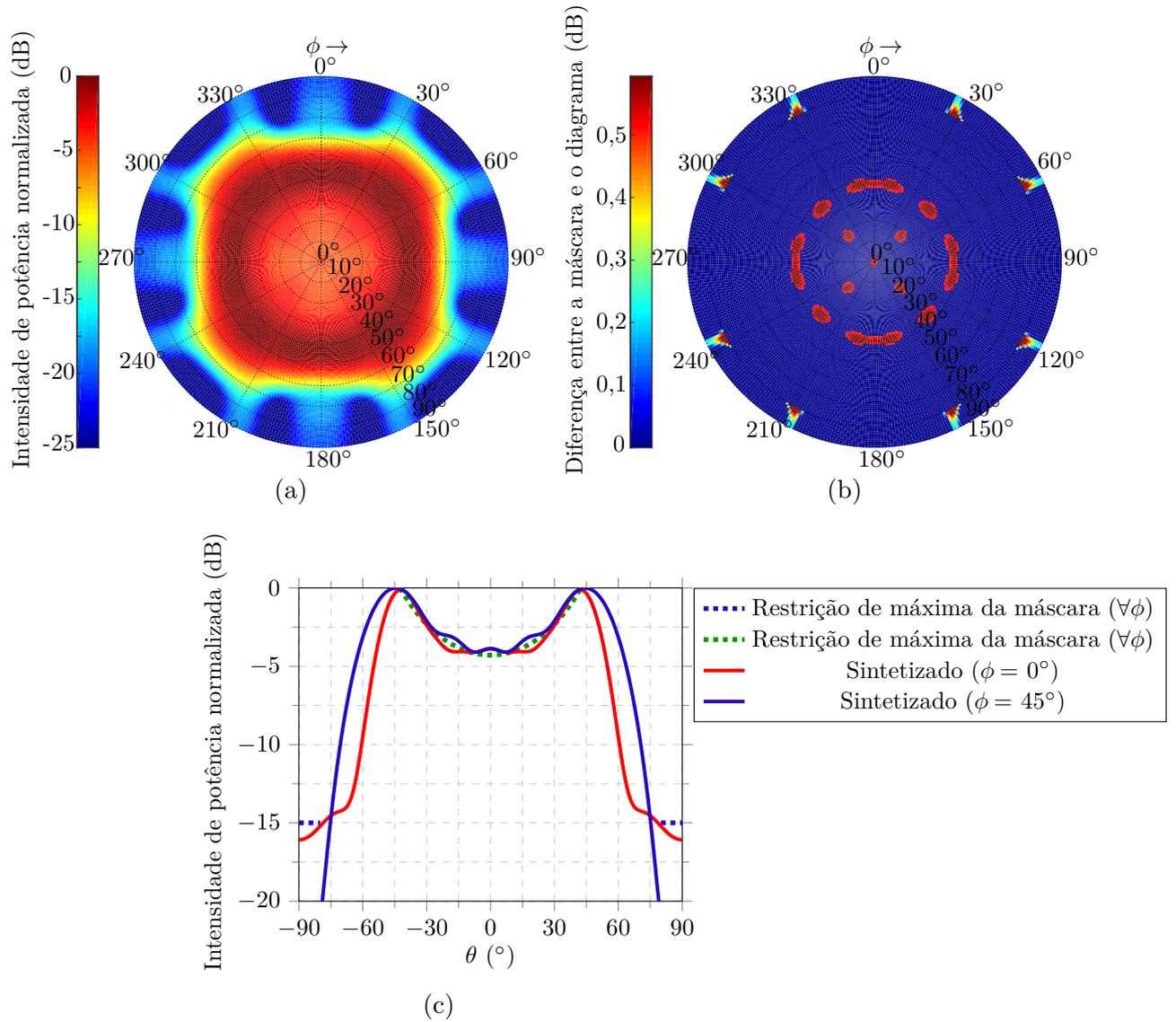
Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 24 – Amplitude dos coeficientes de *beamforming* simétricos otimizados para o diagrama com formato *isoflux* (Figura 37a), em adimensional.

$N_x \backslash N_y$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1					0,0920	0,4100	0,4100	0,0920				
2					0,2999	0,7331	0,7331	0,2999				
3					0,6522	0,6254	0,6254	0,6522				
4					0,4343	0,4000	0,4000	0,4343				
5	0,0920	0,2999	0,6522	0,4343	0,3920	0,3348	0,3348	0,3920	0,4343	0,6522	0,2999	0,0920
6	0,4100	0,7331	0,6254	0,4000	0,3348	1,0000	1,0000	0,3348	0,4000	0,6254	0,7331	0,4100
7	0,4100	0,7331	0,6254	0,4000	0,3348	1,0000	1,0000	0,3348	0,4000	0,6254	0,7331	0,4100
8	0,0920	0,2999	0,6522	0,4343	0,3920	0,3348	0,3348	0,3920	0,4343	0,6522	0,2999	0,0920
9					0,4343	0,4000	0,4000	0,4343				
10					0,6522	0,6254	0,6254	0,6522				
11					0,2999	0,7331	0,7331	0,2999				
12					0,0920	0,4100	0,4100	0,0920				

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 37 – (a) Diagrama de irradiação com formato de *isoflux* produzido pela rede de antenas da Figura 33, (b) diferença entre a máscara e o diagrama sintetizado e (c) planos de corte do diagrama.



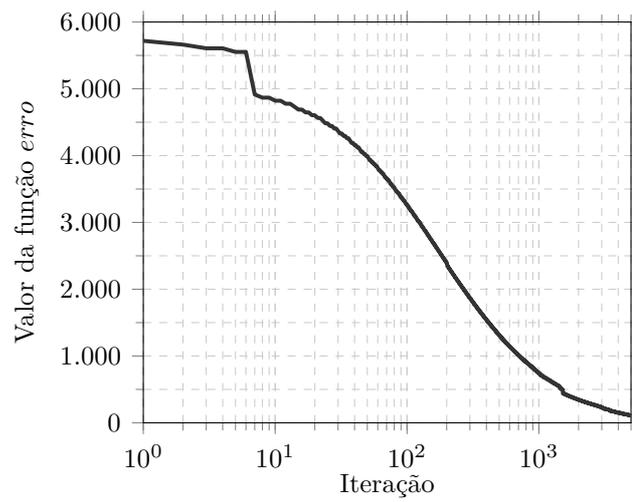
Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 25 – Fase dos coeficientes de *beamforming* simétricos otimizados para o diagrama com formato *isoflux* (Figura 37a), em graus.

$N_x \backslash N_y$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1					50,7394	82,2018	82,2018	50,7394				
2					267,0500	163,7572	163,7572	267,0500				
3					165,5426	73,1585	73,1585	165,5426				
4					83,2440	194,5036	194,5036	83,2440				
5	50,7394	267,0500	165,5426	83,2440	247,3482	302,5686	302,5686	247,3482	83,2440	165,5426	267,0500	50,7394
6	82,2018	163,7572	73,1585	194,5036	302,5686	328,3600	328,3600	302,5686	194,5036	73,1585	163,7572	82,2018
7	82,2018	163,7572	73,1585	194,5036	302,5686	328,3600	328,3600	302,5686	194,5036	73,1585	163,7572	82,2018
8	50,7394	267,0500	165,5426	83,2440	247,3482	302,5686	302,5686	247,3482	83,2440	165,5426	267,0500	50,7394
9					83,2440	194,5036	194,5036	83,2440				
10					165,5426	73,1585	73,1585	165,5426				
11					267,0500	163,7572	163,7572	267,0500				
12					50,7394	82,2018	82,2018	50,7394				

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 38 – Curva de evolução do FA para obtenção do diagrama de irradiação mostrado na Figura 37.

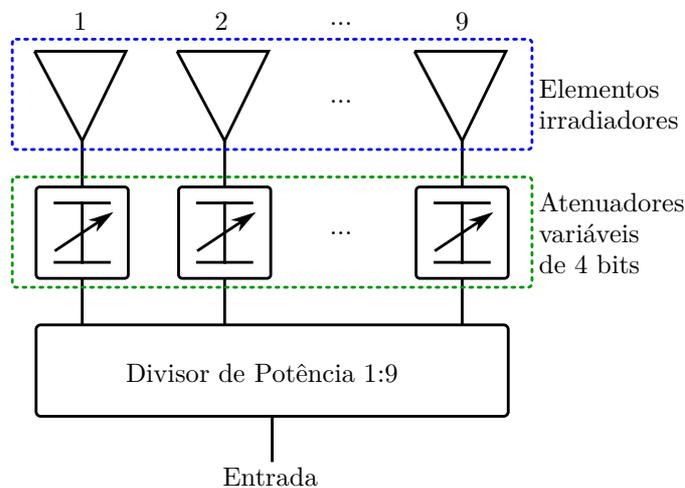


Fonte: Elaborada pelo autor.

## 4 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

Neste capítulo, é abordado todo o procedimento de projeto, construção e validação de todos os componentes que integram a rede planar de antenas com o diagrama de irradiação adaptativo. Constituem o desenvolvimento: um elemento irradiador em microfita com duas polarizações ortogonais, um acoplador híbrido de  $90^\circ$ , a integração do elemento irradiador com o acoplador híbrido em uma única estrutura, os canais de atenuação e, por fim, a construção da rede planar de antenas com controle de amplitude do coeficiente de excitação de cada elemento. O diagrama de blocos do projeto desenvolvido é apresentado na Figura 39.

Figura 39 – Diagrama em blocos da rede de antenas desenvolvida.



Fonte: Elaborada pelo autor.

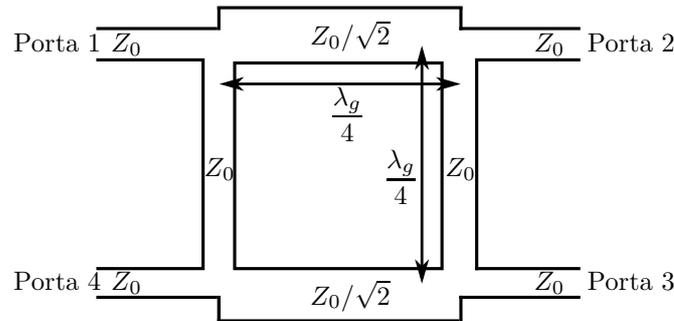
Os requisitos de projeto são: frequência de operação em 2,26 GHz, banda de operação de 50 MHz, polarização circular à direita e razão axial menor do que 3 dB. Para isso, uma das formas de uma antena apresentar polarização circular é que a mesma possua dois modos de alimentação ortogonais entre si e defasados eletricamente em  $90^\circ$  (BALANIS, 2005). Deste modo, optou-se em elaborar um elemento irradiador baseado no apresentado em (FERREIRA, 2016). Sendo assim, foram projetados os seguintes componentes: acoplador híbrido de  $90^\circ$ , antena de microfita do tipo *patch* quadrado com duas alimentações ortogonais e o elemento irradiador completo composto pela integração do acoplador híbrido e da antena.

### 4.1 Acoplador híbrido

O acoplador híbrido de  $90^\circ$  é um dispositivo de 4 portas, como ilustrado na Figura 40, e tem como objetivo dividir um sinal em dois de mesma amplitude e aplicar uma defasagem de  $90^\circ$  entre as saídas (POZAR, 2009). Considerando-se o caso em que não haja perdas e o mesmo esteja operando como divisor, quando um sinal é aplicado à

Porta 1, metade da potência é entregue à Porta 2 e a outra à Porta 3, sendo, o sinal da Porta 3 com atraso de fase igual a  $90^\circ$ . Além disso, a Porta 4 apresenta alta isolamento com a Porta 1, dada a interferência destrutiva presente nesta porta. Este dispositivo, além de ser simples, pode atuar também como combinador de dois sinais.

Figura 40 – Esquemático de um acoplador híbrido de  $90^\circ$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

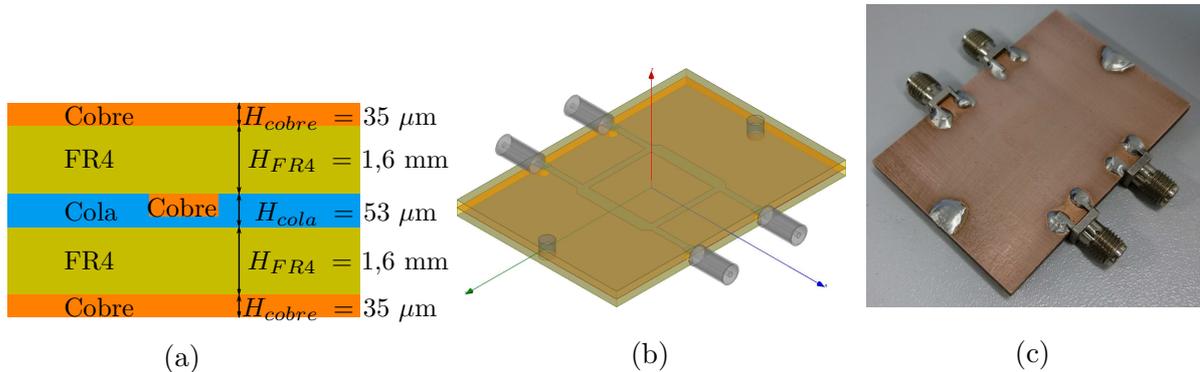
Neste trabalho, considerou-se a impedância do sistema  $Z_0 = 50 \Omega$  para projetar e construir um acoplador híbrido em tecnologia *stripline*, como pode ser visto na Figura 41. Optou-se em utilizar a estrutura do tipo *stripline* por conta da boa blindagem eletromagnética, o que não afeta o diagrama de irradiação do elemento irradiador, além de facilitar a integração deste dispositivo com uma antena em microfita. Como estruturas do tipo *stripline* apresentam modo de propagação TEM (abreviação de transversal eletromagnético) (POZAR, 2009), os comprimentos de onda guiados são independentes da impedância característica. Portanto, o termo  $\lambda_g$  se refere tanto ao comprimento de onda guiado para a impedância igual a  $Z_0$  quanto para  $Z_0/\sqrt{2}$ . No projeto, foi aplicado o equacionamento presente em (POZAR, 2009) para a obtenção dos valores iniciais das larguras das trilhas, para isso, desconsiderou-se a espessura e as propriedades elétricas da cola. Entretanto, os valores obtidos foram ajustados durante simulações eletromagnéticas considerando a presença da cola com seus parâmetros elétricos, informados em (TACONIC, 2018). Os valores calculados e ajustados são apresentados na Tabela 26. A variação dos parâmetros calculados e ajustados é justificável, uma vez que, para o cálculo inicial das medidas, não se considerou a presença da cola. Entretanto, esta variação é normal, uma vez que a maioria dos projetos de dispositivos de RF exige adaptações dos parâmetros calculados.

Tabela 26 – Parâmetros de projeto do acoplador de  $90^\circ$ .

Parâmetros	Calculado (mm)	Ajustado (mm)	Varição (%)
$W_{Z_0}$	1,532	1,400	-8,62
$W_{Z_0/\sqrt{2}}$	2,751	2,600	-5,49
$\lambda_g/4$	16,182	16,425	1,50

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 41 – (a) Vista transversal da estrutura do tipo *stripline* utilizada neste trabalho. Acoplador híbrido de 90° (b) simulado e (c) construído.



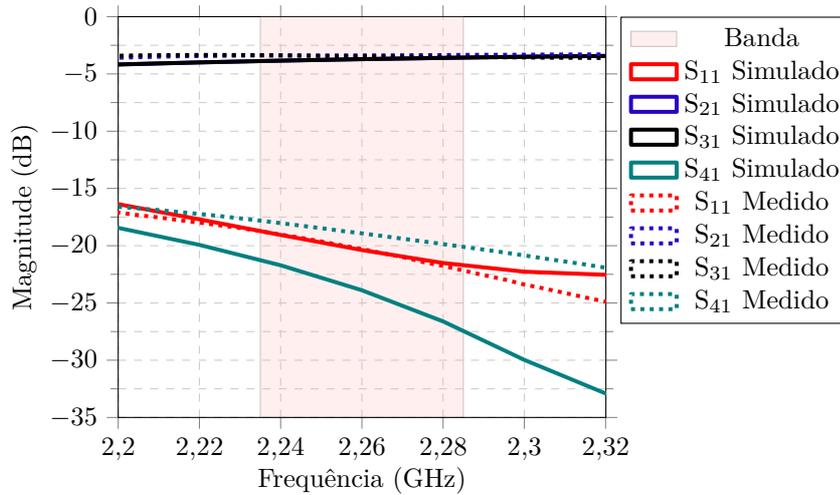
Fonte: Elaborada pelo autor.

Durante a simulação e construção do acoplador híbrido, utilizou-se uma camada de cola FR-27-0035-66 para unir os dois substratos de RF. Para que esta cola apresentasse as características elétricas informadas na folha de dados (TACONIC, 2018), foi necessário aplicar pressão e calor à estrutura. Para isso utilizou-se uma morsa e um forno com controle de temperatura e capaz de acomodar a estrutura a ser colada e os equipamentos que exercem pressão sobre ela. Em seguida, executaram-se os passos recomendados para a correta colagem, sendo estes descritos a seguir:

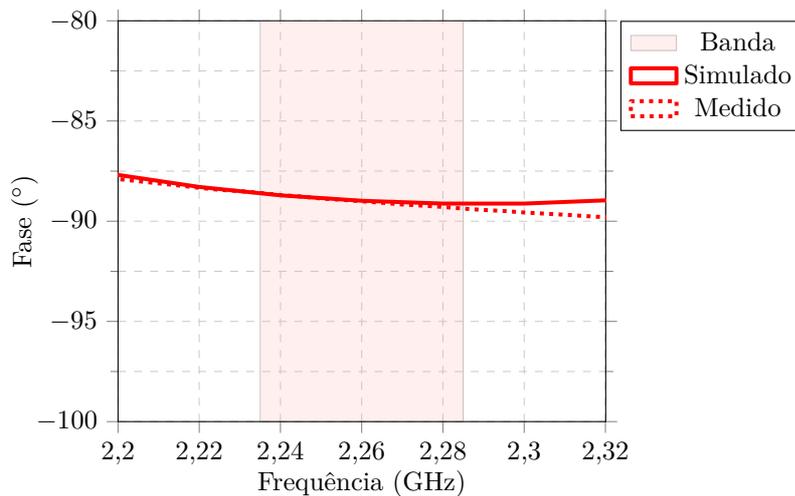
- Aplicar a máxima pressão possível sobre as duas camadas de laminado com uma camada da cola entre elas,
- Inserir a estrutura em um ambiente preaquecido a 107° C,
- Permanecer com a estrutura dentro do forno durante 30 minutos,
- Realizar uma rampa de aquecimento com variação de, aproximadamente, 3° C/min até atingir a temperatura de 216° C,
- Resfriar naturalmente a estrutura até a temperatura ambiente.

Por fim, para a conclusão da construção do acoplador híbrido, foram soldados os conectores do tipo SMA em cada porta de acesso ao dispositivo. Após este processo, o comportamento deste elemento pode ser analisado nas Figuras 42 e 43, onde são apresentadas as magnitudes e fases dos parâmetros  $S$ , respectivamente. O termo “Banda” nas legendas das figuras está relacionado aos 50 MHz de banda de frequência de operação do sistema (2,235 - 2,285 MHz).

Analisando-se as Figuras 42 e 43, verifica-se boa concordância dos resultados do protótipo com os da simulação eletromagnética, alcançando o esperado dentro da banda estabelecida. Uma observação, detalhada em 2,26 GHz, dos valores de amplitude dos parâmetros  $S$  e defasagem entre as portas de saída é apresentada na Tabela 27. É possível constatar diferenças insignificantes entre os valores simulados e medidos, considerando-se satisfatório o projeto e construção do acoplador híbrido de 90°.

Figura 42 – Parâmetros  $S$  do acoplador híbrido de  $90^\circ$ .

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 43 – Defasagem entre as saídas do acoplador híbrido de  $90^\circ$ .

Fonte: Elaborada pelo autor.

## 4.2 Elemento simples sem acoplador híbrido

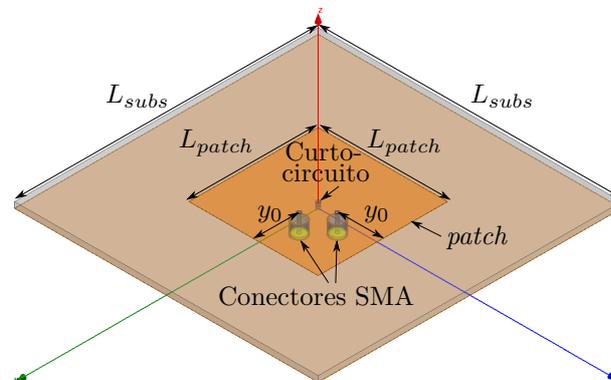
O projeto preliminar do elemento irradiador com frequência de operação de 2,26 GHz foi baseado no método da linha de transmissão (BALANIS, 2005) considerando-se o substrato Rogers RO4003C com espessura de 1,524 mm, constante dielétrica de 3,49 e tangente de perdas de 0,0021. A variação do valor da constante dielétrica em relação ao apresentado na folha de dados do material (ROGERS, 2018) foi fundamentada no experimento realizado em (FERREIRA, 2016), no qual obteve-se o valor de  $\epsilon_r = 3,49$ . A estrutura simulada e ajustada é apresentada na Figura 44. Para as simulações do elemento irradiador, utilizou-se o substrato de RF com dimensões de 65 mm  $\times$  65 mm e, para obter o melhor resultado possível com tal estrutura, foram necessários ajustes das variáveis de projeto, tais como as dimensões do *patch* ( $L_{patch}$ ) e a localização do ponto de alimentação ( $y_0$ ). Os valores calculados e ajustados estão expostos na Tabela 28. Analisando-se tais

Tabela 27 – Resultados do acoplador híbrido de  $90^\circ$  operando em 2,26 GHz (considerando-se a Porta 1 como a porta de entrada).

Parâmetro	Simulado	Medido
Magnitude de $S_{11}$ (dB)	-20,38	-20,29
Magnitude de $S_{21}$ (dB)	-3,71	-3,38
Magnitude de $S_{31}$ (dB)	-3,71	-3,46
Magnitude de $S_{41}$ (dB)	-24,12	-18,92
Diferença de fase entre as Portas 2 e 3 ( $^\circ$ )	88,98	89,01

Fonte: Elaborada pelo autor.

parâmetros, observam-se expressivas alterações entre eles. Estas devem-se ao fato de o equacionamento utilizado ser aplicável para antenas retangulares, as quais possibilitam apenas um modo de excitação em determinada frequência. Entretanto, os valores obtidos servem como ponto de partida para adaptação a antenas com formato quadrado, a qual possibilita a excitação de dois modos ortogonais que operam na mesma frequência, o que torna possível o projeto de antenas circularmente polarizadas com dois pontos de alimentação. Desta forma, os parâmetros  $S$ , os diagramas de irradiação RHCP e LHCP e a razão axial em função de  $\theta$  e da frequência de operação são apresentados nas Figuras 45-48.

Figura 44 – Vista esquemática do elemento irradiador simples do tipo *patch* quadrado e duas polarizações ortogonais.

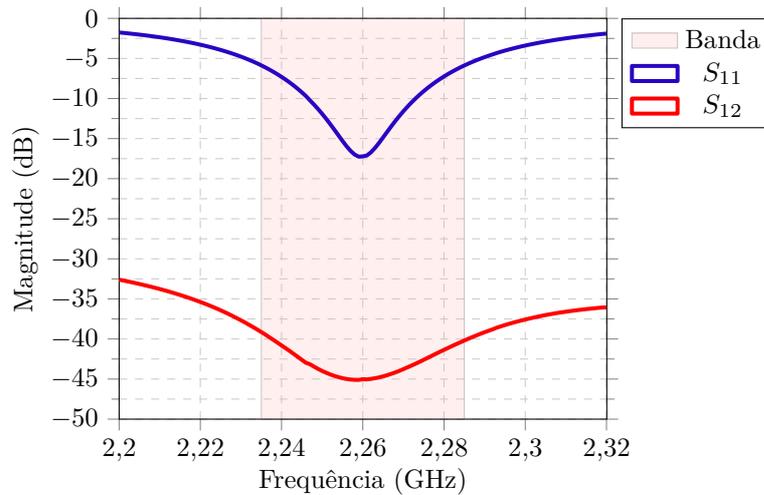
Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 28 – Parâmetros de projeto do elemento simples com duas polarizações ortogonais da Figura 44.

Parâmetros	Calculado (mm)	Ajustado (mm)	Varição (%)
$L_{patch}$	35,118	34,410	-2,02
$y_0$	10,632	11,600	9,10

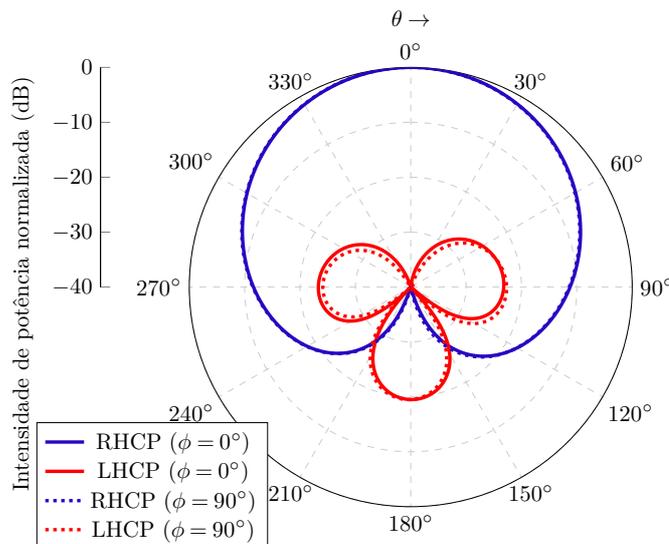
Fonte: Elaborada pelo autor.

O elemento projetado apresentou máximo ganho RHCP simulado igual a 6,42 dBi e rejeição de polarização cruzada em  $\theta = \phi = 0^\circ$  de 41,34 dB, correspondendo a uma razão

Figura 45 – Parâmetros  $S$  do elemento simples sem acoplador híbrido da Figura 44.

Fonte: Elaborada pelo autor.

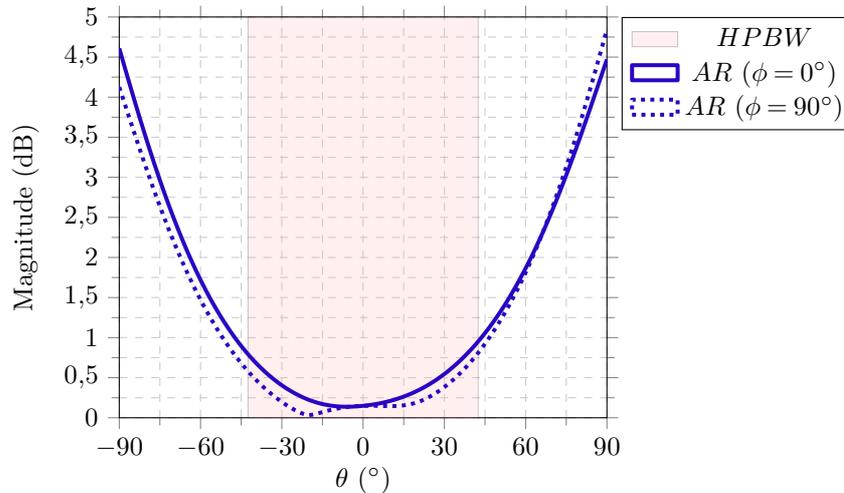
Figura 46 – Diagramas de irradiação RHCP e LHCP do elemento simples da Figura 44 operando em 2,26 GHz.



Fonte: Elaborada pelo autor.

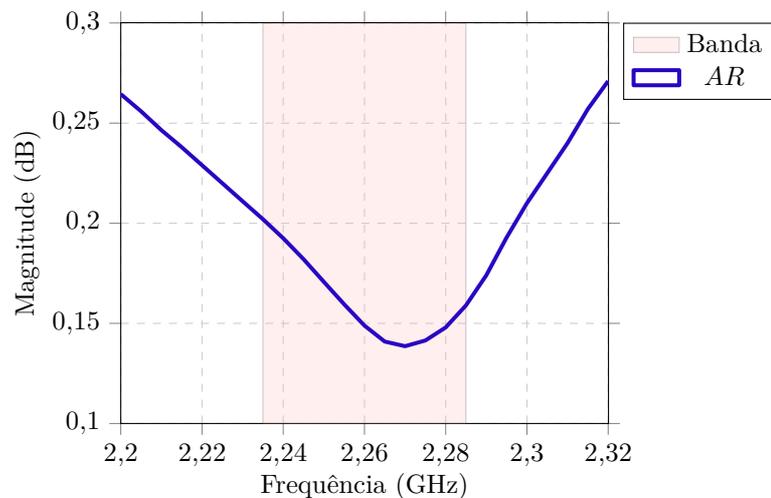
axial de 0,15 dB. Além disso, através dos resultados, verifica-se que o dispositivo obedeceu satisfatoriamente os requisitos de projeto, exceto pelo parâmetro  $S_{11}$ , o qual não apresenta valores abaixo de -10 dB para toda a banda desejada. Entretanto, quando se utiliza dois dispositivos em série, um com uma banda mais larga do que o outro, a faixa de frequência de operação do dispositivo resultante é semelhante à banda do componente com a maior banda. Esta afirmação pode ser observada em simulações e medições apresentadas na seção a seguir.

Figura 47 – Razão axial em relação a  $\theta$  do elemento simples da Figura 44 operando em 2,26 GHz.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 48 – Razão axial em função da frequência de operação do elemento simples da Figura 44 para  $\theta = \phi = 0^\circ$ .

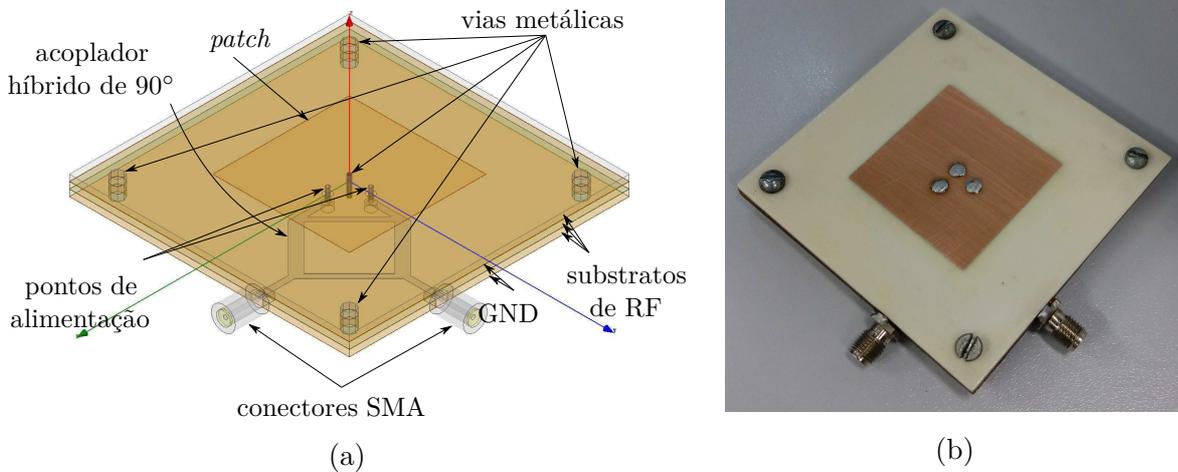


Fonte: Elaborada pelo autor.

### 4.3 Elemento simples com acoplador híbrido

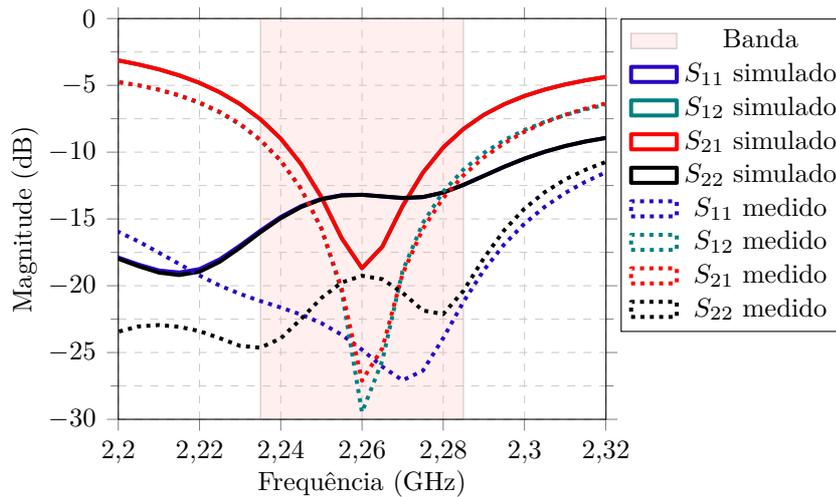
Para a estrutura resultante após integração do acoplador híbrido à antena projetada, foi necessário modificar somente as inclinações das portas de acesso, de maneira a conectar duas portas aos pontos de alimentação do elemento irradiador e permanecer com os conectores SMA nas outras duas portas. As antenas com o acoplador híbrido integrado simulada e medida são apresentadas na Figura 49. Nas Figuras 50-53, são apresentados os resultados dos parâmetros  $S$ , dos diagramas de irradiação, da razão axial em função de  $\theta$  e da frequência de operação.

Figura 49 – Elemento simples com acoplador híbrido integrado (a) simulado e (b) construído.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 50 – Parâmetros  $S$  do elemento simples com acoplador híbrido da Figura 49.



Fonte: Elaborada pelo autor.

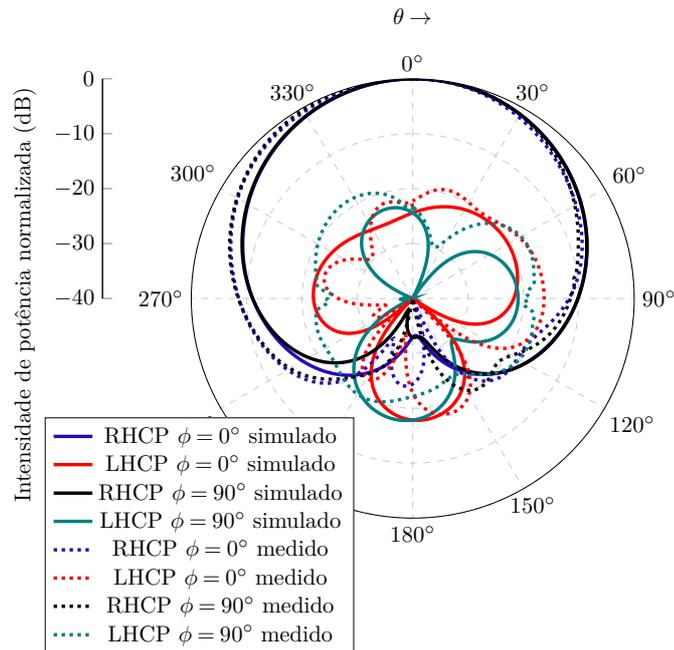
Como o equipamento de medição de diagrama de irradiação não proporciona, diretamente, a opção de visualização da razão axial, aplicaram-se os valores dos campos RHCP e LHCP em (ETSI, 2002)

$$AR_{dB} = 20 * \log \left( \left| \frac{|RHCP| + |LHCP|}{|RHCP| - |LHCP|} \right| \right) \quad (4.1)$$

onde  $AR_{dB}$  corresponde à razão axial, dada em decibéis, RHCP e LHCP são as componentes de campo elétricos das polarizações principal e cruzada, respectivamente, dadas em V/m. Desta forma foi possível obter a razão axial tanto em função de  $\theta$  quanto em função da frequência de operação, como pode ser observado nas Figuras 52 e 53.

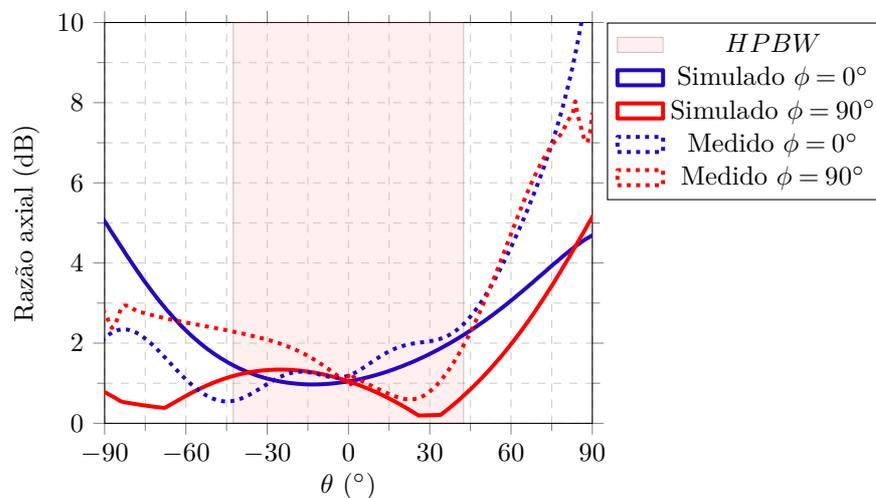
Observando-se os parâmetros  $S$ , conclui-se que o critério de banda de operação para o coeficiente de reflexão menor do que -10 dB foi plenamente satisfeito. Os valores obtidos foram menores do que -18,69 dB e -19,26 dB, para o elemento simulado e

Figura 51 – Diagramas de irradiação do elemento simples com acoplador híbrido da Figura 49 operando em 2,26 GHz.



Fonte: Elaborada pelo autor.

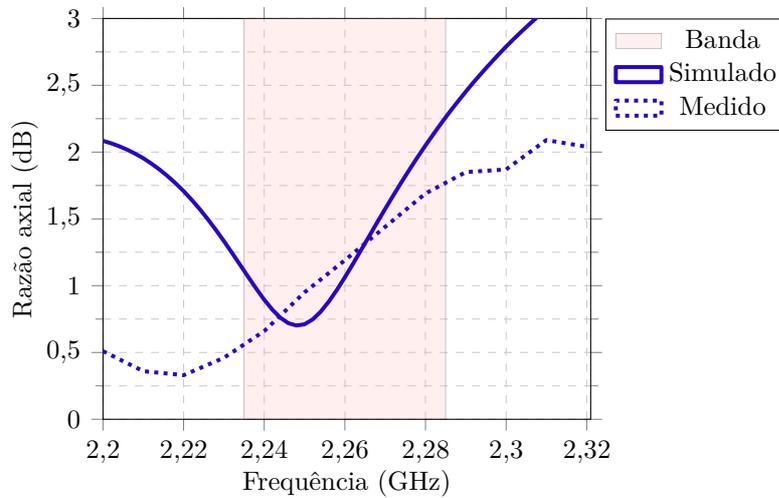
Figura 52 – Razão axial do elemento simples Figura 49 em relação a  $\theta$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

medido, respectivamente. Em relação ao diagrama de irradiação, ambas as estruturas apresentaram boa rejeição de polarização cruzada, sendo elas de 24,41 dB em simulação e 23,30 dB em medição (para  $\theta = \phi = 0^\circ$ ), correspondendo a níveis de razão axial equivalentes a 1,05 dB e 1,19 dB, respectivamente. Além disso, resultaram em  $AR \leq -3$  dB para toda a faixa de *HPBW* e intervalo de frequências. Também foi possível comparar as diretividades dos elementos, obtendo 6,66 dBi para o irradiador simulado e 6,31 dBi para o medido, apresentando uma degradação de apenas 0,35 dB. Esta pequena variação não afeta o funcionamento da antena e pode ser atribuída, basicamente, ao processo construtivo. Analisando-se estas informações, constata-se boa concordância entre as estruturas.

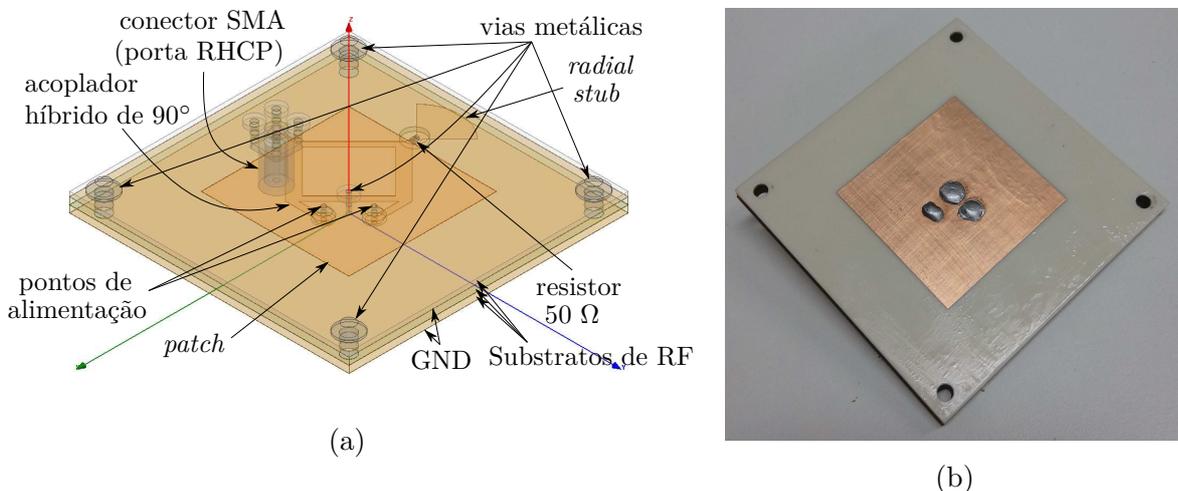
Figura 53 – Razão axial do elemento simples Figura 49 em função da frequência de operação para  $\theta = \phi = 0^\circ$ .



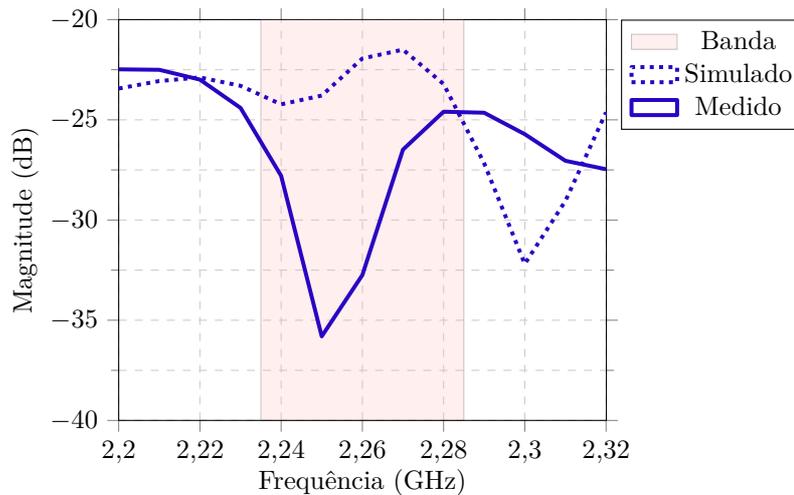
Fonte: Elaborada pelo autor.

Sendo assim, para eliminar a necessidade de conexão de uma carga casada externa com a porta de alimentação responsável pela polarização LHCP, optou-se em realizar uma conexão interna utilizando um resistor SMD de  $50 \Omega$  e um *radial stub*, o qual é um dispositivo utilizado na técnica de sintetizar um curto-circuito sem realizá-lo fisicamente. Outra modificação foi a orientação do conector SMA da porta responsável pela polarização RHCP, tornando-a perpendicular aos substratos e voltada para a parte traseira da antena. A estrutura modificada e simulada é apresentada na Figura 54. A montagem do elemento seguiu os procedimentos descritos e ilustrados no Apêndice A. Todos os resultados como coeficientes de reflexão, diagramas de irradiação e razão axial encontram-se expostos nas Figuras 55-58.

Figura 54 – Elemento simples com acoplador híbrido integrado e 1 porta de alimentação (a) simulado e (b) construído.

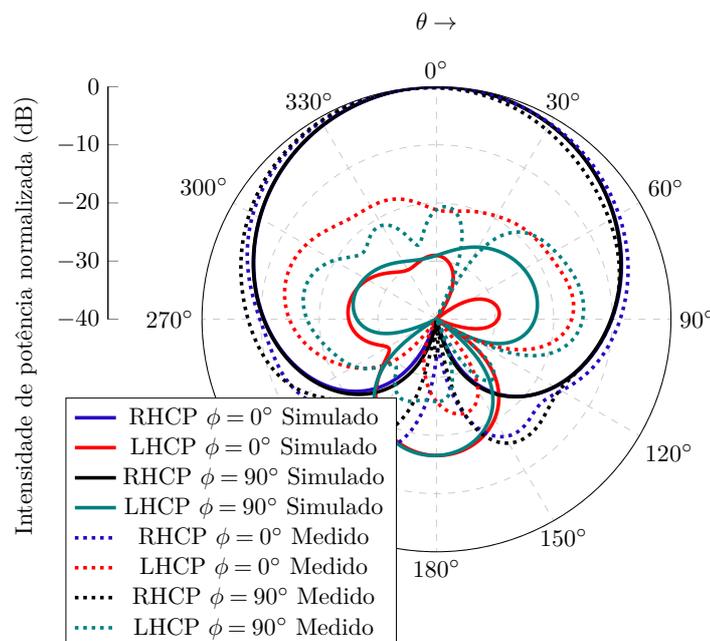


Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 55 – Parâmetros  $S$  dos elementos simples da Figura 54.

Fonte: Elaborada pelo autor.

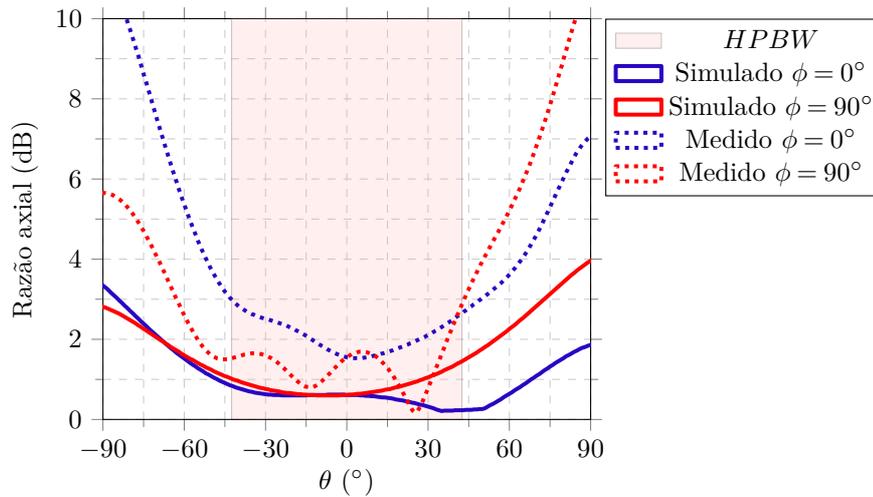
Figura 56 – Diagramas de irradiação do elemento simples da Figura 54 operando em 2,26 GHz.



Fonte: Elaborada pelo autor.

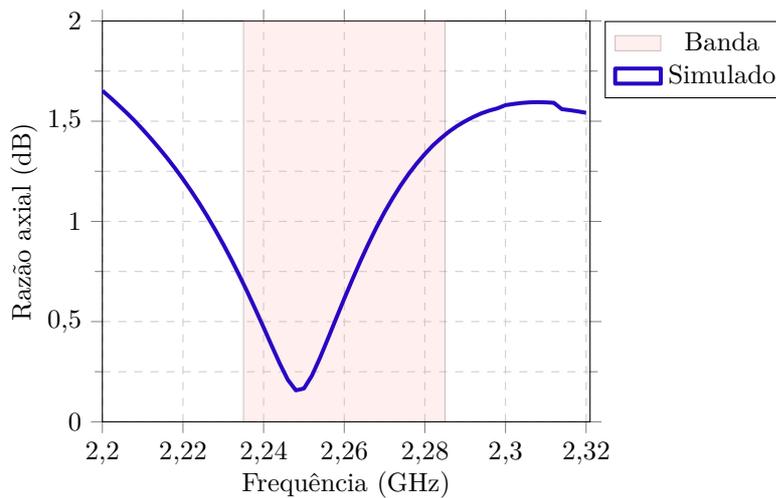
Analisando-se estes resultados, pode-se afirmar que este elemento desenvolvido e construído também atingiu os critérios de projeto, tangenciando o limite máximo desejado para o parâmetro de razão axial em função de  $\theta$ , equivalente a  $-3$  dB dentro da faixa de valores de  $HPBW$ . Assim como o elemento irradiador apresentado anteriormente, obteve-se, também, as diretividades da antena simulada e medida para esta geometria. Estes valores são, respectivamente,  $5,65$  dBi e  $4,20$  dBi. Diferentemente do caso anterior, neste ocorreu uma degradação expressiva, equivalente a  $1,35$  dB. Esta variação deve-se, principalmente, à complexidade e a grande quantidade de variáveis no momento da construção. Com um dos elementos validado, seguiram-se os passos do Apêndice A e as

Figura 57 – Razão axial do elemento simples da Figura 54 em relação à  $\theta$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 58 – Razão axial do elemento simples da Figura 54 em função da frequência de operação para  $\theta = \phi = 0^\circ$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

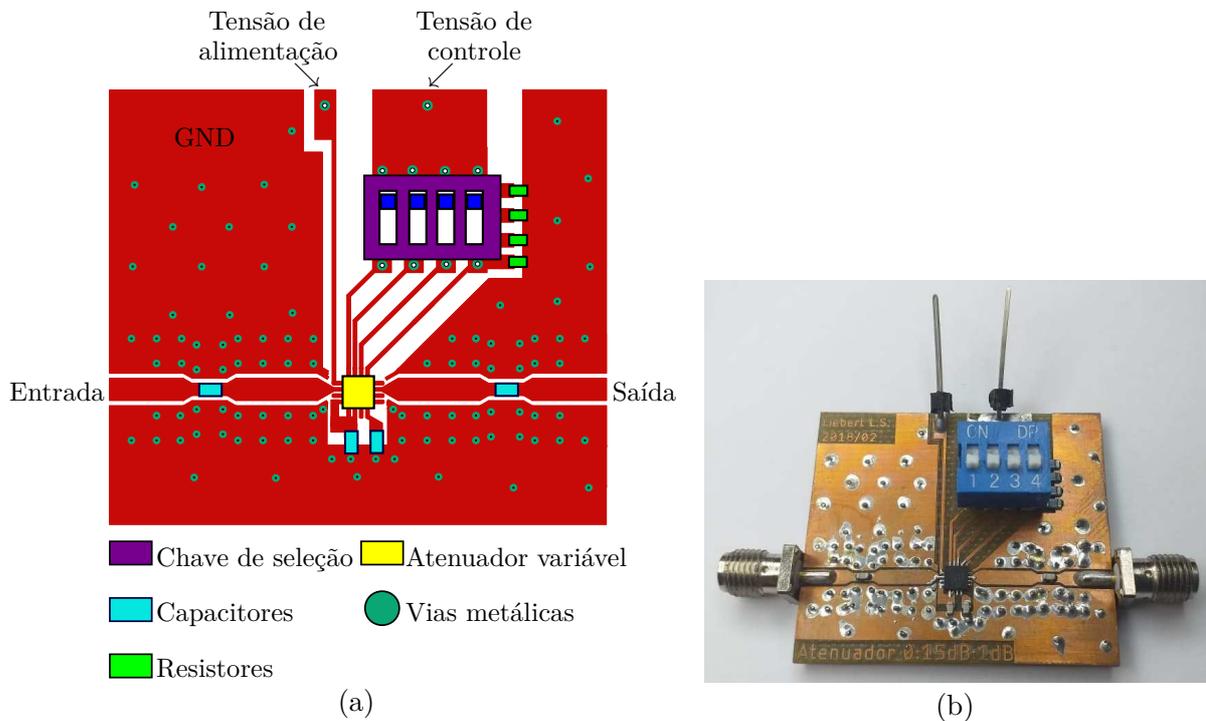
demais oito antenas restantes para compor a rede de  $3 \times 3$  elementos foram construídas.

#### 4.4 Atenuador variável

Por se tratar de um projeto de uma rede de antenas adaptativa, houve a necessidade de implementar um dispositivo capaz de modificar as características dos coeficientes de excitação dos elementos irradiadores. Por questão de complexidade e custo em construir um circuito destinado à modificação de fase, optou-se em construir um capaz de modificar somente a amplitude. O circuito integrado comercial responsável pela mudança de magnitude possui 4 bits de controle, oferecendo atenuações entre 0 e 15 dB, com passos de 1 dB, e operando de 100 MHz a 3 GHz; ou seja, proporciona atenuações que atendem as necessidades do estudo realizado no Capítulo 3.5 e compreende a banda de frequência do presente projeto. As demais informações a respeito de tal componente encontram-se

presentes em (SKYWORKS, 2016). Na Figura 59, são apresentados o *layout* e o canal de atenuação construído. Um fato importante característico deste circuito integrado e que influencia nos resultados é que o mesmo é composto por 4 atenuadores em cascata e, paralelamente, mais 4 caminhos que não apresentam atenuação (ver Figura 60). Esta topologia, além de inserir perda de inserção entre as portas de entrada e de saída, proporciona o acréscimo de diferentes fases para cada estágio do atenuador. Os valores de atenuação e defasagem entre as portas para todas as combinações de todos os 9 canais estão presentes no Apêndice C, o qual também apresenta as Tabelas 32 e 33 que são referentes a um resumo das características de todos os canais operando em 2,26 GHz. Com isso, é possível observar que a diferença entre os estados de atenuação é diferente de 1 dB. Além disso, os passos não permanecem constantes dentro da banda de frequências analisada. Entretanto, estes resultados foram suficientes para suprir as especificações do projeto.

Figura 59 – Canal de atenuação variável (a) *layout* e (b) construído.

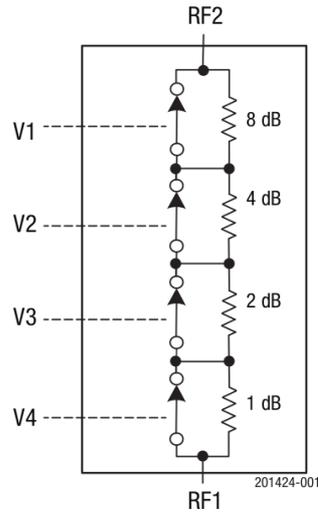


Fonte: Modificado de (SKYWORKS, 2016).

#### 4.5 Divisor de potência 1:9

Por fim, o último dispositivo projetado para compor a rede planar de antenas é o divisor de potência 1:9. Este é responsável em dividir o sinal de entrada em 9 saídas iguais, destinando uma para cada canal de atenuação. Tal dispositivo foi projetado considerando as impedâncias de entrada e de saída iguais a  $50 \Omega$ . Para o projeto, utilizou-se a tecnologia de microfitas para implementar 4 divisores do tipo **T** e casadores de impedância de  $1/4$  de onda. O divisor de potência 1:9 construído é apresentado na Figura 61 e os resultados de

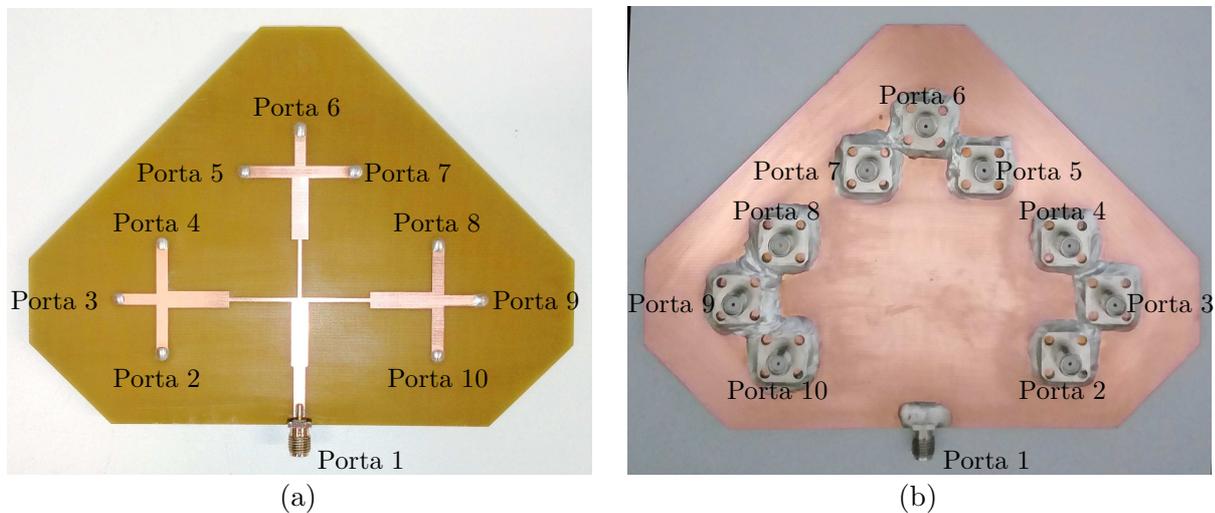
Figura 60 – Esquemático do circuito interno ao atenuador variável.



Fonte: (SKYWORKS, 2016).

magnitude e fase dos parâmetros  $S$  estão presentes nas Figuras 62 e 63. Para uma melhor análise dos resultados em 2,26 GHz, a Tabela 29 mostra a variação máxima entre a maior e a menor amplitude e defasagem de saída.

Figura 61 – Fotos do divisor de potência 1:9 em vistas (a) superior e (b) inferior.

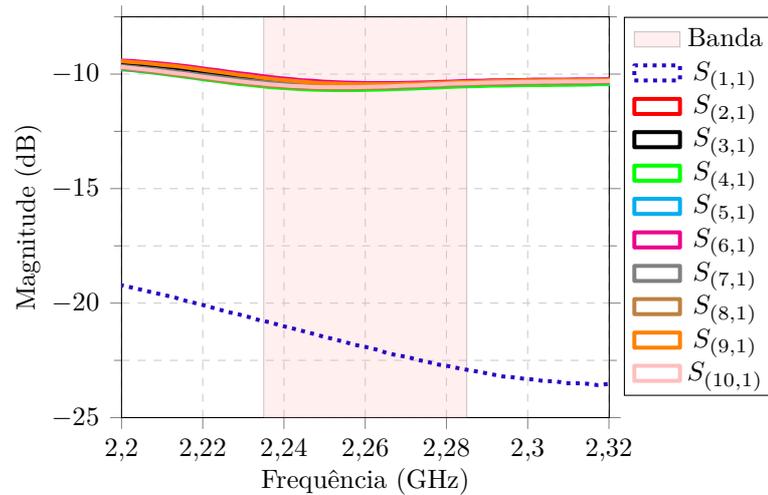


Fonte: Elaborada pelo autor.

Dada a boa uniformidade nos resultados do divisor de potência, tanto em termos de magnitude quanto de fase, considerou-se que todos os componentes necessários para a elaboração da rede de antenas foram projetados, construídos e validados com êxito. Desta forma, a integração de todos em uma única estrutura é abordada na seção a seguir.

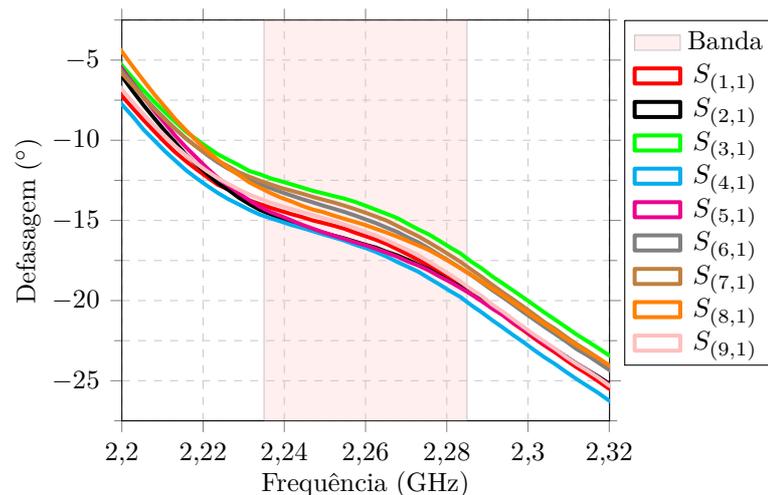
#### 4.6 Protótipo de rede planar completo

Na Figura 64, é possível observar, detalhadamente, a alocação e definição de cada elemento (Figura 64a), a fixação dos canais de atenuação na parte traseira dos elementos

Figura 62 – Magnitude dos parâmetros  $S$  do divisor de potência 1:9 construído.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 63 – Fase dos coeficientes de transmissão do divisor de potência 1:9 construído.



Fonte: Elaborada pelo autor.

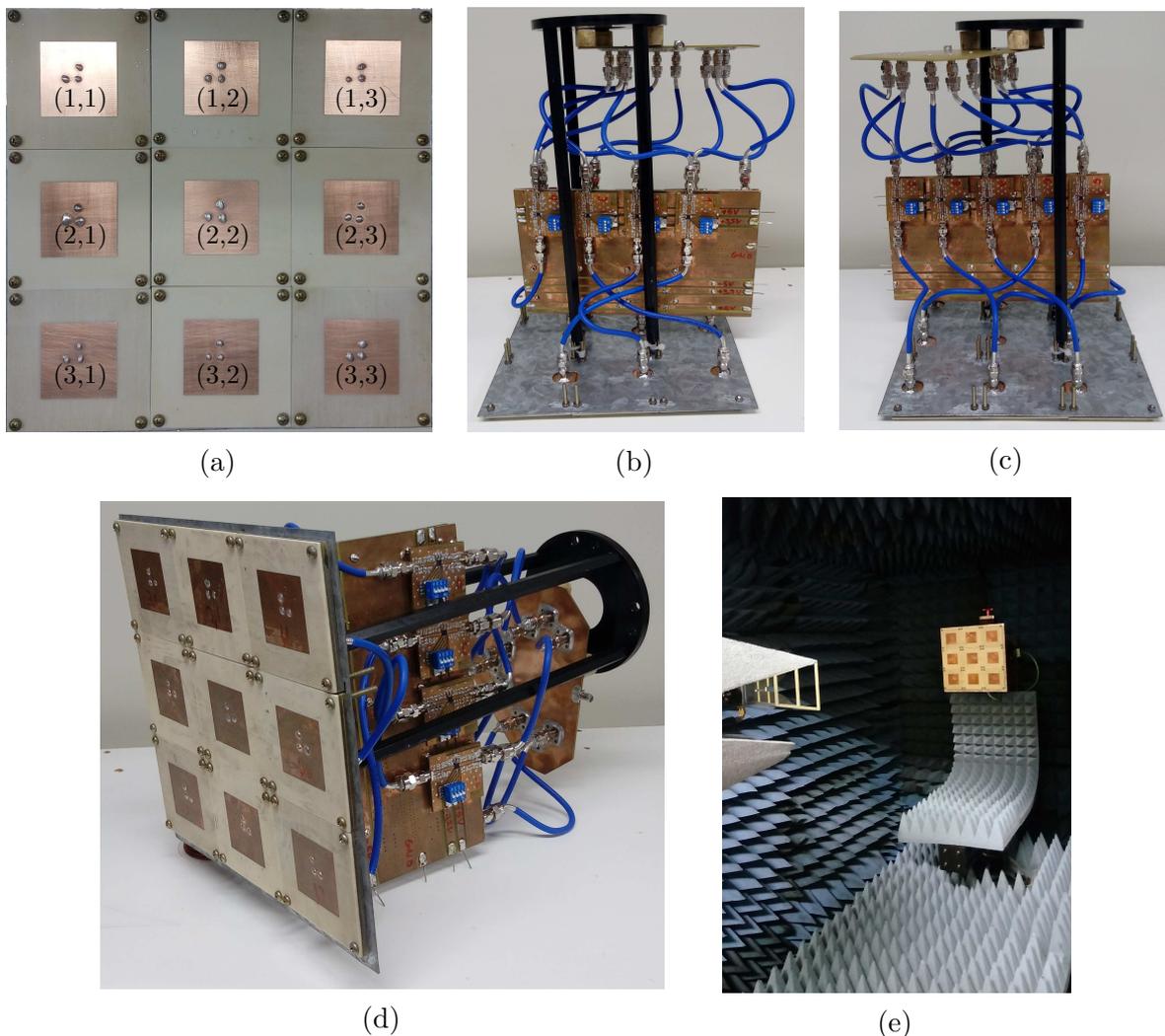
irradiantes, bem como as conexões entre o divisor, os canais e as antenas, todas realizadas com o uso de cabos coaxiais com comprimentos iguais (Figuras 64b, 64c e 64d), e o ambiente de medição em campo próximo (Figura 64e). As medidas dos coeficientes de reflexão de cada elemento foram realizadas desconsiderando-se os canais de atenuação. Os valores obtidos podem ser vistos na Figura 65. Outro parâmetro obtido com tal arranjo é o diagrama de irradiação individual, sendo estes apresentados no Apêndice B. Estes diagramas foram normalizados pelo seu respectivo valor máximo. Entretanto, para o processo de otimização utilizando o FA, deve-se desconsiderar as normalizações dos elementos e levar em conta a diretividade apresentada por cada um. Desta forma, realizaram-se medidas de dois apontamentos, descritos nas subseções seguintes.

Tabela 29 – Amplitude e fase dos parâmetros  $S$  do divisor 1:9 na frequência de 2,26 GHz.

Parâmetros	Amplitude (dB)	Fase ( $^{\circ}$ )
$S_{(1,1)}$	-21,91	-
$S_{(2,1)}$	-10,65	-15,98
$S_{(3,1)}$	-10,53	-16,52
$S_{(4,1)}$	-10,69	-14,08
$S_{(5,1)}$	-10,61	-16,72
$S_{(6,1)}$	-10,39	-16,55
$S_{(7,1)}$	-10,50	-14,93
$S_{(8,1)}$	-10,62	-14,52
$S_{(9,1)}$	-10,44	-15,29
$S_{(10,1)}$	-10,56	-15,72
Variação máxima (exceto $S_{(1,1)}$ )	0,30	2,64

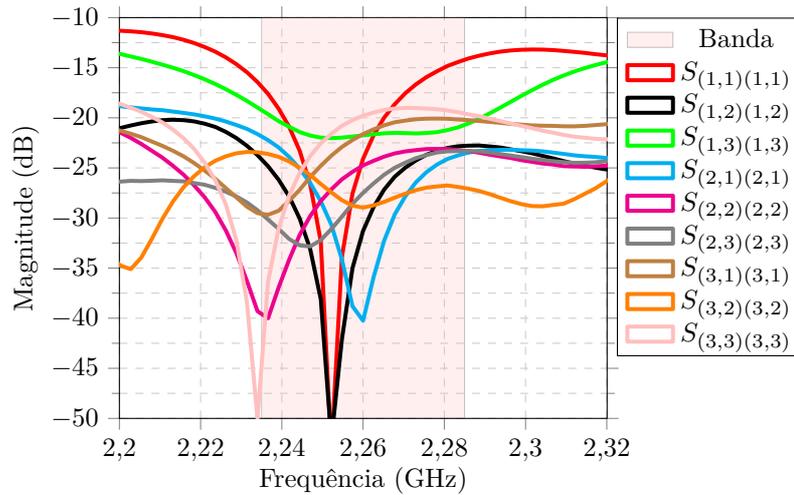
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 64 – Projeto completo da rede planar  $3 \times 3$  adaptativa (a) vista frontal, (b) lateral esquerda, (c) lateral direita, (d) vista tridimensional e (e) em ambiente de medição do diagrama de irradiação.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 65 – Coeficientes de reflexão medidos de cada elemento.

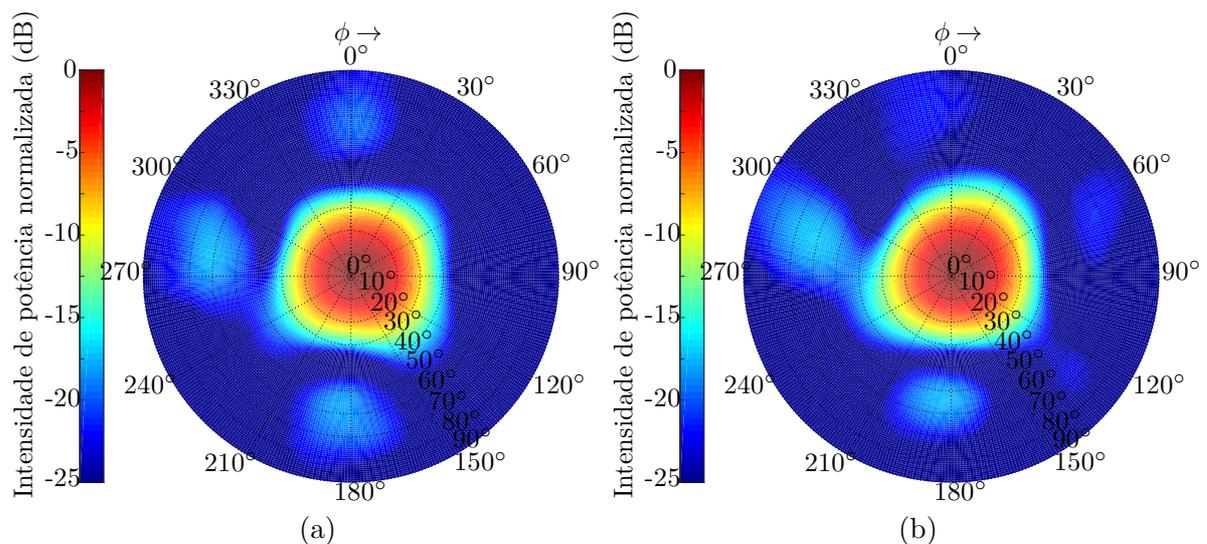


Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 4.6.1 Diagrama com apontamento *broadside*

Inicialmente, abordou-se este caso de apontamento por se tratar do mais comum. Para a otimização, adicionou-se o controle de  $SLL \leq -20$  dB à máscara desejada. Para se ter uma referência de resposta sem a aplicação do processo de otimização, obtiveram-se os diagramas calculado e medido excitando-se os elementos com os valores referentes ao primeiro estado dos canais de atenuação (ver colunas referentes ao “Estado 1” das Tabelas 32 e 33). Tais resultados podem ser vistos na Figura 66.

Figura 66 – Diagrama de irradiação com apontamento *broadside* sem controle de  $SLL$  (a) calculado e (b) medido.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Com o objetivo de diminuir os níveis dos lóbulos laterais, presentes na região de  $40^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ , utilizaram-se 250 vaga-lumes com os parâmetros de otimização apresentados na Tabela 30. Neste caso também ocorreu variação linear entre os valores iniciais e

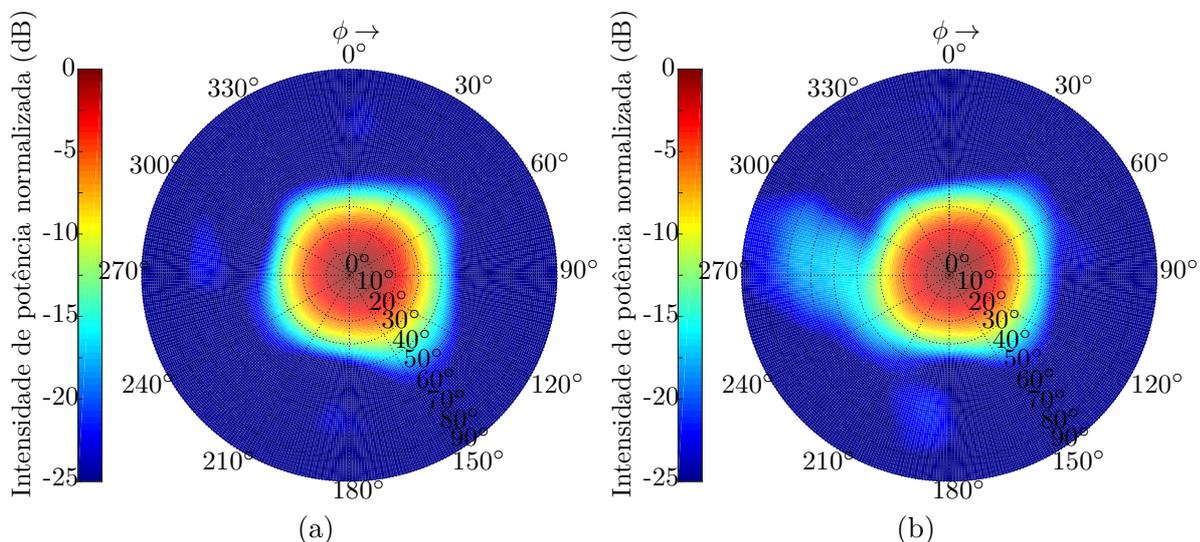
finais, com o objetivo de refinar cada vez mais o resultado. Os espaços de busca foram definidos como discretos e os mesmos corresponderam aos valores presentes nas Tabelas 32 e 33. Além disso, foi considerado o acoplamento mútuo entre os elementos e seus respectivos diagramas de irradiação. Como resultados de otimização, obtiveram-se os diagramas presentes na Figura 67. Já na Figura 68, são apresentadas as comparações entre os diagramas calculados e medidos, sem e com controle de *SLL*. Com isso, verifica-se que o diagrama calculado com controle de *SLL* satisfaz grande parte da máscara. Constata-se, também, a boa concordância entre os diagramas calculados e medidos, apresentando desvios devido à não consideração dos canais na obtenção dos diagramas individuais, o qual pode ser realizado em estudos futuros.

Tabela 30 – Parâmetros do FA utilizados para os apontamentos dos diagramas de irradiação produzidos pela rede de  $3 \times 3$  elementos reais.

Iteração	1	1000
Atratividade ( $\beta_0$ )	0,5	1
Aleatoriedade ( $\alpha$ )	0,1	0
Coefficiente de absorção de luz ( $\gamma$ )	10	0,01

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 67 – Diagrama de irradiação com apontamento *broadside* e controle de *SLL* (a) calculado e (b) medido.

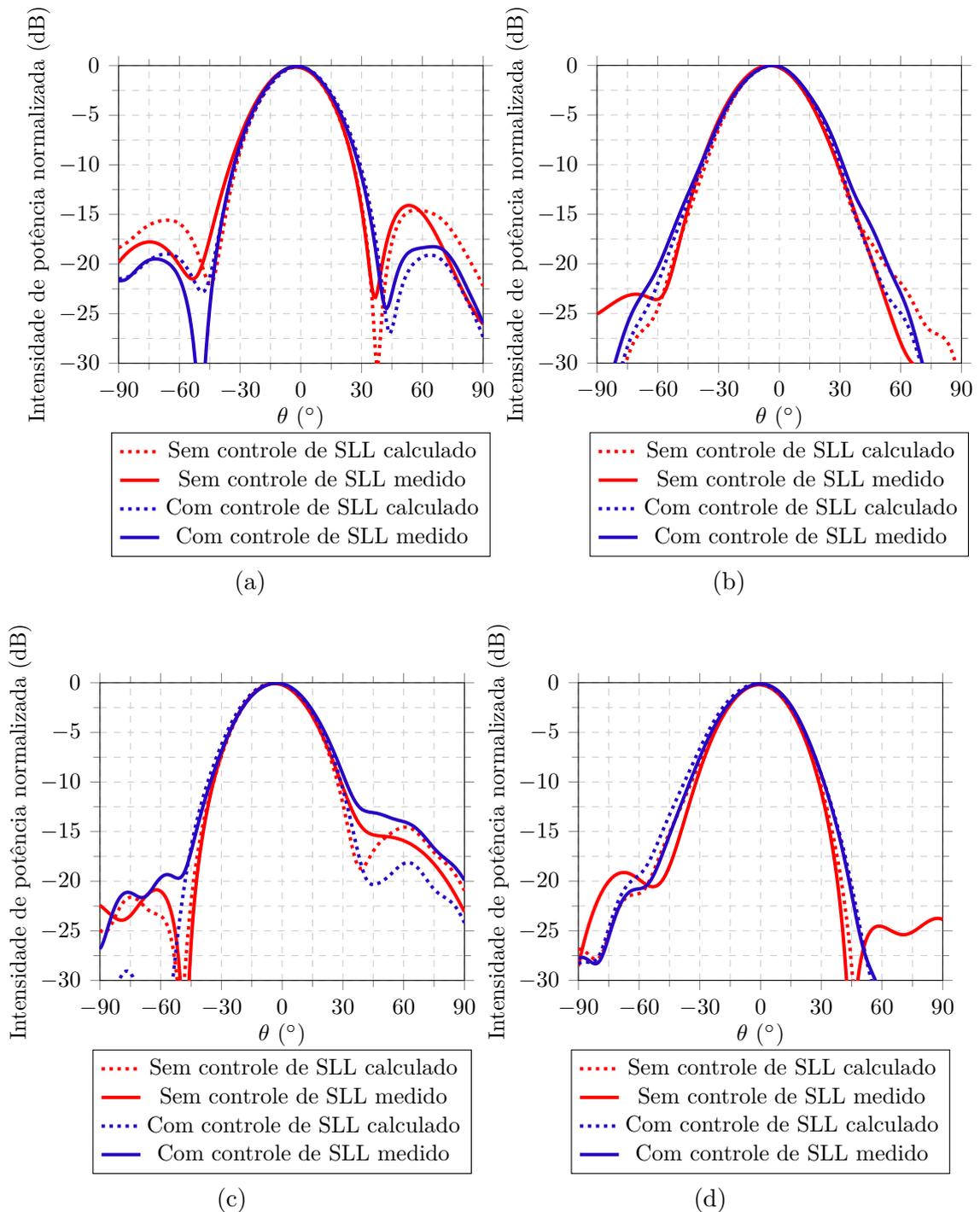


Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 4.6.2 Diagrama com apontamento oblíquo

Além do apontamento *broadside*, testou-se a funcionalidade de otimização de diagramas reais com apontamento oblíquo e controle de *SLL*. Para realizar a defasagem progressiva necessária, utilizaram-se adaptadores do tipo SMA macho-fêmea (KLC, 2011)

Figura 68 – Planos de corte do diagrama de irradiação com apontamento *broadside* (a)  $\phi = 0^\circ$  (b)  $\phi = 45^\circ$  (c)  $\phi = 90^\circ$  (d)  $\phi = 135^\circ$ .



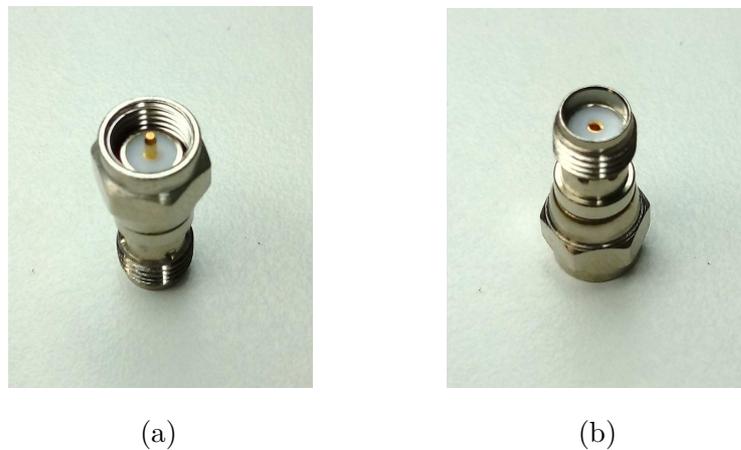
Fonte: Elaborada pelo autor.

mostrados na Figura 69. Estes componentes foram inseridos entre alguns dos canais de atenuação e antenas. Para saber qual a defasagem que este componente adicionaria ao sistema, utilizou-se

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_r}}, \quad (4.2)$$

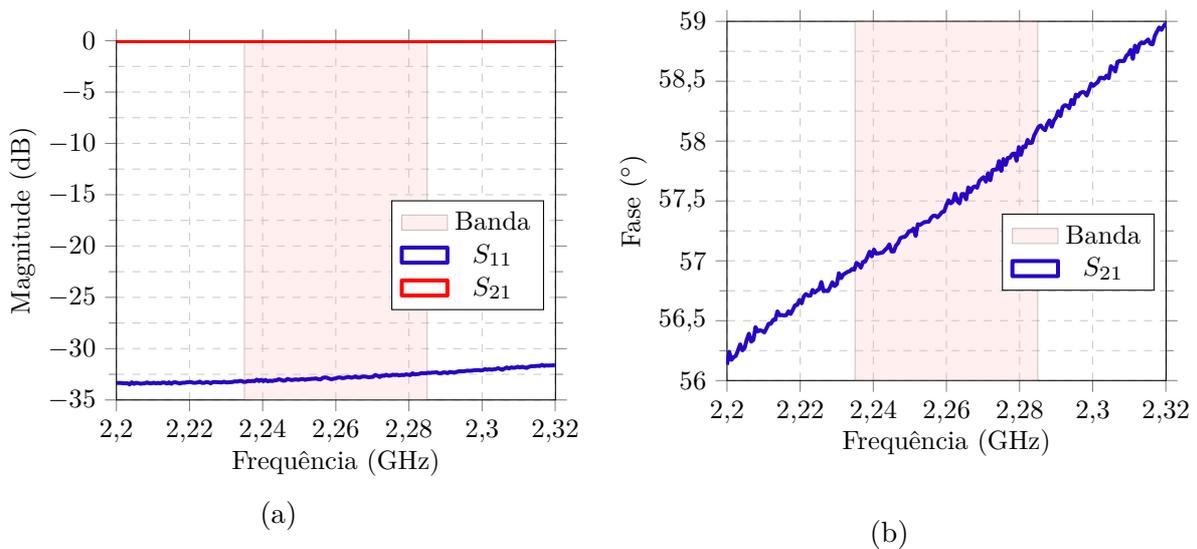
onde  $c$  é a velocidade da luz no vácuo, aproximadamente  $3 \times 10^8$  m/s,  $f$  é a frequência de operação, igual a 2,26 GHz, e  $\epsilon_r$  é a permissividade elétrica relativa do material dielétrico existente no interior do adaptador coaxial, igual a 2,1. Através de medições do comprimento do isolante no interior do adaptador, não informado em (KLC, 2011), obteve-se o valor de 14,5 mm, resultando em uma defasagem de  $57^\circ$ . Para validar este resultado, mediu-se a defasagem real do adaptador apresentado na Figura 69. A atenuação deste componente também foi verificada neste procedimento. Os resultados das medições estão presentes na Figura 70.

Figura 69 – Adaptador utilizado para adicionar fase nos terminais das antenas, vista do lado da conexão (a) macho e (b) fêmea.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 70 – Características elétricas do adaptador utilizado como defasador para o apontamento oblíquo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

De posse do valor real da defasagem do adaptador e da Figura 64a, adicionaram-se dois adaptadores nos terminais das antenas da linha 3, um adaptador na linha 2 e as

antenas da linha 1 permaneceram sem adaptadores de inserção de fase. Com esta alteração no sistema de alimentação, tornou-se possível modificar o fator de rede no plano  $xz$ , produzindo, desta forma, um apontamento para  $\theta_{max} = 19^\circ$  e  $\phi_{max} = 0^\circ$ , seguindo o apresentado em (3.4). As atenuações e defasagens reais inseridas no sistema podem ser vistas na Tabela 31. As atenuações adicionadas pelos adaptadores foram compatíveis com os resultados esperados, pois, como se tratam de pequenas seções de linha de transmissão, a perda de inserção deve ser quase nula. Além disso, comparando-se as defasagens calculada e medida, pode-se afirmar que o adaptador é composto de teflon em seu interior, em consequência do desvio de apenas  $0,5^\circ$  entre o cálculo e a medição.

Tabela 31 – Atenuações e defasagens adicionadas pelos conectores de defasagens. As amplitudes são apresentadas em decibéis.

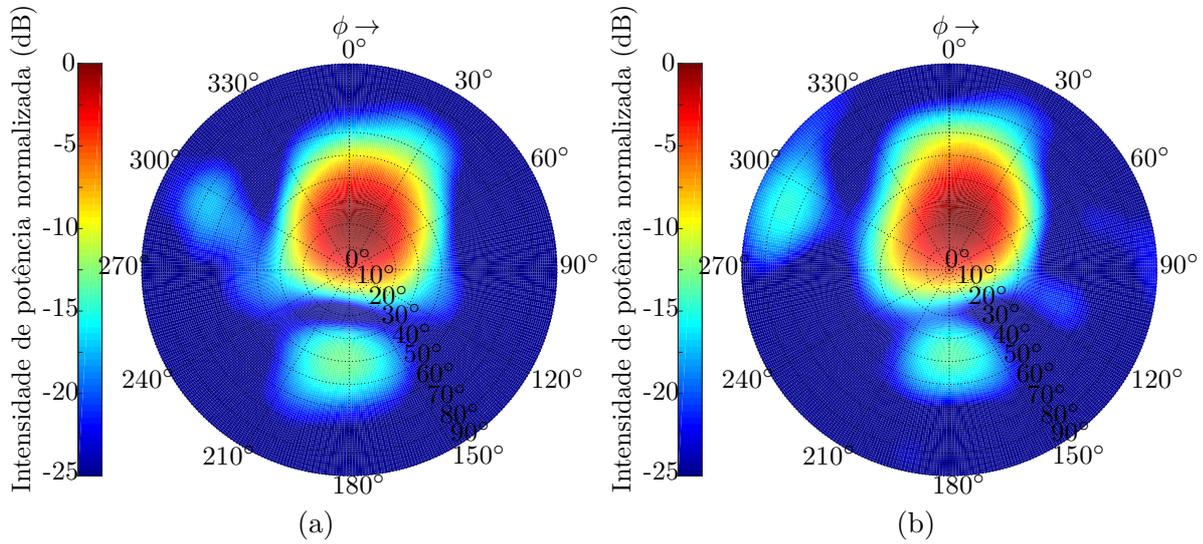
$N_x \backslash N_y$	<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>
<b>1</b>	0∠0°	0∠0°	0∠0°
<b>2</b>	0,036∠57,91°	0,036∠56,56°	0,037∠57,05°
<b>3</b>	0,072∠114,09°	0,071∠114,19°	0,073∠115,65°

Fonte: Elaborada pelo autor.

Para a realização do cálculo e da medição do diagrama de irradiação sem controle de  $SLL$ , ajustaram-se todos os canais de atenuação no Estado 1 e levaram-se em consideração as características elétricas dos adaptadores apresentadas na Tabela 31. Desta forma, o diagrama de irradiação com apontamento oblíquo calculado e medido sem controle de  $SLL$  é apresentado na Figura 71. Já aplicando-se o controle de  $SLL$ , os diagramas calculado e medido encontram-se presentes na Figura 72. Por fim, uma comparação entre todos estes diagramas com o plano de corte em  $\phi = 0^\circ$  é demonstrada na Figura 73. Nesta última, é possível constatar que o diagrama medido realmente apontou para a direção calculada anteriormente,  $\theta_{max} = -20,7^\circ$  para o diagrama sem controle de  $SLL$  e  $\theta_{max} = -18,9^\circ$  para o diagrama com controle de  $SLL$ . Além disso, também é notória a diminuição do nível do lóbulo lateral, apresentando uma redução de 4,96 dB para os diagramas calculados e 2,63 dB para os medidos.

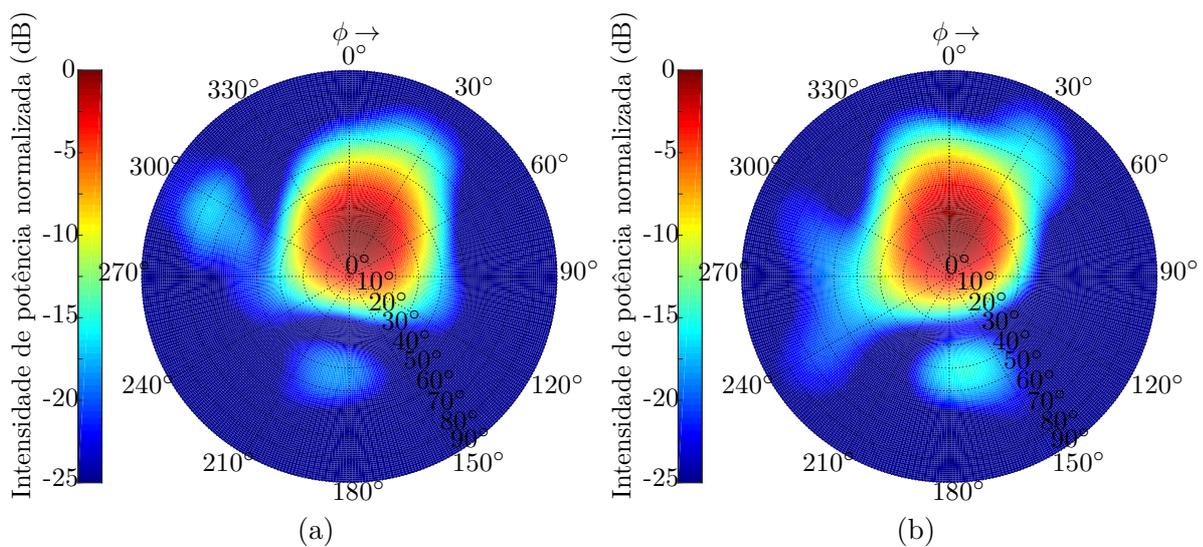
Analisando-se as Figuras 66-73 percebe-se que há uma diferença entre os diagramas calculados e medidos. Estas variações são oriundas da desconsideração dos dispositivos atenuadores no momento da obtenção dos diagramas individuais de cada elemento, os quais são utilizados para as sínteses levando em consideração o efeito do acoplamento mútuo e o diagrama de irradiação de cada elemento. Além disso, a instabilidade e não uniformidade dos resultados dos circuitos atenuadores também contribui para estas variações. Há, ainda, o problema de que cada estágio de atenuação insere uma defasagem intrínseca ao sistema, desbalanceando as fases dos coeficientes de *beamforming*.

Figura 71 – Diagrama com apontamento oblíquo sem controle de *SLL* (a) calculado e (b) medido.



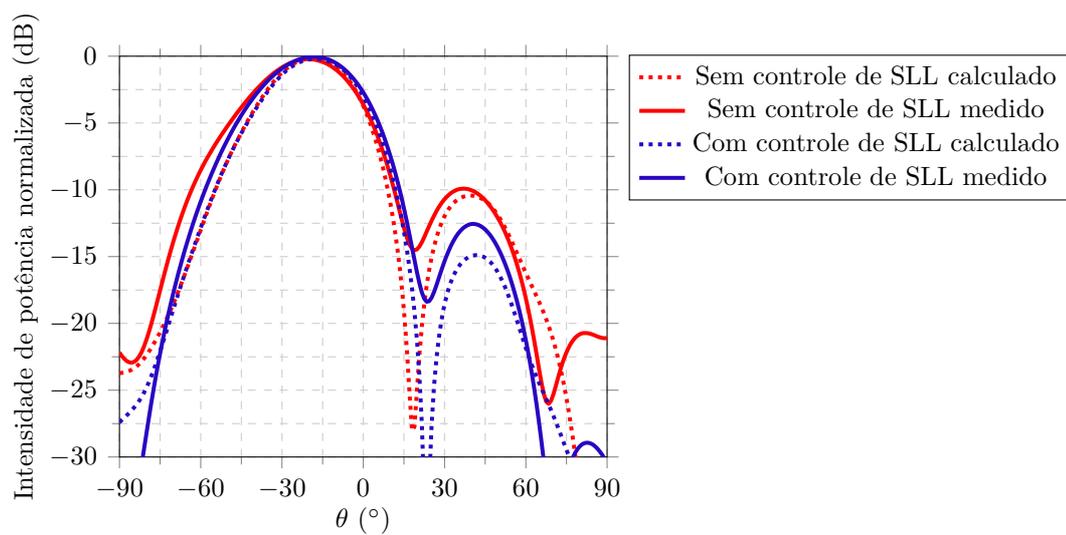
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 72 – Diagrama com apontamento oblíquo e controle de *SLL* (a) calculado e (b) medido.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 73 – Plano de corte em  $\phi = 0^\circ$  do diagrama de irradiação com apontamento oblíquo.



Fonte: Elaborada pelo autor.



## 5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este documento abordou a utilização do método de otimização por colônia de vaga-lumes (FA) na conformação de diagramas de irradiação de redes lineares e planares de antenas. Inicialmente, foi apresentado o estado da arte sobre redes de antenas embarcadas em satélites e otimização de redes planares de antenas utilizando o FA. Em seguida, a teoria de redes de antenas e o embasamento matemático necessário ao entendimento do FA foram apresentados. Algumas aplicações na conformação de diagramas de irradiação de diversas topologias de redes lineares de antenas foram demonstradas na sequência. Diante dos bons resultados obtidos, apresentou-se a expansão do método para redes planares de antenas. Em seguida, um estudo da capacidade do método em apontar o máximo do diagrama de irradiação para diferentes locais ao mesmo tempo em que realiza o controle dos níveis dos lóbulos laterais é apresentado e discutido. Verificados os bons resultados, aplicou-se o FA na conformação de diagramas de irradiação com formato de *isoflux* baseado nas características de uma órbita típica de um nanossatélite. Nesta etapa, um estudo a respeito da aplicação de simetria nos coeficientes de excitação para duas configurações de redes planares embarcadas em um nanossatélite 8 U foi conduzido. O diagrama que demonstrou o melhor custo-benefício é proveniente da aplicação de simetria nos coeficientes de excitação de 4 sub-redes de  $4 \times 4$  elementos isotrópicos alocados nas abas do nanossatélite e outra sub-rede alocada no centro da estrutura.

Após validado o método de otimização baseado no FA para diferentes cenários, iniciou-se a etapa de projeto, construção e validação dos componentes da rede planar adaptativa de  $3 \times 3$  irradiadores reais. Depois de os dispositivos necessários terem sido apresentados, validados e discutidos, realizaram-se as otimizações de dois diagramas de irradiação: um com apontamento *broadside* e outro oblíquo. Os resultados calculados e medidos apresentaram pequenas distorções, sendo estas originadas pela não consideração dos canais de atenuação no momento da obtenção dos diagramas de irradiação de cada elemento. Entretanto, por se tratarem de pequenos desvios, os resultados obtidos foram considerados satisfatórios.

Em relação ao método de otimização implementado, o mesmo é capaz de atuar nos seguintes cenários:

- Disposição dos elementos:
  - Linear,
  - Planar.
- Espaçamento entre elementos:
  - Uniforme,
  - Não uniforme.
- Variáveis de otimização:
  - Amplitudes dos coeficientes de *beamforming*,

- Fases dos coeficientes de *beamforming*,
- Posicionamento dos elementos (respeita a área de busca).
- Domínio dos coeficientes de *beamforming*:
  - Contínuo,
  - Discreto.
- Tipo de elementos irradiadores:
  - Isotrópicos,
  - Reais.
- Acoplamento mútuo:
  - Desconsiderar,
  - Considerar (somente para antenas reais).

Como principais contribuições, neste trabalho foi produzida uma ferramenta de otimização de redes lineares e planares de antenas baseada no FA. Além disso, diagramas de irradiação com formato de *isoflux* para redes de antenas embarcadas em nanossatélites 8 U foram estudados. Para validação funcional do conceito de apontamento adaptativo de feixe de uma rede planar de  $3 \times 3$  antenas do tipo *patch* um protótipo completo composto de antenas e sistema de alimentação foi desenvolvido, de forma a ter-se obtido uma versão aprimorada da antena desenvolvida em (FERREIRA, 2016).

Como trabalhos futuros, sugere-se melhorar o funcionamento do algoritmo otimizador, de modo a diminuir o tempo de processamento, melhorar a apresentação dos resultados obtidos, desenvolver uma interface gráfica com o usuário, projetar e construir um circuito dedicado à inserção de fase nos coeficientes de excitação das antenas, considerar os efeitos dos canais na obtenção dos diagramas de irradiação individuais e realizar novas otimizações com a rede planar de antenas construída.

## REFERÊNCIAS

- BALANIS, C. A. *Antenna Theory: Analysis and Design*. 3. ed. [S.l.]: Wiley, 2005. Citado 8 vezes nas páginas 31, 32, 33, 49, 50, 56, 71 e 74.
- BASU, B.; MAHANTI, G. K. Fire Fly and Artificial Bees Colony Algorithm for Synthesis of Scanned and Broadside Linear Array Antenna. *Progress In Electromagnetics Research B*, v. 32, p. 169–190, 2011. Citado na página 28.
- BENCIVENNI, C. *Sparse Array Synthesis of Complex Antenna Elements*. Dissertação (Mestrado) — Chalmers University of Technology, 2015. Citado na página 63.
- BUDIANU, A. et al. Integrated downlink antennas in the deployable solar panels of a cubesat. In: *IEEE Aerospace Conference*. [S.l.]: IEEE, 2014. Citado na página 27.
- BUTTAZZONI, G. et al. Reconfigurable phased antenna array for extending cubesat operations to Ka-band: Design and feasibility. *Acta Astronautica*, v. 137, p. 114–121, Aug 2017. Citado na página 27.
- 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. *Transactions on Antennas and Propagation*, v. 62, p. 1640–1651, Feb 2014. Citado na página 27.
- CHATTERJEE, A.; MAHANTI, G. K.; CHATTERJEE, A. Design of a fully digital controlled reconfigurable switched beam concentric ring array antenna using firefly and particle swarm optimization algorithm. *Progress In Electromagnetics Research B*, v. 36, p. 113–131, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 36.
- CHATTERJEE, A.; MAHANTI, G. K.; GHATAK, G. Synthesis of satellite footprint patterns from rectangular planar array antenna by using swarm-based optimization algorithms. *International Journal of Satellite Communications and Networking*, v. 32, p. 25–47, Sep 2014. Citado na página 29.
- CHEN, K. et al. Synthesis of Sparse Planar Arrays Using Modified Real Genetic Algorithm. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 55, p. 1067–1073, 2007. Citado na página 31.
- DIENER, J. E.; JONES, R. D.; ELSHERBENI, A. Z. *Isoflux Phased Array Design for Cubesats*. [S.l.]: IEEE, 2017. Citado na página 28.
- ETSI. *Fixed Radio Systems; Point-to-point and point-to-multipoint equipment; Use of circular polarization in multipoint systems; Part 2: Antenna parameters*. Route des Lucioles, France, 2002. Disponível em: <[https://www.etsi.org/deliver/etsi\\_tr/102000\\_102099/10203102/01.01.01\\_60/tr\\_10203102v010101p.pdf](https://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/102000_102099/10203102/01.01.01_60/tr_10203102v010101p.pdf)>. Citado na página 78.
- FERREIRA, F. G. *Projeto e Construção de uma Rede de Antenas em Banda S para Nanossatélites*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Pampa, 2016. Citado 4 vezes nas páginas 29, 71, 74 e 96.
- IBARRA, M. et al. *Design of antenna arrays for isoflux radiation in satellite systems*. [S.l.]: IEEE, 2014. Citado na página 27.

- IGLESIAS, E. R.; TERUEL, O. Q. Linear Array Synthesis Using an Ant-Colony-Optimization-Based Algorithm. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 49, p. 70–79, 2007. Citado na página 31.
- INPE. *Documento de Descrição da Missão (DDM)*. Natal-RN, 2011. Disponível em: <<http://www.crn2.inpe.br/conasat1/docprojeto.php>>. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 40.
- ISIS. *8-Unit CubeSat structure*. Motorenweg, Países Baixos, 2018. Disponível em: <<https://www.isispace.nl/product/8-unit-cubesat-structure/>>. Citado na página 26.
- JIN, N.; SAMII, Y. R. Advances in Particle Swarm Optimization for Antenna Designs: Real-Number, Binary, Single-Objective and Multiobjective Implementations. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 66, p. 556–567, 2007. Citado na página 31.
- KLC. *Adaptador macho/fêmea reto*. Corupá - Santa Catarina, Brasil, 2011. Disponível em: <[http://www.klc.ind.br/2013/busca\\_resultado.php?familia=9#produtosKLC\[Serie\]/12/](http://www.klc.ind.br/2013/busca_resultado.php?familia=9#produtosKLC[Serie]/12/)>. Citado 2 vezes nas páginas 88 e 90.
- KOZIEL, S.; OGURTSOV, S. Linear antenna array synthesis using gradient-based optimization with analytical derivatives. *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Jul 2012. Citado na página 31.
- KURNIA, G. F.; NUGROHO, B. S.; PRASETYO, A. D. Planar Inverted-F Antenna (PIFA) Array with Circular Polarization for Nano Satellite Application. In: *International Symposium on Antennas and Propagation*. [S.l.]: IEEE, 2014. Citado na página 27.
- LEMES, D. L. *A study of beamforming and beamshaping techniques for uniformly and non-uniformly spaced arrays*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Pampa, 4 2018. Citado 3 vezes nas páginas 39, 41 e 43.
- MAGALHÃES, M. P. et al. Design and Analysis of Microstrip Antenna Arrays for Meteorological Nano-Satellites for UHF Uplink. In: *International Telecommunications Symposium*. [S.l.]: IEEE, 2014. Citado na página 26.
- MARCANO, D.; DURÁN, F. Synthesis of Antenna Arrays Using Genetic Algorithms. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 42, p. 12–20, 2000. Citado na página 31.
- PAPPULA, L.; GHOSH, D. Linear antenna array synthesis using cat swarm optimization. *International Journal of Electronics and Communications*, v. 68, p. 540–549, 2014. Citado na página 31.
- POZAR, D. M. *Microwave Engineering*. 3. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 71 e 72.
- RAM, V. G. et al. Design of non-uniform circular antenna arrays using firefly algorithm for side lobe level reduction. *International Journal of Computer and Information Engineering*, v. 8, p. 36–41, 2014. Citado na página 28.
- RIDWAN, M.; ABDO, M.; JORSWIECK, E. Design of Non-Uniform Antenna Arrays Using Genetic Algorithm. In: *13th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT2011)*. [S.l.]: IEEE, 2011. Citado na página 31.

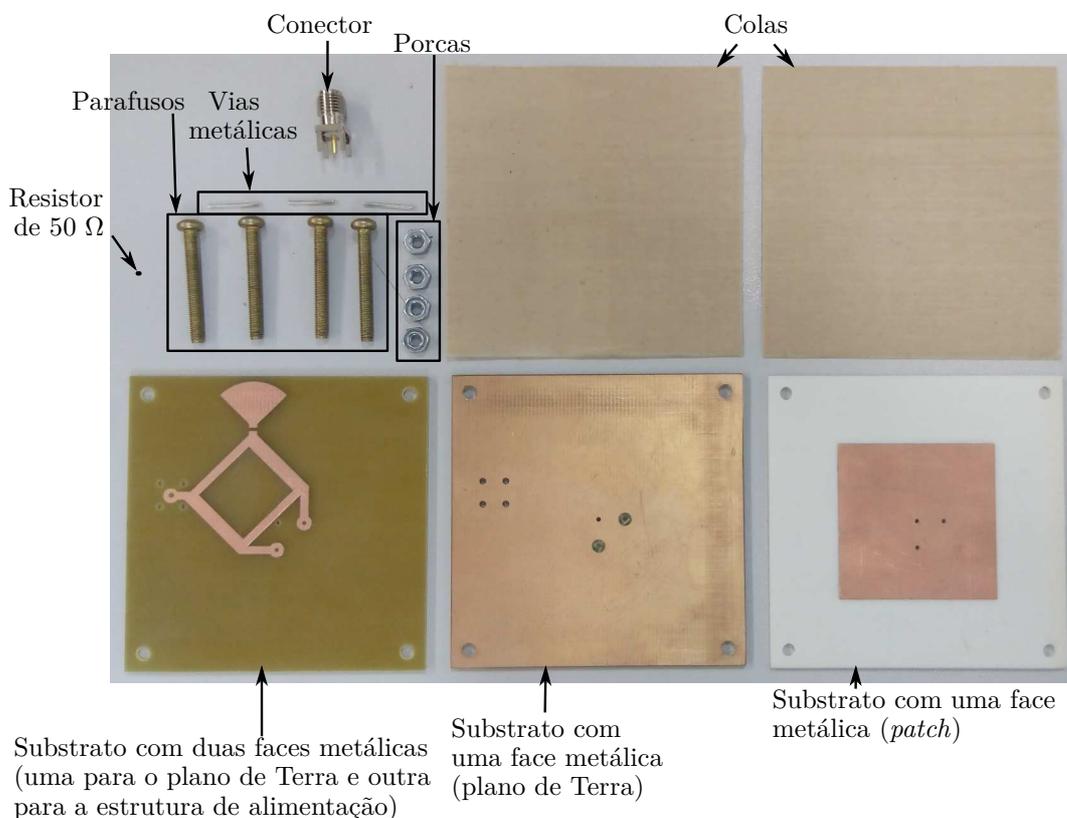
- ROGERS. *RO4000 Series - High Frequency Circuit Materials*. Chandler, AZ, 2018. Disponível em: <<https://www.rogerscorp.com/documents/726/acm/RO4000-Laminates---Data-sheet.pdf>>. Citado na página 74.
- SCHLOSSER, E. R. *Síntese de Redes Lineares de Antenas de Microfita com Diagramas de Irradiação Conformados para Sistemas de Comunicação 4G*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Pampa, 4 2014. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 41.
- SCHLOSSER, E. R. et al. Optimization of switched-beam arrays for communication systems. *Wireless Communications Systems*, Oct 2014. Citado na página 31.
- SCHLOSSER, E. R.; JOHANN, C. D.; HECKLER, M. V. T. Síntese de redes de antenas isotrópicas aplicando o método de colônia de formigas. *Congresso Brasileiro de Magnetismo*, Jul 2016. Citado na página 31.
- SCHLOSSER, E. R.; TOLFO, S. M.; HECKLER, M. V. T. Particle Swarm Optimization for antenna arrays synthesis. *International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Nov 2016. Citado na página 31.
- SHEN, G. et al. Suppressing Sidelobe Level of the Planar Antenna Array in Wireless Power Transmission. *IEEE Access*, v. 7, p. 6958–6970, 2019. Citado na página 31.
- SKYWORKS. *SKY12348-350LF: 0.1-3.0 GHz Four-Bit Digital Attenuator (1 dB LSB)*. Woburn - Massachusetts, Estados Unidos, 2016. Disponível em: <[https://br.mouser.com/datasheet/2/472/SKY12348\\_350LF\\_201424E-1524788.pdf](https://br.mouser.com/datasheet/2/472/SKY12348_350LF_201424E-1524788.pdf)>. Citado 2 vezes nas páginas 83 e 84.
- SLAVAKIS, K.; YAMADA, I. Robust wideband beamforming by the hybrid steepest descent method. *Transactions on signal preprocessing*, v. 55, n. 9, p. 4511–4522, Sep 2007. Citado na página 31.
- TACONIC. *fastRise Multilayer Non-Reinforced Prepeg*. Petersburg, NY, 2018. Disponível em: <<https://www.4taconic.com/page/fastrise27-89.html>>. Citado 2 vezes nas páginas 72 e 73.
- TERUEL, O. Q.; IGLESIAS, E. R. Ant Colony Optimization in Thinned Array Synthesis With Minimum Sidelobe Level. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 5, p. 349–352, 2006. Citado na página 31.
- WILKE, R. et al. *Multi-Layer Patch Antenna Array Design for Ka-Band Satellite Communication*. [S.l.]: IEEE, 2013. Citado na página 27.
- YANG, X.-S. Firefly algorithms for multimodal optimization. *Stochastic Algorithms: Foundations and Applications*, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 35.
- ZAMAN, M. A.; MATIN, M. A. Nonuniformly spaced linear antenna array design using firefly algorithm. *International Journal of Microwave Science and Technology*, v. 2012, p. 8, Jan 2012. Citado na página 28.
- ZAMUDA, A. et al. *Differential evolution for multiobjective optimization with self adaptation*. [S.l.]: IEEE, 2007. Citado na página 28.



## A PROCESSO DE MONTAGEM DO ELEMENTO IRRADIADOR SIMPLES

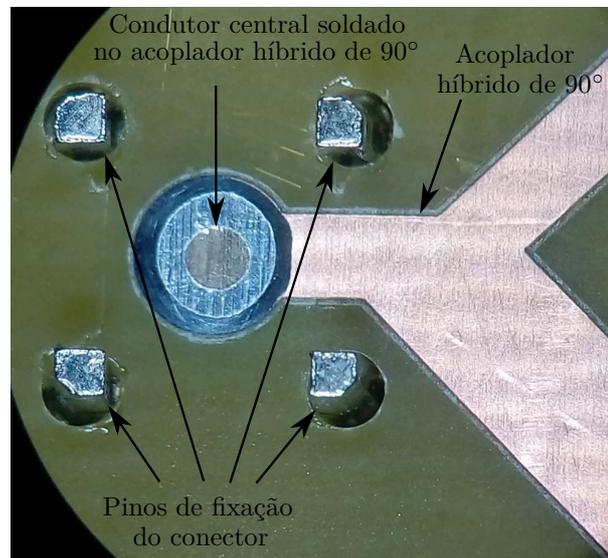
1. Soldar o condutor central do conector no acoplador híbrido de  $90^\circ$  e cortar o excesso do condutor central (Figura 75);
2. Soldar a base do conector e a via de curto-circuito no plano de Terra (Figura 76);
3. Soldar as vias de alimentação nas portas de saída do acoplador híbrido de  $90^\circ$  (Figura 77);
4. Soldar o resistor entre o acoplador híbrido de  $90^\circ$  e o *radial stub* (Figura 78);
5. Verificar todas as conexões antes de finalizar a estrutura de alimentação (Figura 79);
6. Colar os 2 substratos da *stripline* e soldar o conector e a via de curto-circuito ao plano de Terra superior (Figura 80);
7. Colar a estrutura *stripline* com o substrato que comporta o *patch* e soldar as vias de alimentação e a de curto-circuito no *patch* (Figura 80).

Figura 74 – Componentes necessários para a montagem de um elemento simples.

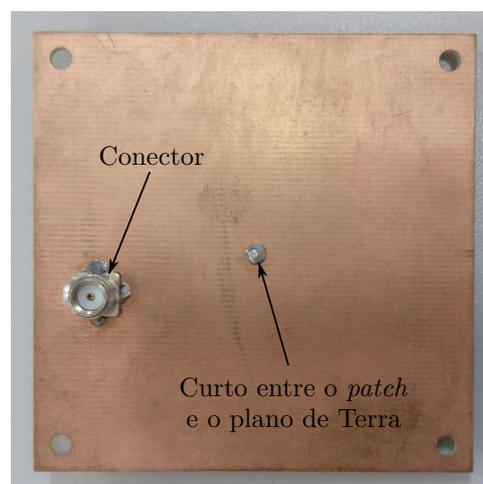


Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 75 – Fixação do conector ao acoplador híbrido de 90°.

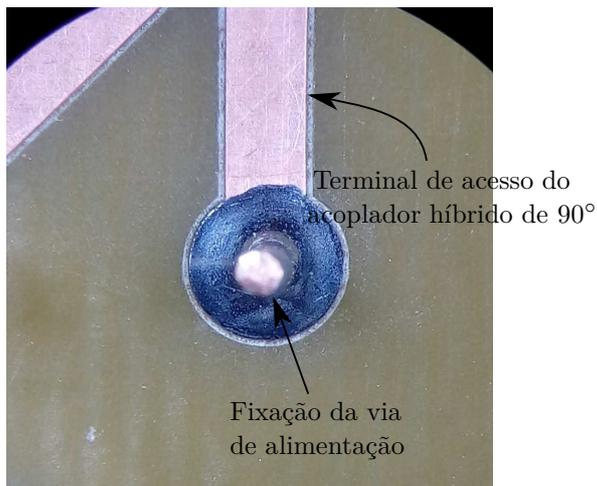


Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 76 – Fixação do conector e do ponto de curto-circuito do *patch* ao plano de Terra.

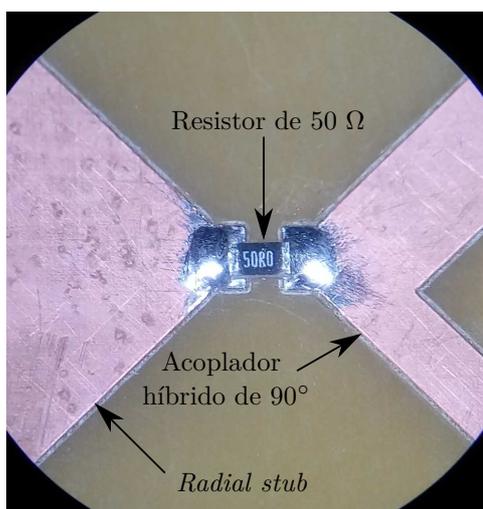
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 77 – Fixação da via de alimentação no acoplador híbrido de 90°.



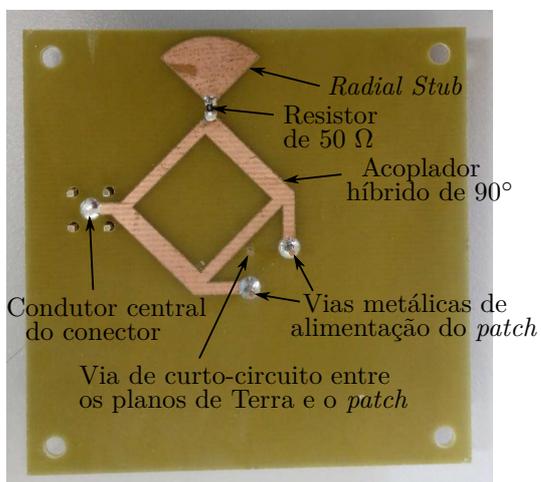
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 78 – Fixação do resistor de 50 Ω entre o acoplador híbrido de 90° e o *radial stub*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 79 – Estrutura interna à antena.

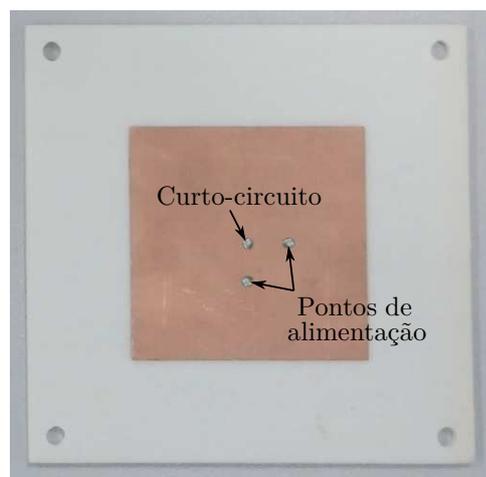


Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 80 – Detalhes do plano de Terra do elemento irradiador e da estrutura *stripline*.

Fonte: Elaborada pelo autor.

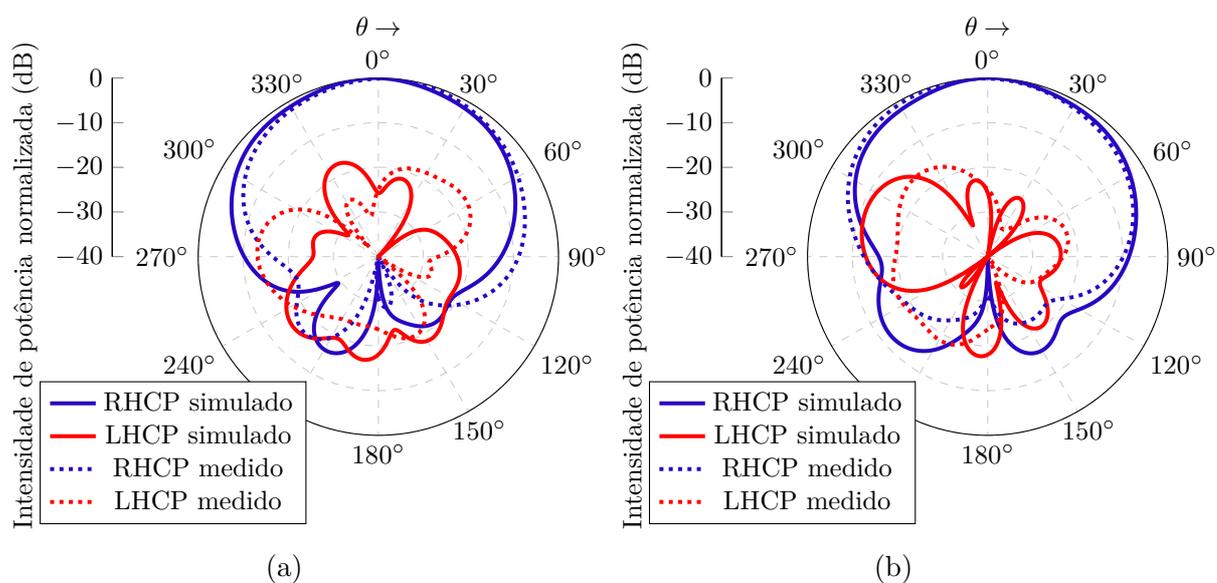
Figura 81 – Parte superior da antena.



Fonte: Elaborada pelo autor.

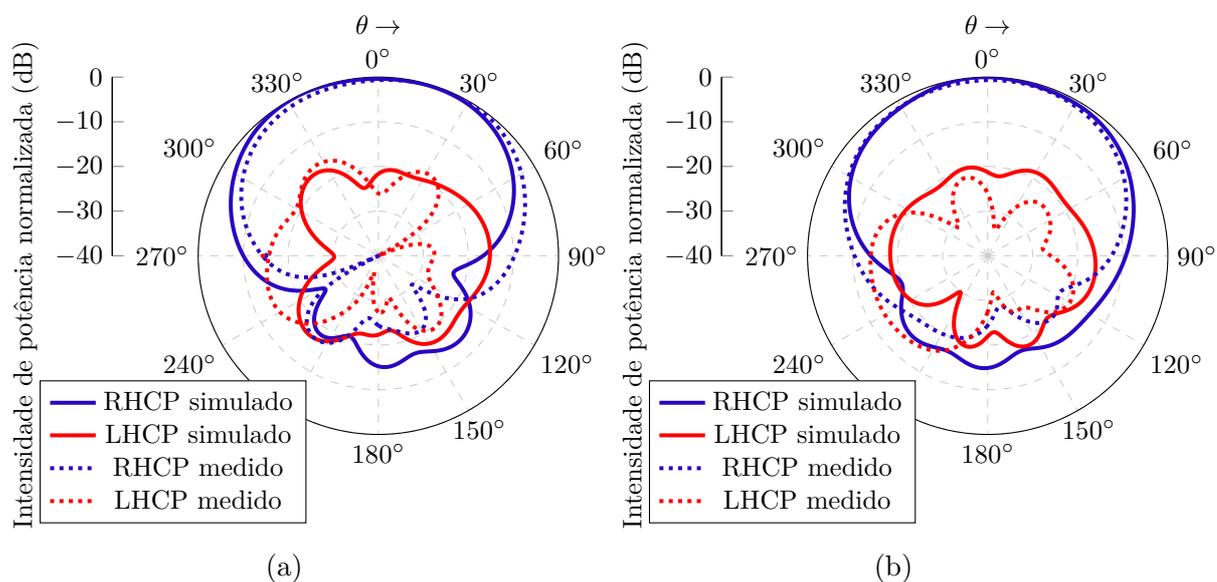
## B DIAGRAMAS INDIVIDUAIS DOS ELEMENTOS OPERANDO EM REDE

Figura 82 – Diagramas de irradiação do elemento (1,1) em rede e operando em 2,26 GHz  
(a)  $\phi = 0^\circ$  e (b)  $\phi = 90^\circ$ .



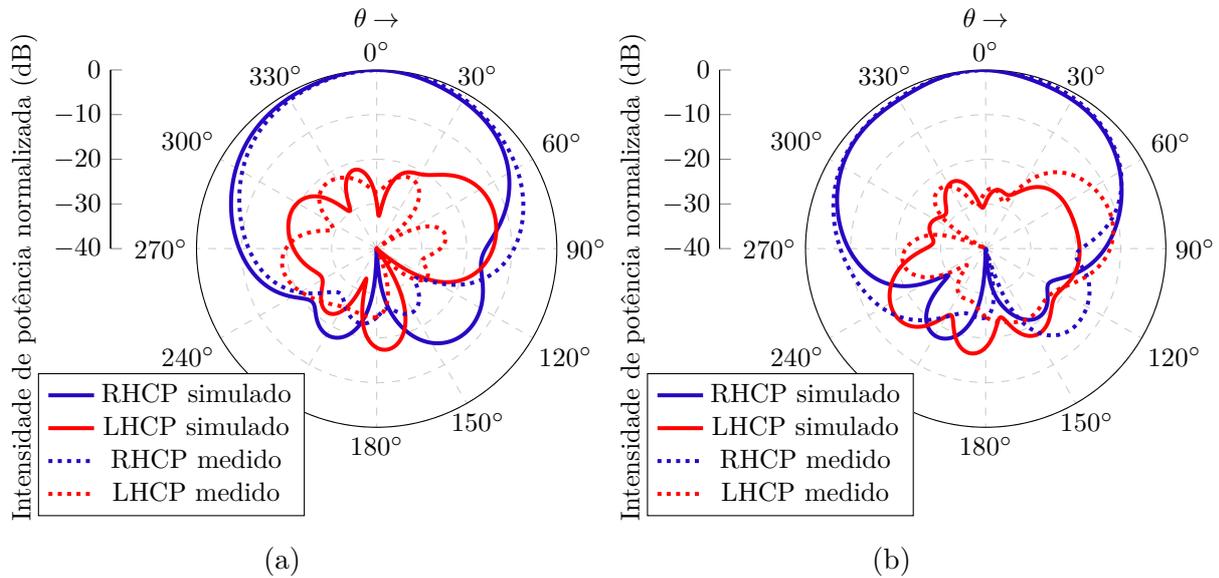
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 83 – Diagramas de irradiação do elemento (1,2) em rede e operando em 2,26 GHz  
(a)  $\phi = 0^\circ$  e (b)  $\phi = 90^\circ$ .



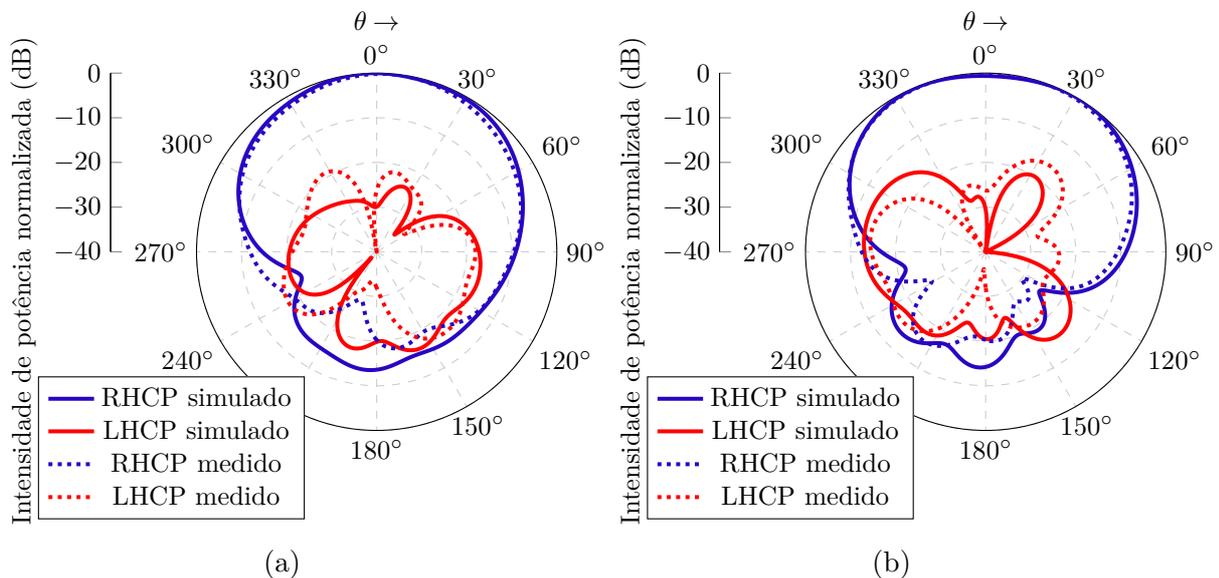
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 84 – Diagramas de irradiação do elemento (1,3) em rede e operando em 2,26 GHz  
 (a)  $\phi = 0^\circ$  e (b)  $\phi = 90^\circ$ .



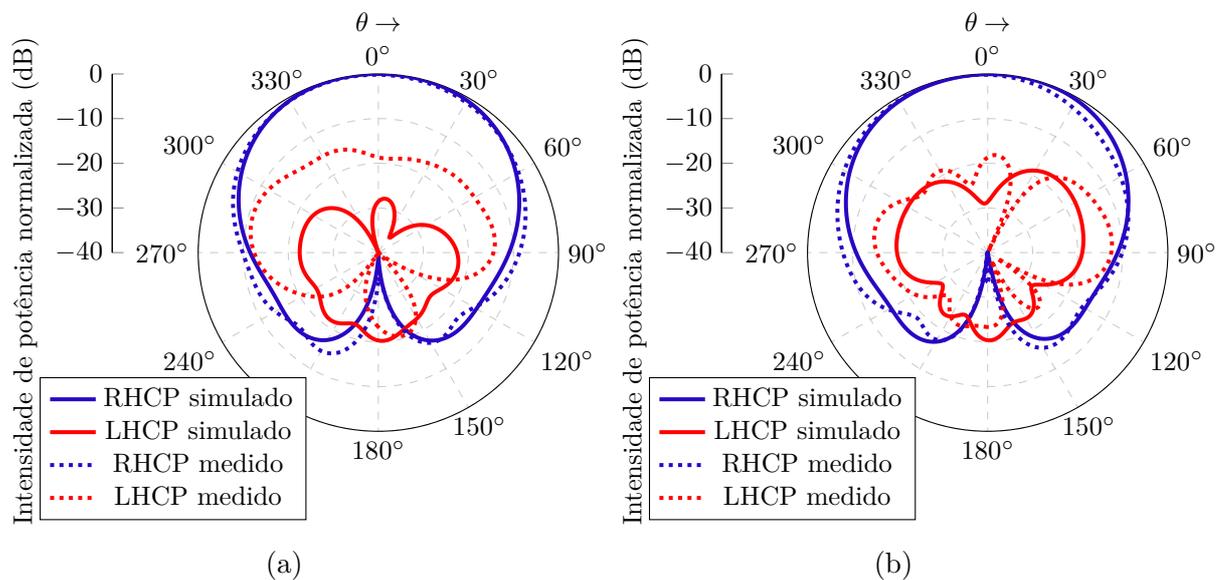
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 85 – Diagramas de irradiação do elemento (2,1) em rede e operando em 2,26 GHz  
 (a)  $\phi = 0^\circ$  e (b)  $\phi = 90^\circ$ .



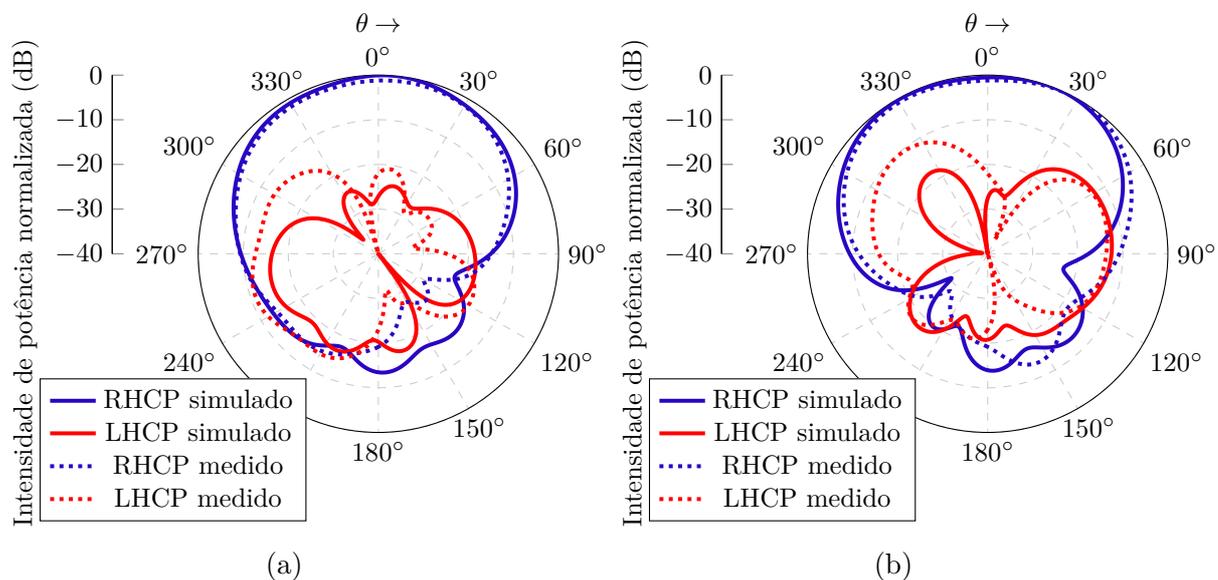
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 86 – Diagramas de irradiação do elemento (2,2) em rede e operando em 2,26 GHz  
(a)  $\phi = 0^\circ$  e (b)  $\phi = 90^\circ$ .



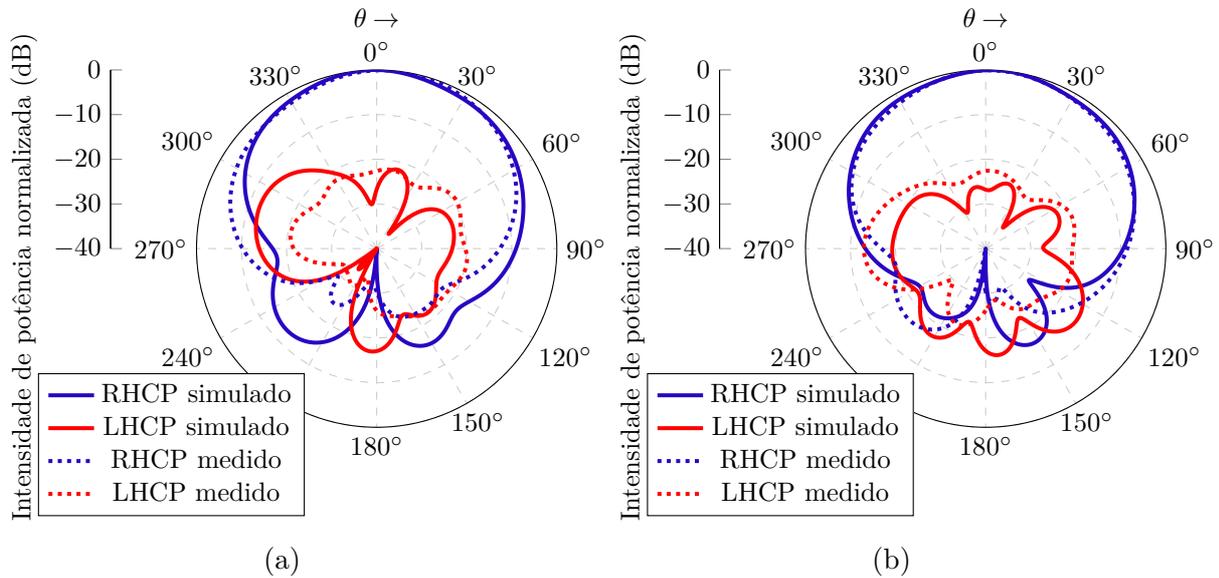
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 87 – Diagramas de irradiação do elemento (2,3) em rede e operando em 2,26 GHz  
(a)  $\phi = 0^\circ$  e (b)  $\phi = 90^\circ$ .



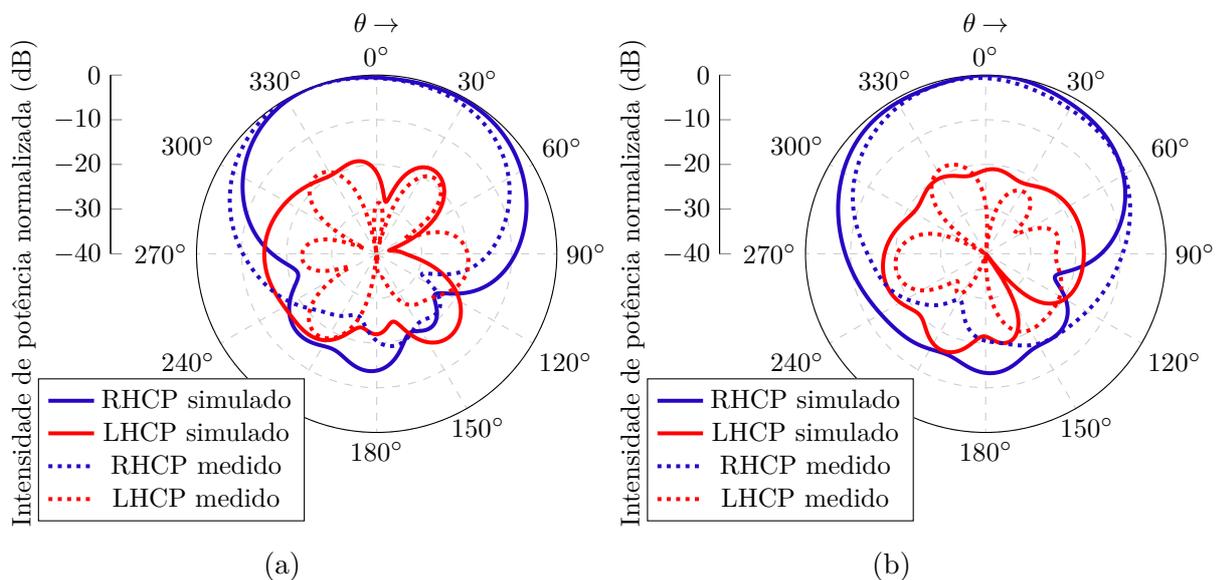
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 88 – Diagramas de irradiação do elemento (3,1) em rede e operando em 2,26 GHz  
(a)  $\phi = 0^\circ$  e (b)  $\phi = 90^\circ$ .



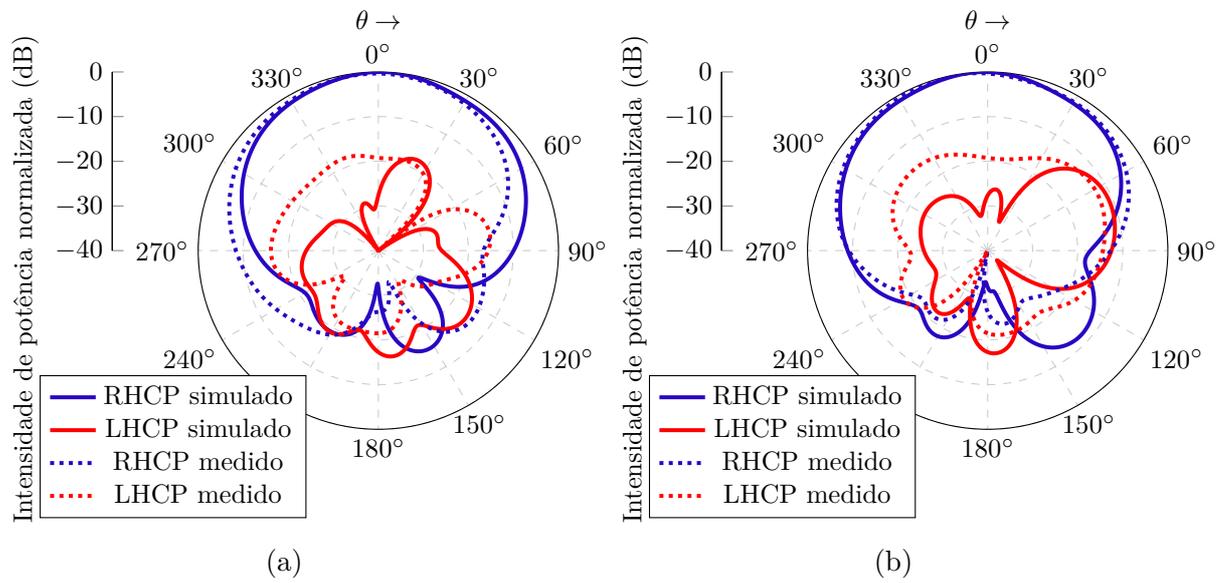
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 89 – Diagramas de irradiação do elemento (3,2) em rede e operando em 2,26 GHz  
(a)  $\phi = 0^\circ$  e (b)  $\phi = 90^\circ$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 90 – Diagramas de irradiação do elemento (3,3) em rede e operando em 2,26 GHz  
(a)  $\phi = 0^\circ$  e (b)  $\phi = 90^\circ$ .



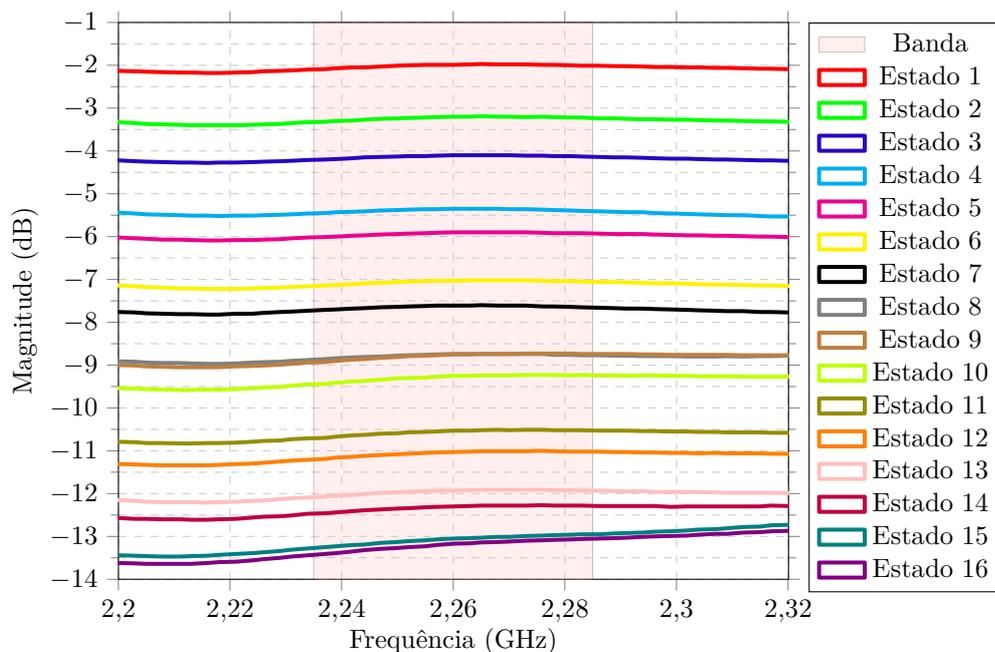
Fonte: Elaborada pelo autor.



## C CARACTERÍSTICAS REAIS DOS CANAIS

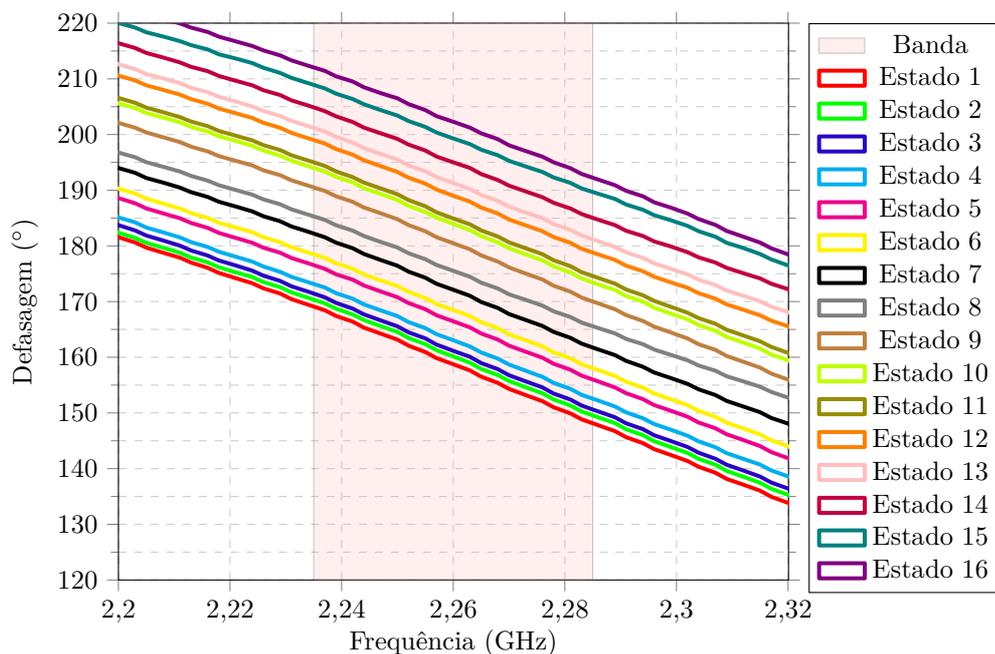
O comportamento real dos canais, tanto em questão de atenuação quanto de defasagem, estão presentes nas Figuras 91-108 e, especificamente na frequência de 2,26 GHz, nas Tabelas 32 e 33.

Figura 91 – Comportamento da atenuação  $\times$  frequência de operação do canal 1.

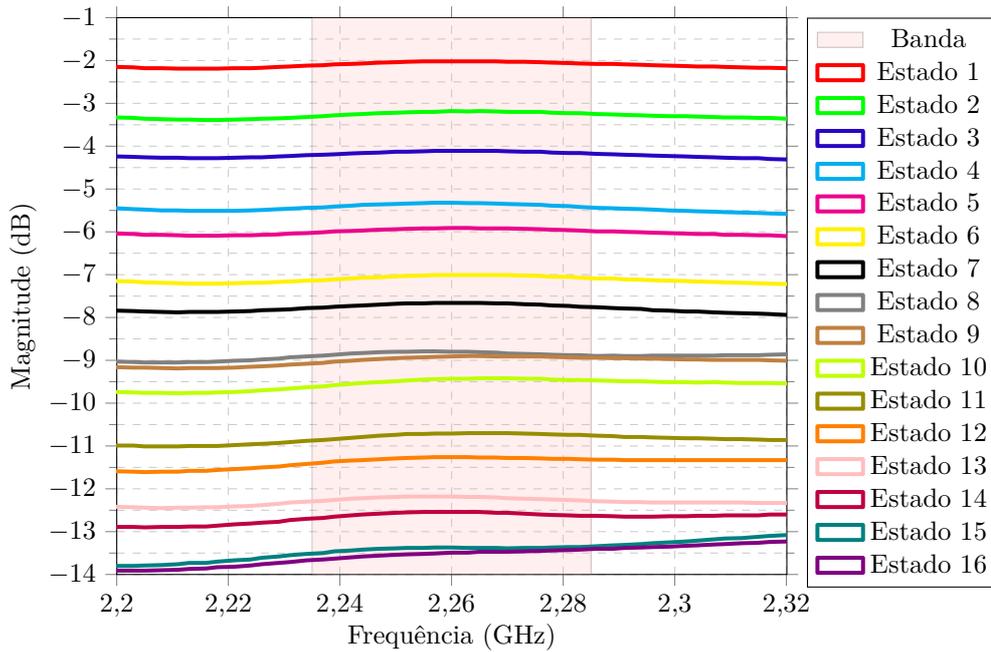


Fonte: Elaborada pelo autor.

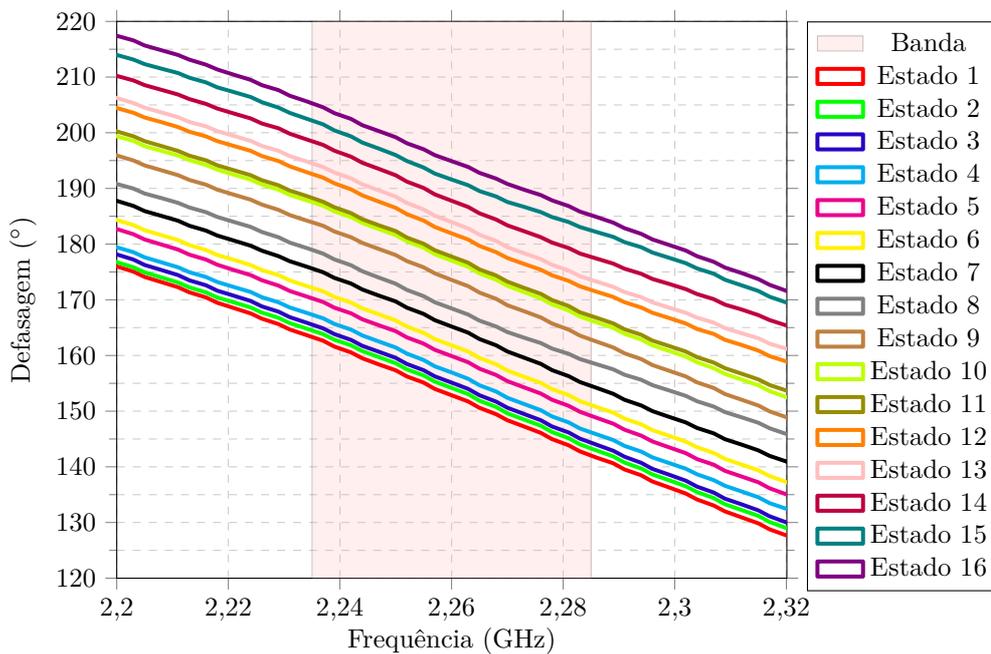
Figura 92 – Comportamento da defasagem  $\times$  frequência de operação do canal 1.



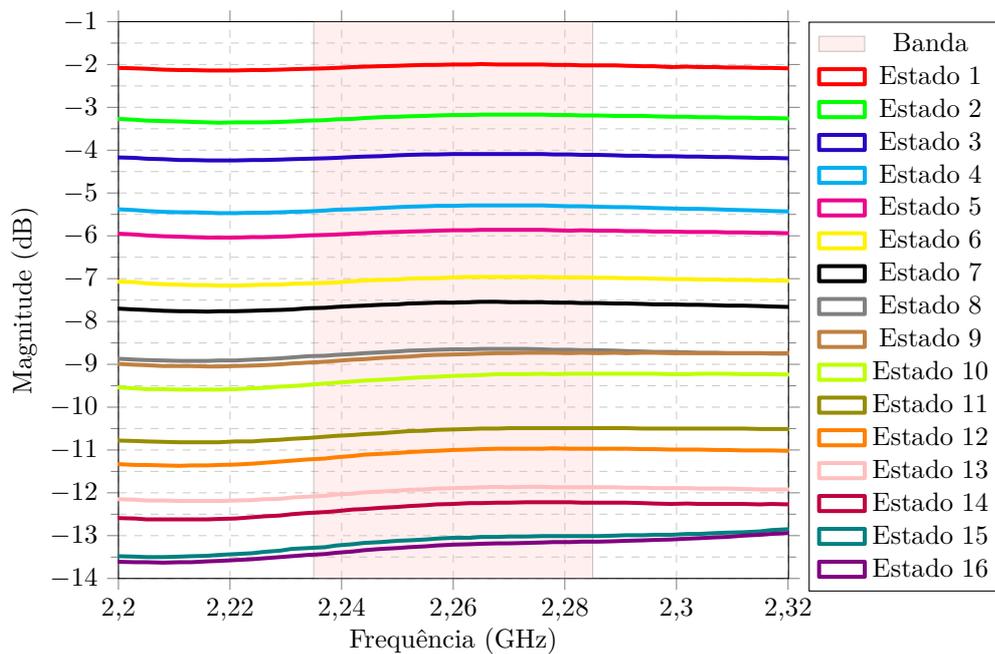
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 93 – Comportamento da atenuação  $\times$  frequência de operação do canal 2.

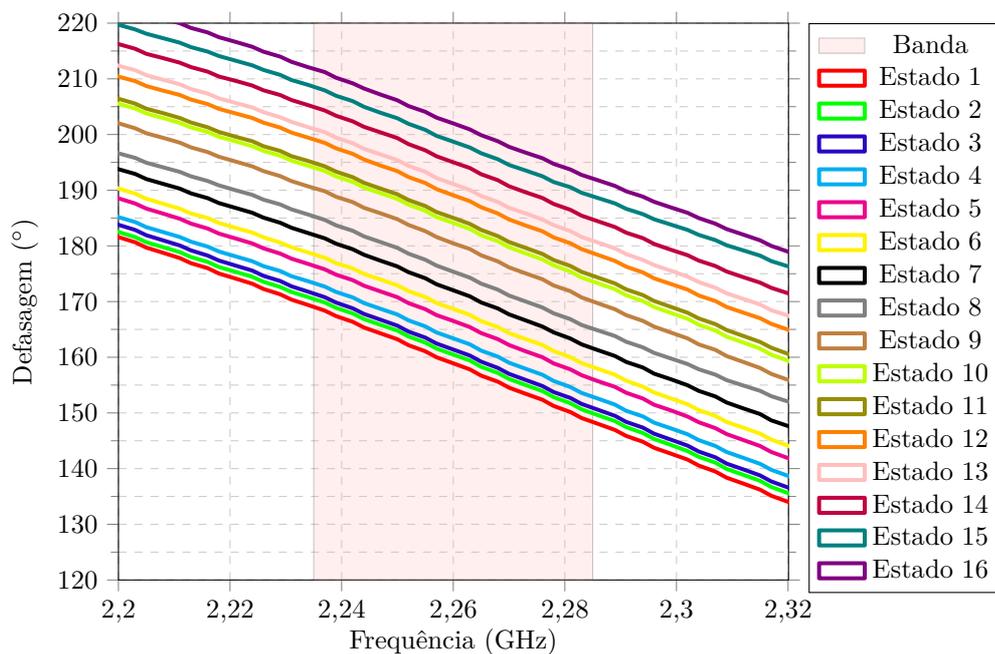
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 94 – Comportamento da defasagem  $\times$  frequência de operação do canal 2.

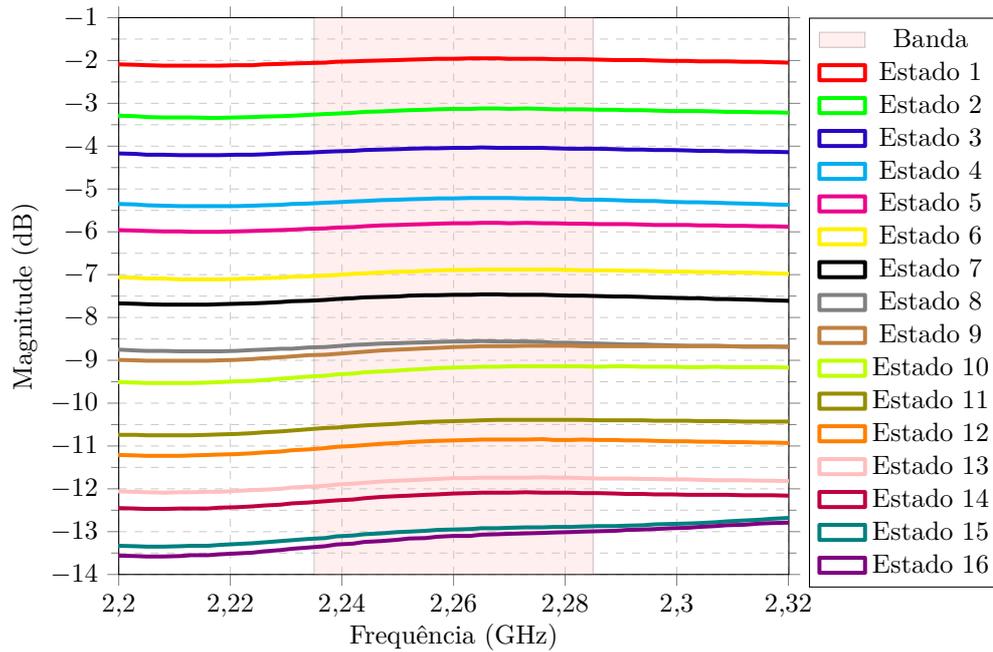
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 95 – Comportamento da atenuação  $\times$  frequência de operação do canal 3.

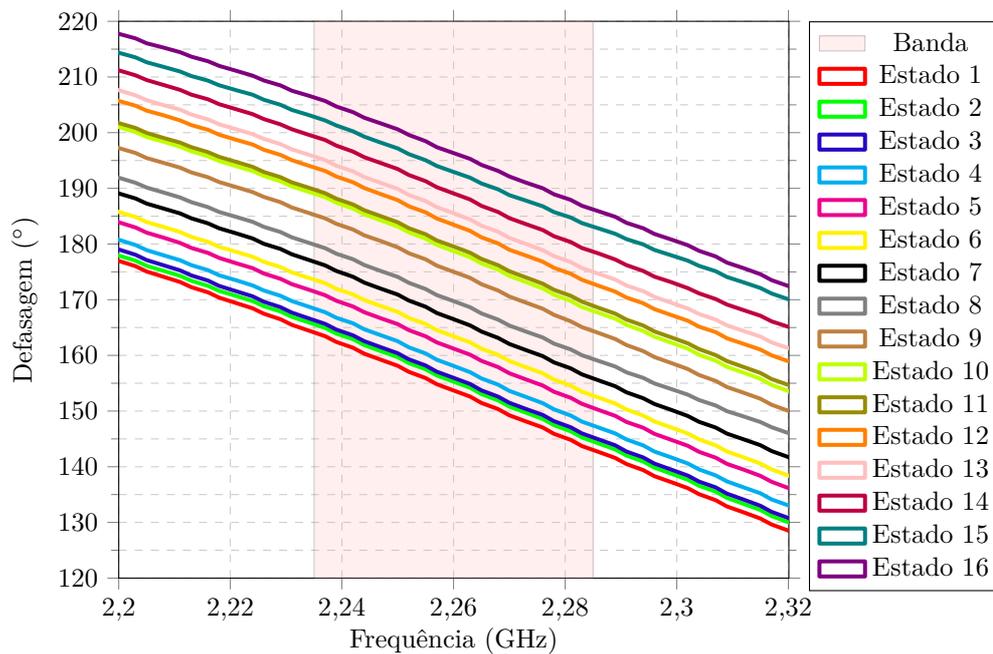
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 96 – Comportamento da defasagem  $\times$  frequência de operação do canal 3.

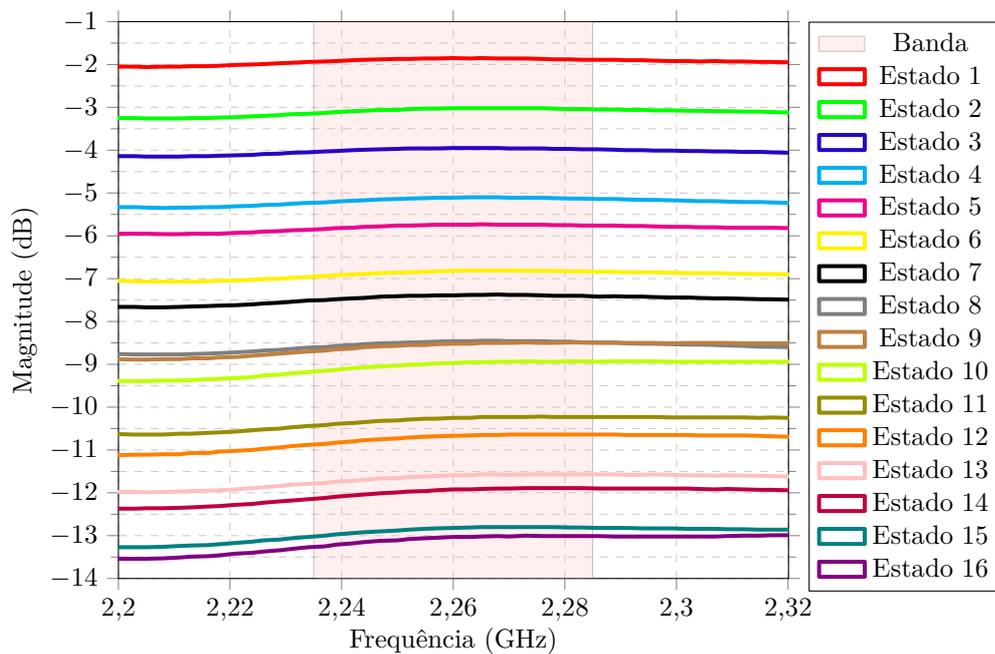
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 97 – Comportamento da atenuação  $\times$  frequência de operação do canal 4.

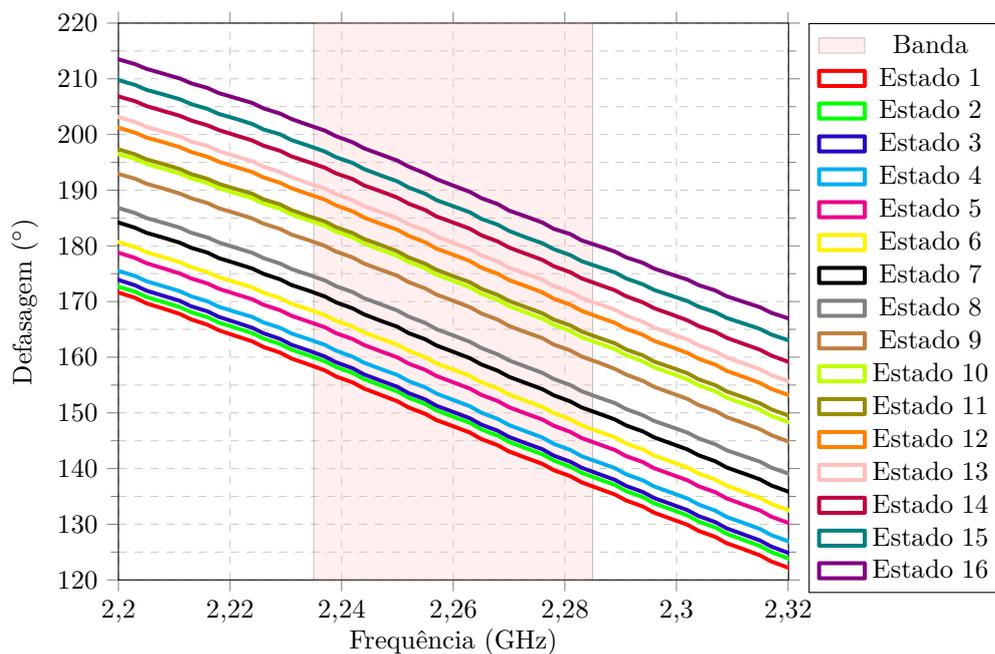
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 98 – Comportamento da defasagem  $\times$  frequência de operação do canal 4.

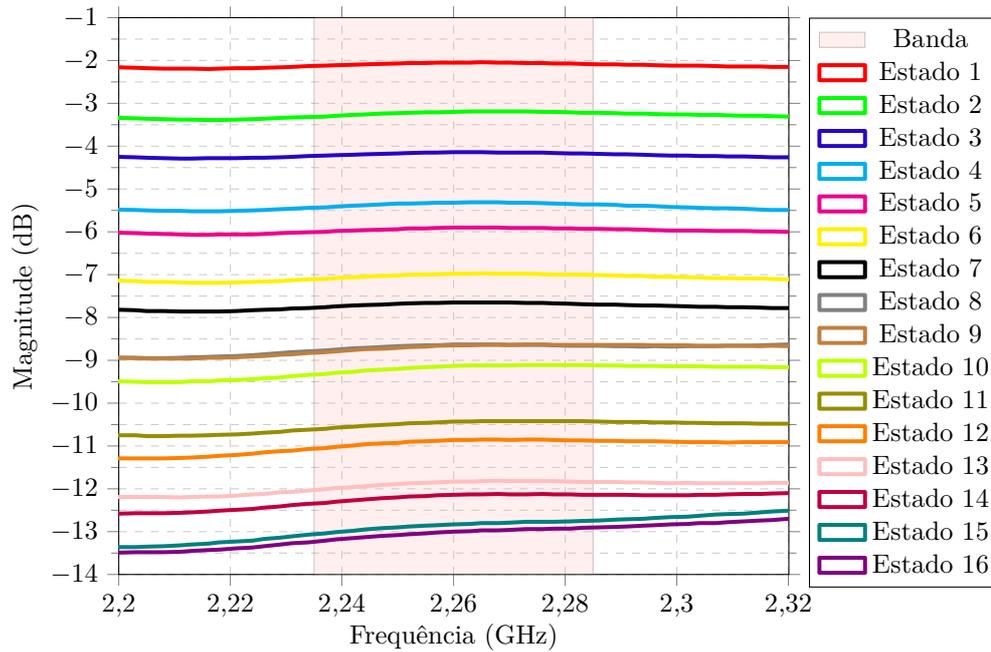
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 99 – Comportamento da atenuação  $\times$  frequência de operação do canal 5.

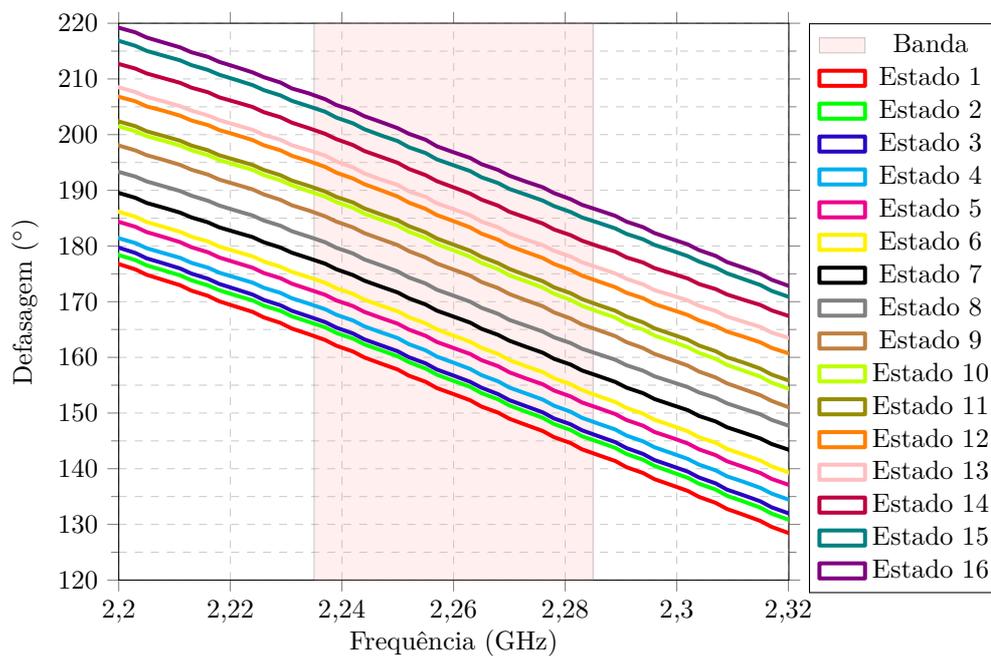
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 100 – Comportamento da defasagem  $\times$  frequência de operação do canal 5.

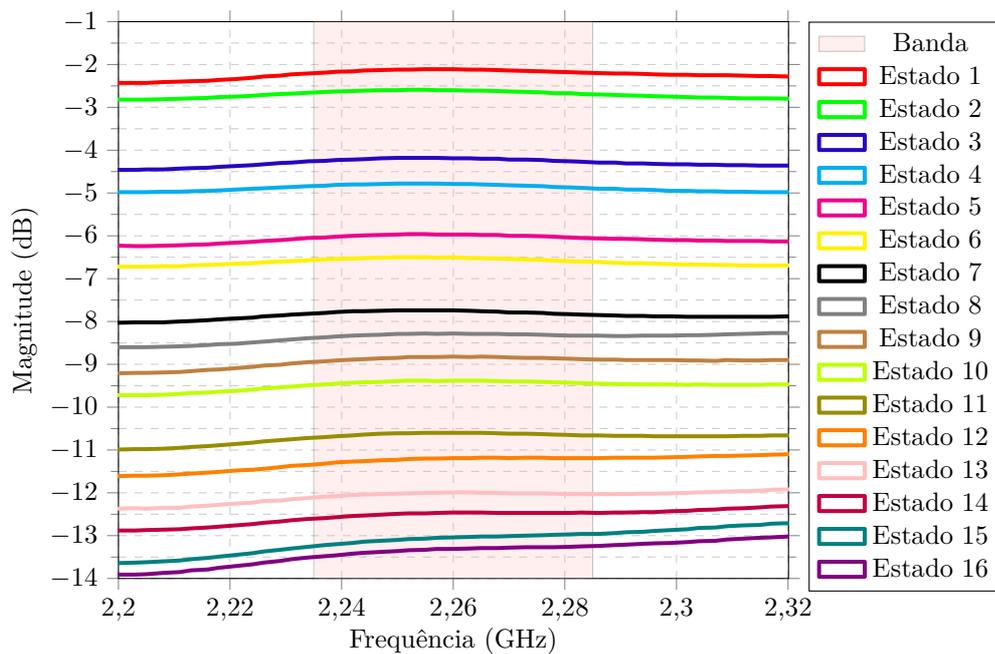
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 101 – Comportamento da atenuação  $\times$  frequência de operação do canal 6.

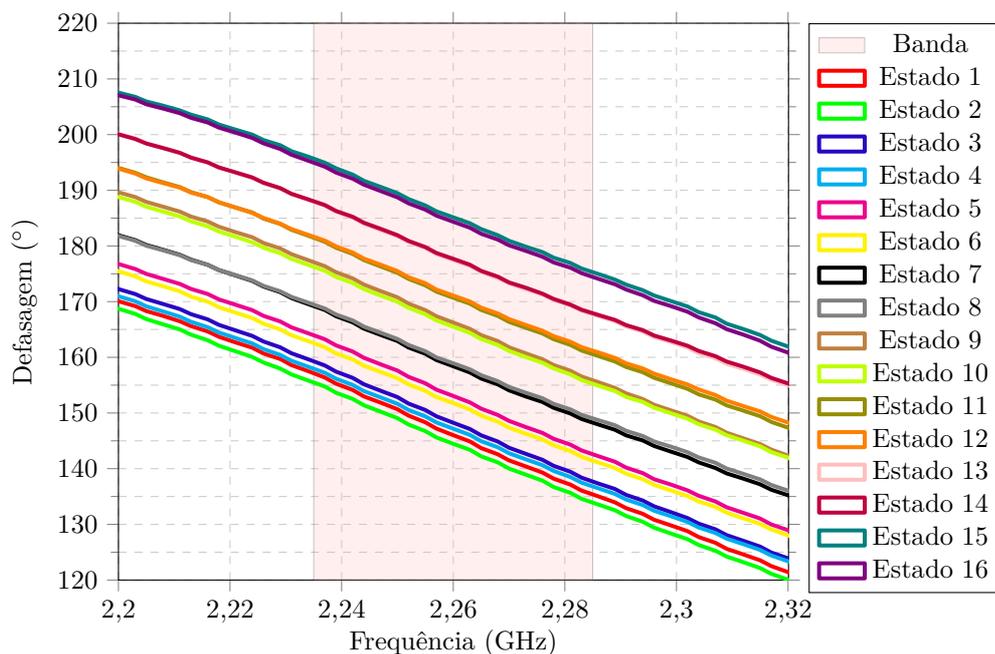
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 102 – Comportamento da defasagem  $\times$  frequência de operação do canal 6.

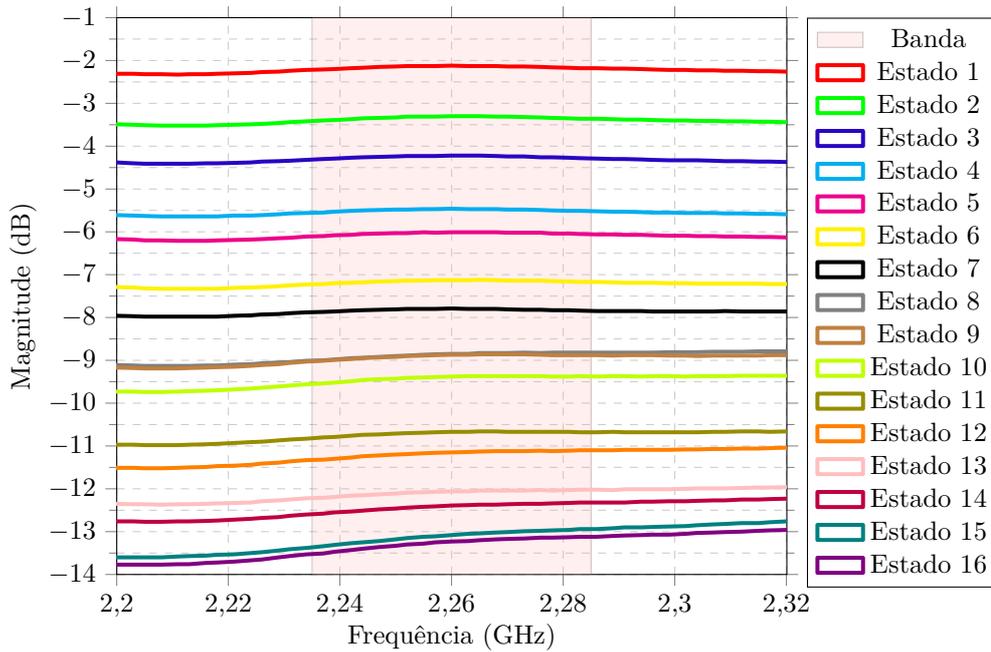
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 103 – Comportamento da atenuação  $\times$  frequência de operação do canal 7.

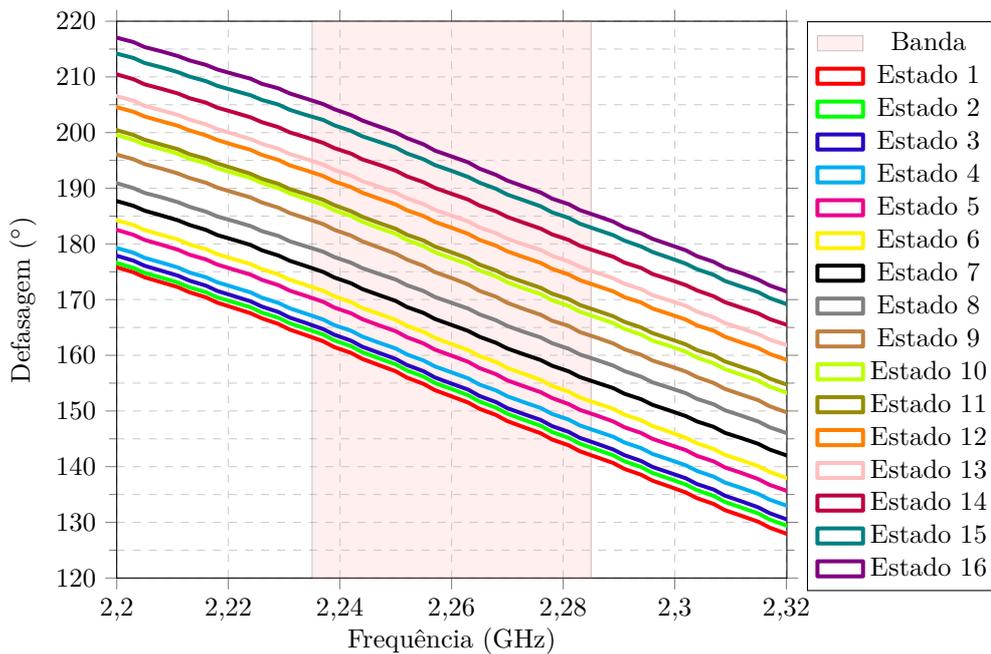
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 104 – Comportamento da defasagem  $\times$  frequência de operação do canal 7.

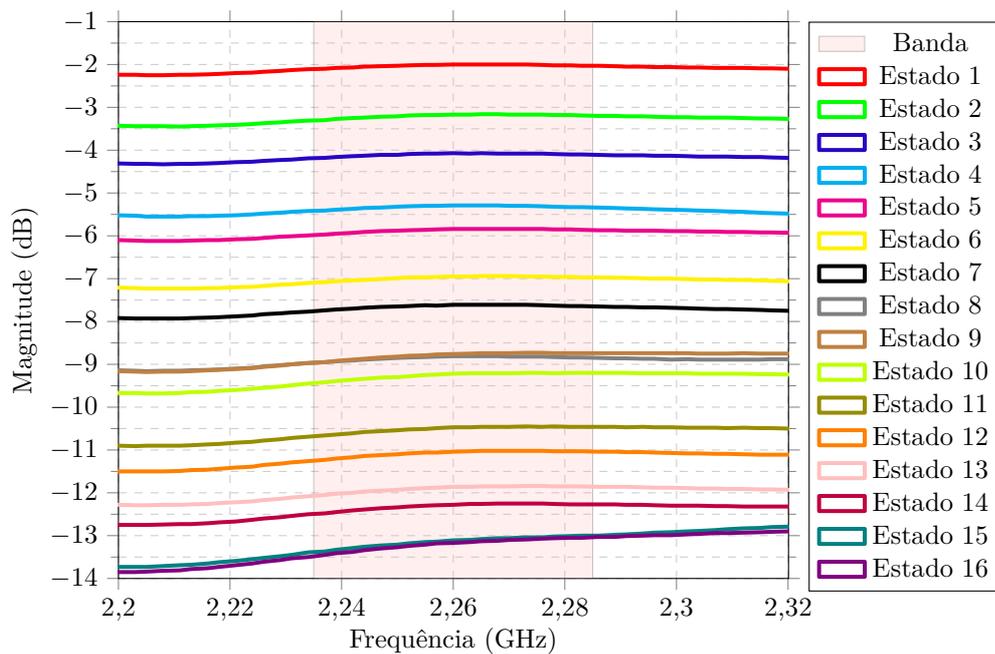
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 105 – Comportamento da atenuação  $\times$  frequência de operação do canal 8.

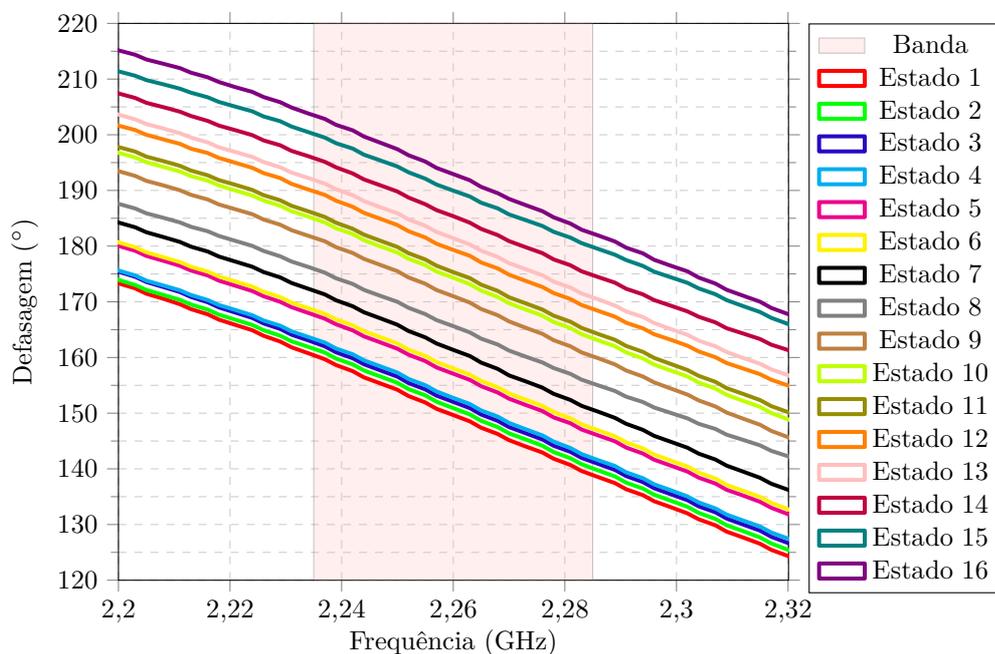
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 106 – Comportamento da defasagem  $\times$  frequência de operação do canal 8.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 107 – Comportamento da atenuação  $\times$  frequência de operação do canal 9.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 108 – Comportamento da defasagem  $\times$  frequência de operação do canal 9.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 32 – Valores de atenuação, em dB, dos canais de acordo com cada estado.

Canais	Estado																Variação
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	
1	-1,99	-3,20	-4,10	-5,35	-5,90	-7,03	-7,61	-8,74	-8,75	-9,25	-10,53	-11,03	-11,93	-12,30	-13,05	-13,17	11,19
2	-2,02	-3,18	-4,11	-5,32	-5,91	-7,01	-7,66	-8,80	-8,91	-9,43	-10,71	-11,26	-12,18	-12,54	-13,37	-13,49	11,48
3	-2,00	-3,18	-4,09	-5,30	-5,87	-6,97	-7,56	-8,65	-8,77	-9,27	-10,52	-11,00	-11,89	-12,26	-13,05	-13,21	11,21
4	-1,96	-3,13	-4,04	-5,22	-5,80	-6,89	-7,47	-8,56	-8,69	-9,17	-10,42	-10,87	-11,75	-12,11	-12,95	-13,10	11,14
5	-1,85	-3,02	-3,95	-5,11	-5,74	-6,82	-7,39	-8,46	-8,52	-8,97	-10,25	-10,67	-11,59	-11,92	-12,82	-13,03	11,18
6	-2,05	-3,20	-4,14	-5,32	-5,90	-6,98	-7,65	-8,63	-8,65	-9,13	-10,43	-10,86	-11,83	-12,14	-12,83	-13,00	10,95
7	-2,11	-2,60	-4,19	-4,79	-5,97	-6,50	-7,74	-8,28	-8,82	-9,38	-10,60	-11,19	-11,99	-12,46	-13,04	-13,31	11,20
8	-2,12	-3,30	-4,22	-5,46	-6,01	-7,13	-7,79	-8,85	-8,87	-9,38	-10,67	-11,15	-12,06	-12,39	-13,08	-13,23	11,11
9	-2,00	-3,17	-4,07	-5,29	-5,84	-6,95	-7,61	-8,81	-8,76	-9,22	-10,47	-11,04	-11,86	-12,28	-13,11	-13,17	11,17
Desvio	0,27	0,71	0,27	0,68	0,27	0,62	0,41	0,57	0,39	0,46	0,46	0,59	0,59	0,62	0,55	0,49	

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 33 – Valores de defasagem, em graus, dos canais de acordo com cada estado.

Canais	Estado																Variação
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	
1	158,75	160,15	161,16	163,06	166,46	168,48	172,13	175,53	180,48	183,96	184,93	189,01	191,29	195,01	199,30	202,30	43,55
2	152,86	154,17	155,13	156,95	159,90	161,82	165,20	168,45	173,57	177,03	177,77	181,93	183,97	187,79	191,60	194,91	42,05
3	158,91	160,48	161,39	163,39	166,52	168,68	172,03	175,37	180,46	184,13	185,04	189,10	191,12	195,02	198,72	202,00	43,09
4	153,70	155,28	155,97	158,11	161,22	163,43	166,50	169,75	175,01	178,72	179,56	183,47	185,54	189,09	192,95	196,34	42,64
5	147,60	149,31	150,17	152,32	155,49	157,77	160,97	163,92	170,14	173,70	174,56	178,41	180,53	184,19	187,12	190,83	43,23
6	153,40	155,77	156,73	159,04	161,68	163,90	167,32	171,08	175,76	179,22	180,24	184,47	186,61	190,53	194,50	196,83	43,43
7	146,02	144,47	148,25	147,18	153,06	151,78	158,40	158,93	166,25	165,50	170,70	171,09	177,44	177,69	185,14	184,35	40,67
8	152,63	153,95	154,91	156,93	159,94	162,01	165,45	169,43	173,88	177,42	178,49	182,91	185,09	189,01	193,13	195,72	43,09
9	149,67	150,91	152,03	152,75	157,09	158,04	161,37	165,63	171,01	174,33	175,33	179,32	181,43	185,38	189,97	192,94	43,27
Desvio	12,89	16,01	13,14	16,21	13,46	16,89	13,73	16,60	14,22	18,63	14,34	18,02	13,85	17,34	14,16	17,95	

Fonte: Elaborada pelo autor.