

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

EDSON RODRIGO SCHLOSSER

**SÍNTESE DE REDES LINEARES DE ANTENAS DE MICROFITA COM
DIAGRAMAS DE IRRADIAÇÃO CONFORMADOS PARA SISTEMAS
DE COMUNICAÇÃO 4G**

**Alegrete
2014**

EDSON RODRIGO SCHLOSSER

**SÍNTESE DE REDES LINEARES DE ANTENAS DE MICROFITA COM
DIAGRAMAS DE IRRADIAÇÃO CONFORMADOS PARA SISTEMAS
DE COMUNICAÇÃO 4G**

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: Marcos V. T. Heckler

Coorientador: Renato Machado

**Alegrete
2014**

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) .

S345s Schlosser, Edson Rodrigo

Síntese de Redes Lineares de Antenas de Microfita com
Diagramas de Irradiação Conformados para Sistemas de
Comunicação 4G / Edson Rodrigo Schlosser.

100 p.

Dissertação(Mestrado)-- Universidade Federal do Pampa,
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, 2014.

"Orientação: Marcos Vinício Thomas Heckler".

1. Sistemas de Telefonia Móvel Celular. 2. Síntese de
Diagramas de Irradiação Conformados. 3. Projeto de Redes de
Antenas de Microfita. I. Título.

EDSON RODRIGO SCHLOSSER

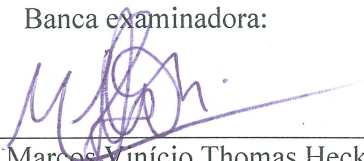
**SÍNTESE DE REDES LINEARES DE ANTENAS DE MICROFITA COM
DIAGRAMAS DE IRRADIAÇÃO CONFORMADOS PARA SISTEMAS
DE COMUNICAÇÃO 4G**

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: 04 de Abril de 2014.

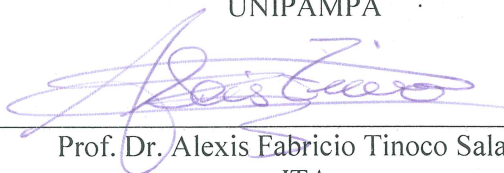
Banca examinadora:



Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler
Orientador
UNIPAMPA



Prof. Dr. Alessandro Gonçalves Girardi
UNIPAMPA



Prof. Dr. Alexis Fabricio Tinoco Salazar
ITA

“Dedico este trabalho à minha família, em especial aos meus pais, Adil e Maria Schlosser, às minhas irmãs, Carla e Carmem e à minha namorada Michelli Neri”.

AGRADECIMENTO

Primeiramente a Deus, pela vida e sabedoria a mim concedida.

A minha família, em especial aos meus pais Adil e Maria Schlosser, às minhas irmãs, Carla e Carmem, e à minha namorada Michelli Neri, pelo carinho e, especialmente, pelas palavras de apoio e de incentivo.

Ao Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler, pela proposta e direção dada no desenvolvimento deste trabalho, permitindo assim, que chegássemos ao objetivo final. Pelo compartilhamento de experiências e conhecimento. Por me apresentar o conceito de micro-ondas, antenas e, principalmente, a carta de Smith, me possibilitando navegar no mundo das impedâncias. Pela oportunidade a mim concedida em conhecer o Centro Aeroespacial Alemão (DLR), pela confiança e, sobretudo, pela amizade.

Ao Prof. Dr. Renato Machado, pela troca de ideias sobre o conceito de comunicação celular no Brasil e conteúdos correlacionados.

Aos Profs. MSc Lucas C. Severo e ao Dr. Maurício Sperandio, pelas contribuições voltadas a aplicação de algoritmo genético.

Ao Prof. Dr. Alexis F. T. Salazar, pela medição dos diagramas de irradiação do elemento em E no Instituto de Fomento e Coordenação Industrial no Departamento de Ciência e Tecnologia Aeroespacial (IFI/DCTA). Ao MSc Daniel B. Ferreira pela ajuda em debugar o código implementado do método dos mínimos quadrados.

A todos os amigos, em especial ao *aluno pioneiro* no projeto de antenas na universidade, Roger L. Farias. Pelas valiosas dicas nos softwares de projeto, e, principalmente, pela pronúncia ilimitada da palavra “relaxa”. E por fim, ao Cleiton Lucatel pela ajuda incansável na construção do protótipo.

A todos meu muito obrigado.

“A vida oferece diversas escolhas, e te exige apenas uma seleção de atitude”.

RESUMO

Neste trabalho é apresentado um estudo de redes lineares de antenas com elementos isotrópicos e projetados em tecnologia de microfita, com diagrama de irradiação conformado e controle dos lóbulos secundários. A especificação a ser cumprida é a de uma antena para estações rádio-base operando na frequência alocada para a tecnologia 4G no Brasil. O trabalho descreve ferramentas computacionais que auxiliam na síntese de redes de antenas. Como resultado do processo de otimização, os coeficientes de excitação dos diversos elementos que compõem as redes de antenas são obtidos.

Primeiramente é descrito o sistema de telefonia móvel celular, apresentando os principais pontos de interesse neste trabalho, tais como evolução dos sistemas de comunicação sem fio, conceito de reuso de frequência, capacidade do sistema, interferência co-canal e posicionamento das estações rádio-base no sistema celular, além das principais características elétricas das antenas utilizadas atualmente no atendimento aos assinantes. Em seguida, considera-se a existência de uma linha de visada entre a estação rádio-base e o usuário, possibilitando a obtenção do nível aproximado de potência recebida à medida que este se afasta da torre. Como meta, deseja-se a distribuição uniforme de potência até o limite da célula, que resulta em um diagrama de irradiação para a antena na forma de *cossecante ao quadrado*. Além disso, busca-se a minimização da interferência co-canal e a redução do percentual de energia irradiada na região acima do horizonte.

Métodos de síntese de diagramas são estudados e implementados em Matlab visando a obtenção do diagrama desejado a partir dos coeficientes de excitação dos elementos da rede linear, tais como, método da Transformada de Fourier, de Woodward-Lawson e dos mínimos quadrados. Apesar destes métodos serem vastamente utilizados, não foi possível obter uma síntese adequada do diagrama desejado. Desta forma, métodos de otimização iterativos foram investigados visando ao controle dos lóbulos secundários e a conformação do diagrama. Optou-se pela combinação do algoritmo genético com a programação quadrática sequencial, empregado para a busca de um mínimo local tendo como partida a melhor solução encontrada pelo algoritmo genético. Tal combinação permitiu rápida convergência na obtenção dos coeficientes de excitação da rede.

Em seguida uma rede de antenas de microfita foi projetada no software *HFSS* para reproduzir o diagrama na forma de *cossecante ao quadrado* quando excitadas pelos coeficientes calculados com a ferramenta computacional. Durante o processo de síntese, todos

os efeitos observados em uma rede de antenas foram considerados, tais como acoplamento mútuo e efeito de borda. Após conhecidos os coeficientes de excitação, projetou-se um sistema alimentador em tecnologia de microfita para fornecer os respectivos valores de correntes às antenas que compõem a rede. Por fim, é realizada a comparação entre o diagrama sintetizado e o obtido, o que permitiu a validação da ferramenta computacional.

Palavras-Chave: Algoritmo genético, programação quadrática sequencial, antenas de microfita, antena em E , redes de antenas, conformação de feixe, coeficientes de excitação, sistemas 4G.

ABSTRACT

In this work, the development of a computational tool that performs the synthesis of linear antenna arrays is presented and extensively discussed. The main intended application is the design of an antenna suitable for radio-base stations of mobile communication systems, whereby uniform power distribution should be achieved inside the cell.

The present work starts with the presentation of a review about mobile communication systems, whereby the main aspects are briefly discussed. An analysis is carried out to derive an expression that relates the antenna radiation pattern to the uniform power distribution inside a cell. This feature is achieved if the radiation pattern of the transmitting structure exhibits squared-cosecant shape.

Classical methods for pattern synthesis have been implemented in Matlab and have been tested for the case of a squared-cosecant shape. Neither the Fourier Transform nor the Woodward-Lawson techniques could synthesize such a pattern satisfactorily. Thus iterative methods have been studied and implemented. The first iterative technique was based on the minimization of least-square errors, which has been used successfully for beamforming purposes. However, this technique proved to be unsuitable for the synthesis of squared-cosecant shaped patterns. Acceptable results could only be obtained by means of a genetic algorithm-square quadratic programming combined approach, which allowed obtaining fast convergence of the optimization of the excitation coefficients for the linear array elements.

In order to demonstrate the efficiency of the developed tool, two microstrip antenna arrays that operate in the frequency band allocated for the Brazilian 4G system have been studied. The embedded radiation pattern of each array element has been taken into account during the synthesis of the squared-cosecant shaped pattern. This approach allowed mutual coupling, as well as the truncation of the ground plane, to be compensated during the optimization process. The synthesized pattern enabled to reduce the power radiated above the horizon, as well as the co-channel interference. In order to validate the technique, a complete array including the power divider has been designed using the electromagnetic simulator HFSS. Good agreement has been obtained between the synthesized pattern and the simulated one in HFSS.

Keywords: Genetic algorithm, sequential quadratic programming, microstrip antennas, *E*-shaped antenna, antenna arrays, beam shaping, 4G systems.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Diagrama esquemático do sistema móvel celular.....	7
Figura 2.2 - Problemas encontrados na interligação de células circulares. a) Distribuição contendo a área sem cobertura; b) Distribuição contendo áreas sobrepostas.....	7
Figura 2.3 - Conceito de reutilização de frequência, célula, células co-canal e cluster.	8
Figura 2.4 - Geometria de uma ERB para instalação no centro das células e respectivo diagrama de irradiação omnidirecional.	11
Figura 2.5 - Geometria e diagrama de irradiação típico de uma ERB setorial.....	12
Figura 2.6 - Faixas destinadas para a comunicação móvel no Brasil (em MHz).	13
Figura 3.1 - Ilustração esquemática para cálculo da potência recebida em função do ângulo de irradiação.	15
Figura 3.2 - Geometria de uma rede linear com elementos dispostos ao longo do eixo z.....	18
Figura 3.3 - Diagrama especificado para estações rádio base.	19
Figura 3.4 - Elementos situados na rede levando-se em consideração o centro médio. a) Rede com número ímpar de elementos; b) Rede com número par de elementos.....	21
Figura 3.5 - Diagrama de irradiação normalizado no plano yz para uma rede linear de N elementos isotrópicos, com apontamento definido entre $82^\circ \leq \theta \leq 102^\circ$ (máximo em 92°)....	22
Figura 3.6 - Diagrama de irradiação normalizado no plano yz para uma rede linear de N elementos isotrópicos, com região $csc^2(\theta - 90^\circ)$ para $\theta_c=92^\circ$ e $\theta_d=180^\circ$	23
Figura 3.7 - Diagrama de irradiação normalizado no plano yz para uma rede linear de N elementos isotrópicos, com apontamento definido entre $82^\circ \leq \theta \leq 102^\circ$ (máximo em 92°)....	26
Figura 3.8 - Diagrama de irradiação normalizado no plano yz para uma rede linear de N elementos isotrópicos, com região $csc^2(\theta - 90^\circ)$ para $\theta_c=92^\circ$ e $\theta_d=180^\circ$	26
Figura 3.9 - Metodologia usada no método baseado nos mínimos quadrados para apontamento de feixe e controle dos lóbulos secundários.	29
Figura 3.10 - Diagrama de irradiação normalizado no plano yz para uma rede linear de N elementos isotrópicos com lóbulo principal definido entre $82^\circ \leq \theta \leq 102^\circ$ (máximo em 92°).	32
Figura 3.11 - Diagrama de irradiação normalizado no plano yz, para uma rede linear de n elementos isotrópicos com região $csc^2(\theta-90^\circ)$ definida entre $92^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$	33
Figura 4.1 - Principais termos que caracterizam os GAs.	37
Figura 4.2 - Fluxograma clássico de funcionamento do GA.....	37

Figura 4.3 - Fluxograma utilizado para o algoritmo genético.	38
Figura 4.4 - Ciclo de reprodução do GA utilizado.	39
Figura 4.5 - Cromossomo de um indivíduo da população.....	40
Figura 4.6 - Eliminação dos indivíduos com menor aptidão em cada geração pelo método de dizimação.....	41
Figura 4.7 - Representação de uma roleta em função da probabilidade de seleção dos indivíduos.	43
Figura 4.8 - Processo aplicado na seleção de torneio entre os indivíduos da população.	43
Figura 4.9 - Processo de cruzamento entre dois indivíduos.	44
Figura 4.10 - Processo de mutação de um indivíduo da população.	45
Figura 4.11 - Variação do diagrama de irradiação no plano de elevação para diferentes números de elementos que compõem a rede.	49
Figura 4.12 - Diagrama de irradiação no plano de elevação de uma rede linear com 24 elementos isotrópicos.	50
Figura 4.13 - Evolução do algoritmo genético para uma rede com 24 elementos isotrópicos.	51
Figura 4.14 - Diagrama obtido antes e depois da aplicação da SQP.....	52
Figura 5.1 - Antena de microfita com elemento irradiador com formato retangular.	53
Figura 5.2 - Geometrias de elementos irradiadores. a) Elíptica; b) Retangular e c) Triangular.	54
Figura 5.3 - Modelo circuital para a antena do tipo <i>E</i> para ambos os modos de ressonância.	55
Figura 5.4 - Vista lateral esquemática da antena tipo <i>E</i>	55
Figura 5.5 - Variação da banda de operação em função da espessura da camada de ar.....	56
Figura 5.6 - Vista tridimensional da estrutura da antena em formato <i>E</i> utilizada no projeto... ..	56
Figura 5.7 - Vista superior esquemática da antena em <i>E</i>	57
Figura 5.8 - Condição de contorno utilizada no projeto. a) ABC e b) PML.	58
Figura 5.9 - Malha do elemento simples no software <i>HFSS</i>	59
Figura 5.10 - a) Vista superior, b) Plano de terra, c) Vista inferior e d) Porta de alimentação da antena tipo <i>E</i>	59
Figura 5.11 - Coeficiente de reflexão na entrada da antena em função da frequência.	60
Figura 5.12 - Variação da impedância de entrada da antena tipo <i>E</i> em função da frequência.	61
Figura 5.13 - Medição do diagrama de irradiação do elemento simples na câmara anecóica..	62
Figura 5.14 - Diagrama de irradiação no plano de elevação <i>yz</i>	62
Figura 5.15 - Diagrama de irradiação no plano azimutal <i>xy</i>	63

Figura 5.16 - Diagrama de irradiação 3D do elemento simples em microfita.....	63
Figura 5.17 - Influência do diagrama de irradiação do elemento simples em uma rede sintetizada para elementos isotrópicos.	64
Figura 5.18 - Síntese do diagrama de irradiação para uma rede de antenas do tipo E para diferentes valores de N	65
Figura 5.19 - Síntese do diagrama para diferentes espaçamentos entre os elementos da rede.	66
Figura 5.20 - Geometria de uma rede linear de N elementos em E no HFSS.	66
Figura 5.21 - Comparação entre o diagrama sintetizado e o obtido no HFSS.....	68
Figura 5.22 - Diagrama de irradiação individual dos 24 elementos considerando-se o acoplamento mútuo e o efeito de borda.....	69
Figura 5.23 - Diagrama sintetizado e obtido pelo modelo da rede no HFSS.	70
Figura 5.24 - Diagramas de irradiação individuais dos 7 elementos considerando o acoplamento entre os elementos da rede e o efeito de borda.....	71
Figura 5.25 - Diagramas de irradiação individuais 3D dos elementos da rede.	72
Figura 5.26 - Diagrama de irradiação para as 5 soluções obtidas com a ferramenta computacional.....	73
Figura 5.27 - Casamento de impedância das antenas com o sistema alimentador. a) Vista inferior do alimentador; b) Carta de Smith.....	76
Figura 5.28 - Transformação da impedâncias de entrada complexas para valores puramente reais. a) Elemento 1; b) Elemento 2; c) Elemento 3; d) Elemento 4; e) Elemento 5; f) Elemento 6; g) Elemento 7.	77
Figura 5.29 - Topologia de um divisor T com duas saídas.....	79
Figura 5.30 - Efeito observado em divisores do tipo T.	80
Figura 5.31 - Inserção de planos para a estimação de potência entregue às antenas pelo método da integração do vetor de Poynting.	80
Figura 5.32 - Esquemático dos divisores de potência que compõem o sistema alimentador...	81
Figura 5.33 - Divisor 1: divisão de potência entre as antenas #1 e #2.	82
Figura 5.34 - Divisor 2: divisão de potência entre a antena #3 e divisor 1.	83
Figura 5.35 - Divisor 3: divisão de potência entre as antenas #4 e #5.	84
Figura 5.36 - Divisor 4: divisão de potência entre as antenas #6 e #7.	85
Figura 5.37 - Divisor 5: divisão de potência entre os divisores 2 e 3.....	86
Figura 5.38 - Divisor 6: divisão de potência entre os divisores 4 e 5.....	87
Figura 5.39 - Projeto final: a) Rede de antenas e b) Sistema alimentador.	87

Figura 5.40 - Plano retangulares utilizados para realizar as medidas de potência das antenas.	88
Figura 5.41 - Validação do diagrama sintetizado com o resultado obtido no <i>HFSS</i> no plano de elevação.	89
Figura 5.42 - Diagrama obtido no <i>HFSS</i> no plano de azimute.....	89
Figura 5.43 - Diagrama tridimensional obtido pela rede de antenas.	90
Figura 5.44 - Coeficiente de reflexão na entrada do alimentador em função da frequência. ...	90
Figura 5.45 - Diagramas dados pela variação aleatória de $\pm 1\%$ dos coeficientes de excitação.	91
Figura 5.46 - Diagramas dados pela variação aleatória de $\pm 5\%$ dos coeficientes de excitação.	92
Figura 5.47 - Diagramas dados pela variação aleatória de $\pm 10\%$ dos coeficientes de excitação.	92

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 - Coeficientes de excitação sintetizados para uma rede de 24 elementos isotrópicos.	51
Tabela 5.1 - Dados de convergência do processo de geração da malha 3D.....	58
Tabela 5.2 - Configurações utilizadas no software <i>HFSS</i>	58
Tabela 5.3 - Coeficientes de excitação sintetizados para uma rede de 24 elementos tipo E....	67
Tabela 5.4 - Correntes de excitação sintetizadas para uma rede de 24 elementos tipo <i>E</i> com acoplamento mútuo entre os elementos.....	69
Tabela 5.5 - Conjunto de correntes de excitação do diagrama sintetizado 1.....	73
Tabela 5.6 - Conjunto de correntes de excitação do diagrama sintetizado 2.....	74
Tabela 5.7 - Conjunto de correntes de excitação do diagrama sintetizado 3.....	74
Tabela 5.8 - Conjunto de correntes de excitação do diagrama sintetizado 4.....	74
Tabela 5.9 - Conjunto de correntes de excitação do diagrama sintetizado 5.....	74
Tabela 5.10 - Impedâncias de entrada ativas dos sete elementos da rede.	75
Tabela 5.11- Valores utilizados para a obtenção de impedância puramente reais.	76
Tabela 5.12 - Potência de entrada determinadas a partir de planos.....	80

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

a	amplitude da corrente de excitação
AF	fator de rede
A	matriz covariância
BW	banda de operação
b_i	amplitude da i -ésima corrente harmônica
B	susceptância na junção do divisor T
csc	função cossecante
C	restrições lineares
C_1	restrições lineares no cálculo do vetor residual
C_i	intensidade do i -ésimo lóbulo lateral
D	distância entre células co-canal
d	espaçamento entre elementos adjacentes
d_{tr}	distância entre transmissor e receptor
d_{via}	diâmetro da via
ERB	estação rádio-base
E	formato da antena de microfita
\vec{E}_{rede}	campo elétrico irradiado pela rede de antenas
\vec{E}_i	campo elétrico irradiado pela i -ésima antena
f	valor desejado das restrições
f_1	valor desejado das restrições no cálculo do vetor residual
f_i	erro entre o nível SLL e o i -ésimo pico dos lóbulos laterais
GA	algoritmo genético
GPS	sistema de posicionamento global
G	número de canais por célula
G_r	ganho da antena receptora
G_t	ganho da antena transmissora
h_t	altura da torre
H	fator de perda do sistema
H_{Ar}	espessura da camada de ar
H_{FR4}	espessura da camada de FR4

$H_{Taconic}$	espessura da camada do TACONIC TLC-338
HPBW	ângulo de meia potência
I_i	corrente complexa da i -ésima antena
I	vetor de corrente de excitação
I^k	vetor corrente inicial da programação quadrática sequencial
J	densidade de corrente
j	número de regiões do diagrama de irradiação
k_0	constante de propagação no espaço livre
K	número de indivíduos da população
L	comprimento do <i>patch</i>
LT	linha de transmissão
L_d	largura de cada canal <i>duplex</i>
L_i	comprimento da i -ésima linha de transmissão (LT)
L_p	distância do posicionamento da via dada a partir da extremidade do <i>patch</i>
L_z	comprimento da antena em E
L_s	comprimento da fenda na antena em E
M	número de antenas acima da origem do sistema de coordenadas
N_c	número de células em um cluster
N	número de antenas em uma rede
n_{ic}	número de células de interferência co-canal dentro do sistema de comunicação
PS	enxame de partículas
PML	camadas perfeitamente casadas
$p_{seleção}$	probabilidade de seleção de um indivíduo pelo método de seleção proporcional
P_t	potência transmitida
P_r	potência recebida
P_i	potência de interferência dada pela i -ésima célula co-canal
P_{in}	potência de entrada em um divisor T
P_{out1}	potência de saída no acesso 1 do divisor T
P_{out2}	potência de saída no acesso 2 do divisor T
Q	capacidade do sistema de comunicação
r_v	raio da via
r	distância radial em relação à origem do sistema de coordenadas esférico
R	raio da célula

R_i	resistência de entrada da i -ésima antena após inserção de uma linha de comprimento L_i
S/I	relação sinal/interferência
S	número total de canais no sistema
SLL	nível dos lóbulos laterais
SQP	programação quadrática sequencial
$\tan \delta$	tangente de perdas do material
T	número de amostras dentro de uma região do diagrama
VSWR	relação de tensão de onda estacionária
V_p	tensão de pico na junção
v	vetor associado aos diagramas dos elementos na rede
x	coordenada retangular
X_c	percentagem dos indivíduos cruzados da população
X_e	percentagem dos indivíduos tratados como elite
X_m	percentagem dos indivíduos mutados da população
X_r	número de amostras na região r
y	coordenada retangular
z	coordenada retangular
z_i	posição da i -ésima antena na rede
Z_0	impedância característica
Z_{out1}	impedância de saída do acesso 1 de um divisor T
Z_{out2}	impedância de saída do acesso 2 de um divisor T
Z_{in}	impedância de entrada
\bar{Z}_i	impedância normalizada da i -ésima antena
$Z_{\lambda_g/4}$	impedância de um transformador de $\lambda/4$
w	vetor de excitação
w_{atual}	vetor de excitação na iteração k
$w_{anterior}$	vetor de excitação na iteração $k-1$
Δw	vetor residual
W	largura do <i>patch</i>
W_1	largura da parte central da antena em E
W_2	largura da fenda da antena em E
W_r	peso da região r do diagrama de irradiação

λ_0	comprimento de onda no espaço livre
λ_g	comprimento de onda guiado
θ	coordenada esférica
θ_{ir}	ângulo de irradiação
θ_n	ângulo de normalização
θ_a	ângulo inicial do intervalo dos lóbulos laterais
θ_b	ângulo final do intervalo dos lóbulos laterais
θ_c	ângulo inicial do intervalo da região da csc^2
θ_d	ângulo final do intervalo da região da csc^2
θ_m	direção de campo elétrico unitário (máxima irradiação)
θ_i	ângulos contidos na região dos lóbulos secundários
$\Delta\theta$	passo de variação do ângulo θ
φ	coordenada esférica
ϕ	fase da corrente de excitação
ϕ_i	ângulo do máximo da i -ésima função de composição
ϵ_r	permissividade relativa do material
Γ	coeficiente de reflexão
\dagger	transposta hermitiana
\parallel	associação paralela

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	1
2. SISTEMAS DE TELEFONIA MÓVEL CELULAR	5
2.1. Sistema de comunicação	5
2.1.1. Reutilização de frequência e célula	6
2.1.2. Modelo geométrico de uma célula.....	6
2.1.3. Aumento da capacidade do sistema.....	7
2.1.4. Interferência no sistema.....	9
2.2. Antenas utilizadas em estações rádio-base	11
2.3. Banda de operação das antenas utilizadas em ERBs	12
3. ESTUDO DE REDES DE ANTENAS COM CONFORMAÇÃO DE DIAGRAMA DE IRRADIAÇÃO	14
3.1. Diagrama de irradiação	16
3.2. Método da Transformada de Fourier	19
3.3. Método de Woodward-Lawson	24
3.4. Mínimos Quadrados.....	27
4. IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO PARA CONFORMAÇÃO DE DIAGRAMA E CONTROLE DOS LÓBULOS SECUNDÁRIOS.....	35
4.1. Algoritmo Genético (GA).....	35
4.2. Programação Quadrática Sequencial (SQP)	47
4.3. Aplicação de GA e SQP.....	48
5. PROJETO DE UMA REDE LINEAR DE ANTENAS DE MICROFITA PARA ESTAÇÕES RÁDIO-BASE PARA TECNOLOGIA 4G NO BRASIL	53
5.1. Elemento em E	54
5.2. Redes de antenas com o elemento E	64
5.3. Projeto de uma rede para picocélulas	70
5.4. Projeto do sistema alimentador	75
CONSIDERAÇÕES FINAIS	94
REFERÊNCIAS	96
ANEXO I.....	99

1. INTRODUÇÃO

A comunicação sem fio tem evoluído bastante desde 1897, ano em que o físico italiano Guglielmo Marconi demonstrou a capacidade de transmissão de sinais via rádio, realizando a comunicação entre navios que navegavam pelo canal inglês e uma estação posicionada em terra (FALCIASECCA, VALOTTI, 2009). Os primeiros sistemas de telefonia sem fio eram totalmente analógicos e apresentavam grandes limitações em relação ao número de usuários que poderiam ser atendidos ao mesmo tempo por uma mesma estação. Além disso, as torres ficavam distantes entre si, de forma a evitar interferência de outras estações sobre um usuário que estivesse posicionado dentro de outra área de cobertura. Assim, muitas regiões acabavam ficando sem cobertura do sistema, o que levou ao lento crescimento dos sistemas de telefonia móvel nas décadas iniciais ao surgimento deste tipo de tecnologia (RAPPAPORT, 2001).

Somente a partir de 1970 os sistemas sem fio começaram a apresentar crescimento devido ao surgimento do conceito de reuso de frequência proposto pela *Bell Labs* (YOUNG, 1979). Tal técnica possibilitou a ampliação da capacidade do sistema, possibilitando a cobertura das áreas que não apresentavam atendimento. A técnica de reuso de frequência trouxe o surgimento do conceito de mobilidade em sistemas celulares.

Um sistema de comunicação celular prevê a cobertura de uma determinada área, em geral bem maior que a área coberta por um cluster (composto por um conjunto de células que possuem diferentes conjuntos de canais). Assim, o sistema como um todo é formado por várias réplicas do mesmo cluster, ou seja, cada canal é reutilizado tantas vezes quanto for o número de clusters.

Há uma regra básica que relaciona tamanho de cluster (número de células presentes em cada cluster), capacidade do sistema (número de usuários) e robustez: quanto maior for o tamanho do cluster, menor será a capacidade do sistema. No entanto, esse sistema será mais robusto, pois a interferência co-canal é minimizada. Isso se deve ao maior espaçamento (distância) entre as células co-canal. Por outro lado, quanto menor for o tamanho do cluster, maior será a capacidade do sistema (maior número de usuários) e menor será a robustez do mesmo, pois a distância entre as células co-canal será proporcionalmente menor (LEE, 1986).

Os grandes centros urbanos exigem elevado número de canais em uma área de cobertura devido ao elevado número de usuários, exigindo redução do número de células em um cluster. Pode-se ainda reduzir o tamanho das células, provocando o aumento da interferência co-canal e ocasionando perda na qualidade de comunicação. Pode-se dizer que o

aumento da capacidade do sistema fica restrito principalmente ao nível de sinal/interferência (S/I) produzida pelas células co-canal.

As estações rádio-base (ERBs) utilizam antenas que exibem máximo ganho na direção perpendicular a sua orientação (diagrama de irradiação *broadside*), o que favorece a propagação das ondas eletromagnéticas na direção de células co-canal e contribui com a interferência sobre determinados usuários no sistema. Além disso, a antena irradia parte da energia acima da linha horizontal ao seu posicionamento, o que corresponde a irradiar energia para regiões que se encontram acima da altura da torre. Na prática, as ERBs são instaladas em lugares altos, não havendo a necessidade de irradiar energia acima da linha do horizonte.

Um diagrama de irradiação para ERBs em forma de cossecante ao quadrado foi proposto por Hu e Chan (1999), visando a realizar uma distribuição uniforme de potência em toda a área de cobertura e a reduzir a interferência co-canal. O diagrama de irradiação em forma de cossecante ao quadrado foi obtido com uma rede de antenas isotrópicas através da aplicação do método Quasi-Newton para a obtenção da amplitude e fase da corrente de cada elemento da rede, a fim de obter o diagrama de irradiação desejado.

Outros métodos de síntese conhecidos pela comunidade acadêmica da área de Engenharia de Antenas são apresentados em Balanis (2005), tais como o método da Transformada de Fourier e de Woodward-Lawson. Tais métodos podem ser aplicados para a síntese de diagramas de irradiação para seguir um determinado contorno, porém nenhum destes possibilita o controle do nível dos lóbulos secundários. Desta forma, uma parcela da energia é irradiada para direções indesejadas.

Ao longo dos anos, diversos métodos de otimização surgiram, tais como algoritmo genético (GA) e enxame de partículas (PS), possibilitando modelar um diagrama de irradiação e realizar o controle do nível dos lóbulos secundários. O GA foi aplicado por Johnson e Rahmat-Samii (1994) para a obtenção dos coeficientes de excitação visando ao apontamento do diagrama de irradiação em determinada direção e controle do ângulo de meia-potência. Outro projeto que pode ser citado foi proposto por Pena, Gonzalez, López e Rengarajan (1999), que aplicaram GA para apontamento de diagrama e controle do nível dos lóbulos secundários. Anos mais tarde, Yuan, Zhou, Guo e Ding (2012) aplicaram GA na modelagem do diagrama de irradiação em forma de cossecante ao quadrado, considerando a distância entre os elementos como variável a ser otimizada, além da amplitude e fase da corrente de cada elemento da rede.

Já o PS foi aplicado inicialmente por Robinson e Rahmat-Samii (2004) no projeto das dimensões de uma antena corneta. Além disso, Khodier e Christodoulou (2005) aplicaram

este algoritmo para a obtenção de um diagrama que apresentasse pontos nulos em determinadas direções. Este algoritmo foi utilizado por Singh, Chandrudu e Mahanti (2013) para apontamento e controle do nível dos lóbulos secundários.

Os algoritmos citados anteriormente são classificados como métodos de busca global, pois permitem a busca de um valor mínimo ou máximo de determinada função independentemente dos valores de inicialização. Devido a isto, estes métodos são mais lentos se comparados a métodos de busca local, tais como mínimos quadrados e programação quadrática sequencial. Estes métodos, no entanto, dependem dos valores iniciais das variáveis do problema e devem ser aplicados em funções contínuas e conhecidas.

Um algoritmo de síntese baseado na solução de problemas de mínimos quadrados foi criado por Tseng e Griffiths (1992), visando ao apontamento e controle do nível dos lóbulos secundários. Este algoritmo possui uma solução fechada e foi aplicado por Maciel e Lacava (2005) para apontamento e controle do nível dos lóbulos secundários de redes lineares e planares para aplicação em um pseudo-satélite *GPS*. Já a programação quadrática sequencial foi aplicado por Koziel e Ogurtsov (2012) para apontamento, controle dos lóbulos secundários e inserção de nulos em determinadas direções.

Nos trabalhos de Hu e Chan (1999) e Yuan, Zhou, Guo e Ding (2012) foram considerados elementos isotrópicos na síntese do diagrama. Entretanto, o efeito da substituição dos elementos isotrópicos por antenas reais causa variações no diagrama sintetizado (SCHLOSSER; HECKLER; SPERANDIO; MACHADO, 2013). Portanto, deve-se escolher o tipo de antena e considerar o seu respectivo campo elétrico irradiado desde o início do processo de síntese. Adicionalmente, deve ser realizada a análise dos efeitos do acoplamento mútuo entre os elementos, de forma a corrigir as possíveis distorções no diagrama de irradiação dos elementos que compõem a rede.

Um tipo de antena que tem sido aplicada em larga escala nos últimos anos nas áreas de navegação, pseudo-satélites, entre outras, são as antenas de microfita. Este tipo de antena apresenta baixo custo, baixo peso, baixo arrasto aerodinâmico e facilidade de construção e integração com outros elementos de micro-ondas. Uma rede de antenas de microfita possibilita modelar um diagrama de irradiação a partir da alimentação dos elementos da rede com coeficientes de excitação apropriados.

Outra forma de obter um diagrama em forma de cossecante ao quadrado foi apresentada por Bergmann e Moreira (2003), que propuseram o projeto de uma antena omnidirecional com um refletor moldado. Este tipo de antena, porém, apresenta algumas

desvantagens se comparada às antenas de microfita, tais como elevado peso e alto custo de fabricação.

Neste trabalho, o projeto de uma rede de antenas de microfita para operar na faixa de frequência destinada para a tecnologia 4G no Brasil é apresentado. Para isso, técnicas de síntese e otimização são aplicadas para controlar o nível dos lóbulos secundários e realizar a síntese do diagrama de irradiação na forma de cossecante ao quadrado, visando à distribuição uniforme de potência em toda a área de cobertura da ERB na qual se supõe que a antena encontra-se instalada. Adicionalmente, tal diagrama conformado possibilitará a redução de perdas devido à irradiação para regiões acima do horizonte e a redução da interferência co-canal, elevando a eficiência e a capacidade de tráfego do sistema.

2. SISTEMAS DE TELEFONIA MÓVEL CELULAR

Sistemas de comunicação rádio-móvel surgiram a partir da necessidade de os usuários se comunicarem entre si, independentemente de suas localizações, o que não era possível através do sistema fixo. Essa flexibilidade permitiu que os usuários pudessem transitar de um local para outro utilizando o mesmo número telefônico. Desta forma, o receptor não está mais associado a um endereço fixo, mas sim ao chip que o identifica. Um sistema rádio-móvel possibilita, portanto, uma mobilidade contínua dentro de uma região de cobertura.

A comunicação sem fio tem evoluído bastante desde que Guglielmo Marconi demonstrou a capacidade de transmissão de informações via rádio. Com o passar dos anos, percebeu-se uma crescente mudança dos sistemas de telefonia móvel, que foram dadas a partir da evolução dos sistemas visando à melhoria da qualidade de comunicação, da capacidade de atendimento e na velocidade de transferência de dados. Atualmente, o desenvolvimento das comunicações móveis encontra-se em sua quarta geração (4G).

2.1. Sistema de comunicação

Os sistemas de comunicação móvel de primeira geração (1G) eram compostos por torres muito altas que eram colocadas sobre prédios, montanhas, e outros pontos estratégicos, e continham transmissores de elevada potência para possibilitar uma grande área de cobertura. A comunicação entre os usuários era dada por canais *half-duplex* (os dois usuários utilizavam o mesmo canal para a comunicação, porém de maneira não simultânea), com largura de banda de 120 kHz, exigida na época devido à falta de uma filtragem eficiente entre os canais adjacentes, de maneira que fosse garantida a interoperabilidade entre canais adjacentes e, conseqüentemente, boa qualidade na comunicação (RAPPAPORT, 2001).

Os sistemas de 1G apresentavam baixa capacidade de atendimento aos usuários, permitindo que apenas uma pequena parcela da população pudesse se comunicar ao mesmo tempo em uma mesma área de cobertura, o que ocasionava congestionamento de requisições de chamadas. Tal fato devia-se ao reduzido número de canais que as ERBs ofertavam em uma grande área de cobertura e ao elevado número de assinantes posicionados dentro desta célula. A partir da necessidade de ampliar o número de canais disponíveis aos usuários em uma dada área de cobertura, bem como, atender a todos os assinantes de áreas que não possuíam atendimento, foram propostos os conceitos de célula, cluster e reuso de frequência.

2.1.1. Reutilização de frequência e célula

Entre 1960 e 1970 a *Bell Labs* apresentou os conceitos de reutilização de frequência e célula (YOUNG, 1979), o que possibilitou o crescimento dos sistemas de comunicação sem fio e o surgimento dos sistemas de segunda geração (2G).

Uma célula é a área de cobertura de apenas uma estação rádio-base, que possui um dado conjunto de canais e que realiza o atendimento de clientes que se encontram na respectiva área de cobertura. As células adjacentes possuem diferentes conjuntos de canais em frequência, de modo que as ERBs não produzem interferência sobre os usuários de células vizinhas, permitindo a interligação das células na forma de uma estrutura celular e possibilitando a total cobertura de uma determinada região.

A evolução tecnológica trouxe o aperfeiçoamento dos filtros utilizados nos receptores. Desta forma, a largura de canal para a comunicação pôde ser reduzida de 120 kHz para 30 kHz, ou seja, quatro vezes inferior à largura dos canais encontrados nos sistemas 1G, o que proporcionou o aumento da capacidade do sistema (RAPPAPORT, 2001) sem a necessidade de ampliação da faixa total de operação das ERBs. Além disso, as ERBs passaram a atender regiões com menor área de cobertura através da redução da potência dos transmissores, o que possibilitou o aumento da capacidade de canais para uma mesma área de cobertura. A comunicação passou de *half-duplex* para *full-duplex*, permitindo com que os usuários pudessem se comunicar entre si ao mesmo tempo fazendo uso de dois canais para a comunicação. A Figura 2.1 apresenta um diagrama esquemático do sistema móvel celular.

Com a evolução tecnológica os aparelhos telefônicos passaram a serem usados não apenas para comunicação de sinais de voz, mas também para a transferência de dados em velocidades cada vez mais rápidas, dadas por sistemas de terceira geração (3G) e de quarta geração (4G).

2.1.2. Modelo geométrico de uma célula

Com o propósito de simplificar o projeto de sistemas celulares, e de se evitar super ou sub-dimensionamento do sistema em função de problemas com regiões sobrepostas ou áreas de nulos (ver Figura 2.2) encontradas no modelo de célula circular, optou-se por um modelo geométrico que mais se aproximasse da geometria circular e que, ao mesmo tempo, fosse matematicamente simples para se adotar como uma representação teórica de modelo de célula. Houve três formatos geométricos que foram propostos na época: quadrado, triângulo equilátero e o hexágono (MAC DONALD, 1978). Analisando-se a geometria dos três formatos citados, percebe-se que o hexágono possui a área que mais se aproxima da área de

uma circunferência de raio R , o que se tornou a representação padrão de uma célula nos atuais sistemas de telefonia móvel.

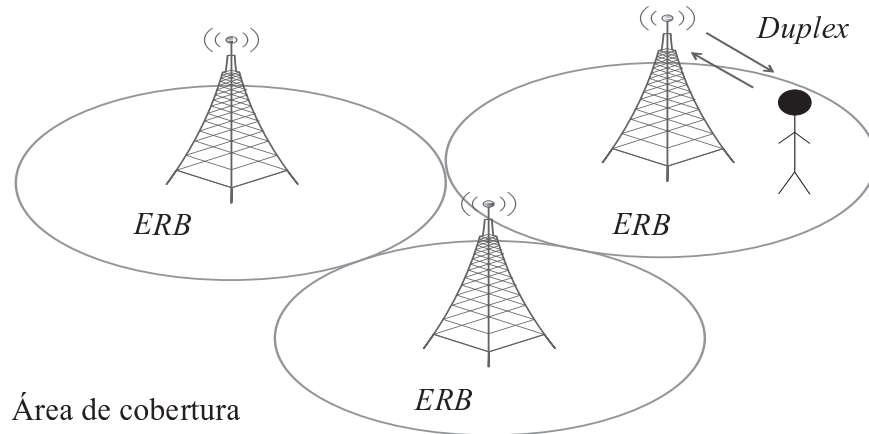


Figura 2.1 - Diagrama esquemático do sistema móvel celular.

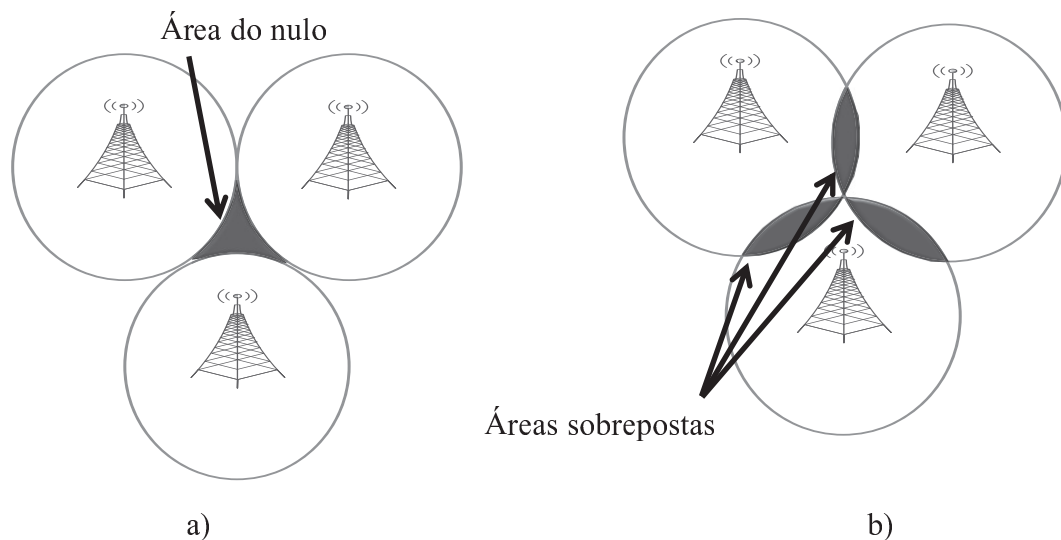


Figura 2.2 - Problemas encontrados na interligação de células circulares. a) Distribuição contendo a área sem cobertura; b) Distribuição contendo áreas sobrepostas.

2.1.3. Aumento da capacidade do sistema

Conforme mencionado anteriormente, um sistema de comunicação celular é responsável por prover a cobertura do sinal em uma determinada área. Essa área, por sua vez, é dividida em clusters, os quais são constituídos por certo conjunto de células. O tamanho da célula, bem como o tamanho do cluster, são parâmetros de projeto que devem ser definidos de acordo com a demanda de usuários e com as restrições de interferência co-canal admitidas, conforme apresentado nas próximas seções. Um exemplo de como os clusters são distribuídos em uma determinada área é ilustrado na Figura 2.3.

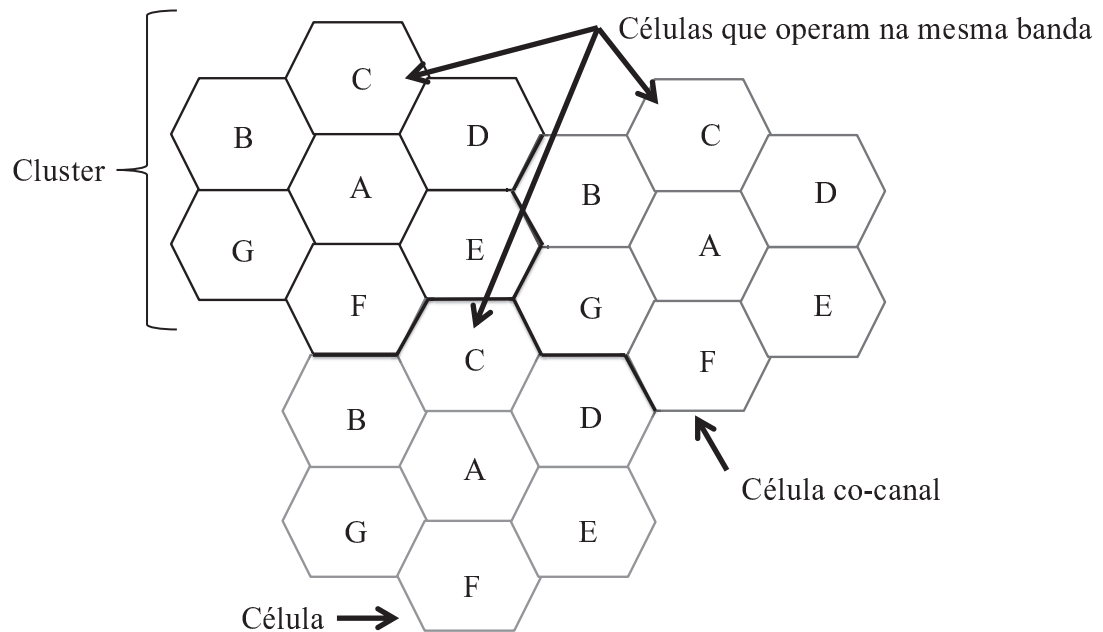


Figura 2.3 - Conceito de reutilização de frequência, célula, células co-canal e cluster.

Para melhor compreensão da relação entre tamanho de célula, tamanho de cluster, capacidade e robustez do sistema, uma breve análise é realizada. Considerando um sistema celular que possui uma largura de banda de operação BW e largura de cada canal *duplex* L_d , então o número total de canais S possíveis no sistema é dado por,

$$S = \frac{BW}{L_d} \quad (2.1)$$

Considerando que um cluster seja composto de N_c células, então o número de canais por célula G é dado por (2.2). Desta forma, pode-se dizer que a capacidade do sistema é inversamente proporcional ao número de células em um cluster.

$$G = \frac{S}{N_c} \quad (2.2)$$

No projeto do tamanho de cada cluster deve-se considerar o número de assinantes em uma dada área de cobertura, pois, a partir de (2.2), pode-se verificar que o número de canais por célula diminui à medida que o tamanho do cluster aumenta. Desta forma, deve-se deixar um número de canais suficientes para que estes clientes sejam atendidos. Porém, se o tamanho

do cluster for reduzido, a razão entre raio da célula R e a distância D entre células de diferentes clusters que possuem um mesmo conjunto de canais produzem uma interferência co-canal significativa, o que impacta na qualidade da comunicação.

O aumento no tamanho do cluster reduz a interferência co-canal, porém diminui o número de canais por célula e conseqüentemente a capacidade. Então, um compromisso entre estes dois parâmetros deve ser realizado no planejamento do sistema.

2.1.4. Interferência no sistema

A interferência é o maior limitador no desempenho dos sistemas de comunicação móvel celular. As fontes de interferência incluem outros terminais móveis na mesma área de cobertura, ERBs operando na mesma faixa de frequência e qualquer sistema que irradie energia na banda de operação da célula. Interferência nos canais de voz pode causar perdas na qualidade do sinal recebido (chiados e cortes no sinal de voz). Interferência nos canais de dados pode causar perdas ou erros no recebimento dos dados, enquanto que a interferência em canais de controle pode ocasionar (dependendo do nível de interferência) perda de chamada (do inglês, *dropped call*) devido a erros de sinalização.

Os dois tipos principais de interferências geradas pelo próprio sistema celular são interferência de canal adjacente e de co-canal, sendo a segunda de principal interesse neste trabalho.

2.1.4.1. Interferência co-canal

A reutilização de frequências implica que em determinada área de cobertura existam várias células que utilizam as mesmas faixas. Como consequência, existe a interferência que é causada entre usuários (em diferentes clusters) que utilizam o mesmo canal de comunicação.

A maneira mais direta e a talvez a mais simples de se reduzir a interferência co-canal é afastando-se as células que operam nas mesmas bandas de frequência. A interferência co-canal está relacionada com a razão da distância entre os centros das células D que operam na mesma banda e do raio da célula R . Aumentando-se a razão D/R , reduz-se a interferência co-canal. Esta razão D/R está relacionada com o tamanho do cluster, originando em um termo chamado de razão de reutilização do co-canal, dado por

$$Q = D/R = \sqrt{3N_c} \quad (2.3)$$

Um valor pequeno de Q resulta em maior capacidade do sistema, pois o tamanho do cluster é menor e, conseqüentemente, mais canais são ofertados aos usuários destas células. Um valor grande de Q melhora a qualidade de transmissão devido à redução da interferência co-canal, pois o tamanho do cluster é maior e, assim, as células que possuem um mesmo conjunto de frequências ficam mais afastadas entre si. Entretanto, a capacidade do sistema é afetada. Considerando-se um determinado número de células de interferência co-canal n_{ic} , então a razão sinal/interferência S/I para um usuário é dada por (2.4),

$$S/I = \frac{S}{\sum_{i=1}^{n_{ic}} P_i} \quad (2.4)$$

em que S é a potência de sinal desejada pelo usuário e P_i é a potência de interferência causada pela ERB da i -ésima célula co-canal. Em geral, considera-se apenas as células co-canal da primeira camada, ou seja, as mais próximas, que, para uma estrutura na forma hexagonal, corresponde a seis células.

A potência recebida por um assinante pode ser estimada através do modelo de propagação do sinal no espaço livre desde que exista uma linha de visada direta entre o transmissor e receptor. A potência recebida em função da distância do transmissor é dada pela equação de Friis simplificada, denotada por,

$$P_r(d_{tr}) = \frac{P_t G_t G_r \lambda_0^2}{(4\pi)^2 d_{tr}^2 H} \quad (2.5)$$

em que d_{tr} é a distância em metros entre transmissor e receptor, G_t é o ganho da antena transmissora, G_r é o ganho da antena receptora, λ_0 é o comprimento de onda em metros, P_t é a potência de transmissão em Watts, H é o fator de perda do sistema e P_r é a potência de recepção em Watts. Desta forma, através de (2.5), pode-se estimar a potência recebida desejada e de interferência a partir da distância d_{tr} , determinando-se assim a relação S/I .

Algumas técnicas foram propostas ao longo dos anos visando ao aumento da capacidade do sistema sem afetar a qualidade da comunicação e mantendo um nível de interferência abaixo do nível exigido, tais como divisão de células (MAC DONALD, 1979), setorização (LEE, 1986) e zonas de cobertura (LEE, 1991). As técnicas citadas anteriormente aplicam diferentes estratégias para redução da interferência co-canal visando ao aumento da capacidade do sistema, porém nenhuma delas leva em consideração as características elétricas

do elemento irradiador de energia com a devida importância. Por esta razão, este será o principal objetivo deste trabalho.

2.2. Antenas utilizadas em estações rádio-base

Usando-se a geometria hexagonal para modelar áreas de cobertura, os transmissores das ERBs são em geral posicionados no centro da célula, com o emprego de antenas omnidirecionais, ou em três dos seis vértices do hexágono, usando antenas direcionais setorizadas (MAC DONALD, 1979). As redes de antenas omnidirecionais e direcionais apresentam um diagrama no plano vertical (também conhecido como plano de elevação) com o máximo de irradiação na direção *broadside* ($\theta = 90^\circ$), intensificando a propagação das ondas eletromagnéticas na direção de células co-canal.

Além disso, parte da energia é irradiada acima da linha do horizonte, o que representa energia irradiada para o espaço, além de contribuir para a interferência co-canal. Diagramas com tais características foram apresentados por Di Piazza, Plitkins e Zysman (1978) e podem ser visualizados na Figura 2.4 e Figura 2.5.

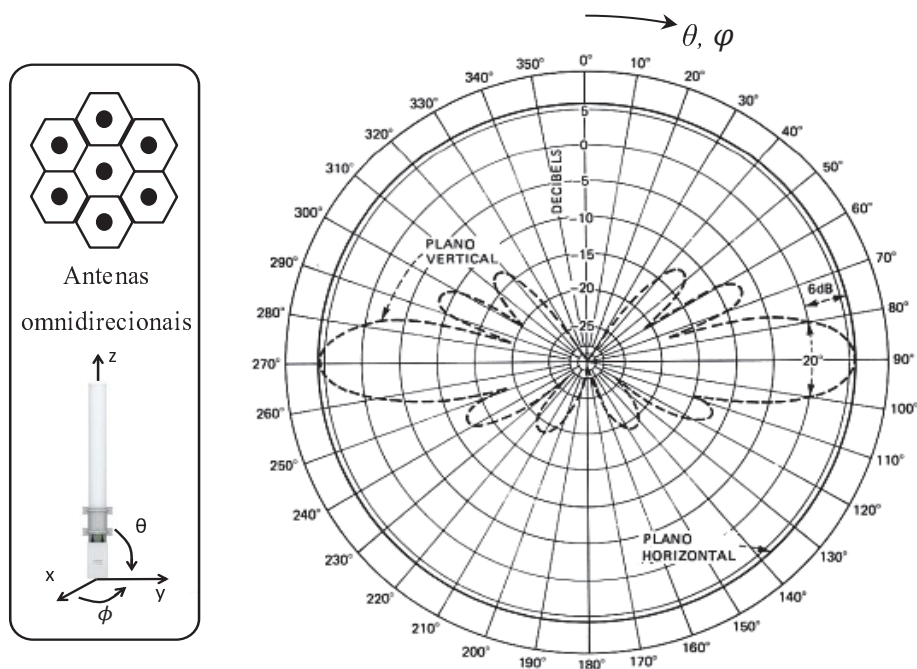


Figura 2.4 - Geometria de uma ERB para instalação no centro das células e respectivo diagrama de irradiação omnidirecional.

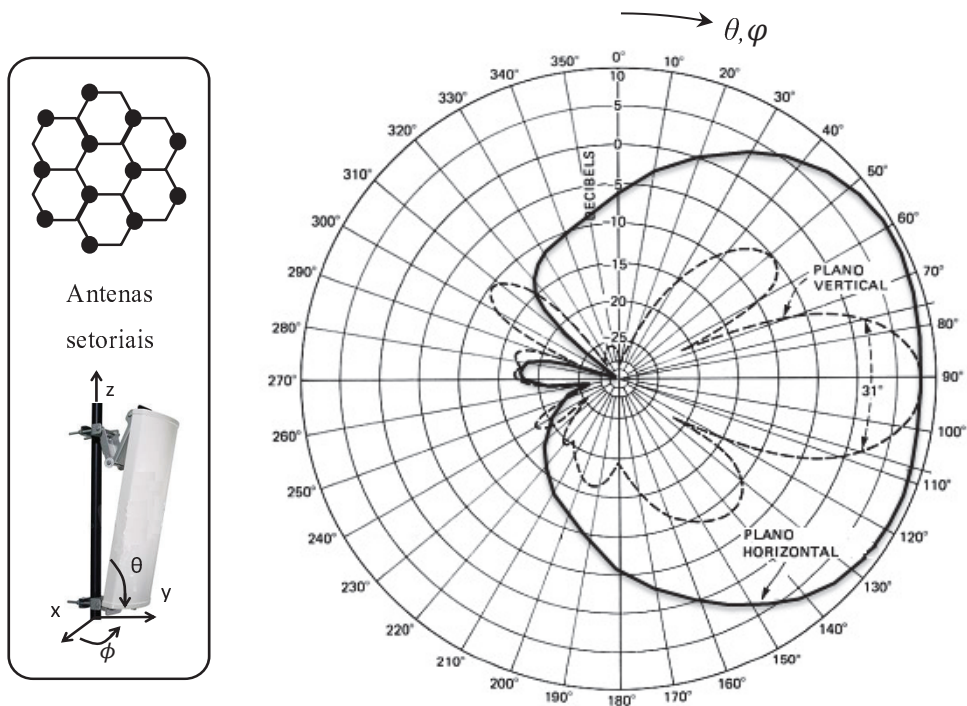


Figura 2.5 - Geometria e diagrama de irradiação típico de uma ERB setorial.

Em muitos casos, as antenas são inclinadas manualmente para direcionar o máximo do diagrama para a borda da célula (NEVES, LACAVA, 2002), porém esta manobra pode ser facilmente evitada se utilizado apontamento eletrônico do feixe.

2.3. Banda de operação das antenas utilizadas em ERBs

Os sistemas de telefonia móvel celular no Brasil operam em dupla faixa, sendo a primeira banda definida entre 824 a 955 MHz e uma segunda banda definida entre 1.710 MHz e 2.165 MHz, apresentadas pela ANATEL (2006) através da Resolução nº 454, sendo parte da segunda faixa destinada à tecnologia 3G. Recentemente, uma terceira faixa foi atribuída para a tecnologia 4G no Brasil entre 2.500 a 2.690 MHz. As subdivisões de cada faixa destinadas para a comunicação móvel e transferência de dados podem ser verificadas na Figura 2.6. As variáveis que subdividem as faixas correspondem as bandas destinadas às empresas de telefonia móvel no Brasil.

Neste trabalho, o projeto de uma rede de antenas de microfita com diagrama de irradiação conformado é realizado para operar na faixa alocada à tecnologia 4G.

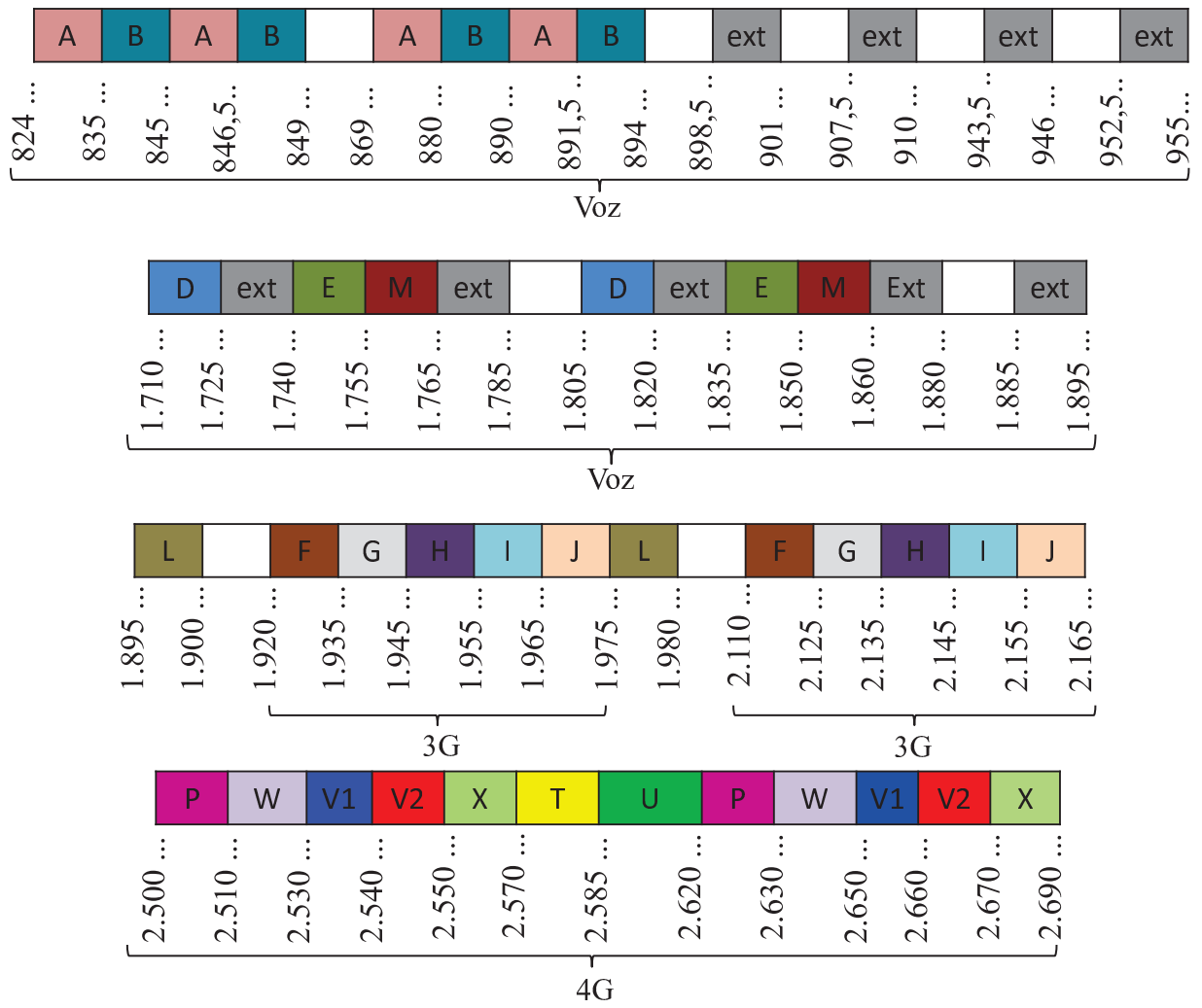


Figura 2.6 - Faixas destinadas para a comunicação móvel no Brasil (em MHz).

3. ESTUDO DE REDES DE ANTENAS COM CONFORMAÇÃO DE DIAGRAMA DE IRRADIAÇÃO

O caminho de propagação da onda entre transmissor e receptor pode variar de uma linha de visada até áreas totalmente obstruídas por prédios, montanhas, árvores, etc. Em função da diversidade de relevos e ambientes, o desvanecimento é estimado através de métodos estatísticos com base em medições realizadas em campo. Alguns modelos foram destacados por Mitra (2009), tais como Longley-Rice, Durkin, Okumura, Hata, entre outros. Porém, se o meio apresentar linha de visada direta, a potência recebida pode ser aproximada por (2.5).

Com o intuito de compensar este efeito, deseja-se obter um diagrama que propicie uma distribuição uniforme de potência em toda área de cobertura de uma célula. Para isto, a Figura 3.1 apresenta a potência recebida pelo usuário em função do ângulo de irradiação θ_{ir} da antena. Para se obter a potência em termos de θ_{ir} , a relação entre a distância do transmissor ao receptor em função da altura da torre h_t é dada por

$$d_{tr} = \frac{h_t}{\text{sen}(\theta_{ir})} \quad (3.1)$$

Pela relação trigonométrica

$$\text{csc}(\theta_{ir}) = \frac{1}{\text{sen}(\theta_{ir})} \quad (3.2)$$

obtém-se

$$d_{tr} = h_t \text{csc}(\theta_{ir}) \quad (3.3)$$

Utilizando-se a relação encontrada, pode-se reescrever a potência recebida de (2.5) em função do ângulo de irradiação como sendo

$$P_r(\theta) = \frac{P_t G_t G_r \lambda_0^2}{(4\pi)^2 (h_t \text{csc}(\theta_{ir}))^2 H} \quad (3.4)$$

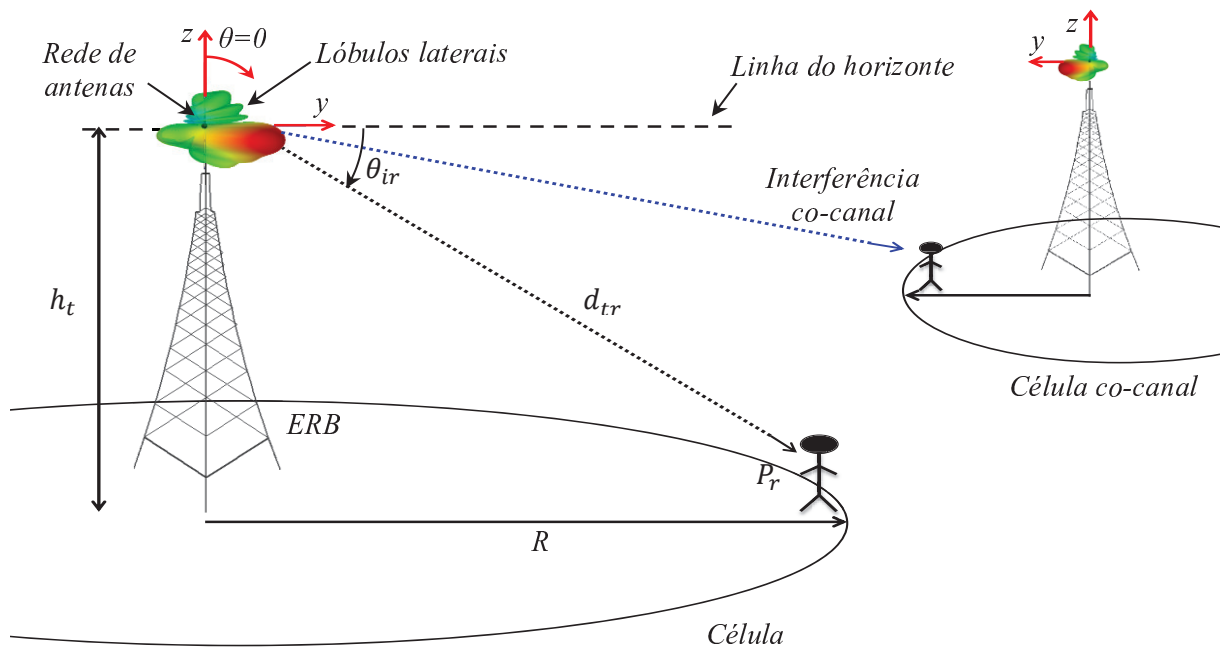


Figura 3.1 - Ilustração esquemática para cálculo da potência recebida em função do ângulo de irradiação.

Como se deseja obter um nível de potência constante em toda a área de cobertura, então deve-se escrever a potência transmitida em função do ângulo de irradiação, o que resulta em

$$P_t G_t(\theta) = \frac{P_r (4\pi)^2 h_t^2 \csc^2(\theta_{ir}) H}{G_r \lambda_0^2} \quad (3.5)$$

Desta forma, o diagrama de irradiação necessário para uma distribuição uniforme de potência deve apresentar um formato de $\csc^2(\theta_{ir})$. De acordo com a convenção adotada na Figura 3.1, $\theta_{ir} = \theta - 90^\circ$. Portanto, $\csc^2(\theta_{ir}) = \csc^2(\theta - 90^\circ)$.

O diagrama de irradiação deve variar na forma de $\csc^2(\theta - 90^\circ)$ entre o ângulo de apontamento na direção da borda da célula e $\theta = 180^\circ$ (próxima à estrutura da torre). O ângulo em direção à borda da célula depende da altura da torre h_t e também do raio da célula R , conforme a Figura 3.1.

As células podem ser classificadas em função do raio de cobertura como picocélulas, microcélulas ou macrocélulas. As picocélulas apresentam um raio de cobertura de até 150

metros, microcélulas apresentam um raio de até 1000 m, enquanto que macrocélulas apresentam raio de cobertura acima de 1000 m (RAPPAPORT, 2001).

Se a razão entre $h_t/R \geq 0,03$, então se pode obter um diagrama de irradiação que consiga minimizar a potência irradiada em direção à célula co-canal. Caso contrário, torna-se difícil a obtenção de um diagrama para a respectiva finalidade, pois o ângulo de irradiação na direção da borda é muito próximo do ângulo em direção à célula co-canal ($\sim 90^\circ$). Tal fato demanda um número elevadíssimo de elementos para compor a rede de antenas, de modo a resultar em um diagrama com alta diretividade. Entretanto, para os casos em que esta relação é satisfeita, a técnica pode ser aplicada para fornecer um nível de potência constante ao longo da célula e para reduzir o nível de potência irradiada para a célula co-canal.

Alguns cenários que satisfazem a relação $h_t/R \geq 0,03$ são:

Picocélulas:

- Raio de cobertura: 150 m, altura de torre: 7 m;

Microcélulas:

- Raio de cobertura: 500 m, altura de torre: 15 m;

- Raio de cobertura: 1000 m, altura de torre: 30 m.

Macrocellulas:

- Raio de cobertura: 1500 m, altura de torre: 45 m.

Levando-se em consideração os cenários acima, pode-se limitar a variação do ângulo do diagrama de irradiação no formato cossecante ao quadrado entre 92° e 180° . Entretanto, outros intervalos poderiam ser definidos caso ocorresse à mudança da altura da torre ou do raio de cobertura. Para se obter um diagrama de irradiação neste formato, métodos de síntese devem ser aplicados.

3.1. Diagrama de irradiação

Neste trabalho é apresentada a fundamentação teórica para uma rede linear com elementos dispostos ao longo da direção z , pois com essa consideração, o fator de rede apresenta apenas dependência da coordenada θ do sistema de coordenadas esféricas. Apesar desta simplificação, a teoria desenvolvida a seguir é geral e pode ser facilmente adaptada para redes com elementos ao longo de outras orientações. O campo elétrico total irradiado por uma rede linear composta de N elementos dispostos ao longo do eixo z , como mostrado na Figura 3.2, é dada por

$$\vec{E}_{rede} = \sum_{i=1}^N \vec{E}_i e^{j k_0 z_i \cos\theta}, \quad (3.6)$$

onde \vec{E}_i é o campo elétrico irradiado pelo i -ésimo elemento da rede, $z_i = (i-1)d$, d é o espaçamento uniforme entre os elementos adjacentes da rede e k_0 é a constante de propagação das ondas eletromagnéticas no espaço livre. O parâmetro z_i é definido aqui para o caso de espaçamento uniforme entre os elementos. Entretanto, em alguns estudos encontrados na literatura, esta variável é usada em sínteses de redes de antenas, conforme apresentado no trabalho de Yuan, Zhou, Guo e Ding (2012), não representando uma distância uniforme entre os elementos. Neste caso, z_i passa a ser um dos parâmetros da rede a serem otimizados.

O termo \vec{E}_i pode ser expandido para

$$\vec{E}_i = I_i \cdot \frac{e^{-j k_0 r}}{r} \vec{e}_i(\theta, \varphi) \quad (3.7)$$

em que I_i é um valor complexo que representa a corrente imposta nos terminais de cada antena (coeficiente de excitação), r é a distância radial em relação à origem do sistema de coordenadas na Figura 3.2, e

$$\vec{e}_i(\theta, \varphi) = e_{i\theta}(\theta, \varphi) \hat{\theta} + e_{i\varphi}(\theta, \varphi) \hat{\varphi} \quad (3.8)$$

é o termo que contém a dependência angular do diagrama de irradiação de um elemento simples usado para compor a rede. Em muitos trabalhos encontrados na literatura, os autores costumam considerar elementos isotrópicos, ou seja, $|\vec{e}_i(\theta, \varphi)| = 1$, conforme apresentado por Hu e Chan (1999). Entretanto, sabe-se que o diagrama de irradiação de uma antena real não possui característica isotrópica, mas sim um diagrama característico, cujo formato é função da geometria do irradiador. Em (3.6) e (3.7), o somatório de $I_i e^{j k_0 z_i \cos\theta}$ é conhecido como fator de rede (AF), que é uma função complexa, adimensional, e dependente da posição de cada elemento na rede em função das coordenadas espaciais e da excitação de cada elemento I_i . A síntese de diagramas consiste em determinar os valores de I_i , de forma a reproduzir um diagrama de irradiação desejado.

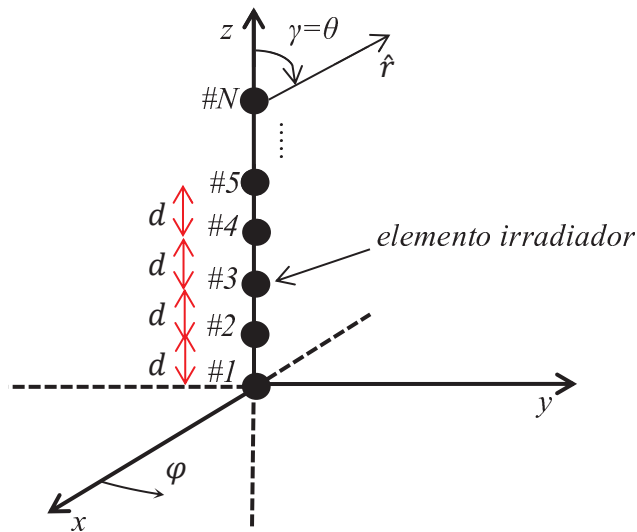


Figura 3.2 - Geometria de uma rede linear com elementos dispostos ao longo do eixo z .

A amplitude do campo elétrico obtido pela rede, \vec{E}_{rede} , deve apresentar a distribuição apresentada na Figura 3.3, na qual é possível verificar que o diagrama foi normalizado para o valor do campo elétrico no ângulo θ_n , para evitar a singularidade da função $csc^2(\theta - 90^\circ)$ próximo a $\theta = 90^\circ$. Do contrário, a síntese do diagrama se tornaria impraticável. Aplicando-se esta restrição, o diagrama permanece constante de $\theta_c = 92^\circ$ (direção da borda da célula) até o ângulo θ_n , e segue a função $csc^2(\theta - 90^\circ)$ de θ_n até $\theta_d = 180^\circ$ (base da torre). O nível dos lóbulos secundários (do inglês *side-lobe level - SLL*) é determinado no intervalo entre θ_a e θ_b , e representa a região de irradiação de potência acima da linha do horizonte da ERB.

Atualmente diferentes técnicas de síntese são encontradas na literatura para modelar o diagrama em um formato específico. Segundo Balanis (2005), a síntese de diagrama de antenas pode ser dividida em três categorias. A primeira consiste em determinar a direção dos nulos do diagrama, o que pode ser realizado pelo método clássico de Schelkunoff. Na segunda, pode-se determinar a direção e a largura do lóbulo principal, denominado como conformação de feixe, como é o caso do método clássico da Transformada de Fourier e da técnica de Woodward-Lawson. A terceira categoria inclui técnicas para controle de lóbulos secundários, como é o caso do método de Dolph-Tschebyscheff. Outra alternativa para esta finalidade é o uso de um método de síntese baseado na solução de problemas de mínimos quadrados, o qual foi proposto por Tseng e Griffiths (1992). Outras metodologias permitem realizar todas as funções citadas anteriormente em um mesmo algoritmo, podendo-se citar o algoritmo genético (YUAN; ZHOU; GUO; DING, 2012), o enxame de partículas (SINGH;

CHANDRUDU; MAHANTI, 2013), a evolução diferencial (ROCCA; OLIVERI; MASSA, 2011) e a programação quadrática sequencial (KOZIEL; OGURTSOV, 2012).

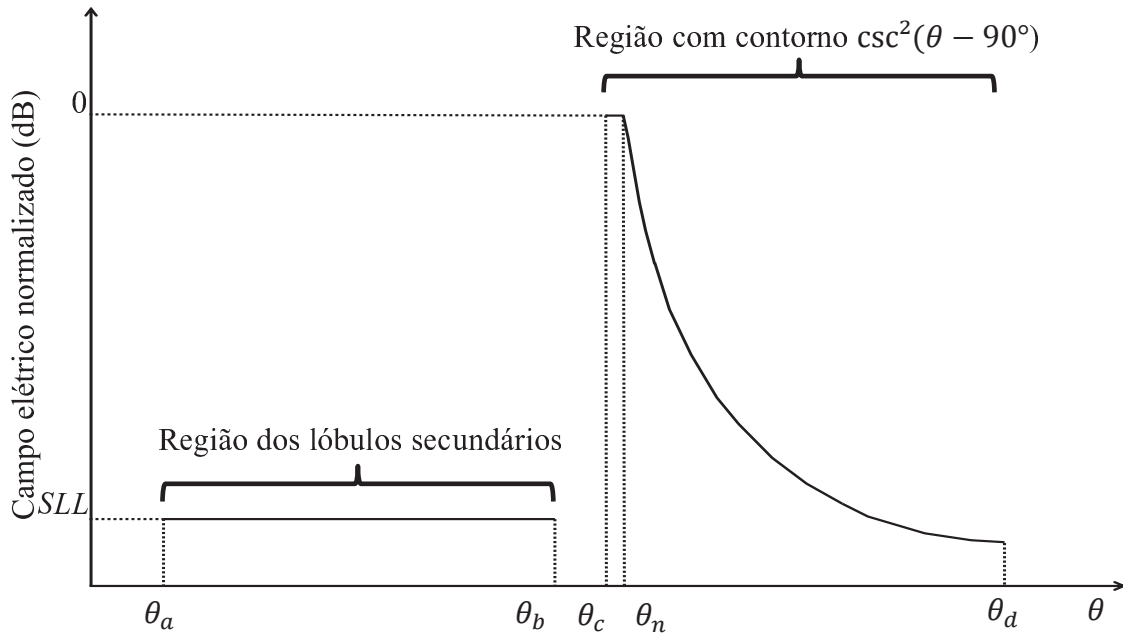


Figura 3.3 - Diagrama especificado para estações rádio-base.

Primeiramente, os métodos clássicos da Transformada de Fourier e de Woodward-Lawson serão apresentados visando à conformação do feixe na forma de cossecante ao quadrado. Além destes, o algoritmo baseado na solução de uma sequência de problemas de mínimos quadrados, proposto por Tseng e Griffiths (1992), usado para apontamento de diagrama, foi adaptado na busca da síntese do diagrama com a forma requerida neste trabalho. Nas próximas seções será apresentado o princípio de funcionamento dos métodos visando à conformação de diagramas de irradiação.

3.2. Método da Transformada de Fourier

Este método é aplicado para determinar a distribuição de corrente de excitação dos diferentes elementos que compõem uma rede de antenas. Desta forma, variando-se a amplitude e fase das correntes de cada elemento, podem-se obter diferentes diagramas de irradiação. Para uma rede linear com N elementos isotrópicos posicionados ao longo do eixo z e igualmente espaçados, o diagrama de irradiação é dependente apenas de θ , podendo ser escrito a partir de (3.6) e (3.7) como

$$|\vec{E}_{rede}(\theta)| = AF(\theta) = \sum_{i=1}^N I_i e^{j(i-1)\psi} \quad (3.9)$$

em que $\psi = k_0 d \cos \theta$. As variáveis que controlam a síntese do diagrama da rede são: o número de elementos, o espaçamento entre antenas adjacentes e a corrente complexa de excitação de cada elemento, denotado na forma polar como $|I_i| \angle \phi_i$, e sendo ϕ_i a fase da excitação do i -ésimo elemento. Neste trabalho, considera-se o espaçamento entre os elementos de $0,5 \lambda_0$ para estudos iniciais, sendo λ_0 o comprimento de onda no espaço livre, e realiza-se um estudo do número de elementos da rede.

Nesta abordagem são consideradas redes com o centro geométrico localizado na origem do sistema de coordenadas retangulares, como observadas na Figura 3.4. Desta forma, as expressões para um número ímpar ou par de elementos diferem em função da disposição dos elementos na rede. Nesta nova configuração, a equação (3.9) deve ser modificada, sendo que o fator de rede para um número ímpar de elementos é dado por,

$$AF(\theta) = AF(\psi) = \sum_{i=-M}^M I_i e^{j i \psi} \quad (3.10)$$

onde a variável M corresponde ao número de elementos situados acima e abaixo da origem, conforme apresentado na Figura 3.4.a) e equivalente a

$$M = \frac{N - 1}{2} \quad (3.11)$$

Os coeficientes de excitação de uma rede com número ímpar de elementos (ver Figura 3.4.a)) são calculados pelo método da Transformada de Fourier através de

$$I_i = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} AF(\psi) e^{-j i \psi} d\psi = \frac{1}{2\pi} \int_{\psi_{inf}}^{\psi_{sup}} AF(\psi) e^{-j i \psi} d\psi \quad -M \leq i \leq M \quad (3.12)$$

As expressões para uma rede com número par de antenas (ver Figura 3.4.b)) diferem às aplicada ao caso anterior, uma vez que não há nenhum irradiador situado no centro geométrico da rede. Neste caso, o fator de rede é descrito por

$$AF(\theta) = AF(\psi) = \sum_{i=-M}^{-1} I_i e^{j((2i+1)/2)\psi} + \sum_{i=1}^M I_i e^{j((2i-1)/2)\psi} \quad (3.13)$$

em que a variável M é o número de elementos localizados na metade superior da rede e determinado por

$$M = \frac{N}{2} \quad (3.14)$$

Os coeficientes de excitação dos elementos de uma rede com um número par de elementos calculados pelo método da Transformada de Fourier são determinados por

$$I_i = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} AF(\psi) e^{-j((2i+1)/2)\psi} d\psi = \frac{1}{2\pi} \int_{\psi_{inf}}^{\psi_{sup}} AF(\psi) e^{-j((2i+1)/2)\psi} d\psi \quad (3.15a)$$

$$-M \leq i \leq -1$$

$$I_i = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} AF(\psi) e^{-j((2i-1)/2)\psi} d\psi = \frac{1}{2\pi} \int_{\psi_{inf}}^{\psi_{sup}} AF(\psi) e^{-j((2i-1)/2)\psi} d\psi \quad (3.15b)$$

$$1 \leq i \leq M$$

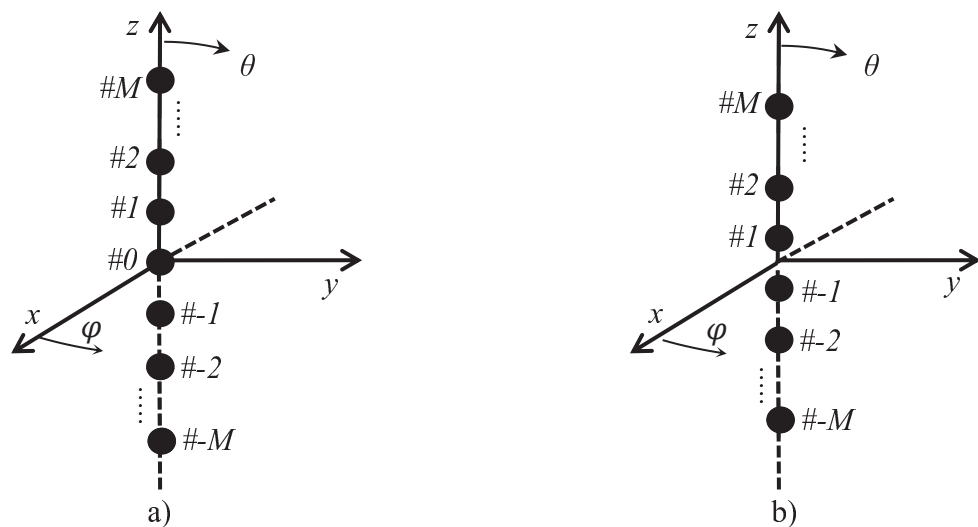


Figura 3.4 - Elementos situados na rede levando-se em consideração o centro médio. a) Rede com número ímpar de elementos; b) Rede com número par de elementos.

As expressões vistas anteriormente foram implementadas em Matlab visando inicialmente à obtenção dos coeficientes de excitação dos elementos que compõem redes de antenas, com o intuito de reproduzir diagramas que apresentem apontamento de feixe na direção da borda da célula ($\theta=92^\circ$). Os resultados obtidos para redes com 10, 15 e 20 elementos podem ser verificados na Figura 3.5. Apesar do método não permitir o controle dos lóbulos secundários, os coeficientes calculados resultaram em diagramas que atenderam a direção de apontamento.

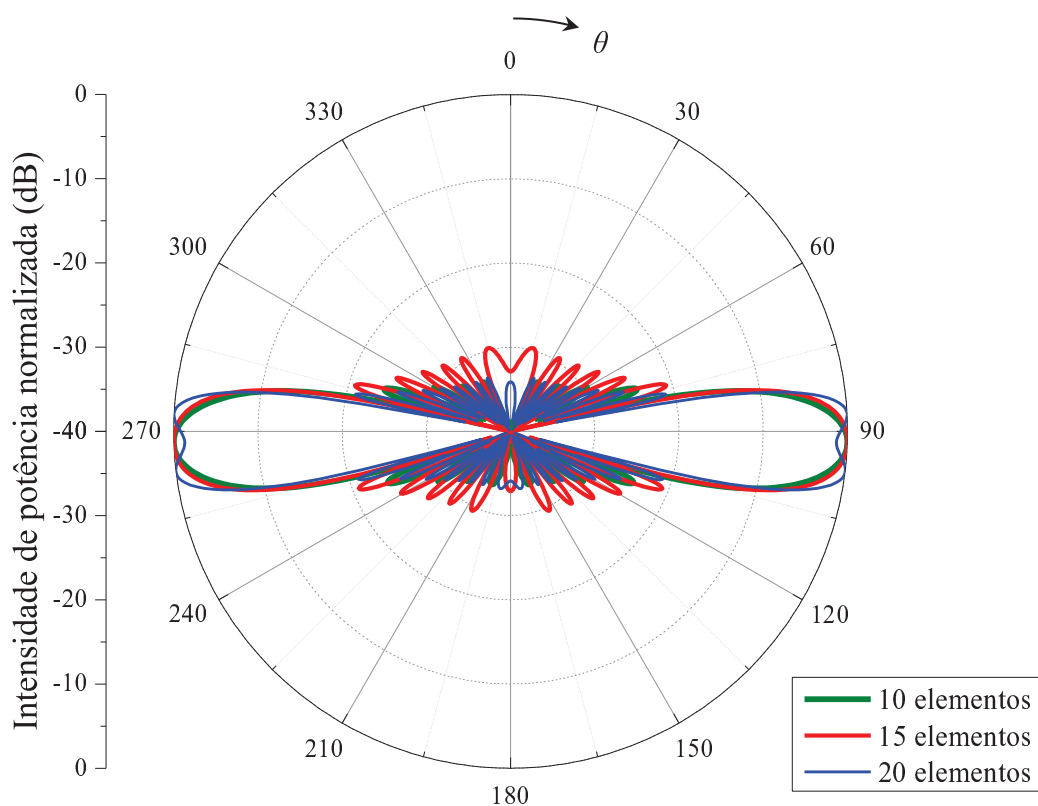


Figura 3.5 - Diagrama de irradiação normalizado no plano yz para uma rede linear de N elementos isotrópicos, com apontamento definido entre $82^\circ \leq \theta \leq 102^\circ$ (máximo em 92°).

Tendo em vista a funcionalidade do método para apontamento de feixe, as expressões implementadas anteriormente foram adaptadas visando à obtenção dos coeficientes de excitação e, conseqüentemente, ao diagrama desejado na forma de \csc^2 . Para as análises, foram consideradas redes compostas de elementos isotrópicos e diagramas de irradiação em forma de cossecante ao quadrado entre $92^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$, conforme a definição apresentada na Figura 3.3. Para se determinar os coeficientes de excitação, deve-se reescrever o contorno desejado, $\csc^2(\theta - 90^\circ)$, que possui dependência de θ , em termos de ψ , resultando em

$$AF(\psi) = \text{csc}^2 \left(\cos^{-1} \left(\frac{\psi}{k_0 d} \right) - 90^\circ \right) \quad (3.16)$$

Vale destacar que, para uma rede de elementos isotrópicos, o AF é igual ao diagrama a ser sintetizado, resultando em (3.16). A Eq. (3.16) deve ser substituída em (3.12) ou (3.15) e posteriormente integrada ao longo do intervalo definido entre $[\psi_c, \psi_n]$ e $[\psi_n, \psi_d]$, em que

$$\psi_c = k_0 d \cos(\theta_c) \quad (3.17a)$$

$$\psi_n = k_0 d \cos(\theta_n) \quad (3.17b)$$

$$\psi_d = k_0 d \cos(\theta_d) \quad (3.17c)$$

Os ângulos θ_c , θ_n e θ_d são detalhados na Figura 3.3. Alguns resultados obtidos por este método podem ser visualizados na Figura 3.6, onde o foco da análise foi a influência do número de elementos da rede na forma do diagrama sintetizado.

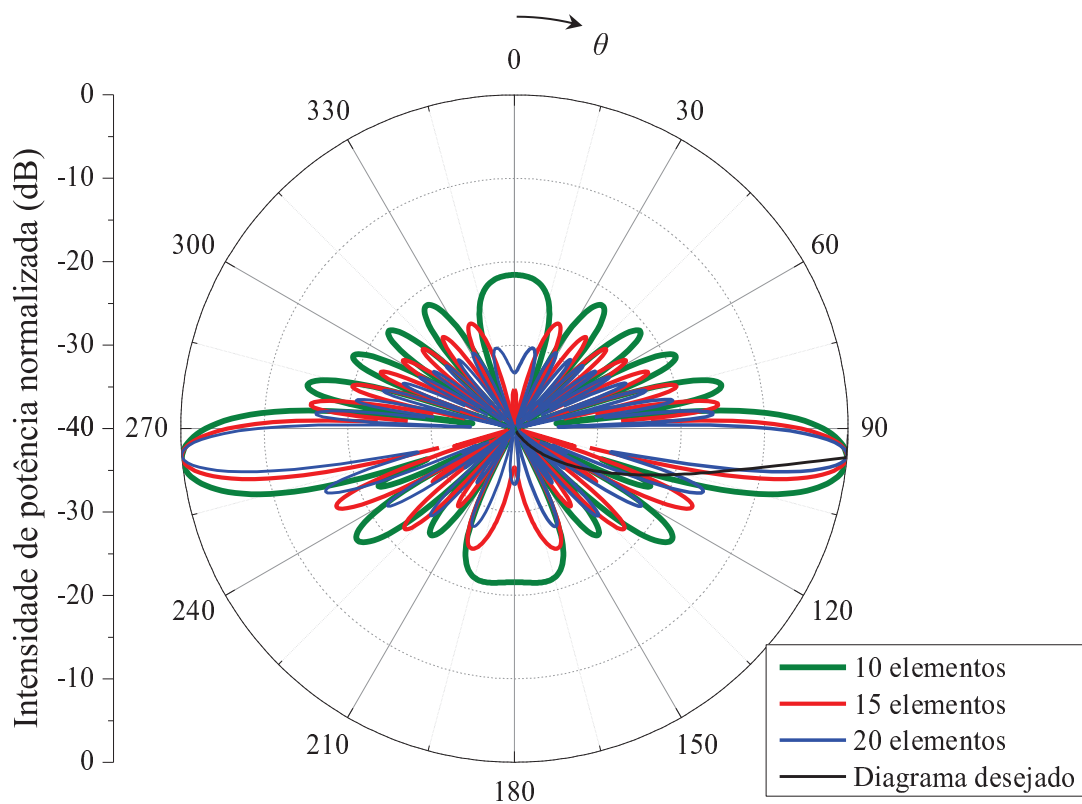


Figura 3.6 - Diagrama de irradiação normalizado no plano yz para uma rede linear de N elementos isotrópicos, com região $\text{csc}^2(\theta - 90^\circ)$ para $\theta_c=92^\circ$ e $\theta_d=180^\circ$.

Pode-se observar que, à medida que o número de elementos aumenta, mais próximo o diagrama sintetizado chega de sua especificação (máscara), necessitando de um número de elementos superior a 40 para se obter uma boa representação do diagrama especificado.

3.3. Método de Woodward-Lawson

Uma das técnicas muito conhecida para apontamento de feixe é o método de Woodward-Lawson. Este método realiza a síntese através de diversas posições discretas, ou seja, para cada posição existe uma corrente harmônica com amplitude e defasagem progressiva uniforme, cujo campo correspondente é conhecido por *função de composição*. Para uma rede de antenas a função de composição é representada por $b_i \text{sen}(N\phi_i)/N\text{sen}(\phi_i)$. Segundo Balanis (2005), o termo b_i representa o coeficiente de excitação de cada corrente harmônica em sua posição discreta, e a mesma deve apresentar intensidade de mesma amplitude do diagrama desejado no ponto analisado. Cada elemento que compõem a rede corresponde a uma função de composição.

A primeira função de composição produz um diagrama cuja posição é determinada pela defasagem progressiva uniforme. Uma segunda função de composição surge coincidindo com o nulo mais interno da primeira função de composição, o que ocorre devido a um ajuste na defasagem progressiva. O diagrama de irradiação é obtido pela soma de todas as funções de composição, ou seja, pela soma de todas harmônicas que compõem o diagrama de irradiação determinado pelos N elementos da rede.

O fator de rede para o diagrama desejado é obtido pelo somatório do diagrama produzido por todos os elementos que compõem a rede, dado por

$$E_{rede}(\theta) = AF(\theta) = \sum_{i=-M}^M b_i \frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}k_0d(\cos(\theta) - \cos(\theta_i))\right)}{N\text{sen}\left(\frac{N}{2}k_0d(\cos(\theta) - \cos(\theta_i))\right)} \quad (3.18)$$

O máximo de cada termo ocorre quando $\theta = \theta_i$, que corresponde ao ângulo do máximo da função de composição, ou seja, quando $b_i = AF(\theta = \theta_i)$. Para um número ímpar de elementos, este ângulo é determinado por

$$\cos(\theta_i) = i\Delta = i \frac{\lambda_0}{Nd}, \quad i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm M \quad (3.19)$$

em que M é definido em (3.11). Já o ângulo em que ocorre o ponto máximo para um número par de elementos é dado por

$$\cos(\theta_i) = \frac{(2i - 1)}{2} \Delta = \frac{(2i - 1)}{2} \frac{\lambda_0}{Nd}, \quad i = +1, +2, \dots, +M \quad (3.20a)$$

$$\cos(\theta_i) = \frac{(2i + 1)}{2} \Delta = \frac{(2i + 1)}{2} \frac{\lambda_0}{Nd}, \quad i = -1, -2, \dots, -M \quad (3.20b)$$

onde M é definido em (3.14). O coeficiente normalizado de excitação de cada elemento (I_i) que compõe a rede para a obtenção do diagrama sintetizado é definido conforme a expressão abaixo

$$I_i(z) = \frac{1}{N} \sum_{i=-M}^M b_i e^{-jk_0 z_i \cos(\theta_i)} \quad (3.21)$$

em que z_i é a distância de cada elemento i ao longo de z , dado por $z_i = (i-1)d$, e i é definido de $[-M, M]$. As expressões do método de Woodward-Lawson foram implementadas em Matlab visando a obtenção dos coeficientes de excitação dos elementos que compõem redes de antenas, com o intuito de reproduzir diagramas que apresentem apontamento de feixe na direção da borda da célula ($\theta=92^\circ$).

Para a análise foram consideradas redes compostas apenas de 10, 15 e 20 elementos isotrópicos, semelhante à análise realizada para o método da Transformada de Fourier. Os resultados obtidos podem ser visualizados na Figura 3.7. Apesar do método não permitir o controle dos lóbulos secundários, os coeficientes calculados resultaram em diagramas que atenderam a direção de apontamento.

Posteriormente, o método foi adaptado para o diagrama especificado na Figura 3.3, sendo os resultados obtidos utilizando-se diferentes números de elementos apresentados na Figura 3.8.

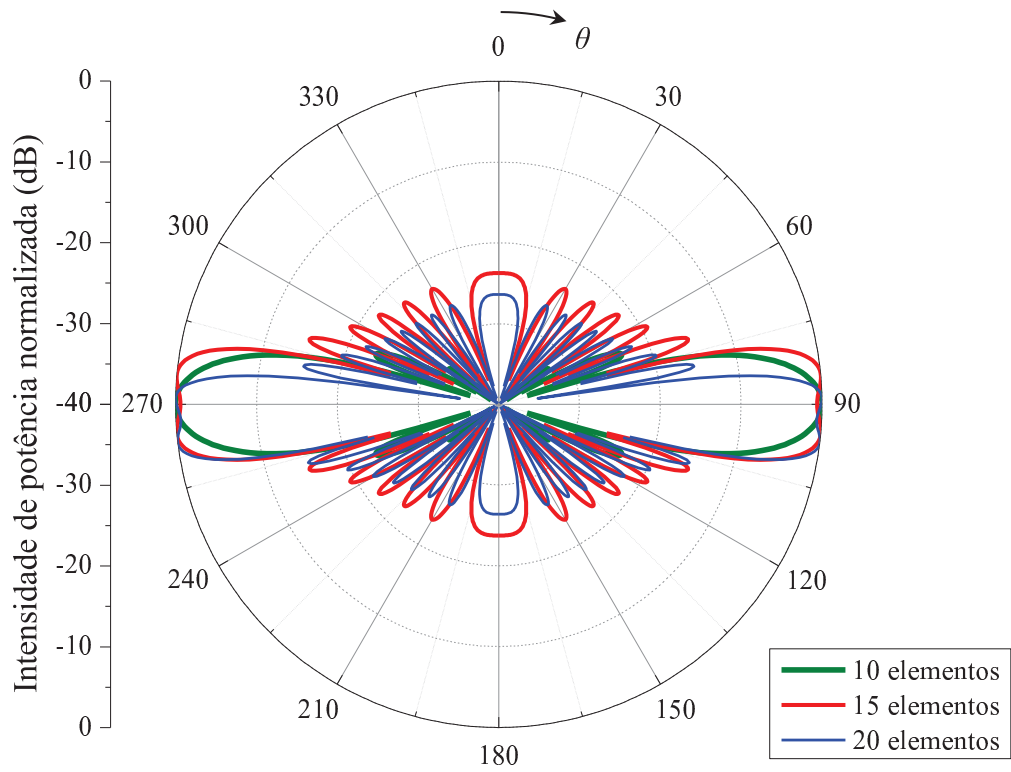


Figura 3.7 - Diagrama de irradiação normalizado no plano yz para uma rede linear de N elementos isotrópicos, com apontamento definido entre $82^\circ \leq \theta \leq 102^\circ$ (máximo em 92°).

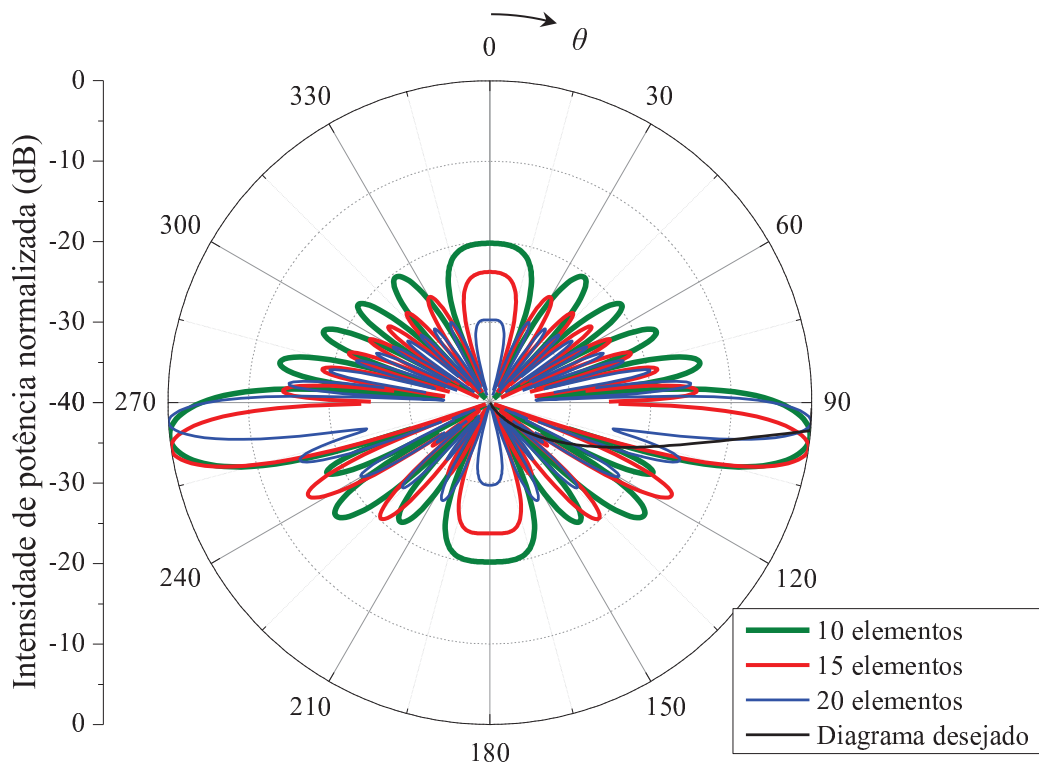


Figura 3.8 - Diagrama de irradiação normalizado no plano yz para uma rede linear de N elementos isotrópicos, com região $csc^2(\theta - 90^\circ)$ para $\theta_c=92^\circ$ e $\theta_d=180^\circ$.

3.4. Mínimos Quadrados

Pode-se observar que ambos os métodos abordados até agora apresentaram pouca eficiência para a modelagem do diagrama de irradiação na forma de cossecante ao quadrado, necessitando um elevado número de elementos para que o erro em relação ao diagrama desejado seja minimizado. Além disso, nenhuma das técnicas anteriores possibilita o controle dos lóbulos secundários e, conseqüentemente, não há como controlar a parcela da energia irradiada para regiões indesejadas. Assim sendo, faz-se necessário modificar a abordagem para utilização de técnicas de otimização mais elaboradas.

O método dos mínimos quadrados envolve a solução de uma seqüência de problemas de mínimos quadrados com restrições lineares, permitindo assim o apontamento do diagrama e o controle dos lóbulos secundários. Este algoritmo foi proposto por Tseng e Griffiths (1992) e implementado por Maciel e Lacava (2005) para apontamento e controle do nível dos lóbulos secundários de redes lineares e planares visando à aplicação em um pseudo-satélite *GPS*. Já Ferreira (2012) usou o algoritmo para apontamento de feixe e controle dos lóbulos secundários de redes de antenas sobre superfícies cilíndricas, esféricas e cônicas. Conforme citado anteriormente, o diagrama de irradiação total para cada direção de θ é dado pela soma dos produtos originados na respectiva direção, que corresponde na multiplicação do coeficiente de excitação de cada elemento pelo diagrama individual de cada antena ao longo da rede. Na forma matricial,

$$E_{rede}(\theta) = w^\dagger v(\theta) \quad (3.22)$$

em que \dagger representa a transposta hermitiana e w um vetor de excitação denotado por

$$w = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \\ \vdots \\ w_N \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

o qual é relacionado com o vetor das correntes de excitação por $I = w^\dagger$ e $v(\theta)$ é o vetor associado aos diagramas de irradiação dos elementos que compõem a rede, representado por

$$v(\theta) = \begin{bmatrix} E_1(\theta)e^{j\psi_1} \\ E_2(\theta)e^{j\psi_2} \\ E_3(\theta)e^{j\psi_3} \\ \vdots \\ E_N(\theta)e^{j\psi_N} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Em (3.24), $E_i(\theta)$ é o diagrama individual do i -ésimo elemento.

A síntese consiste em encontrar o vetor excitação w a partir da solução de uma sequência de problemas de mínimos quadrados com restrições lineares. Com a finalidade de minimizar a energia irradiada para determinadas regiões e realizar o apontamento de feixe, o problema é denotado por

$$\min_w w^\dagger A w \quad (3.25)$$

sujeita às seguintes restrições lineares,

$$C^t \tilde{w} = f \quad (3.26)$$

sendo C uma matriz de ordem $2N \times k$ que contém k restrições do problema, calculada por

$$C = [\tilde{v}_b \quad v_{b1} \quad \tilde{v}_c]^t \quad (3.27)$$

em que

$$\tilde{v}_b = [Re\{v_b^t\} \quad Im\{v_b^t\}]^t \quad (3.28a)$$

$$v_{b1} = [-Im\{v_b^t\} \quad Re\{v_b^t\}]^t \quad (3.28b)$$

$$\tilde{v}_c = [Re\{v_c^t\} \quad Im\{v_c^t\}]^t \quad (3.28c)$$

sendo $v_b = v(\theta_m)$, sendo θ_m a direção de máxima irradiação e $v_c = \partial v(\theta)/\partial \theta|_{\theta=\theta_m}$. O termo $Re\{ \}$ corresponde à parte real, enquanto que $Im\{ \}$ é a parte imaginária dos valores dos vetores. Já f é um vetor de ordem k que contém os valores desejados destas restrições, neste caso, denotado por

$$f = [1 \ 0 \ 0]^t \quad (3.29)$$

A restrição associada ao valor desejado da posição 1 e 2 de (3.29) garante que a amplitude de campo da rede na direção de θ_m seja unitária, enquanto que o valor da restrição da posição 3 garante, neste caso, um ponto de máximo nessa direção, conforme ilustrado na Figura 3.9.

O termo \tilde{w} é um vetor coluna de dimensão $2N$, descrito na forma

$$\tilde{w} = [Re\{w^t\} \quad Im\{w^t\}]^t \quad (3.30)$$

Na Eq. (3.25), A é a matriz covariância, denotada por

$$A = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^T v(\theta_i) v^\dagger(\theta_i) \quad (3.31)$$

Em (3.31), os ângulos θ_i estão contidos nas regiões dos lóbulos secundários e T é o número de amostras contidas nestas regiões, que é dependente do passo de variação do ângulo θ adotado.

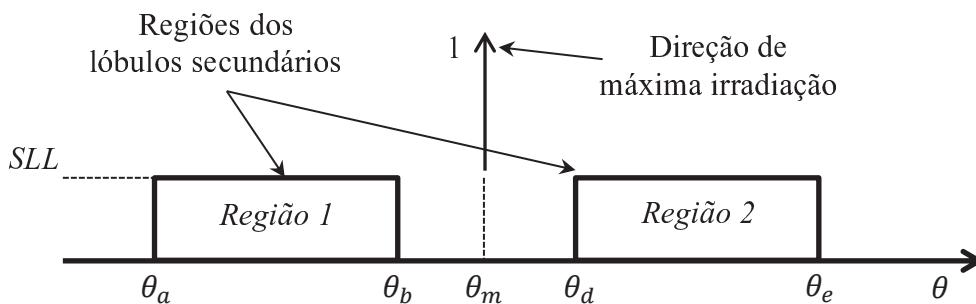


Figura 3.9 - Metodologia usada no método baseado nos mínimos quadrados para apontamento de feixe e controle dos lóbulos secundários.

A formulação descrita anteriormente possui uma solução em forma fechada, descrita por

$$\tilde{w} = \bar{A}^{-1} C(C^\dagger \bar{A}^{-1} C)^{-1} f \quad (3.32)$$

sendo

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} Re\{A\} & -Im\{A\} \\ Im\{A\} & Re\{A\} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Resolvendo-se (3.32) e utilizando-se (3.30), obtém-se o vetor w , que possui ordem N e que garante que o lóbulo principal aponte na direção de θ_m e que a amplitude dos lóbulos em outras regiões seja minimizada. Entretanto, este vetor não satisfaz a condição de que a amplitude dos lóbulos laterais seja inferior ou igual à SLL , conforme a especificação da Figura 3.9. Para isso, determina-se um problema de mínimos quadrados iterativo

$$w_{atual} \leftarrow w_{anterior} + \Delta w \quad (3.34)$$

que atribui um vetor residual Δw ao vetor w a cada iteração. O novo problema de mínimos quadrados corresponde a solucionar

$$\min_{\Delta w} \Delta w^\dagger A \Delta w \quad (3.35)$$

sujeita às seguintes restrições lineares,

$$C_1^t \Delta w = f_1 \quad (3.36)$$

sendo C_1 uma matriz de ordem $2N \times k$ que contém as restrições do problema, calculada por

$$C_1 = [\tilde{v}_b \quad v_{b1} \quad \tilde{v}_c \quad \tilde{v}_i \quad v_{i1}]^t \quad (3.37)$$

em que

$$\tilde{v}_i = [Re\{v_i^t\} \quad Im\{v_i^t\}]^t \quad (3.38)$$

$$v_{i1} = [-Im\{v_i^t\} \quad Re\{v_i^t\}]^t \quad (3.39)$$

sendo $v_i = v(\theta_i)$, com θ_i correspondendo à direção de pico do i -ésimo lóbulo lateral e i é o número de lóbulos laterais cujas amplitudes se deseja minimizar. Já f_1 é um vetor de ordem k que contém os valores desejados destas restrições, neste caso, denotado por

$$f_1 = [0 \ 0 \ 0 \ Re\{f_i\} \ Im\{f_i\}]^t \quad (3.40)$$

O valor correspondente de cada posição do vetor f_i é determinado a partir de

$$f_i = (SLL - |C_i|) \frac{C_i}{|C_i|} \quad (3.41)$$

em que C_i é o valor da intensidade do i -ésimo lóbulo lateral, calculado por

$$C_i = w^\dagger v_i \quad (3.42)$$

As condições apresentadas na posição 1, 2 e 3 de (3.42) têm a finalidade de garantir que o lóbulo principal se mantenha na direção de θ_m . Os demais valores de (3.42) são responsáveis, a cada iteração, de quantificar e minimizar os níveis dos lóbulos secundários, de modo a satisfazer o valor requerido. A partir das Eqs. (3.32), (3.34) e (3.35) é calculado o vetor residual, de modo a se obter um coeficiente de excitação que reproduza um diagrama que satisfaça as especificações. Do contrário, deve-se calcular novamente um vetor residual, tendo como base as amplitudes dos lóbulos laterais. Este processo é repetido até que o diagrama obtido satisfaça as especificações impostas. O algoritmo pode controlar a cada iteração, $N-2$ lóbulos, sendo N o número de elementos que compõem a rede.

Conforme apresentado anteriormente, este método permite que as amplitudes dos lóbulos laterais tenham um valor igual à SLL para a região 1 e 2 da Figura 3.9. Inicialmente, testou-se o método para apontamento de feixe na direção da borda da célula, que corresponde ao ângulo de 92° , e definiu-se as regiões dos lóbulos laterais entre $[0^\circ, 82^\circ]$ e $[102^\circ, 180^\circ]$, cujo patamar adotado para as análises foi 25 dB abaixo do máximo do diagrama ($SLL = -25$ dB). Os resultados obtidos para uma rede linear com diferentes números de elementos podem ser verificados na Figura 3.10, em que os resultados foram obtidos após poucas iterações.

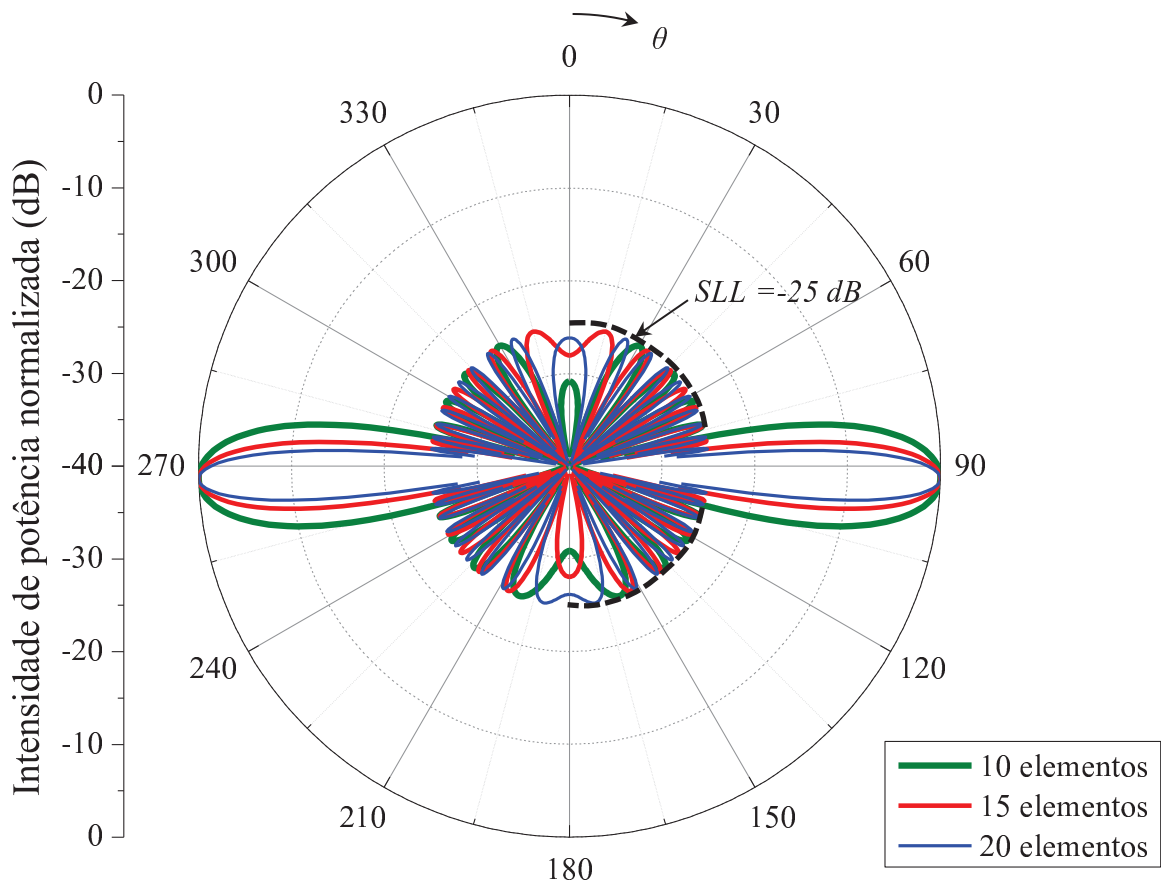


Figura 3.10 - Diagrama de irradiação normalizado no plano yz para uma rede linear de N elementos isotrópicos com lóbulo principal definido entre $82^\circ \leq \theta \leq 102^\circ$ (máximo em 92°).

Posteriormente, este método, até então usado apenas para problemas de apontamento de feixe, foi adaptado para se buscar uma solução a qual os lóbulos laterais da região 2 (ver Figura 3.9) atingissem a amplitude correspondente da função cossecante ao quadrado nos ângulos θ_i . A função cossecante ao quadrado, quando normalizada em 95° , conforme discutido na seção 3, apresenta uma amplitude próxima de -42 dB em relação ao máximo do diagrama quando o se aproxima de 180° . Desta forma, optou-se em estabelecer um nível dos lóbulos laterais (SLL) na região 1 de -42 dB, sendo o algoritmo inicializado com um apontamento do feixe para a borda da célula ($\theta_m=92^\circ$). Após alguns testes para N elementos na rede, o algoritmo não atingiu convergência para todas as especificações impostas.

O método possibilitou a obtenção de diagramas que atenderam às especificações para a região 1 (lóbulos laterais), porém não permitiu reproduzir o contorno imposto para a região 2. Após inúmeras iterações, o nível dos lóbulos laterais não atingiu o patamar da função csc^2 , sendo necessário interromper a execução do algoritmo. Os resultados obtidos após 30

iterações para N elementos são apresentados na Figura 3.11, onde se constata as observações descritas anteriormente.

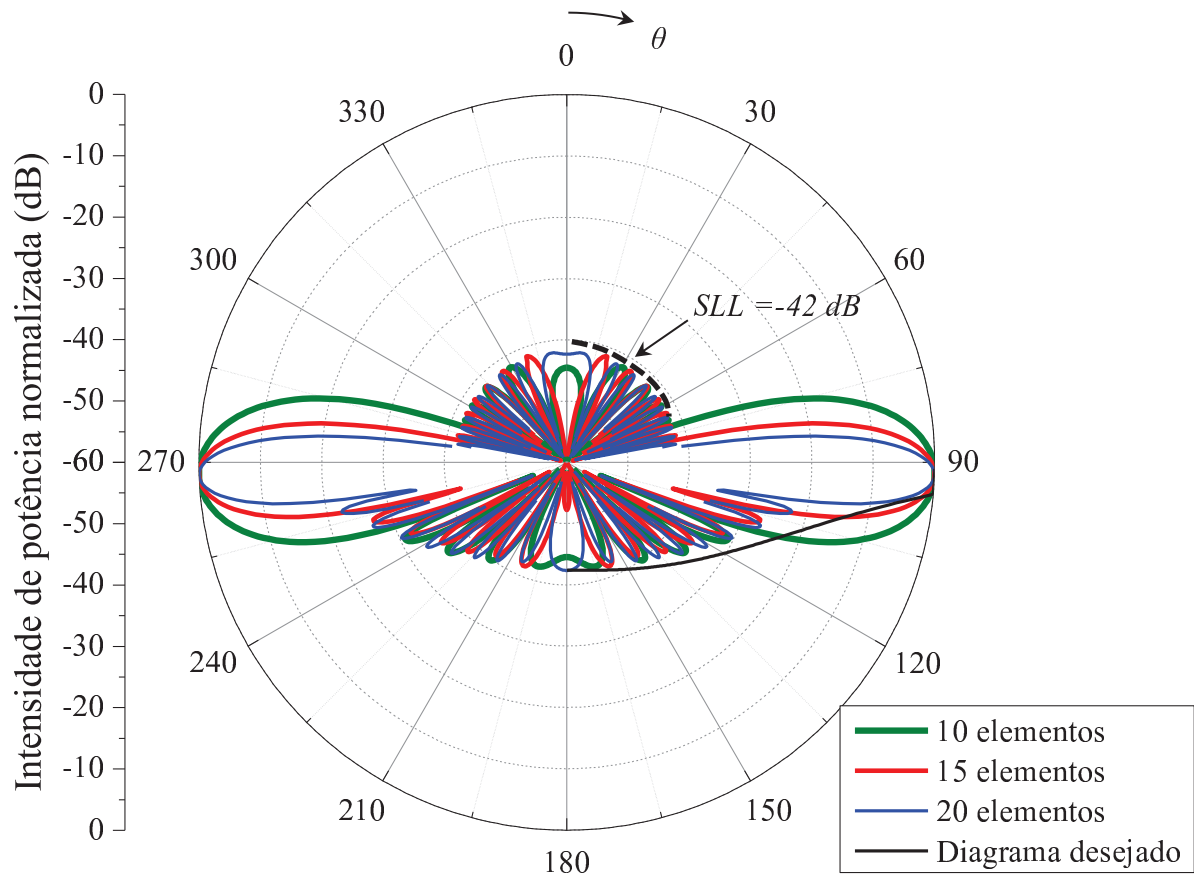


Figura 3.11 - Diagrama de irradiação normalizado no plano yz , para uma rede linear de N elementos isotrópicos com região $csc^2(\theta-90^\circ)$ definida entre $92^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$.

Analisando-se os resultados obtidos pelos métodos até então investigados, pode-se afirmar que não foi possível a obtenção de um diagrama que atendesse às especificações de projeto. O método da Transformada de Fourier e de Woodward-Lawson não permitiram a conformação de feixe no formato cossecante ao quadrado com um reduzido número de elementos, nem o controle dos lóbulos secundários. Já o algoritmo baseado em mínimos quadrados permitiu o controle dos lóbulos secundários, porém não se verificou convergência do algoritmo quando aplicado para o diagrama de irradiação no formato de cossecante ao quadrado, pois não se atingiu após diversas iterações o nível desejado para os lóbulos na respectiva região. Assim, outros métodos de otimização mais robustos foram investigados para aplicação em conformação de diagramas de irradiação. Alguns trabalhos que podem ser destacados são o de Yuan, Zhou, Guo e Ding (2012), que trata da modelagem do diagrama de

irradiação na forma de cossecante ao quadrado de uma rede de antenas isotrópicas, e o trabalho de Dehghani, Karbalaee e Mahzon (2012), que mostra a aplicação do algoritmo genético para conformação de feixe de uma rede de dipolos de microfita.

4. IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO PARA CONFORMAÇÃO DE DIAGRAMA E CONTROLE DOS LÓBULOS SECUNDÁRIOS

Além das técnicas de síntese apresentadas anteriormente, nos últimos anos, tem-se usado métodos de otimização na busca de soluções em diversas áreas. Alguns métodos de otimização que podem ser citados são o algoritmo genético, o enxame de partículas, a evolução diferencial e a programação quadrática sequencial. Os três primeiros métodos são ditos métodos de busca global, enquanto que o último é usado em buscas locais. A busca global permite explorar todo o cenário delimitado pelo espaço de busca, permitindo encontrar uma solução ótima dentro do espaço multivariável e analisar funções descontínuas. A desvantagem destas técnicas é dada pela lenta convergência, pois necessita de um elevado número de iterações para se atingir uma solução ótima (KOZIEL; OGURTSOV, 2012).

Já o método de busca local permite apenas encontrar o valor mínimo local e é, em geral, dependente do ponto de partida, bem como do intervalo a ser analisado. A função a ser otimizada deve ser contínua para todos os valores possíveis das variáveis que se encontram dentro do intervalo em análise. Tais motivos levam os métodos locais a convergirem rapidamente ao mínimo ou máximo local. Para funções de comportamento totalmente desconhecido, torna-se impraticável o uso deste tipo de método, pois a convergência para uma solução ótima depende do ponto de partida.

Neste trabalho, optou-se pelo uso de algoritmo genético (GA) e a programação quadrática sequencial (SQP) para a otimização das correntes de excitação dos elementos que compõem as redes de antenas, visando à obtenção do diagrama especificado na Figura 3.3. O GA foi usado para a exploração do espaço global de soluções, obtendo-se, assim, após algumas iterações, um ponto de partida para a SQP. O uso desta última permitiu acelerar a convergência, não necessitando de um elevado número de iterações com a utilização exclusiva do GA para se obter correntes de excitação.

Nas próximas seções serão apresentadas as estratégias empregadas para o GA e a SQP no processo de síntese.

4.1. Algoritmo Genético (GA)

O conceito de algoritmo genético foi dado por Holland (1975) e é baseado em observações de Charles Darwin, que descreveu a evolução natural das espécies. Este conceito mais tarde foi estendido à otimização funcional por De Jong (1975).

O algoritmo genético foi aplicado por Johnson e Rahmat-Samii (1994) para a obtenção dos coeficientes de excitação visando o apontamento do diagrama de irradiação em determinada direção e controle dos ângulos de meia-potência. Outros projetos que podem ser citados foram propostos por Pena, Gonzalez, López e Rengarajan (1999) que aplicaram o algoritmo para apontamento de diagrama e controle do nível dos lóbulos secundários, e de Yuan, Zhou, Guo e Ding (2012) e Dehghani, Karbalaee e Mahzon (2012), que realizaram a modelagem do diagrama de irradiação em forma de cossecante ao quadrado.

Na otimização com GA, indivíduos da população são tratados como possíveis soluções para o problema, sendo que uma população inicial sofre cruzamentos e mutações ao longo das gerações, buscando-se, através da evolução, indivíduos cada vez mais aptos à solução do problema. Em cada geração, todos os indivíduos de uma população são avaliados a partir de seu material genético, visando a obter um indivíduo que satisfaça às condições estabelecidas. A aptidão dos indivíduos é medida através de uma função de avaliação, também conhecida como função custo. A Figura 4.1 apresenta os principais termos utilizados no algoritmo genético.

O GA deve executar algumas rotinas em busca de um indivíduo que satisfaça os requisitos impostos. Para isto, deve-se inicializar o GA com uma população inicial de K indivíduos, codificar os parâmetros de solução como genes, criar uma sequência de genes para formar o cromossomo que representa um indivíduo, avaliar e atribuir valores de aptidão para cada indivíduo da população com a utilização da função custo, e realizar cruzamentos e mutações com indivíduos selecionados aleatoriamente, produzindo, assim, novos indivíduos para uma próxima geração.

Um fluxograma clássico utilizado no GA na busca de um indivíduo que satisfaça os requisitos de otimização pode ser visualizado na Figura 4.2. A inicialização da população consiste em criar uma população inicial com N indivíduos, sendo cada indivíduo representado por um cromossomo que possui um valor aleatório que se encontra dentro do espaço de busca. A cada indivíduo da população é calculado um valor de custo, que corresponde ao valor retornado da avaliação do cromossomo na função a ser otimizada.

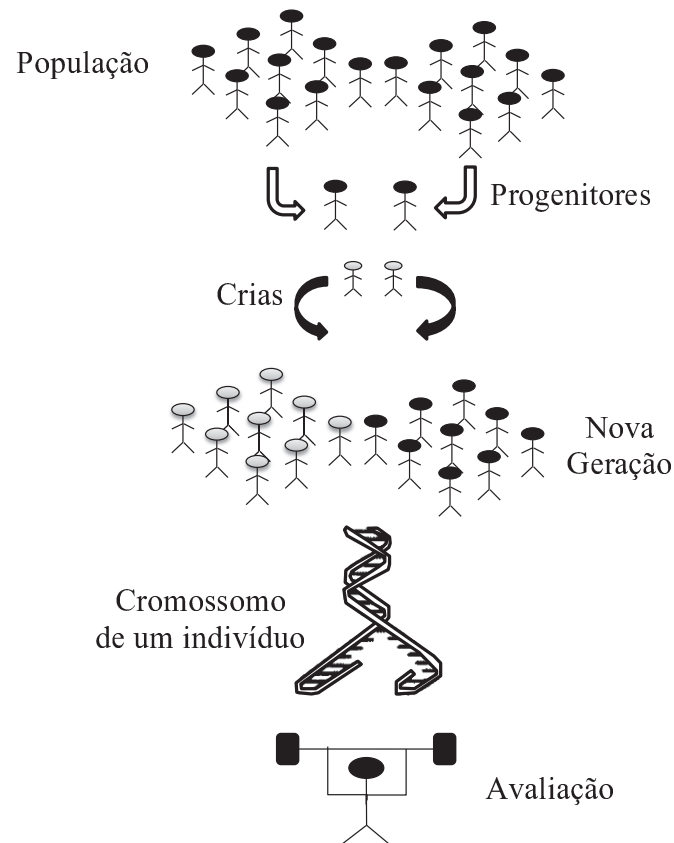


Figura 4.1 - Principais termos que caracteriza o GA.

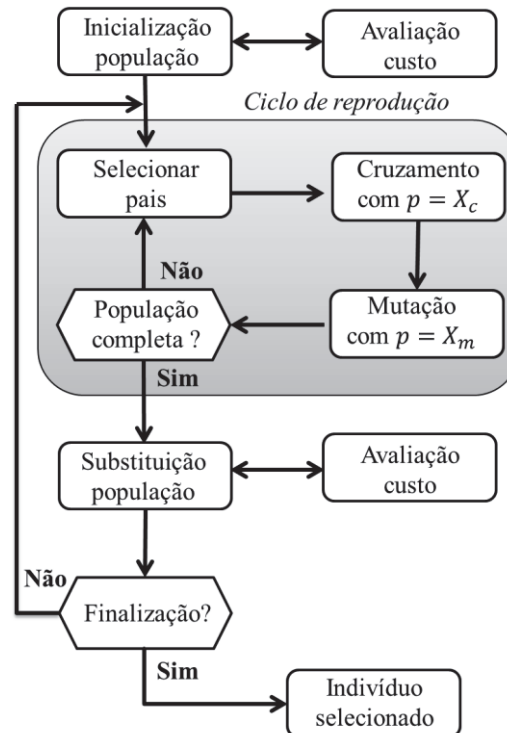


Figura 4.2 - Fluxograma clássico de funcionamento do GA.

O ciclo de reprodução do modelo clássico consiste em encontrar uma nova geração a partir da população inicial. Para isto, é realizada a seleção aleatória de dois indivíduos da população a cada iteração, que correspondem aos progenitores. As crias são obtidos a partir do cruzamento dos cromossomos de ambos os pais, podendo estes também sofrer mutações ao longo do processo de reprodução. As operações de seleção, cruzamento e mutação são repetidas até que todos os progenitores da população sejam cruzados. Por fim, é realizada uma seleção de quais indivíduos serão usados para gerar a próxima geração. Outras técnicas de seleção já foram propostas na literatura, tais como a substituição de todos os indivíduos da geração antecessora pela nova geração, enquanto outras optam pela preservação de parte da geração antecessora.

O processo descrito anteriormente é realizado até que a especificação da função custo seja alcançada, ou o número máximo de gerações seja atingido. Por fim, o cromossomo que apresentar o melhor resultado na função custo é selecionado como parâmetro de projeto, pois este será o indivíduo que melhor se adapta ao problema de otimização.

Neste trabalho, optou-se pelo uso de um algoritmo genético adaptado, que se diferencia do fluxograma clássico apresentado na Figura 4.2, e segue o esquemático de funcionamento ilustrado na Figura 4.3.

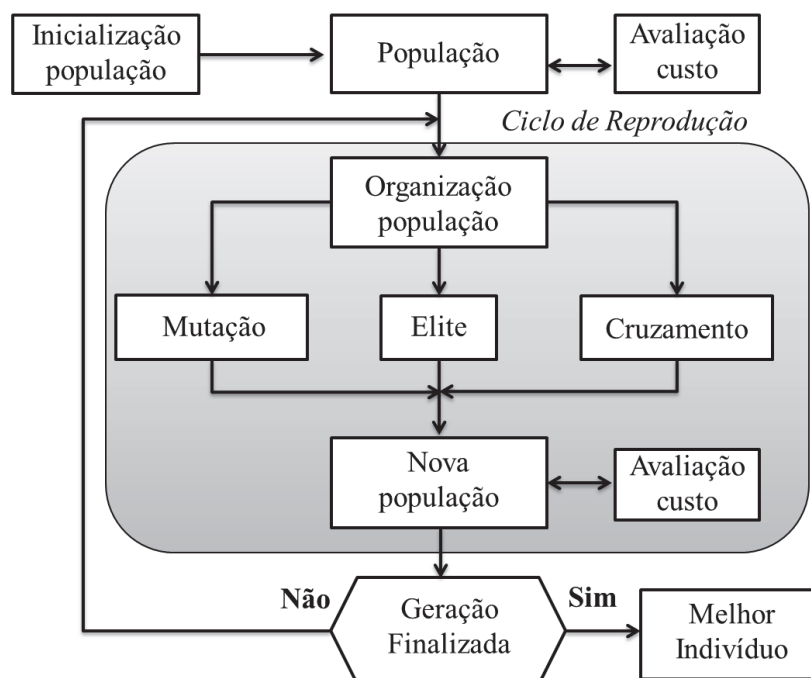


Figura 4.3 - Fluxograma utilizado para o algoritmo genético.

Neste fluxograma, a população inicializada de maneira aleatória é avaliada na função custo, e, em seguida, organizada em função do valor retornado da avaliação. Após a organização dada pela aptidão de cada indivíduo, $X_e\%$ destes são selecionados para passar para a próxima geração sem qualquer alteração. Na literatura, estes indivíduos são chamados de elite, pois apresentam os valores de função custo mais adaptados à otimização. Da parte restante, $X_c\%$ são escolhidos a partir de técnicas de seleção para cruzamento e $X_m\%$ para sofrerem mutação. Assim sendo, a nova geração é formada pelos cromossomos elite, pelos que sofreram mutação, por 50% dos pais selecionados para cruzamento e 50% de suas crias. Um detalhamento do ciclo de reprodução utilizado neste trabalho é apresentado na Figura 4.4.

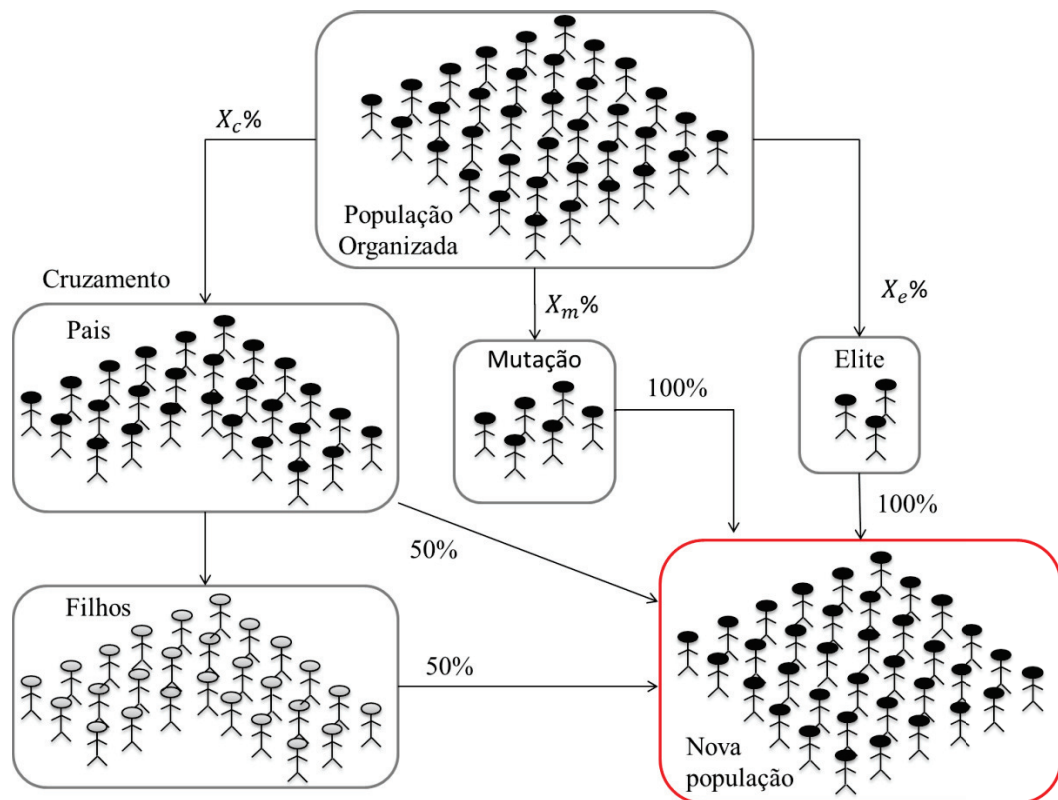


Figura 4.4 - Ciclo de reprodução do GA utilizado.

4.1.1. Cromossomos

Cada indivíduo da população é avaliado através da aptidão que este representa na função custo. Para realizar esta avaliação, o GA necessita de informações de cada indivíduo da população, que são armazenadas em seu material genético, e correspondem a um cromossomo, que é representado por cadeias de caracteres contendo o valor das variáveis do problema a ser otimizado.

Neste trabalho, o problema a ser otimizado é o diagrama de irradiação produzido por N elementos em uma rede de antenas, sendo cada antena alimentada por uma corrente que possui determinada amplitude e fase. A corrente de excitação I é representada por um número complexo, com a correspondendo à amplitude e ϕ à fase da corrente. O coeficiente de excitação representado na forma exponencial apresenta o seguinte formato

$$I = a e^{j\phi} \quad (4.1)$$

ou, na forma polar,

$$I = a \angle \phi \quad (4.2)$$

A representação do cromossomo somente pode ser dada a partir de números binários, inteiros ou fracionário. Desta forma, a corrente de excitação (valor complexo) de cada elemento que compõe a rede de antenas é convertida em duas variáveis, a primeira correspondendo à amplitude e uma segunda à fase. Cada variável do cromossomo representa um gene (analogia à biologia), conforme apresentado esquematicamente na Figura 4.5.

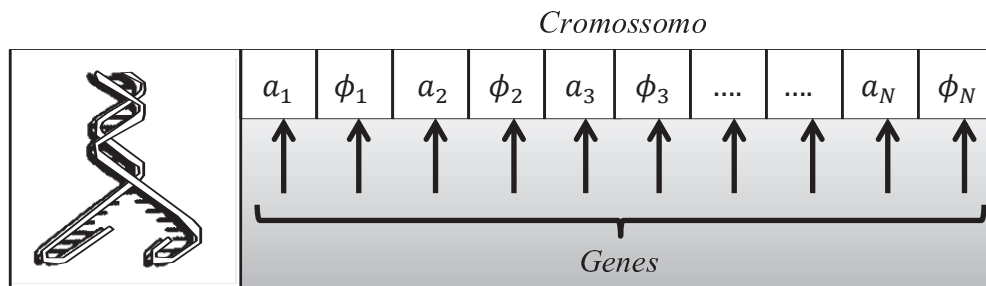


Figura 4.5 - Cromossomo de um indivíduo da população.

Conforme visto na seção 3, neste trabalho buscou-se determinar apenas as correntes de excitação. Entretanto, alguns trabalhos encontrados na literatura não consideram um espaçamento uniforme entre os elementos que compõem a rede, considerando a distância entre os elementos uma variável a ser otimizada. Um trabalho que pode ser citado foi apresentado por Yuan, Zhou, Guo e Ding (2012), que realizaram a otimização da amplitude, fase e espaçamento entre os elementos.

4.1.2. Estratégias de seleção

A seleção é o processo de escolher os membros da população que serão utilizados no cruzamento e que correspondem aos progenitores de futuras crias. A escolha dos progenitores leva em consideração o resultado de cada um na função custo, a qual avalia a aptidão como solução do problema proposto. A seleção não pode ser apenas baseada na escolha dos melhores indivíduos, pois estes podem não estar próximo da melhor solução global, mas sim próximos de melhores soluções locais. Desta maneira, parte dos cromossomos que não apresentam bons resultados deve ser preservada dentro da população, pois podem apresentar contribuições através do seu material genético na busca do mínimo global ao longo das gerações.

Diversas estratégias de seleção têm sido desenvolvidas e utilizadas ao longo dos anos no processo de otimização a partir de GA, sendo classificadas como estocásticas ou determinísticas. Algumas destas estratégias serão discutidas brevemente ao longo das seções seguintes.

4.1.2.1. Dizimação de indivíduos

A estratégia de eliminação de indivíduos da população classifica-os conforme o valor que este representa na função custo. Assim, os mais aptos apresentam melhor classificação. Posteriormente, o algoritmo elimina todos os que ficam abaixo de determinado patamar, mantendo apenas os mais aptos da população, conforme ilustrado na Figura 4.6. Estes serão utilizados no processo de reprodução e mutação.

Esta estratégia é muito simples, pois consiste em determinar os cromossomos mais aptos para gerar uma nova população. Porém a eliminação de indivíduos nas primeiras gerações pode acarretar na perda de alguma contribuição de seu material genético ao longo da evolução, o que provoca perda de diversidade, já que nem sempre os melhores membros estão próximos de melhores soluções globais.

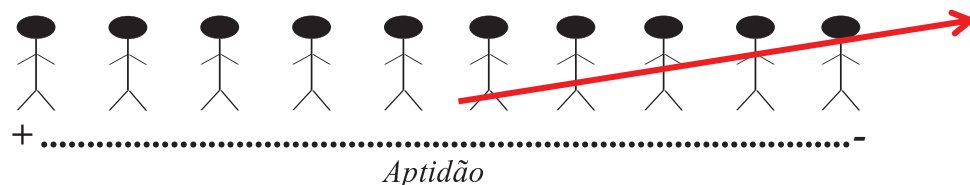


Figura 4.6 - Eliminação dos indivíduos com menor aptidão em cada geração pelo método de dizimação.

Para compensar parte desta perda de diversidade, alguns indivíduos são escolhidos para sofrerem mutações, que consistem em modificar artificialmente um ou mais parâmetros de um dado cromossomo. Porém a mutação não repõe todas as características favoráveis que poderiam ser encontradas em membros excluídos. Devido a este problema, outras estratégias de seleção foram propostas na literatura.

4.1.2.2. Seleção proporcional

A estratégia de seleção proporcional é dada a partir de uma seleção estocástica dos indivíduos que serão utilizados para gerar uma próxima geração, o que o torna um método muito aplicado na realização de projetos com GA.

Os indivíduos que proporcionam melhores resultados na função custo apresentam maior probabilidade de seleção se comparado aos piores. Assim, esta estratégia não descarta a possibilidade de uso desses elementos, podendo estes contribuir ao longo das gerações com parte do seu material genético e suprindo a desvantagem encontrada na estratégia de dizimação.

O cálculo da probabilidade de seleção para cada indivíduo em um problema de minimização é dada por

$$p_{seleção} = 1 - \frac{f(\text{indivíduo}_i)}{\sum_i(\text{indivíduo}_i)} \quad (4.3)$$

sendo $f(\text{indivíduo}_i)$ o custo do indivíduo na avaliação e $\sum_i(\text{indivíduo}_i)$ o somatório de todos os custos dados pelos diferentes indivíduos.

A probabilidade de seleção de cada progenitor é colocada em uma roleta de seleção (do inglês, *Roulette Wheel*), sendo que a porção individual ocupada na roleta é proporcional à sua probabilidade, conforme apresentado esquematicamente na Figura 4.7. Desta forma, um indivíduo com maior área tem maior chance de ser selecionado quando a roleta for girada. Assim, quanto melhor a sua aptidão, maior é a probabilidade de ser selecionado.

4.1.2.3. Seleção por torneio

Outra estratégia de seleção muito utilizada na otimização com GA é chamada de seleção por torneio (do inglês *Tournament Selection*). Esta estratégia gera um subgrupo de G indivíduos de maneira aleatória, os quais são posteriormente selecionados e competem entre si

através da aptidão na função custo. O melhor indivíduo vence o torneio, é selecionado e é conduzido para a próxima geração ou para os processos de reprodução e/ou mutação.

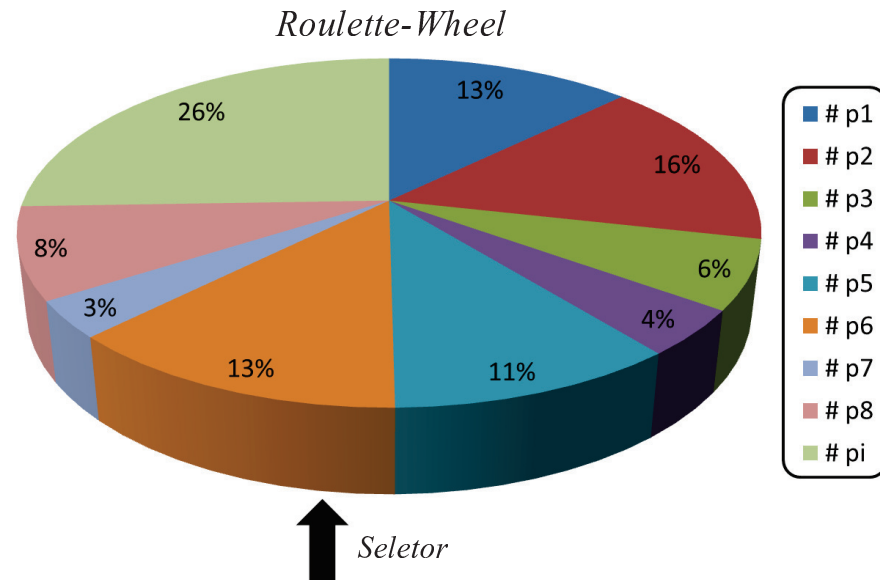


Figura 4.7 - Representação de uma roleta em função da probabilidade de seleção dos indivíduos.

Os indivíduos perdedores retornam à população, sendo novamente realizado o processo para a escolha de outros membros. O processo é realizado até formar-se um grupo de todos os indivíduos vencedores. A Figura 4.8 ilustra os detalhes desse processo.

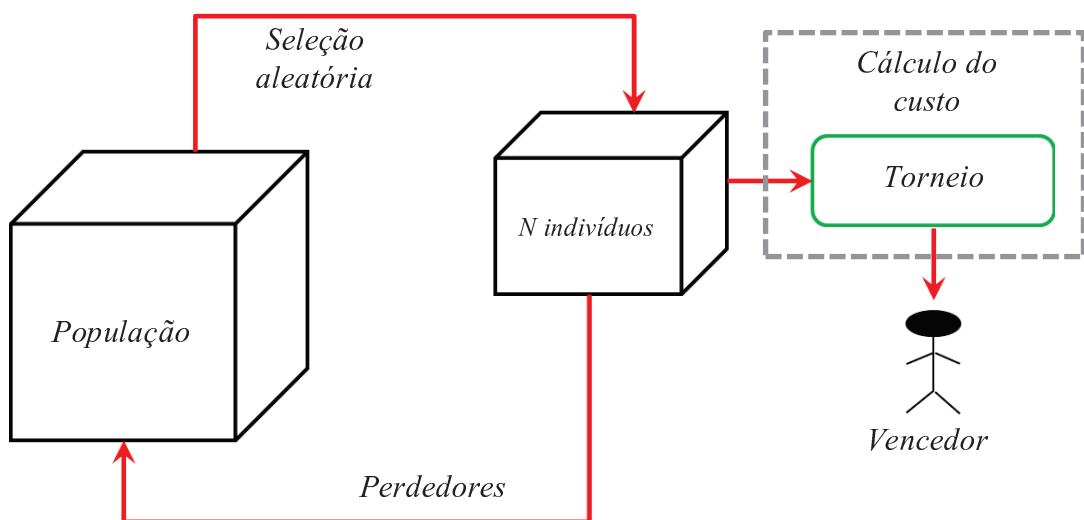


Figura 4.8 - Processo aplicado na seleção de torneio entre os indivíduos da população.

4.1.3. Cruzamento

O cruzamento é realizado em $X_C\%$ da população sem os indivíduos elite. Os pares de indivíduos selecionados para cruzamento são responsáveis por gerar duas crias. Posteriormente é escolhido de modo aleatório um ponto de corte nos cromossomos dos progenitores selecionados para o cruzamento, resultando em um novo cromossomo composto por duas partes. A primeira cria herdará a primeira parte do cromossomo do primeiro progenitor e receberá a segunda parte do segundo indivíduo escolhido, obtendo-se, assim, um cromossomo completo. Em contrapartida, o segundo filho receberá a primeira parte do material genético do segundo progenitor e a segunda parte do cromossomo do primeiro indivíduo selecionado, conforme apresentado na Figura 4.9. Na prática, é muito usada uma probabilidade de cruzamento ($X_C\%$) que fique na faixa de 60% a 90%.

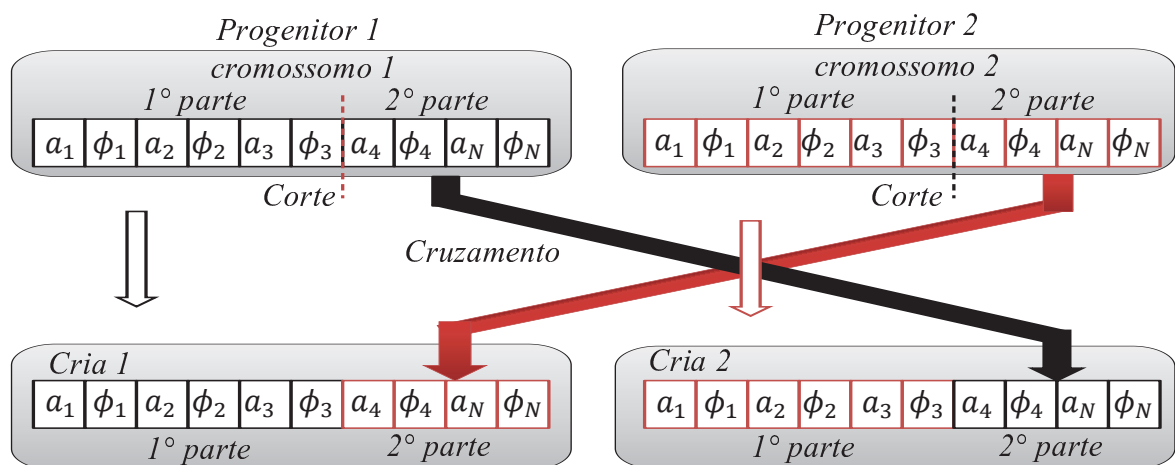


Figura 4.9 - Processo de cruzamento entre dois indivíduos.

4.1.4. Mutação

A mutação tem a finalidade de alterar os valores dos genes dos indivíduos selecionados, que correspondem a $X_e\%$ da população descontados os indivíduos elite. Ou seja, este processo é responsável por inserir nova informação genética na população. Desta forma, permite-se realizar diferentes buscas de soluções no espaço global, evitando que o algoritmo fique preso em um espaço de busca local. O gene a ser alterado é selecionado de modo aleatório. No caso de genes binários, o bit '0' é alterado para '1' e vice-versa, conforme ilustrado na Figura 4.10.

No caso de números reais, o algoritmo seleciona de modo aleatório o gene que deverá sofrer mutação e, posteriormente, modifica o gene selecionado por um valor aleatório que

fique dentro dos limites de variação do gene analisado. Neste trabalho, optou-se pela escolha, em alguns casos, de mais de um gene para aplicação da mutação simultaneamente.

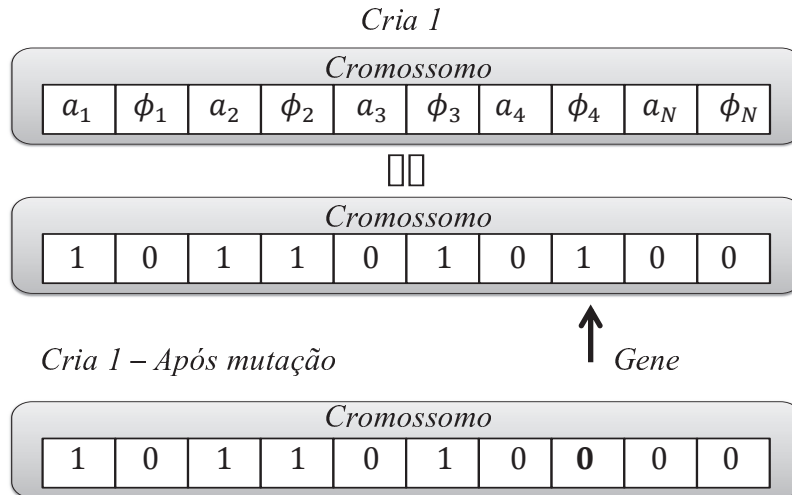


Figura 4.10 - Processo de mutação de um indivíduo da população.

Em aplicações práticas é muito utilizada uma probabilidade de mutação que fique na faixa de 1% a 10% (JOHNSON; RAHMAT-SAMII, 1994), o que corresponde a uma probabilidade de mutação baixa, proporcionando, assim, a inserção de diferentes genes na população sem provocar grandes variações ao longo das gerações.

4.1.5. Função custo

A função custo determina a direção de evolução do algoritmo genético ao longo das gerações e é o parâmetro utilizado na avaliação dos indivíduos na busca de uma solução ótima para o problema. Por este motivo, esta deve ser bem definida. Neste trabalho, a função custo tende a minimizar o erro médio quadrático do diagrama representado por um dado cromossomo em relação ao especificado. Supondo que o campo elétrico irradiado por uma rede linear de elementos seja $\vec{E}_{rede}(\theta)$, então a diferença entre o diagrama desejado e o diagrama obtido a cada geração por cada indivíduo é dada por

$$erro(\theta) = F(\theta) - |\vec{E}_{rede}(\theta)|, \quad \theta \in [0^\circ, 180^\circ] \quad (4.4)$$

sendo $F(\theta)$ o diagrama desejado, $erro(\theta)$ o erro entre os diagramas para uma dada região de análise, e $\theta \in [0^\circ, 180^\circ]$ que corresponde ao intervalo angular a ser analisado.

O campo $E_{rede}(\theta)$ dado por cada indivíduo da população é avaliado a cada geração, sendo a sua aptidão determinada pela função custo. O indivíduo que apresentar um diagrama mais próximo do desejado será considerado mais apto à solução do problema.

Conforme citado na seção 4.1.1, para fins de avaliação, cada conjunto de coeficientes de excitação I , representado por um cromossomo, é descrito na forma de um vetor, de acordo com a notação abaixo

$$I = [|I_1| \angle \phi_1 \quad |I_2| \angle \phi_2 \quad |I_3| \angle \phi_3 \quad \dots \quad |I_N| \angle \phi_N] \quad (4.5)$$

onde I_i corresponde à corrente de excitação do i -ésimo elemento da rede.

O diagrama de irradiação obtido a partir dos coeficientes de excitação é dado por

$$E_{rede}(\theta) = I v(\theta) \quad (4.6)$$

O termo $v(\theta)$ corresponde ao vetor associado aos diagramas de irradiação dos elementos da rede de antenas, que por sua vez é definido como

$$v(\theta) = \begin{bmatrix} E_1(\theta) e^{j\psi_1} \\ E_2(\theta) e^{j\psi_2} \\ E_3(\theta) e^{j\psi_3} \\ \vdots \\ E_N(\theta) e^{j\psi_N} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Na expressão (4.7), $E_i(\theta)$ é o campo elétrico do i -ésimo elemento e $(\psi_i = k_0 z_i \cos \theta)$ é o vetor posição, sendo k_0 a constante de propagação no espaço livre, $z_i = (i-1)d$ o termo relacionado a posição do elemento na rede e d a distância entre elementos adjacentes. No caso de elementos isotrópicos, o campo do elemento $E_i(\theta)$ é igual a 1 para qualquer $\theta \in [0^\circ, 360^\circ]$.

Para realizar a síntese, o diagrama de irradiação deve ser dividido em duas regiões: a primeira contendo os lóbulos secundários e a segunda o diagrama na forma de cossecante ao quadrado. Desta forma, o custo é determinado a partir do erro mínimo quadrático para as regiões, conforme a seguinte expressão matemática,

$$custo = \sum_{r=1}^j W_r \left[\frac{1}{X_r} \sum_{i=1}^{X_r} |erro(\theta_i)|^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.8)$$

sendo W_r o peso para a região em análise, X_r o número de amostras contidas na região r , cujo valor é determinado pelo passo de variação do ângulo θ ($\Delta\theta$) e j é o número de regiões a serem analisadas.

Neste trabalho, a região que contém os lóbulos secundários, a partir da Figura 3.3, está definida entre $[\theta_a, \theta_b]$, na qual a amplitude dos lóbulos secundários deve ficar abaixo do nível SLL . A segunda região determina o intervalo que contém o feixe conformado na forma de cossecante ao quadrado, $csc^2(\theta - 90^\circ)$, definida entre $[\theta_c, \theta_d]$. Conforme definição anterior, a região do diagrama conformado foi delimitada de $[92^\circ, 180^\circ]$. Se os pesos para ambas as regiões forem considerados iguais, então (4.8) pode ser reescrita na seguinte forma,

$$custo = \left[\frac{1}{T} \sum_{i=1}^T |erro(\theta_i)|^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.9)$$

sendo T o número de pontos analisados dentro das regiões.

4.2. Programação Quadrática Sequencial (SQP)

A programação quadrática sequencial (do inglês, *Sequential Quadratic Programming - SQP*) é um método de programação não-linear, que busca a otimização baseando-se em gradientes. Este método consiste basicamente na aproximação sequencial do problema de programação não-linear como um problema de programação quadrática, conforme citado por (KOZIEL; OGURTSOV, 2012).

No SQP, tem-se a necessidade do cálculo das derivadas da função objetivo, além de restrições, permitindo assim a busca de uma ótima solução. A cada iteração, o método resolve o problema de programação quadrática definido por

$$\min \nabla^T f(I^k) d + \frac{1}{2} d^T H(I^k, \lambda^k, \mu^k) d \quad (4.10)$$

e sujeito às restrições

$$\begin{cases} h(I^k) + \nabla^T h(I^k)d = 0 \\ g(I) + \nabla^T g(I^k)d \leq 0 \end{cases} \quad (4.11)$$

Desta forma, pode-se determinar a melhor direção de busca a partir do vetor de corrente inicial I^k , sendo realizada posteriormente uma atualização para o próximo valor, denotado por $I^{k+1} = I^k + a_k d^k$ com $a_k \in [0, 1]$, garantindo a convergência do método. A matriz $H(I^k, \lambda^k, \mu^k)$ é uma aproximação positiva, definida da matriz Hessiana correspondendo à função de Lagrange, que pode ser atualizada por métodos da métrica variável. Este método já se encontra implementado no MATLAB (função *Fmincon*), necessitando apenas da sua configuração para uma solução adequada. A função *Fmincon* apenas resolve funções de variáveis reais. Portanto, o procedimento descrito em (4.1.1) deve ser aplicado. Além disso, este método permite apenas encontrar a melhor solução local. Para isto, o algoritmo depende de um ponto de partida (inicialização) para a busca do valor mínimo local da região em análise. Analisando-se os métodos vistos anteriormente, optou-se pela combinação do GA e SQP, de forma a reduzir o tempo computacional para sintetizar um diagrama de irradiação. A SQP depende de um ponto de partida (vetor de corrente inicial). Assim, este vetor será determinado a partir do GA após i gerações. O cromossomo a ser utilizado para inicialização da SQP corresponde ao melhor cromossomo (coeficientes de excitação) encontrado pelo GA. A partir deste valor, a programação quadrática sequencial encontra o mínimo local da região determinada pelo GA, permitindo convergência mais rápida para uma solução adequada.

4.3. Aplicação de GA e SQP

Para demonstrar a eficiência da combinação de GA e SQP, redes de antenas isotrópicas de diferentes tamanhos foram sintetizadas para obtenção do diagrama especificado na Figura 3.3. Para a configuração do GA, adotou-se uma população inicial de 70 indivíduos, com probabilidade de cruzamento $X_c = 85\%$. Além disso, 7% da população foi tratada como elite. Os indivíduos que não são selecionados para cruzamento, ou não passam para a próxima geração, sofrem mutação, o que, neste caso, representa $X_m = 8\%$. Nesta aplicação, optou-se pela mutação de mais de um gene, permitindo a troca de 1, 3, 6, 12 ou 18 genes em uma única mutação, sendo a probabilidade de mutação do respectivo número de genes dado por 20%, 35%, 30%, 10% e 5%, respectivamente. A posição de modificação do gene é determinada de maneira aleatória. Como técnica de seleção foi utilizada a seleção proporcional, descrita na

seção 4.1.2.2. A população inicial foi gerada de maneira aleatória, sendo a amplitude dada no intervalo de $[0,1]$ e a fase entre $[-\pi, \pi]$.

Após algumas análises escolheu-se pela normalização da função cossecante ao quadrado para um ângulo $\theta_n = 95^\circ$. Assim, a função $\text{csc}^2(\theta - 90^\circ)$ tem amplitude de aproximadamente 42 dB abaixo do máximo do diagrama quando se aproxima de 180° . Desta forma, optou-se por fixar o nível dos lóbulos secundários abaixo deste patamar, visando à uniformidade do diagrama. Como especificação, buscou-se um diagrama com um *ripple* máximo na região da cossecante ao quadrado de ± 1 dB, garantindo um nível de potência irradiada aproximadamente constante ao longo da área de cobertura da ERB. A fim de analisar a variação do diagrama em função do número de elementos, foram consideradas redes de 10, 15 e 20 elementos isotrópicos, com espaçamento entre os elementos da rede de $0,5 \lambda_0$. A região dos lóbulos secundários foi definida entre $[0^\circ, 68^\circ]$, $[0^\circ, 76^\circ]$ e $[0^\circ, 84^\circ]$ respectivamente. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 4.11.

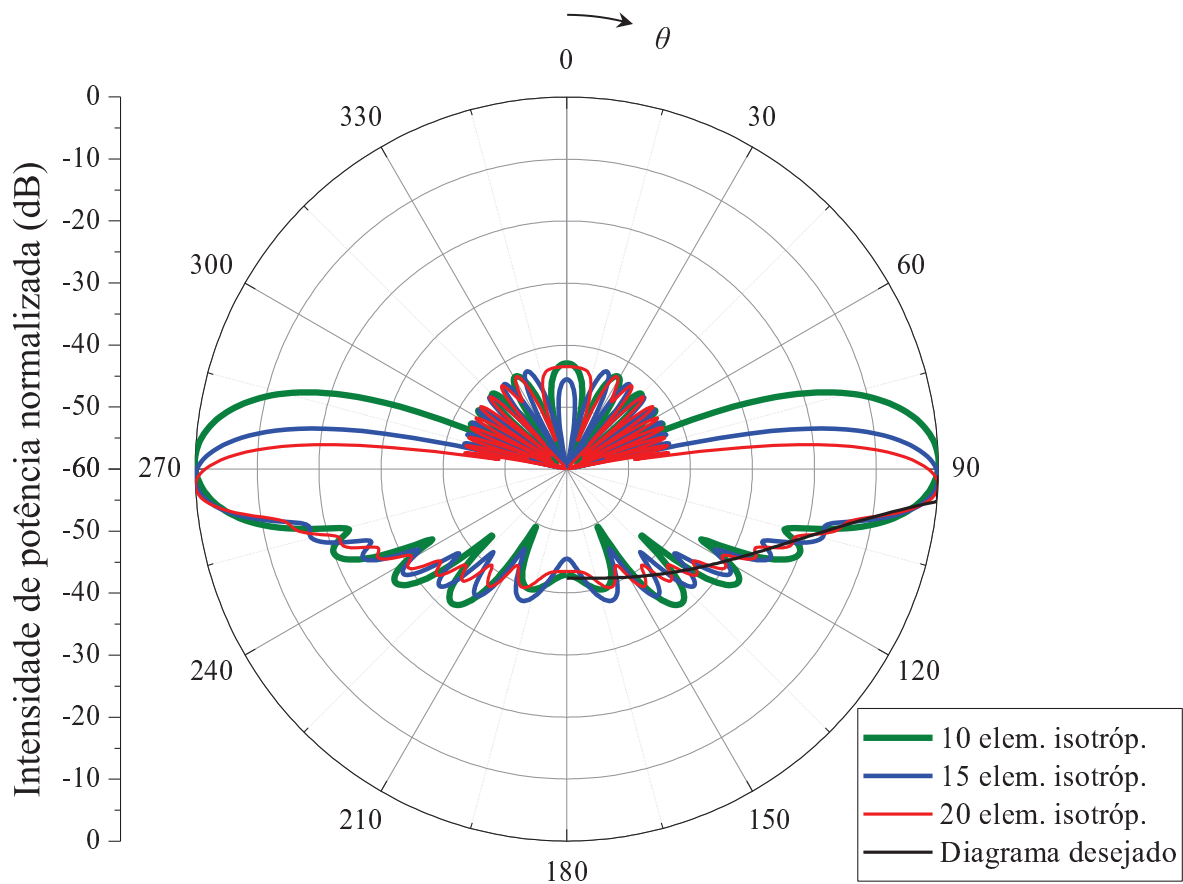


Figura 4.11 - Variação do diagrama de irradiação no plano de elevação para diferentes números de elementos que compõem a rede.

As redes com 10, 15 e 20 elementos produziram diagramas de irradiação com *ripple* na região da cossecante ao quadrado de 9,22 dB, 5,19 dB e 2,2 dB, não atendendo à restrição de uma variação menor que 1 dB. Além disso, pode-se verificar que a potência irradiada acima do plano horizontal aumenta quando o número de elementos da rede é reduzido. Posteriormente a este resultado fez-se um estudo do número de elementos necessários para se atingir a especificação de ± 1 dB de *ripple*, onde se constatou que 24 elementos seriam necessários. O diagrama obtido é apresentado na Figura 4.12. Os coeficientes calculados para reproduzir o diagrama de uma rede com 24 elementos encontram-se listados na Tabela 4.1.

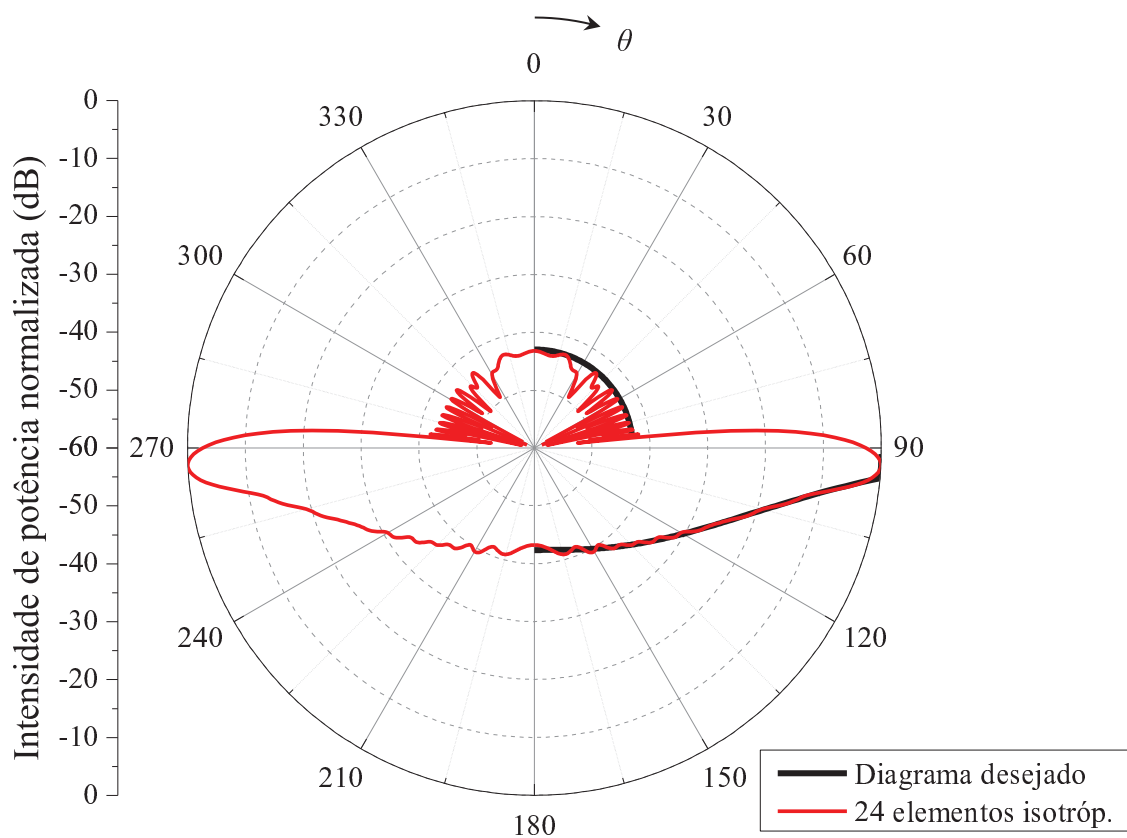


Figura 4.12 - Diagrama de irradiação no plano de elevação de uma rede linear com 24 elementos isotrópicos.

A evolução do GA em função do número de gerações pode ser visualizada na Figura 4.13, onde se constata que, após 500 gerações, o melhor cromossomo apresentou custo de 15,4 no teste de avaliação. Este indivíduo corresponde ao diagrama apresentado na Figura 4.14. Analisando-se o resultado obtido, verifica-se que seria necessário um número maior de gerações para se obter um diagrama de irradiação que atendesse às especificações de projeto, porém a evolução do GA é lenta após a tricentésima geração.

Tabela 4.1 - Coeficientes de excitação sintetizados para uma rede de 24 elementos isotrópicos.

Elemento	Amplitude (A)	Fases (Graus)	Elemento	Amplitude (A)	Fases (Graus)
#1	0,122	-151,85	#13	0,84	14,72
#2	0,237	-138,41	#14	0,724	18,84
#3	0,42	-112,82	#15	0,698	22,33
#4	0,642	-91,33	#16	0,625	33,6
#5	0,809	-69,3	#17	0,471	41,66
#6	0,924	-51,3	#18	0,378	38,57
#7	0,963	-35,9	#19	0,351	44,9
#8	0,968	-25,62	#20	0,265	59,79
#9	0,96	-17,62	#21	0,16	69,95
#10	1	-11,21	#22	0,109	58,92
#11	0,991	0,067	#23	0,097	64,03
#12	0,897	6,612	#24	0,026	94,66

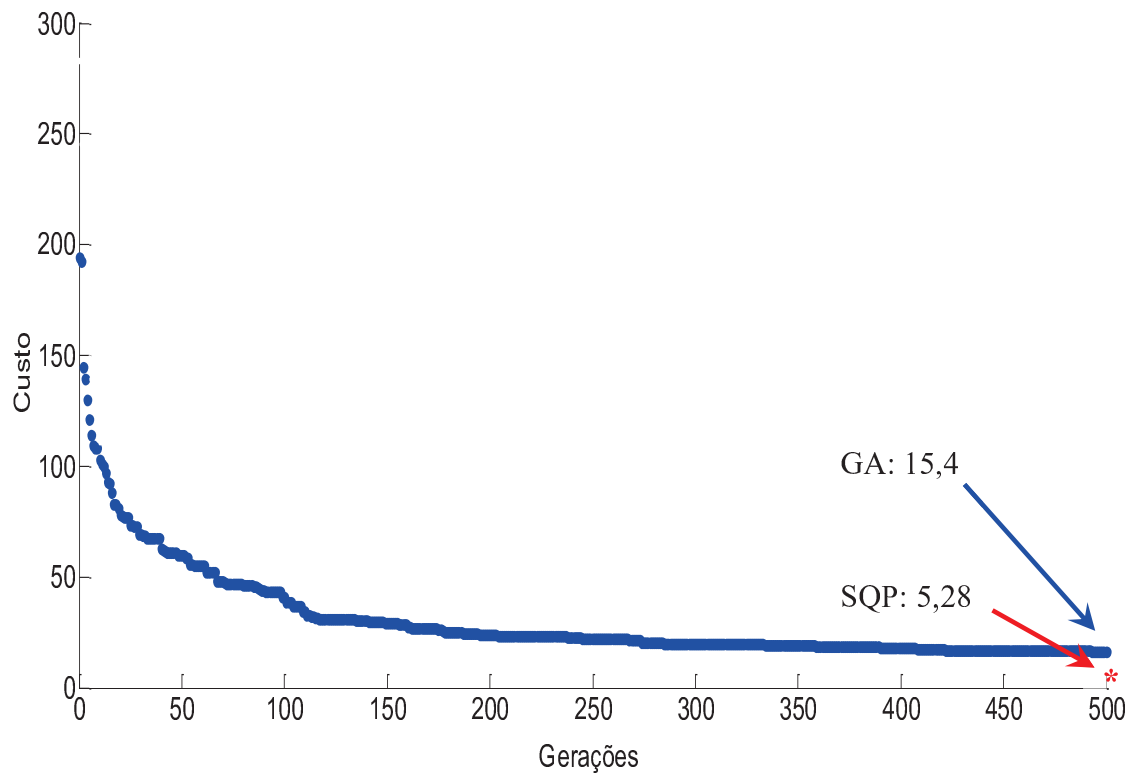


Figura 4.13 - Evolução do algoritmo genético para uma rede com 24 elementos isotrópicos.

A fim de se obter uma solução mais rápida, aplicou-se a SQP a partir do melhor cromossomo obtido com o GA. Após um rápido processo de otimização, o conjunto de coeficientes de excitação final resultou em um custo de 5,28 e corresponde ao diagrama de irradiação mostrado na Figura 4.14. Verifica-se que os critérios de projeto foram satisfeitos. Conforme citado por Koziel e Ogurtsov (2012), o GA necessita de mais de mil gerações para se obter uma solução adequada quando é aplicado separadamente, o que impacta diretamente no tempo necessário para o processo de síntese. A vantagem do uso da SQP está relacionada ao refinamento rápido da solução, acelerando o processo de otimização.

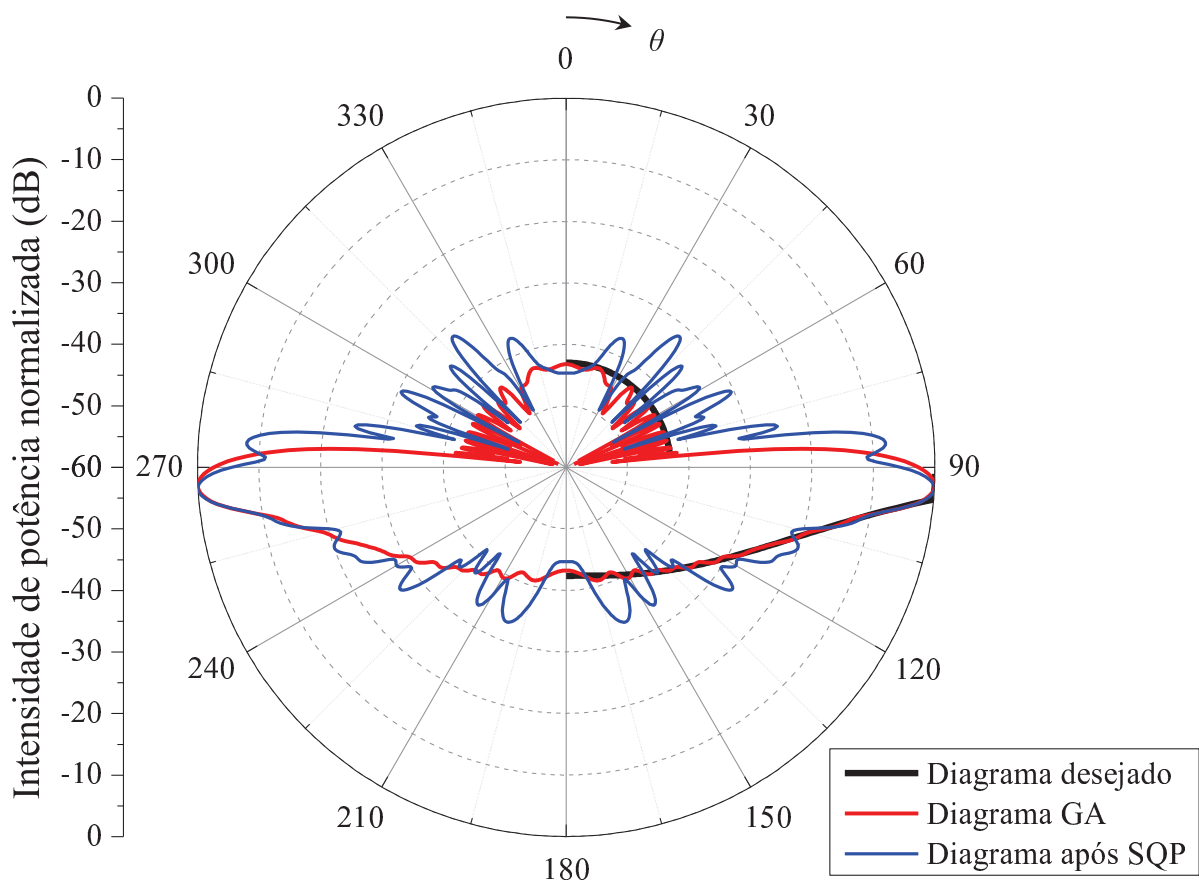


Figura 4.14 - Diagrama obtido antes e depois da aplicação da SQP.

Após definido o número de elementos necessários para reduzir o diagrama desejado, foi necessário à definição da geometria da antena de microfita a ser usada no projeto de uma rede linear para ERBs do sistema 4G no Brasil, assunto este abordado no próximo capítulo deste trabalho.

5. PROJETO DE UMA REDE LINEAR DE ANTENAS DE MICROFITA PARA ESTAÇÕES RÁDIO-BASE PARA TECNOLOGIA 4G NO BRASIL

As antenas de microfita surgiram em 1953, porém ganharam destaque somente a partir da década de 1970, devido principalmente ao desenvolvimento de materiais com baixas perdas na faixa de micro-ondas, além da necessidade de projetos que exigissem alto desempenho, dimensões reduzidas e de baixo custo. Antenas de microfita têm sido largamente utilizadas em aplicações como rádio-navegação via satélite (HECKLER; FARIAS; PEREIRA; SCHLOSSER; LUCATEL, 2013), pseudo-satélites (MACIEL; LACAVA, 2005), comunicação móvel (SCHLOSSER; HECKLER; LUCATEL; SPERANDIO; MACHADO, 2013), entre outras. Como principais características, este tipo de antena apresenta facilidade de construção e integração com outros elementos de micro-ondas, como por exemplo, LNAs, filtros, misturadores, entre outros. Além disso, antenas de microfita apresentam baixo peso, baixo custo de produção em massa e baixo arrasto aerodinâmico.

Um projeto simples em tecnologia de microfita é composto de apenas um elemento irradiador (*patch*), responsável por irradiar a energia na forma de ondas eletromagnéticas. Entre o plano de terra e o elemento irradiador, é inserido um dielétrico (também conhecido como substrato), que em geral apresenta espessura pequena em relação ao comprimento de onda de operação. A Figura 5.1 ilustra uma antena de microfita simples.

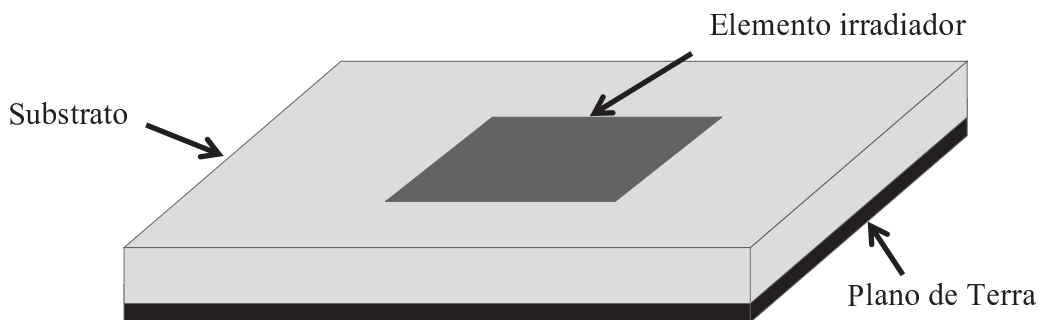


Figura 5.1 - Antena de microfita com elemento irradiador com formato retangular.

O elemento irradiador pode assumir qualquer forma geométrica, embora as formas canônicas, tais como retângulo, elipse, círculo e triângulo (ver Figura 5.2) tenham sido as mais utilizadas em projetos de antenas de microfita (MACIEL; LACAVA, 2005). Estes formatos de *patch*, quando aplicados à estrutura ilustrada na Figura 5.1, exibem faixa de operação estreita.

A banda reservada para a tecnologia 4G no Brasil apresenta largura de aproximadamente 7,7%, o que pode não ser alcançada com antenas de microfita convencionais. Várias técnicas foram desenvolvidas para possibilitar a operação em banda mais larga que as geometrias canônicas da Figura 5.2 (GARG; BARTHIA; BAHL; ITTIPIBOON, 2001). Dentre outros métodos, optou-se por utilizar um irradiador com formato em E (WONG; HSU, 2001), por este apresentar fácil construção.

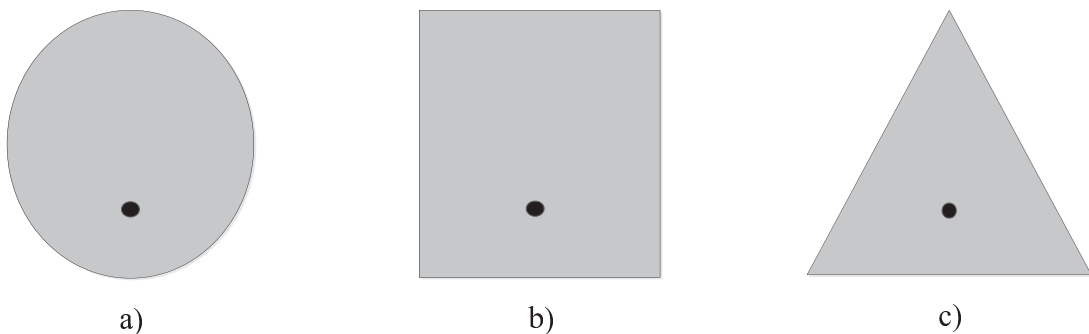


Figura 5.2 - Geometrias de elementos irradiadores. a) Elíptica; b) Retangular e c) Triangular.

5.1. Elemento em E

Este tipo de antena apresenta uma geometria retangular com duas fendas paralelas, que produzem a excitação de dois modos de operação e podem ser entendidos analisando-se a densidade de corrente superficial sobre o *patch*.

Para a antena operando no modo superior (frequência mais alta), as fendas apresentam pouca influência sobre a densidade de corrente. Desta forma, apenas a parte central da antena é responsável pela maior parte da energia irradiada. Já no modo inferior (baixa frequência), as fendas passam a contribuir consideravelmente no comportamento da densidade de corrente, modificando o seu caminho percorrido. O circuito equivalente da antena é modelado adicionando-se uma indutância ao modelo LC obtido para a frequência mais alta devido à presença das fendas, conforme apresentado por Yang, Zhang, Ye e Rahmat-Samii (2001). A adição da indutância produz um circuito com duas frequências de ressonância próximas, formando uma ampla largura de banda, característica de interesse no projeto de uma rede de antenas para operar na faixa de frequências alocada para a tecnologia 4G no Brasil. O circuito equivalente para os dois modos de ressonância podem ser visualizados na Figura 5.3, bem como a geometria do elemento irradiador.

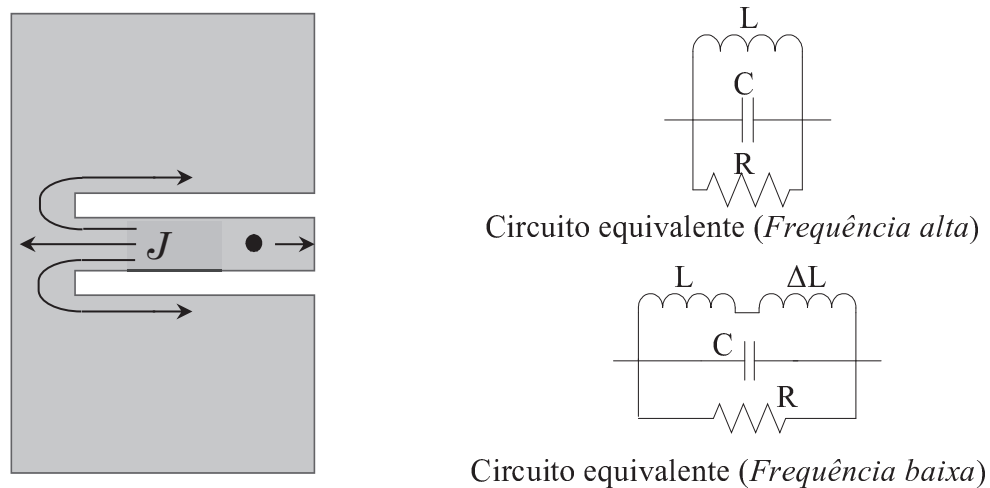


Figura 5.3 - Modelo circuital para a antena do tipo *E* para ambos os modos de ressonância.

Para a construção desta antena, considerou-se a seção transversal apresentada na Figura 5.4, onde a cor verde representa um laminado de FR4 e a cinza um laminado TACONIC TLC-338. A linha de alimentação de $50\ \Omega$ está conectada eletricamente ao *patch* por meio de um fio de cobre (via). No plano de terra, removeu-se o cobre de uma pequena região circular ($r_v = 2,5 d_{via}$) para que a via não causasse um curto-circuito com a linha de $50\ \Omega$. A camada de ar (em branco), de espessura $h_{Ar} = 4,8\ \text{mm}$, foi incluída na estrutura para aumentar a banda de operação da antena (ver estudo apresentado na Figura 5.5), além de permitir maior capacidade de potência. O laminado FR4 empregado apresenta as seguintes características: $h_{FR4} = 1,54\ \text{mm}$, constante dielétrica $\epsilon_r = 4,1$ e tangente de perdas $\tan \delta = 0,02$. O TACONIC TLC-338 é um laminado de baixas perdas na faixa de micro-ondas, com $h_{Taconic} = 1,524\ \text{mm}$, $\epsilon_r = 3,56$ e $\tan \delta = 0,0034$. A vista tridimensional desta antena pode ser visualizada na Figura 5.6, enquanto que a vista superior pode ser visualizada na Figura 5.7.

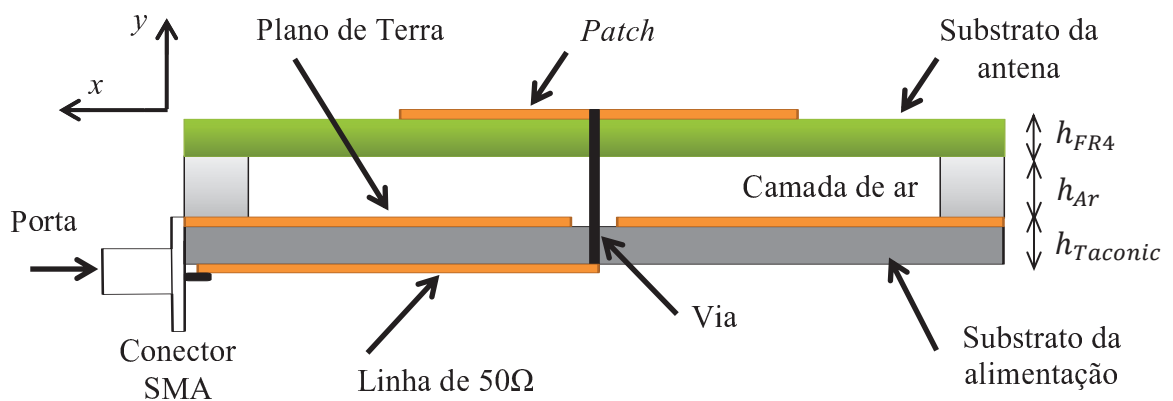


Figura 5.4 - Vista lateral esquemática da antena tipo *E*.

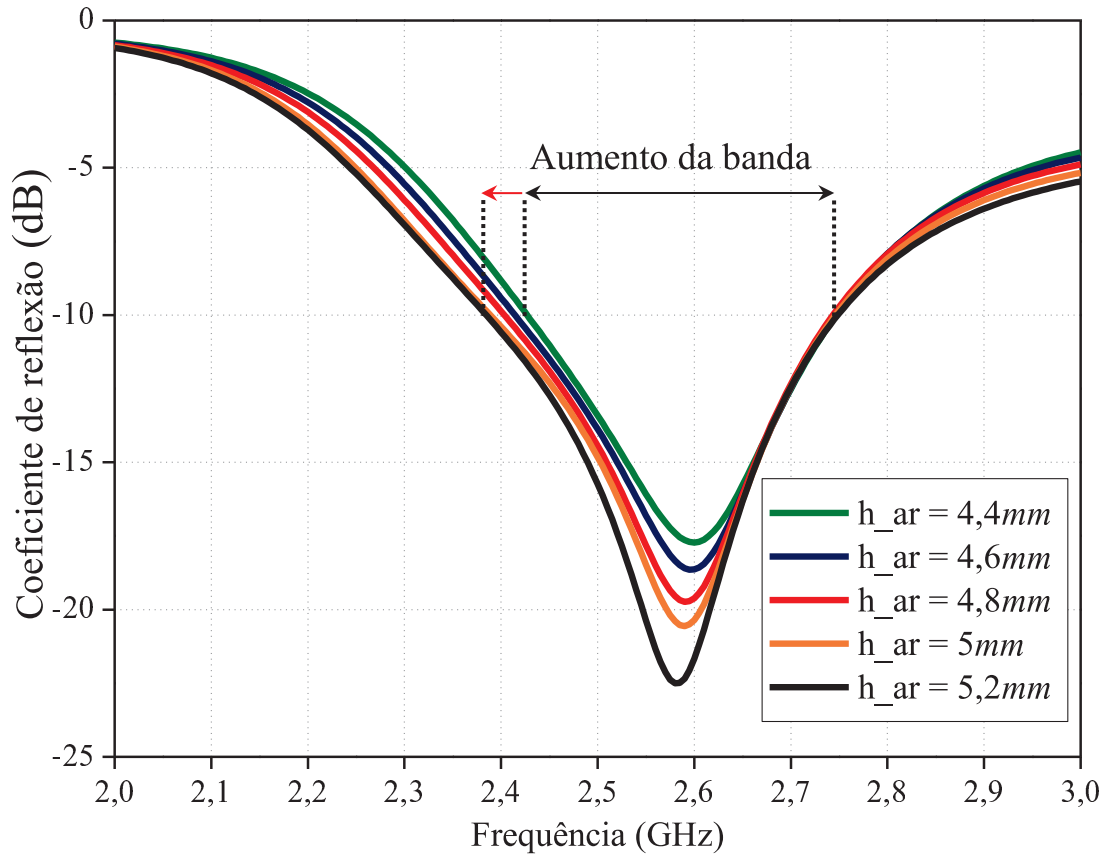


Figura 5.5 - Variação da banda de operação em função da espessura da camada de ar.

Pode-se verificar na Figura 5.5 que a banda de operação alarga à medida que a espessura da camada de ar é aumentada. Neste projeto, utilizou-se um espaçamento de 4,8 mm, porém observa-se que outros espaçamentos poderiam ser usados para atender às especificações de projeto. Este valor foi escolhido devido à disponibilidade do material acrílico com esta espessura na UNIPAMPA.

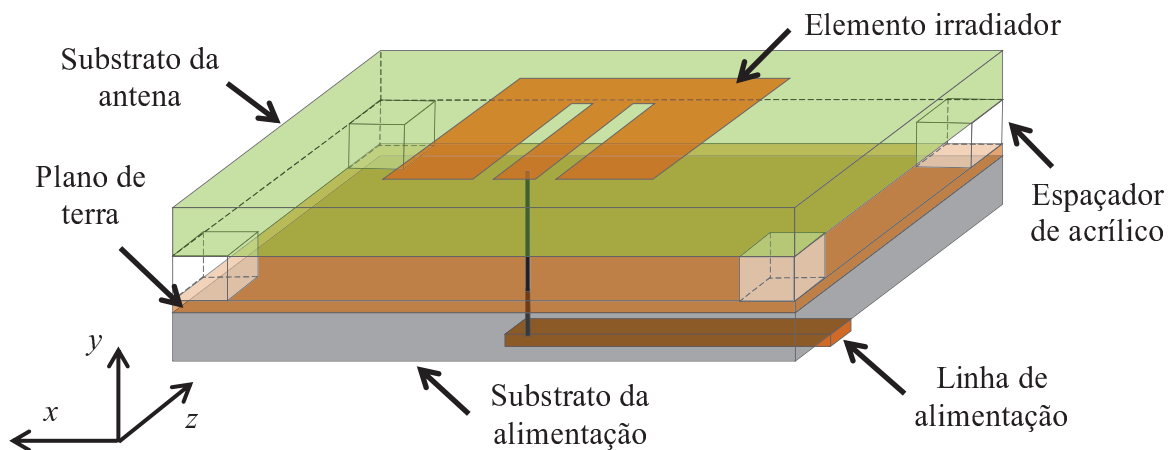


Figura 5.6 - Vista tridimensional da estrutura da antena em formato *E* utilizada no projeto.

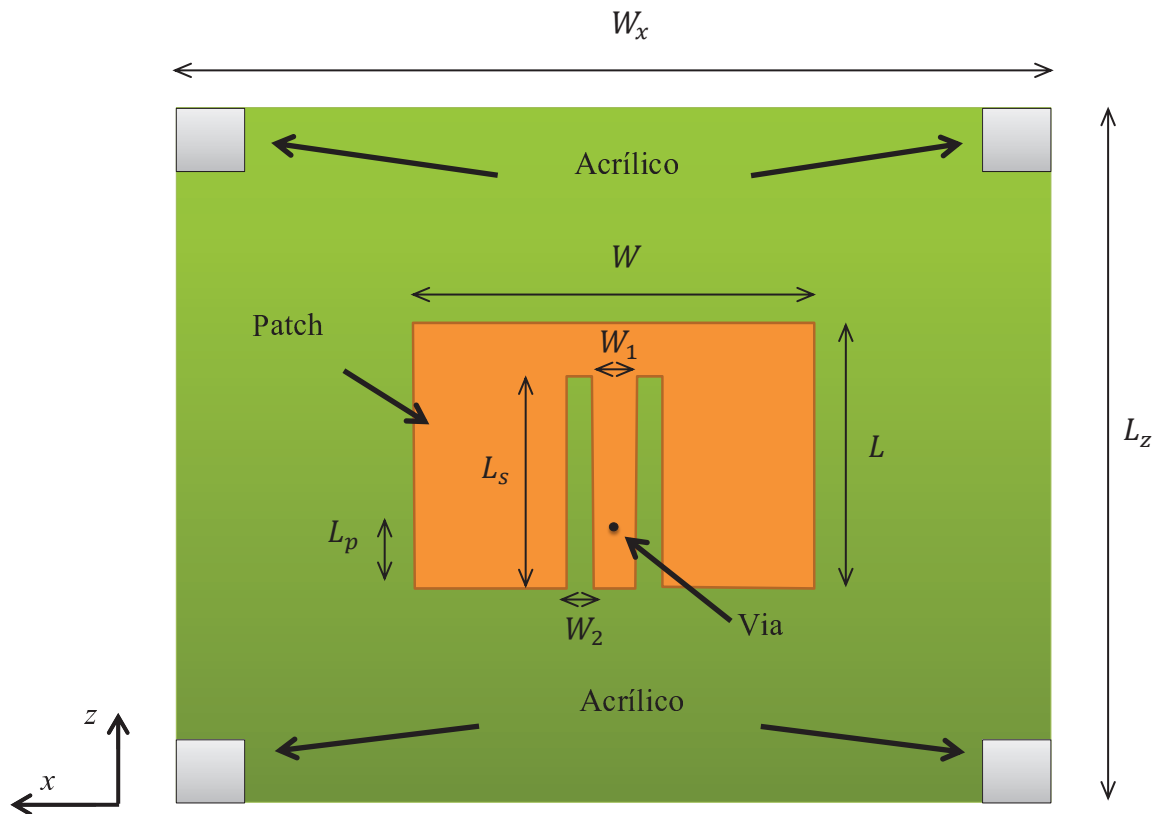


Figura 5.7 - Vista superior esquemática da antena em E .

Após a otimização com o software *HFSS* (ANSYS, 2013), as seguintes dimensões foram obtidas para a antena: $W = 53,82$ mm, $L = 38,36$ mm, $W_1 = 3,48$ mm, $W_2 = 5,89$ mm, $L_v = 9$ mm, $L_s = 30,82$ mm, $W_x = 117,22$ mm, $L_z = 101,77$ mm e $d_{via} = 1,1$ mm (diâmetro da via).

A Figura 5.8 ilustra a geometria final da antena modelada no software *HFSS*, apresentando os detalhes do elemento irradiador para determinadas coordenadas espaciais, onde se considerou as paredes absorvedoras a uma distância mínima de um quarto de comprimento de onda no vácuo, visando à medição do campo eletromagnético irradiado pela antena em campo distante (região de Fraunhofer), e, conseqüentemente, a obtenção de uma previsão confiável do diagrama de irradiação. Na Figura 5.8, podem ser visualizadas duas formas utilizadas para simulação do campo irradiado pelo elemento. A primeira é a condição de contorno absorvedora (do inglês, *absorbing boundary condition* - ABC) e a segunda chamada de camadas perfeitamente casadas (do inglês, *perfectly matched layers* - PML). A partir de projetos já realizados, é recomendada o tipo ABC como condição de contorno absorvedora para a análise de circuitos em micro-ondas, enquanto que para antenas indica-se

o uso da PML, pois os resultados simulados se aproximam mais dos medidos, motivo que levou ao uso da condição apresentada na Figura 5.8.b.

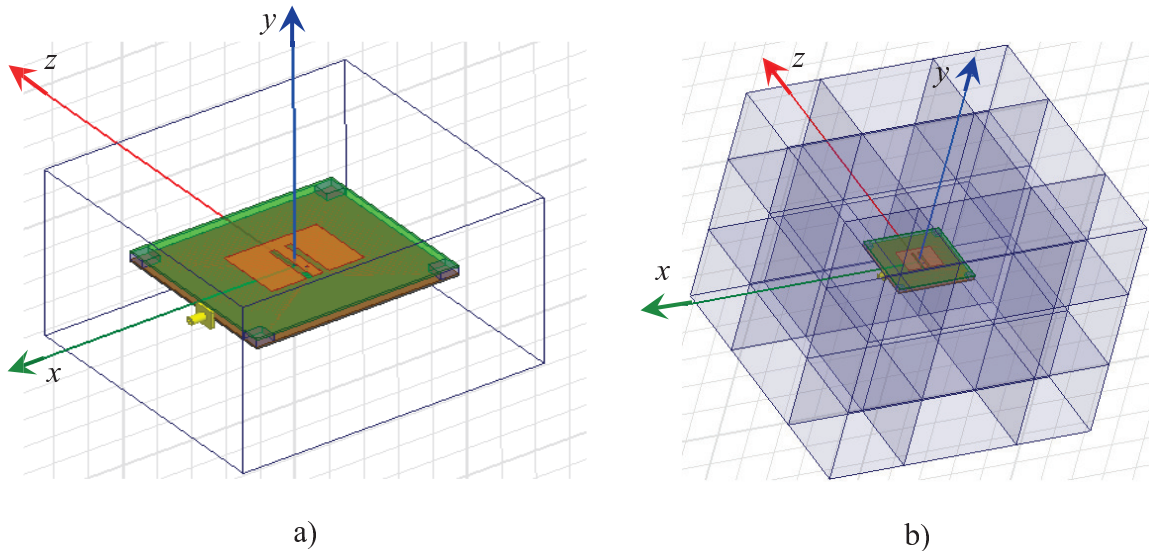


Figura 5.8 - Condição de contorno utilizada no projeto. a) ABC e b) PML.

A Tabela 5.1 apresenta os parâmetros utilizados na configuração do processo de otimização da malha do modelo no *HFSS*. As configurações utilizadas para a simulação do projeto podem ser verificadas na Tabela 5.2. A malha discretizada do elemento pode ser visualizada na Figura 5.9, onde constata-se a uniformidade da malha ao longo da estrutura.

Tabela 5.1 - Dados de convergência do processo de geração da malha 3D.

Parâmetros	Valor
Nº de passos até a convergência	4
Nº de Tetraedros	46.347

Tabela 5.2 - Configurações utilizadas no software *HFSS*.

Parâmetro	Valor utilizado
Frequência de discretização	2,595 GHz
Convergência de malha (ΔS)	0,02
Refinamento da malha	30%
Tipo de solução	Driven Modal
Tipo de condição de contorno absorvedora	Perfectly Matched Layers (PML)

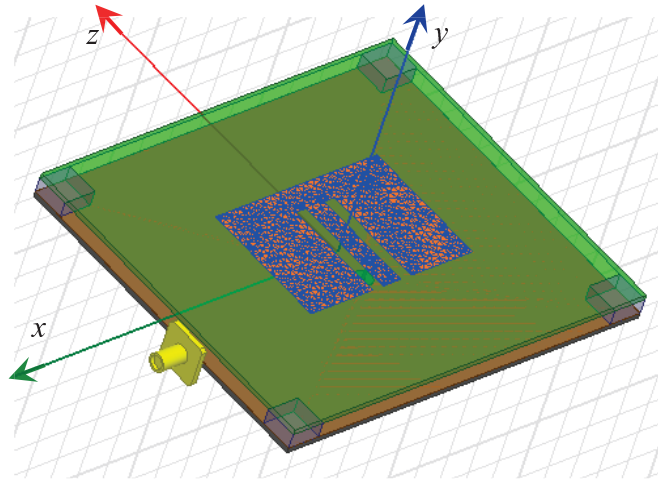


Figura 5.9 - Malha do elemento simples no software *HFSS*.

A estrutura otimizada a partir do *HFSS* foi construída e imagens do protótipo podem ser verificadas na Figura 5.10.

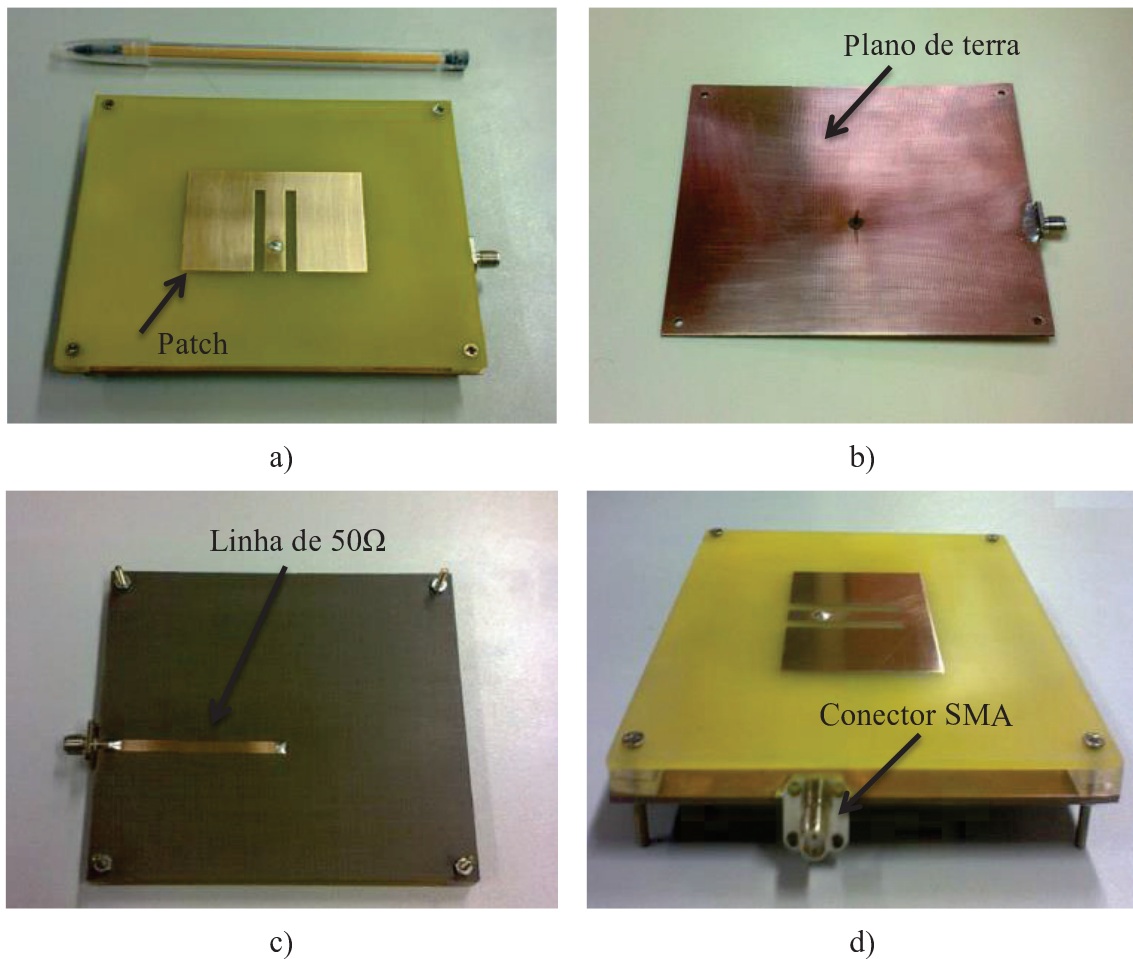


Figura 5.10 - a) Vista superior, b) Plano de terra, c) Vista inferior e d) Porta de alimentação da antena tipo *E*.

Na Figura 5.11 pode-se visualizar o resultado simulado e medido para o coeficiente de reflexão Γ na entrada da antena. A Figura 5.12 mostra as curvas na carta de Smith na faixa de 2 a 3 GHz. Analisando-se os resultados, verifica-se concordância muito boa entre simulação e experimento.

Considerando-se aceitáveis valores de coeficiente de reflexão abaixo de -10 dB (representa a reflexão máxima de 10% da potência entregue à antena), a antena projetada pode operar satisfatoriamente entre 2,4 e 2,77 GHz, atendendo a faixa de frequência alocada à tecnologia 4G.

Na Figura 5.12, pode-se verificar um *loop* em torno do centro da carta de Smith, o qual é responsável pela banda de aproximadamente 377 MHz. A faixa de operação é dada pelas frequências contidas dentro do círculo tracejado, o qual representa a relação de tensão de onda estacionária (do inglês, *voltage standing wave ratio* - VSWR) menor ou igual a 2,0. Assim, as frequências contidas dentro do círculo correspondem a valores de $|\Gamma| < -10$ dB, neste caso os pontos de intersecção entre o círculo VSWR e a curva obtida são dados em 2,4 GHz e 2,77 GHz.

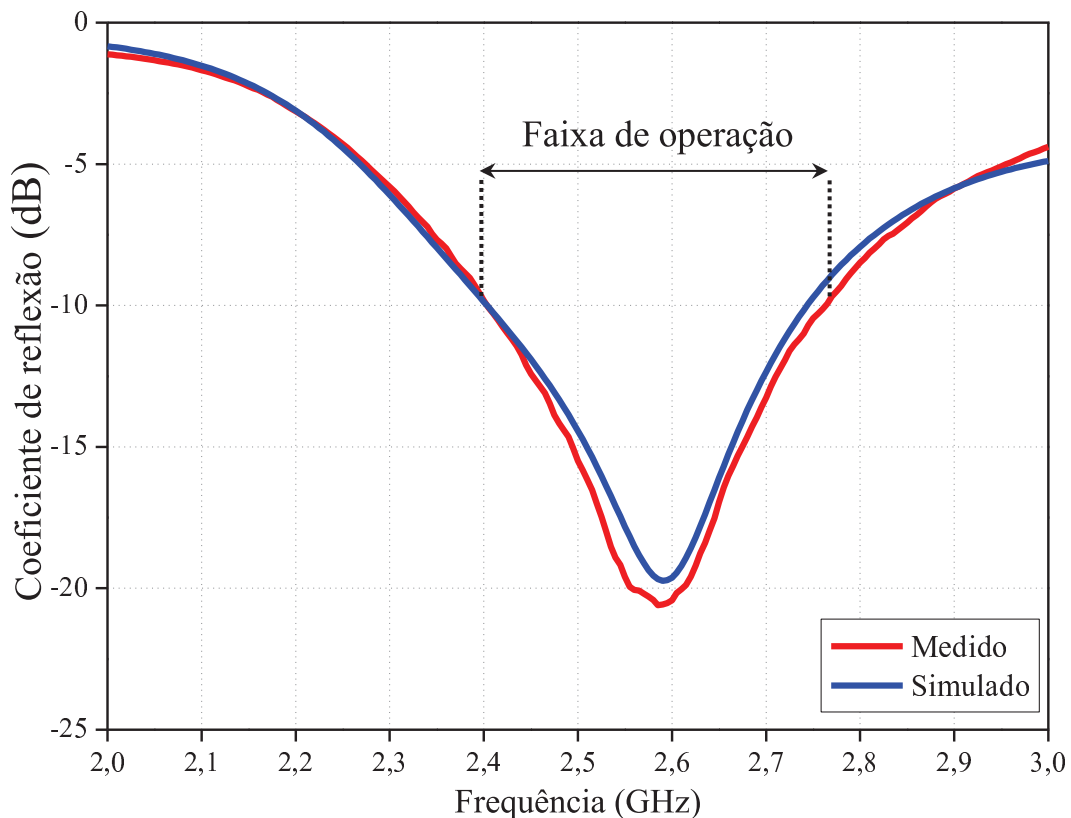


Figura 5.11 - Coeficiente de reflexão na entrada da antena em função da frequência.

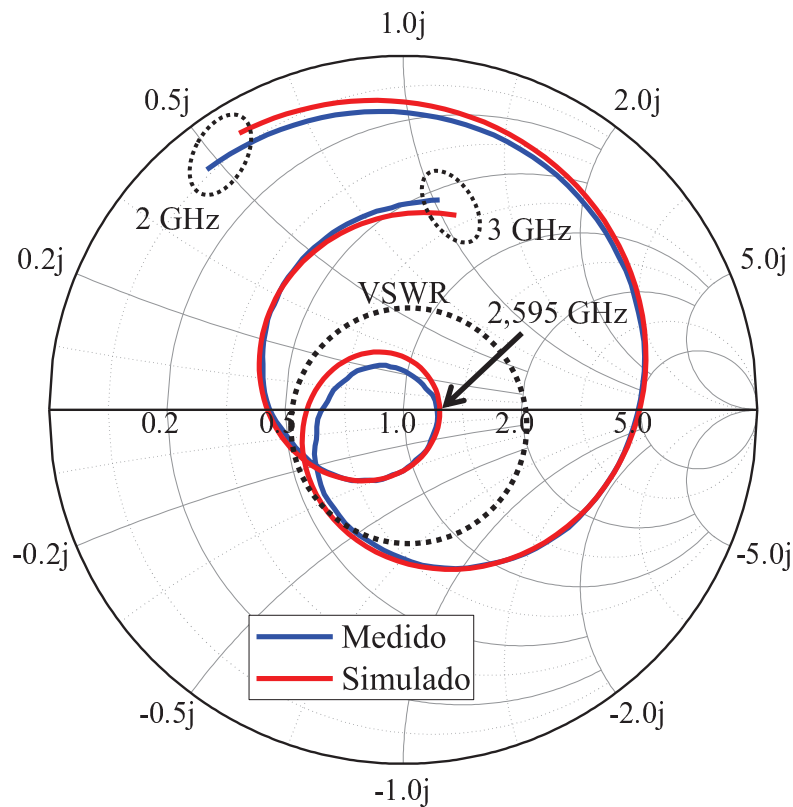


Figura 5.12 - Variação da impedância de entrada da antena tipo E em função da frequência.

Depois de validados os resultados relacionados à faixa de operação da antena projetada através do analisador de rede, o diagrama de irradiação da antena foi medido na câmara anecóica do Instituto de Fomento e Coordenação Industrial (IFI/DCTA), conforme pode ser visualizado na Figura 5.13.

Os diagramas de irradiação simulados e medidos no plano de elevação e azimute obtidos para a frequência central de 2,595 GHz podem ser visualizados na Figura 5.15 e na Figura 5.16, respectivamente. No plano de elevação, verifica-se uma assimetria no diagrama devido à presença das fendas paralelas introduzidas no *patch*. Tal característica facilitou o processo de síntese do diagrama da rede linear de antenas tipo E , pois a maior parte da energia irradiada por esta antena concentra-se abaixo da linha do horizonte ($\theta = 90^\circ$). No plano H, o diagrama de irradiação apresenta comportamento simétrico e um ângulo de meia potência (do inglês, *half power beam-width* - HPBW) de 60° , sendo, assim, bem adequada ao uso para construção de painéis setoriais de 60° . Pode-se verificar em ambos os diagramas uma pequena diferença na intensidade de potência na direção traseira quando é realizada a comparação entre os resultados medidos e simulados, a qual é atribuída pela presença do cabo utilizado para alimentar a antena.

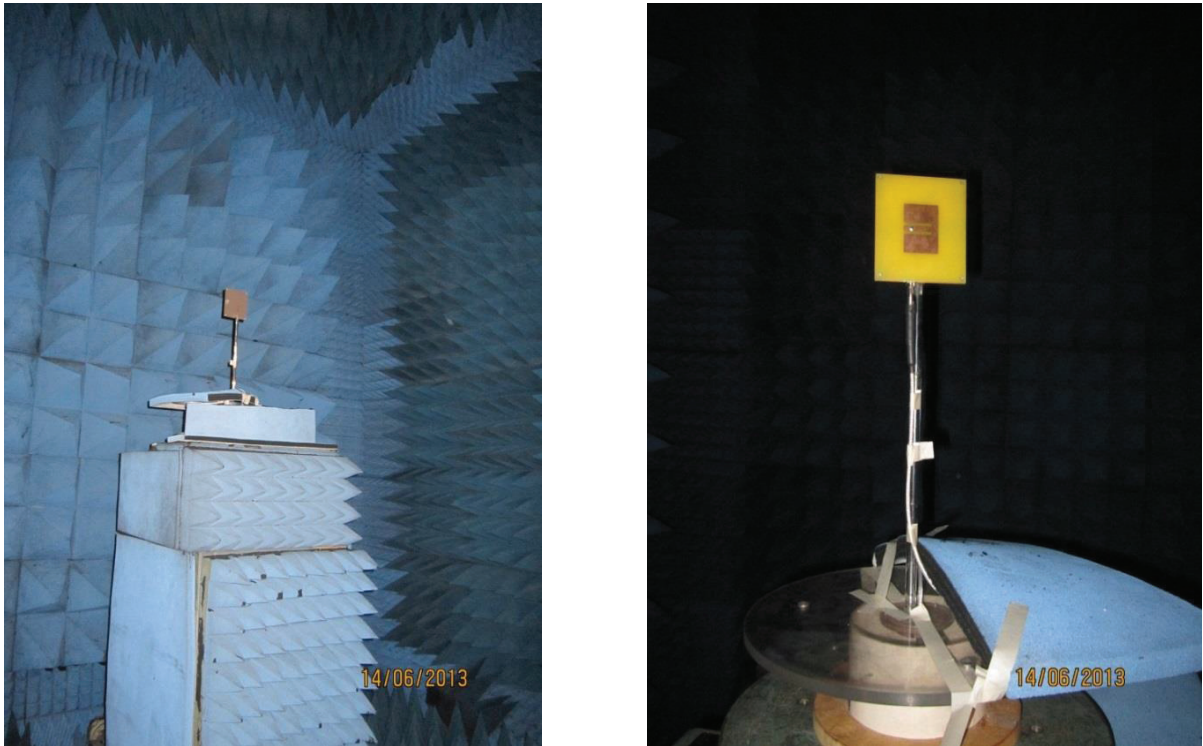


Figura 5.13 - Medição do diagrama de irradiação do elemento simples na câmara anecóica.

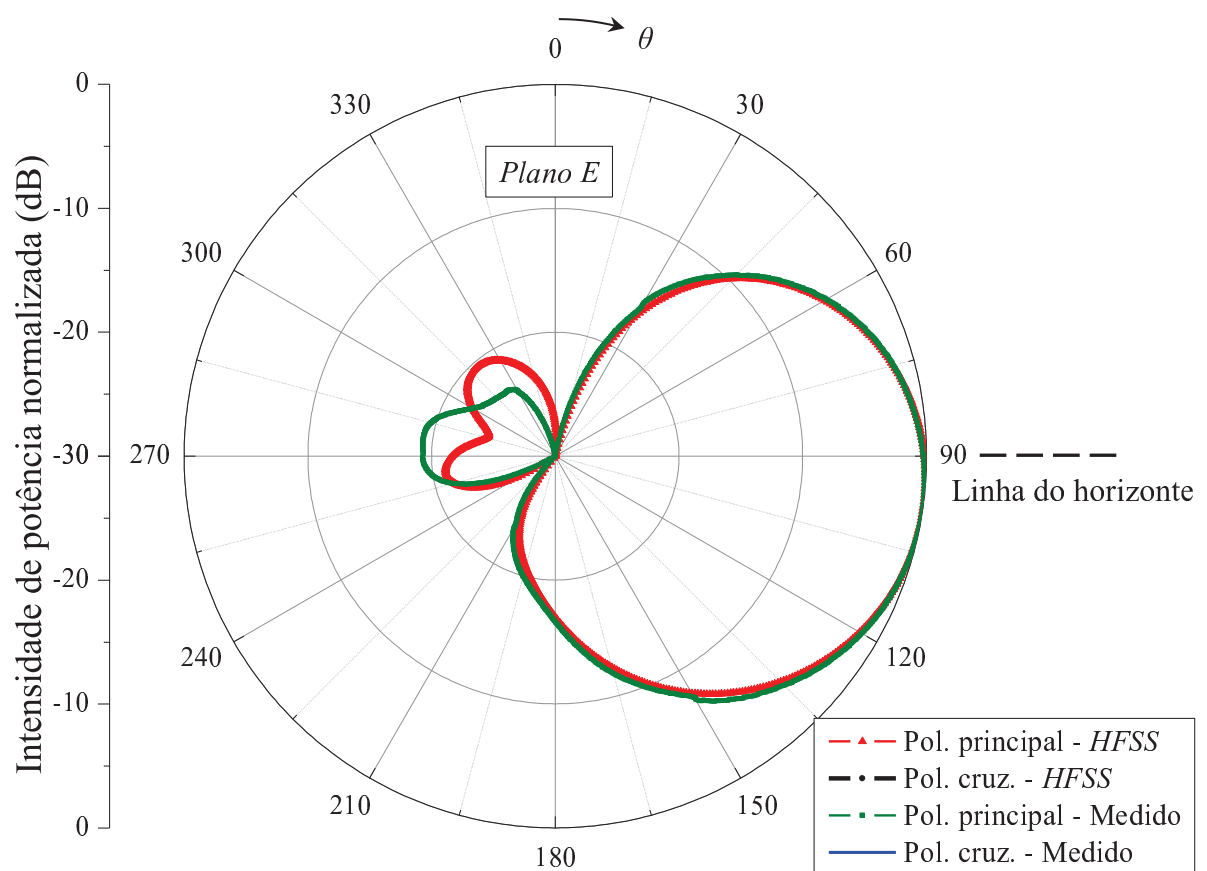


Figura 5.14 - Diagrama de irradiação no plano de elevação yz.

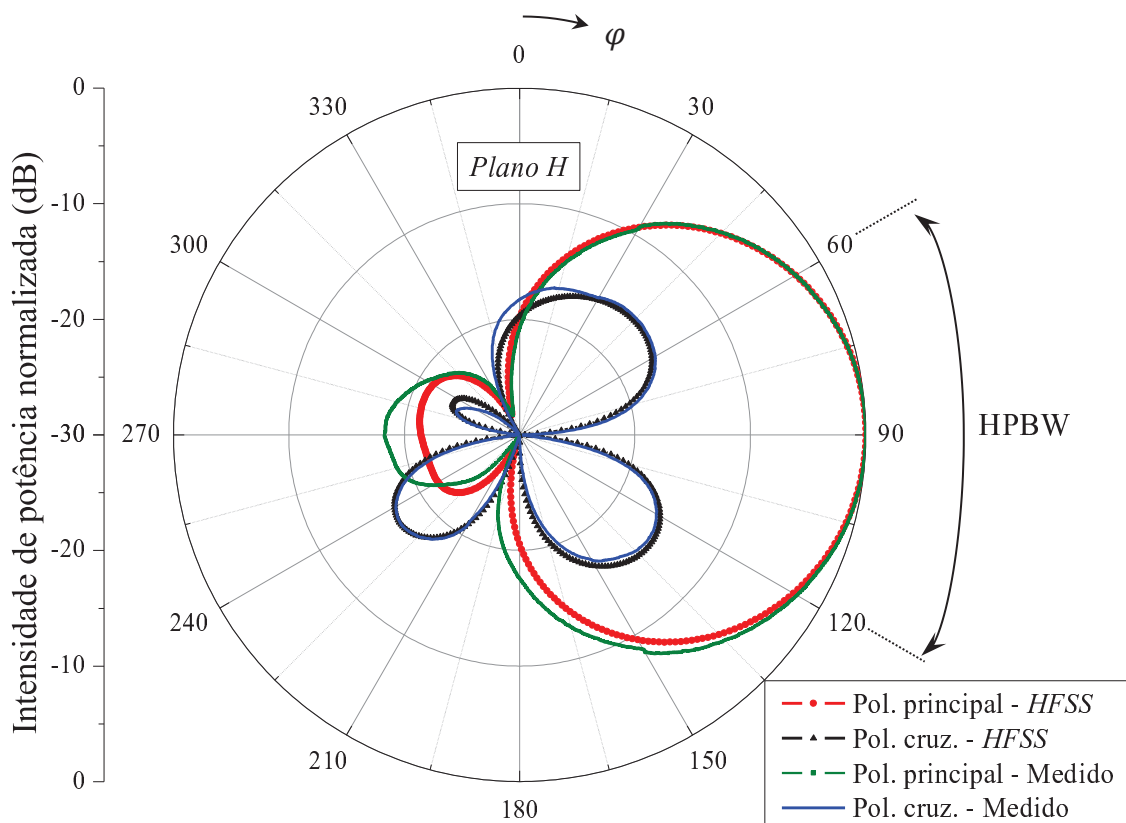


Figura 5.15 - Diagrama de irradiação no plano azimutal xy .

Os diagramas tridimensionais calculados com o *HFSS* podem ser visualizados na Figura 5.16 em termos das coordenadas espaciais.

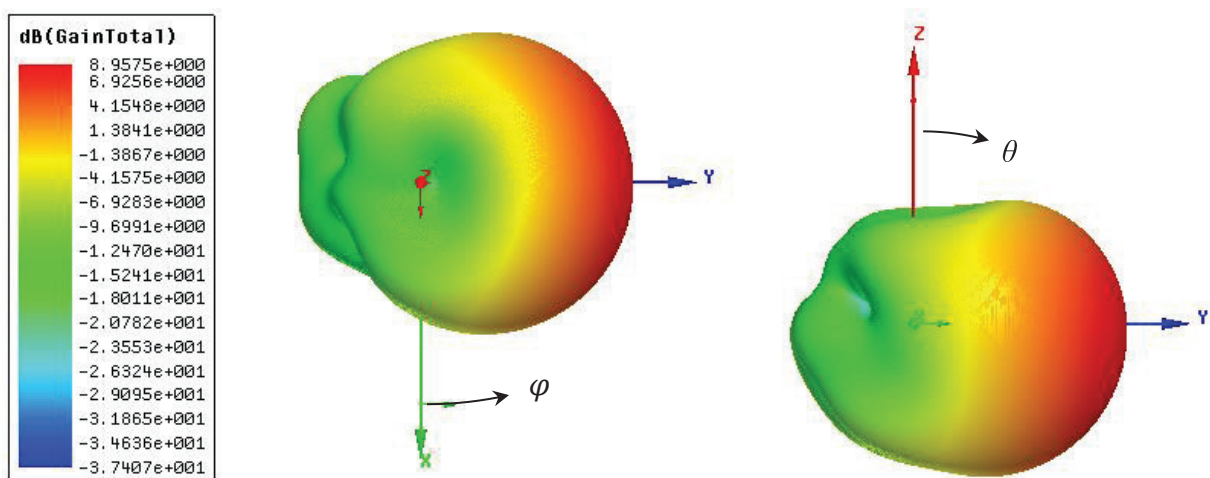


Figura 5.16 - Diagrama de irradiação 3D do elemento simples em microfita.

5.2. Redes de antenas com o elemento E

Os coeficientes de excitação obtidos a partir da ferramenta computacional (combinação de GA e SQP) para uma rede de antenas com 24 elementos isotrópicos foram utilizados para alimentar uma rede de antenas do tipo E . Pode-se verificar, a partir da Figura 5.17 que o diagrama não satisfaz mais as especificações, pois a intensidade de campo na região da cossecante ao quadrado encontra-se abaixo do nível esperado para os valores de θ próximos a 180° (direção para a base da torre de telefonia móvel). Isto ocorre devido à característica diretiva do elemento em E no respectivo plano.

Diferentemente de muitos trabalhos encontrados na literatura, os quais desconsideram as características de irradiação do elemento, foi realizada novamente a síntese do diagrama considerando-se o elemento em E . Neste caso, obteve-se resultados que atendem às especificações. Além disso, foi realizado o estudo em relação ao número de elementos necessários para reproduzir o diagrama desejado, de maneira análoga à realizada para as redes com elementos isotrópicos. Os resultados obtidos podem ser visualizados na Figura 5.18.

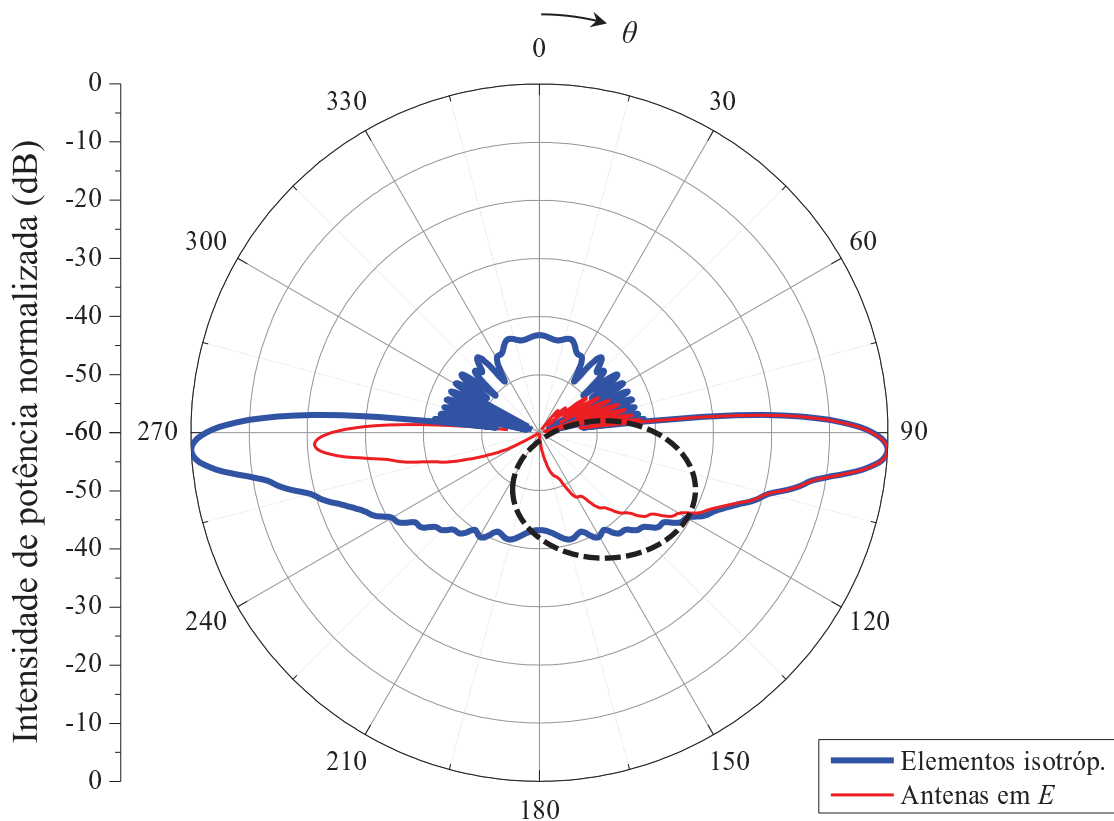


Figura 5.17 - Influência do diagrama de irradiação do elemento simples em uma rede sintetizada para elementos isotrópicos.

As redes com 10, 15 e 20 elementos tipo E reproduziram diagramas com *ripple* de 9,22 dB, 3,83 dB e 1,68 dB, respectivamente, na região da cossecante ao quadrado. Estes resultados estão próximos aos obtidos para as redes isotrópicas. Semelhantemente à rede de elementos isotrópicos, foram necessários 24 elementos tipo E para satisfazer as especificações. Uma rede com 24 elementos resultaria nas seguintes dimensões: largura = 117,22 mm e altura = 1383,97 mm. Estes valores são similares às dimensões das antenas utilizadas atualmente em ERBs. Uma análise interessante a ser realizada é quanto ao espaçamento entre os elementos da rede. Assim, foram sintetizadas redes com espaçamentos na faixa de $0,4 \lambda_0$ - $0,7 \lambda_0$, com passo de $0,1 \lambda_0$. A partir dos resultados apresentados na Figura 5.19, constata-se que, à medida que o espaçamento é incrementado, ocorre uma perda do controle do diagrama na região da cossecante ao quadrado, sendo, assim, necessário o uso de um espaçamento inferior a $0,5 \lambda_0$. Uma rede de antenas com 24 elementos do tipo E (ver Figura 5.20) foi simulada com o auxílio do software *HFSS*, e, posteriormente, os coeficientes de excitação sintetizados a partir da ferramenta computacional (ver a Tabela 5.3) foram inseridos no modelo a fim de validar o diagrama de irradiação sintetizado. O resultado obtido pode ser verificado na Figura 5.21.

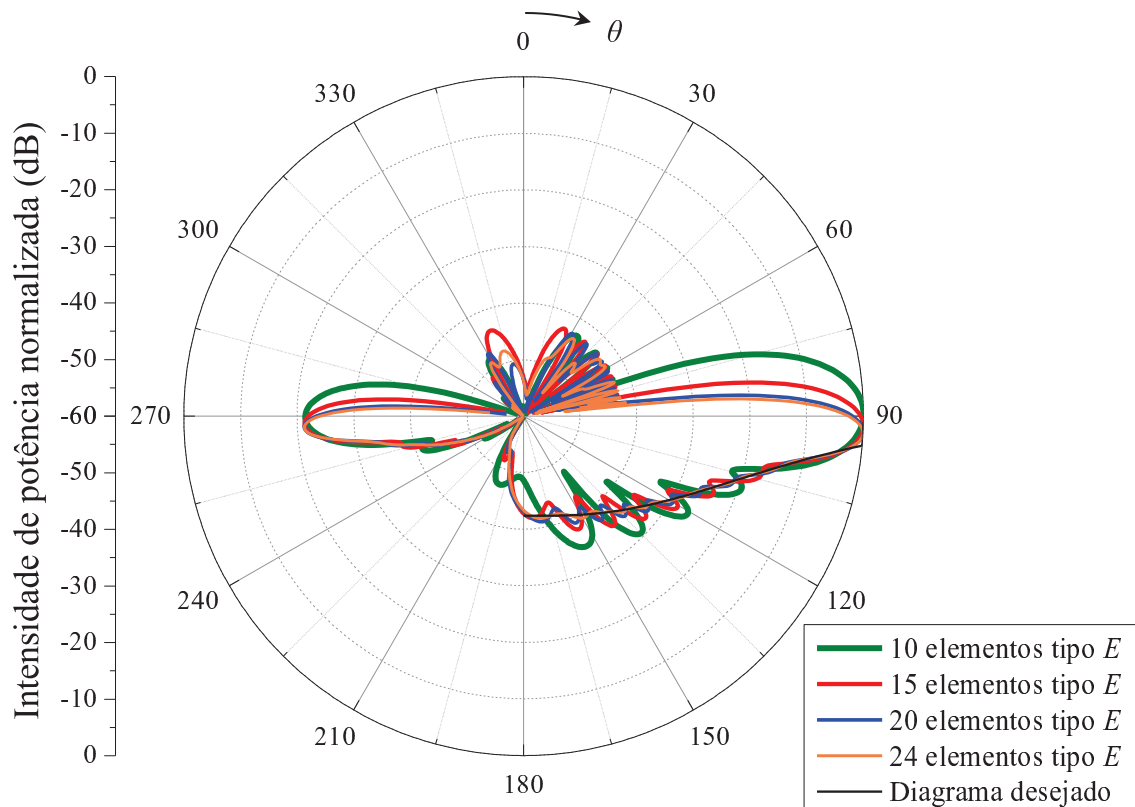


Figura 5.18 - Síntese do diagrama de irradiação para uma rede de antenas do tipo E para diferentes valores de N .

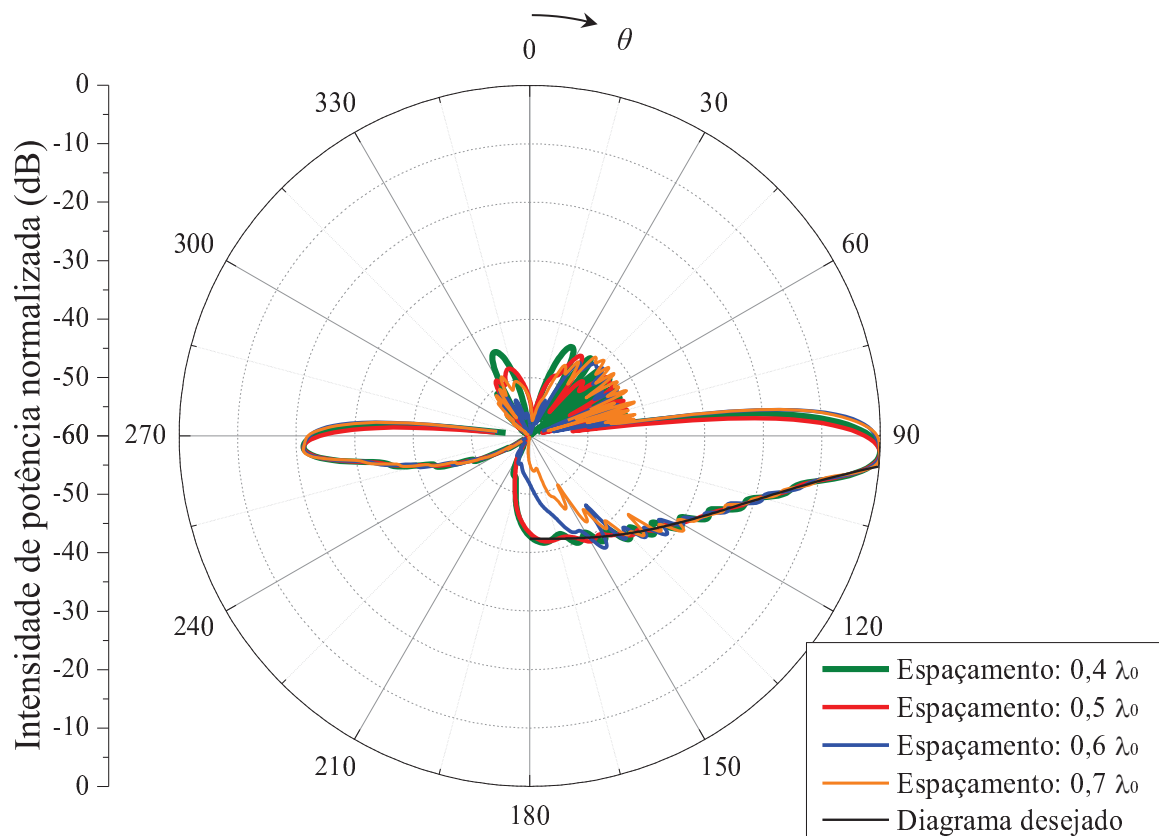


Figura 5.19 - Síntese do diagrama para diferentes espaçamentos entre os elementos da rede.

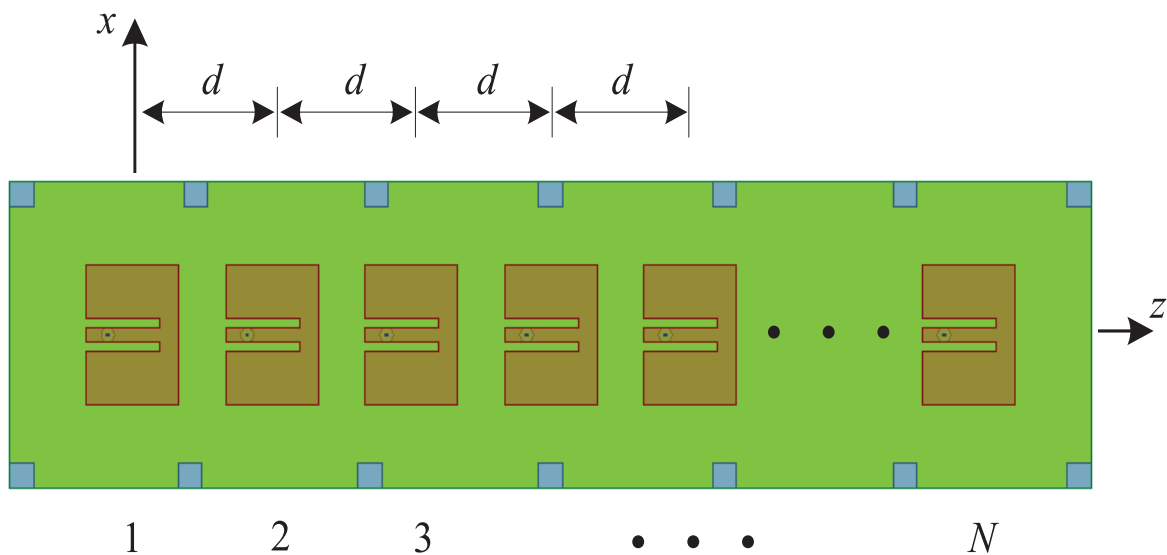


Figura 5.20 - Geometria de uma rede linear de N elementos em E no HFSS.

Analisando-se a Figura 5.21 verifica-se que o diagrama sintetizado a partir da ferramenta computacional (GA-SQP) sofreu uma alteração quando o modelo da rede no *HFSS* foi alimentado pelos coeficientes calculados. Isto ocorreu devido ao acoplamento mútuo entre os elementos, característica esta não compensada no processo de síntese, uma vez que apenas

o diagrama do elemento isolado foi levado em consideração. Além disso, outro fator presente é o efeito de borda, ocorrido devido ao truncamento do plano de terra, que contribui na modificação do formato do diagrama do elemento em *E*.

Para solucionar a distorção do diagrama, fez-se necessária a obtenção dos diagramas individuais dos elementos que compõem a rede de antenas, de forma a considerar os efeitos comentados acima. A estratégia utilizada neste trabalho para a determinação dos diagramas constituiu-se na alimentação individual dos diferentes elementos da rede com coeficiente unitário. Após realizar-se sucessivamente a excitação dos elementos, sendo em cada instante obtido um diagrama individual, obteve-se os campos dos 24 irradiadores. Os resultados são apresentados na Figura 5.22. Pode-se verificar que as respostas foram modificadas devido ao acoplamento eletromagnético entre os *patches* e também ao efeito de borda, quando estas são comparadas com a obtida no plano de elevação de um elemento isolado, mostrado na Figura 5.14.

Tabela 5.3 - Coeficientes de excitação sintetizados para uma rede de 24 elementos tipo *E*.

Elemento	Amplitude (A)	Fases (Graus)	Elemento	Amplitude (A)	Fases (Graus)
#1	0,02	143,8	#13	0,995	-99,4
#2	0,124	157,6	#14	0,891	-85,1
#3	0,269	170,4	#15	1	-78,6
#4	0,336	-155,6	#16	0,766	-57,7
#5	0,399	-131,6	#17	0,773	-59,9
#6	0,314	-124,5	#18	0,601	-36,6
#7	0,332	-138,2	#19	0,482	-34,6
#8	0,491	-141,1	#20	0,354	-18,5
#9	0,556	-135,1	#21	0,282	-13,9
#10	0,718	-126,5	#22	0,148	10
#11	0,847	-123,8	#23	0,116	-3,2
#12	0,907	-105,5	#24	0,043	28

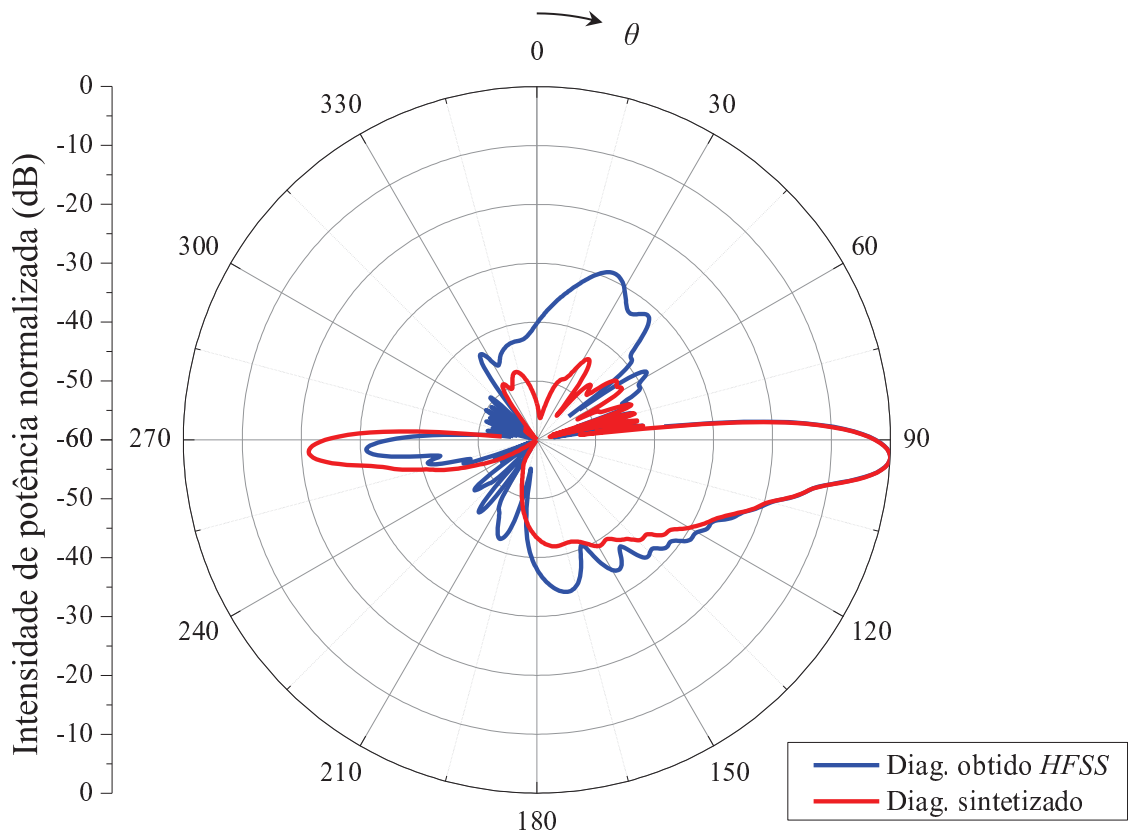


Figura 5.21 - Comparação entre o diagrama sintetizado e o obtido no *HFSS*.

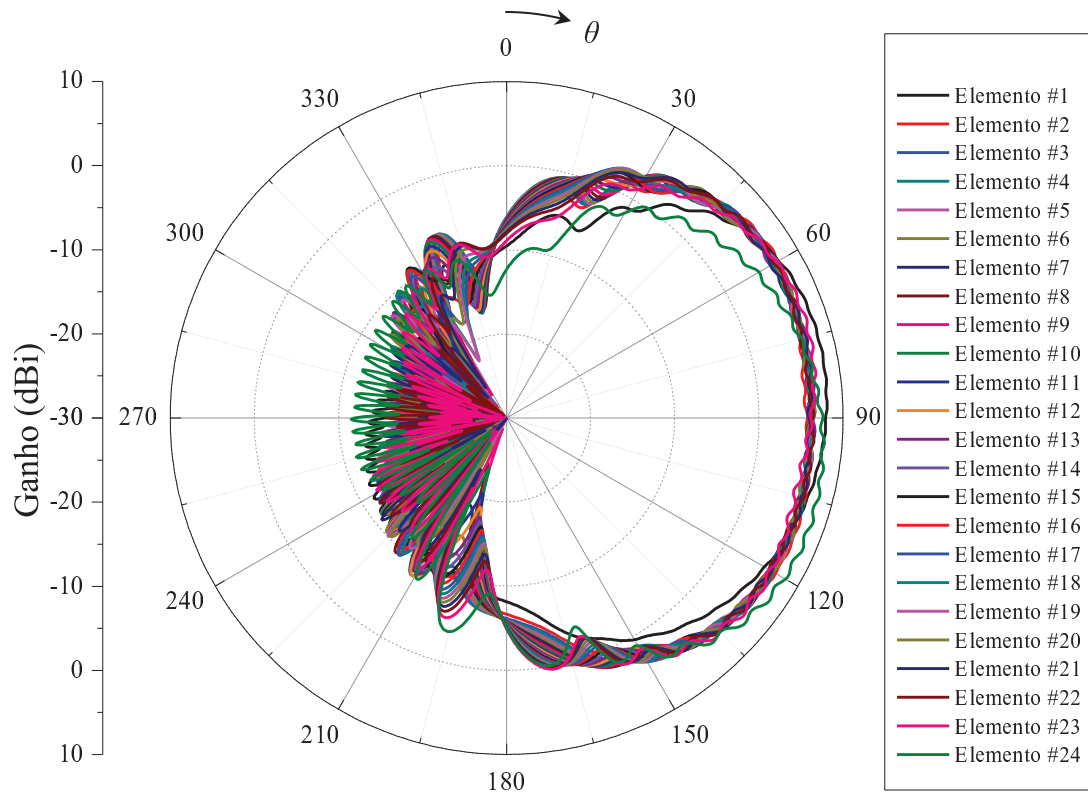


Figura 5.22 - Diagrama de irradiação individual dos 24 elementos considerando-se o acoplamento mútuo e o efeito de borda.

Utilizando-se os diagramas individuais dos elementos que compõem a rede, foi realizada novamente a síntese do diagrama proposto. As amplitudes e fases das correntes calculadas podem ser observadas na Tabela 5.4. Os coeficientes foram usados para alimentar as antenas que compõem a rede no *HFSS* e o diagrama obtido no *HFSS* é visualizado na Figura 5.23.

Tabela 5.4 - Correntes de excitação sintetizadas para uma rede de 24 elementos tipo *E* com acoplamento mútuo entre os elementos.

Elemento	Amplitude (A)	Fases (Graus)	Elemento	Amplitude (A)	Fases (Graus)
#1	0,069	8,48	#13	0,926	81,32
#2	0,11	12,08	#14	1	89,79
#3	0,164	20,91	#15	0,973	102,6
#4	0,222	30,2	#16	0,914	107,01
#5	0,289	30,43	#17	0,952	118,17
#6	0,398	38,65	#18	0,872	130,83
#7	0,46	47,02	#19	0,826	146,06
#8	0,548	51,86	#20	0,675	169,07
#9	0,625	54,34	#21	0,478	-165,66
#10	0,771	62,03	#22	0,249	-145,17
#11	0,796	72,39	#23	0,158	-120,08
#12	0,845	74,24	#24	0	0

Analisando-se os resultados, verifica-se que ambos os diagramas apresentam excelente concordância. Desta forma, todos os efeitos foram compensados durante o processo de síntese. O último passo de projeto visando à construção do protótipo é o projeto de um sistema alimentador para fornecer os coeficientes calculados às entradas das antenas.

Uma rede com 24 elementos resultaria em dimensões comerciais aceitáveis para painéis setoriais de 60°, porém a construção deste protótipo no laboratório da UNIPAMPA se tornaria impraticável no momento. As dimensões máximas suportadas pela prototipadora são 50 cm x 50 cm. Desta forma, como alternativa para validação da ferramenta de síntese desenvolvida, optou-se por adaptar os parâmetros da Figura 3.3 para o caso de uma ERB servindo a uma picocélula. Tal desenvolvimento será descrito na seção seguinte.

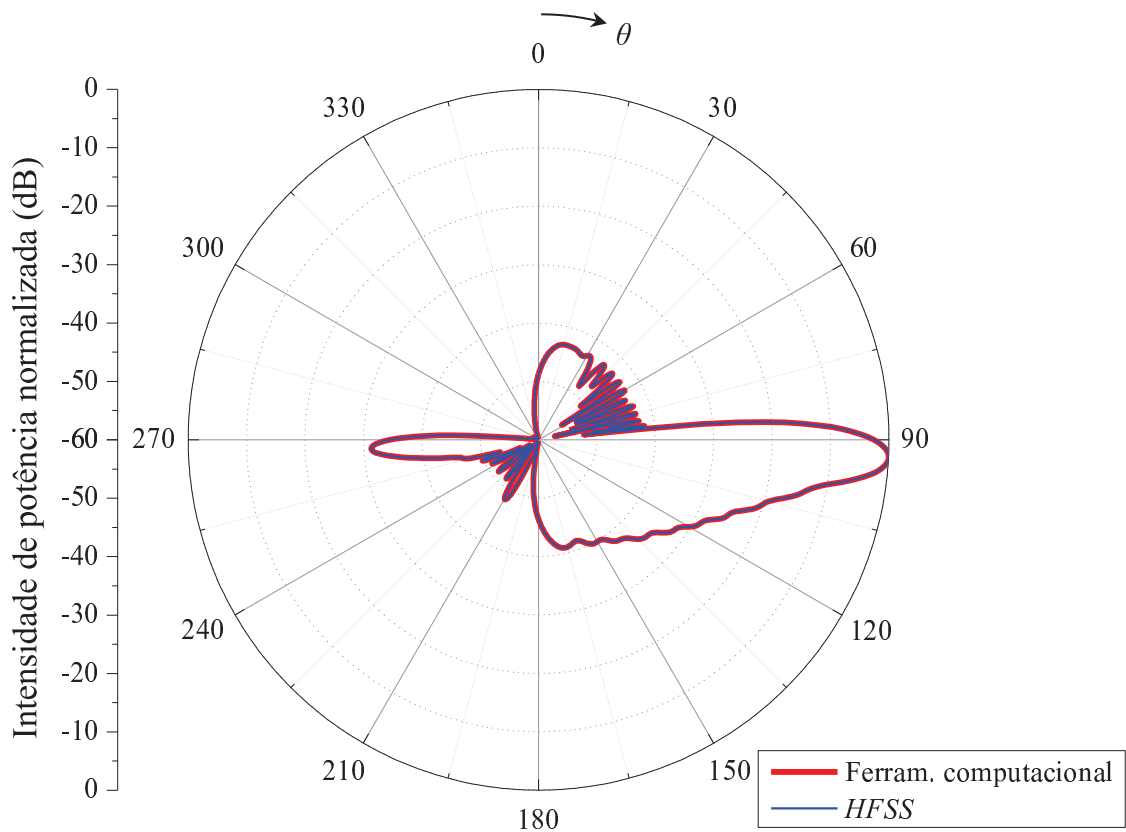


Figura 5.23 - Diagrama sintetizado e obtido pelo modelo da rede no *HFSS*.

5.3. Projeto de uma rede para picocélulas

O projeto de uma rede para picocélulas necessita da alteração dos parâmetros do diagrama especificado. Neste caso, o máximo do diagrama deverá apontar para $\theta_c = 98^\circ$, facilitando o processo de síntese para a obtenção de uma rede que satisfaça às restrições de projeto. A região dos lóbulos secundários é definida entre $[0^\circ, 84^\circ]$ com amplitude 23 dB abaixo do máximo do diagrama. O ângulo de normalização do diagrama foi definido em $\theta_n = 108^\circ$. Sabendo-se as especificações do diagrama e a compensação de todos os efeitos observados no projeto de uma rede de antenas em tecnologia de microfita, sintetizou-se uma rede com 8 elementos (número determinado pela máxima dimensão suportada pela prototipadora). Realizando-se o cálculo dos coeficientes de excitação através da ferramenta computacional, constatou-se que a corrente no oitavo elemento era praticamente zero, o que corresponderia, neste caso, a conectar a antena a uma carga casada. Desta forma, optou-se pelo projeto de uma rede com 7 elementos. Inicialmente, os diagramas individuais dos elementos da rede foram calculados no *HFSS*, de forma a considerá-los no processo de síntese. Os diagramas obtidos podem ser visualizados na Figura 5.24 na forma polar, e os diagramas tridimensionais destes elementos podem ser visualizados na Figura 5.25.

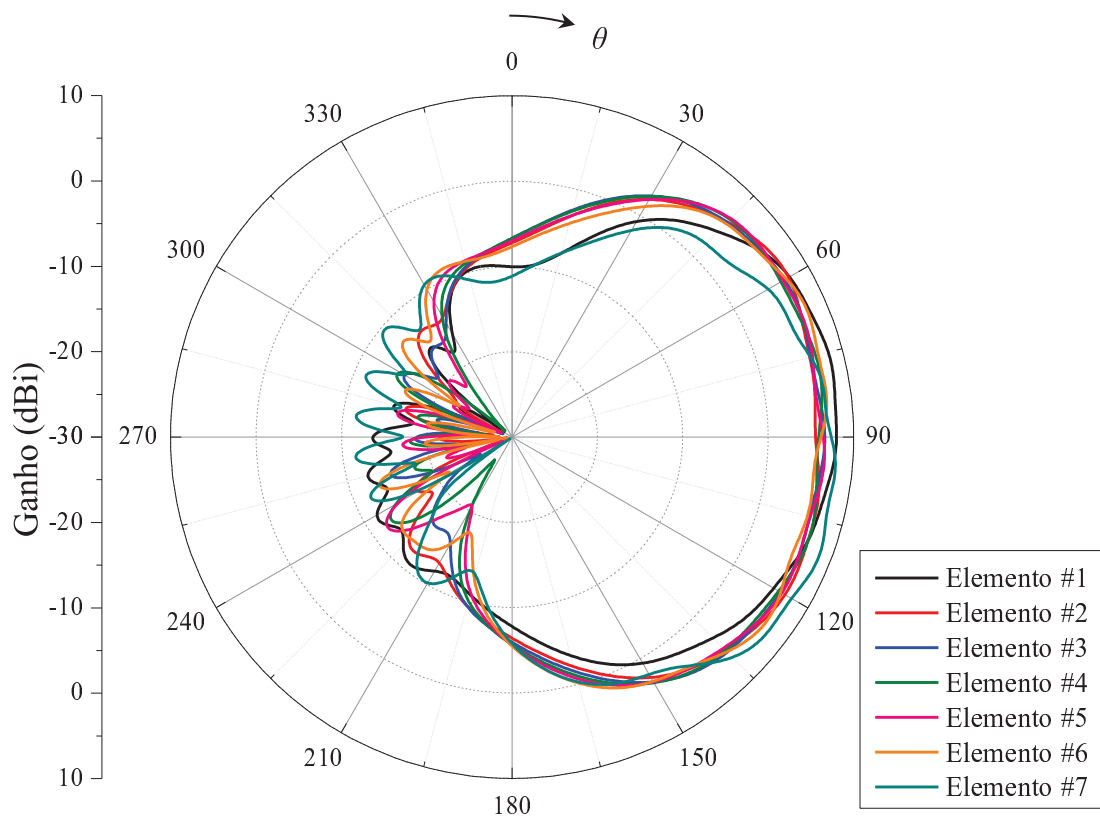
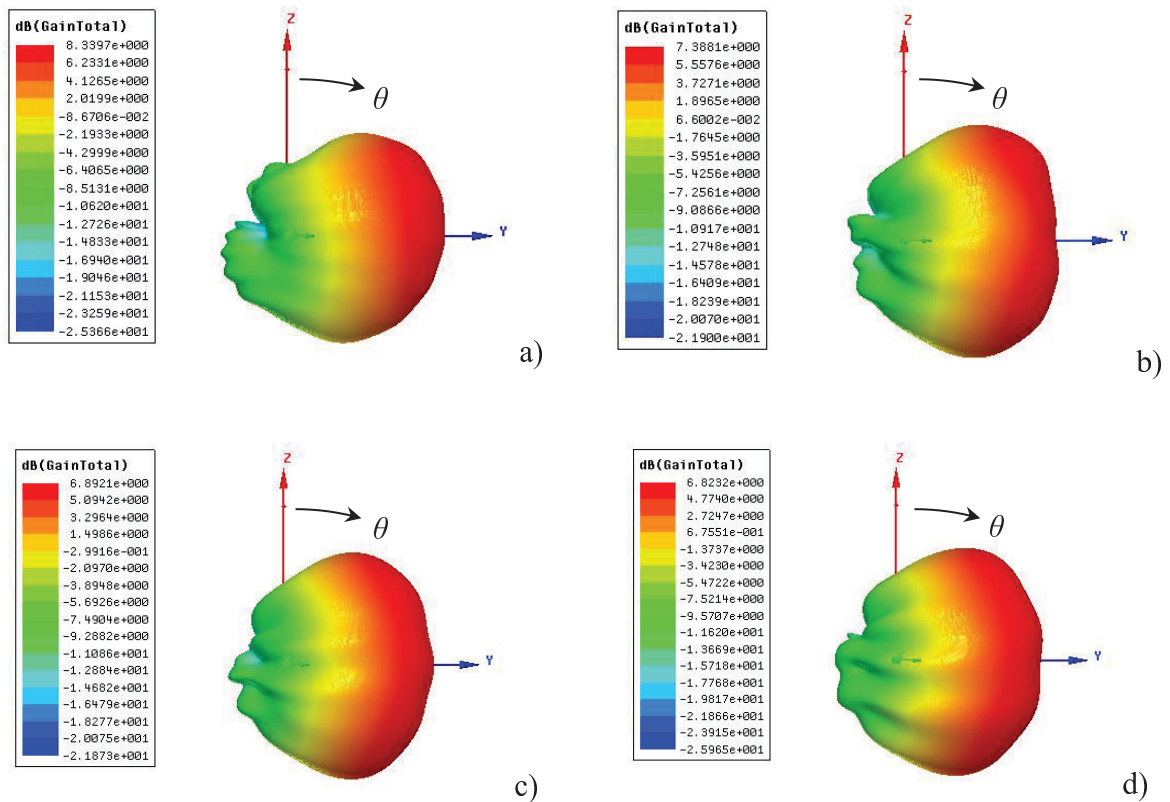


Figura 5.24 - Diagramas de irradiação individuais dos 7 elementos considerando o acoplamento entre os elementos da rede e o efeito de borda.



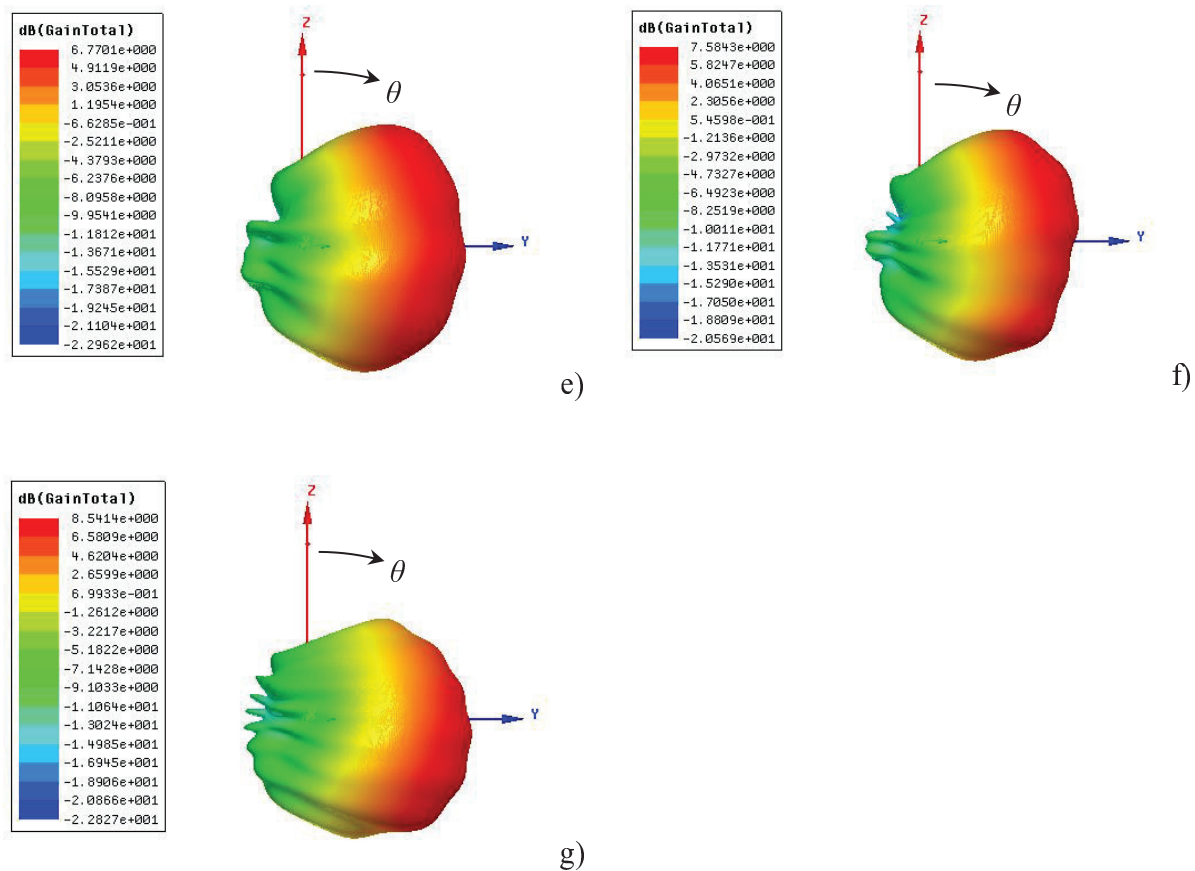


Figura 5.25 - Diagramas de irradiação individuais 3D dos elementos da rede.

Depois de obtidos os diagramas individuais, sintetizou-se o diagrama especificado. Como o GA é um algoritmo não determinístico, então podem existir n soluções para um problema. A SQP apenas realiza um refinamento da solução e para isto depende da solução encontrada pelo GA.

Para exemplificar este fato, a ferramenta foi executada 5 vezes para sintetizar o diagrama desejado. O resultado foi a obtenção de cinco conjuntos de coeficientes que satisfazem as especificações. Pode-se verificar na Figura 5.26 os cinco diagramas resultantes, os quais apresentam características praticamente iguais na região da cossecante ao quadrado, diferenciando-se apenas na região dos lóbulos secundários. Os coeficientes calculados para cada diagrama estão listados na Tabela 5.5, Tabela 5.6, Tabela 5.7, Tabela 5.8 e Tabela 5.9.

Analisando-se os coeficientes calculados, optou-se pelos coeficientes contidos na Tabela 5.6, pois apresentam menores diferenças entre as amplitudes das correntes que alimentam as antenas adjacentes. Isto facilita o projeto do sistema alimentador, cuja divisão será executada a partir de divisores do tipo T. No projeto dos divisores, devem-se avaliar as relações de correntes, pois relações maiores que 1:2 implicam em linhas de transmissão de

larguras desproporcionais. Elevadas impedâncias resultam em linhas estreitas, inadequadas para fabricação, enquanto que baixas impedâncias resultam em linhas largas, que acabam irradiando considerável energia para o espaço. Esta é a principal motivação para a escolha dos conjuntos de coeficientes listas na Tabela 5.6.

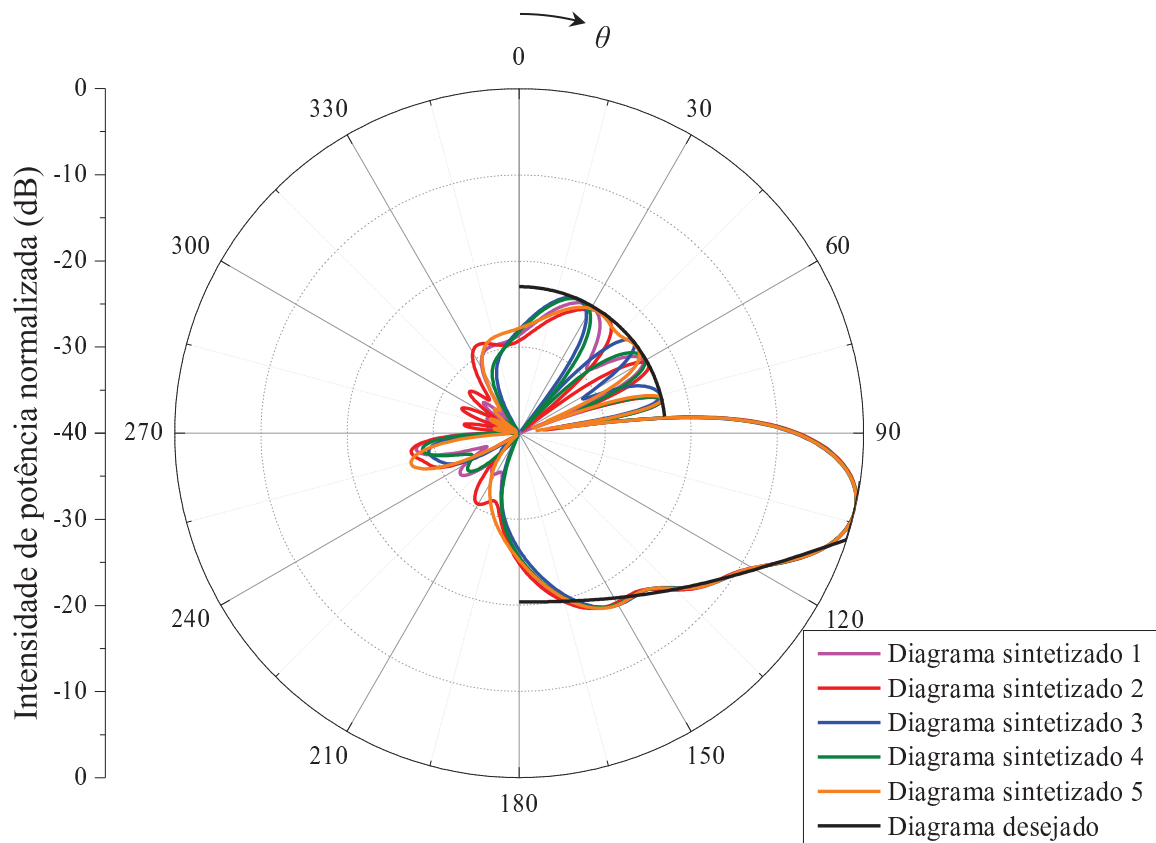


Figura 5.26 - Diagrama de irradiação para as 5 soluções obtidas com a ferramenta computacional.

Tabela 5.5 - Conjunto de correntes de excitação do diagrama sintetizado 1.

Elemento	Correntes		Elemento	Correntes	
	Amplitude normalizada	Fase (graus)		Amplitude normalizada	Fase (graus)
#1	0,199	-40,63	#5	0,854	149,23
#2	0,591	-1,613	#6	0,265	165,46
#3	0,771	44,04	#7	0,502	-175,92
#4	1	88,95			

Tabela 5.6 - Conjunto de correntes de excitação do diagrama sintetizado 2.

Elemento	Correntes		Elemento	Correntes	
	Amplitude normalizada	Fase (graus)		Amplitude normalizada	Fase (graus)
#1	0,187	1,55	#5	0,816	119,09
#2	0,368	20,46	#6	0,997	148,31
#3	0,496	47,81	#7	1	-143,58
#4	0,842	78,97			

Tabela 5.7 - Conjunto de correntes de excitação do diagrama sintetizado 3.

Elemento	Correntes		Elemento	Correntes	
	Amplitude normalizada	Fase (graus)		Amplitude normalizada	Fase (graus)
#1	0,323	-123,34	#5	0,73	79,79
#2	1	-51,31	#6	0,414	123,26
#3	0,99	12,68	#7	0,37	124,6
#4	0,748	41,9			

Tabela 5.8 - Conjunto de correntes de excitação do diagrama sintetizado 4.

Elemento	Correntes		Elemento	Correntes	
	Amplitude normalizada	Fase (graus)		Amplitude normalizada	Fase (graus)
#1	0,185	-98,18	#5	1	53,52
#2	0,467	-46,98	#6	0,682	100,33
#3	0,313	-23,66	#7	0,575	138,51
#4	0,824	-7,27			

5.4. Projeto do sistema alimentador

O projeto do alimentador foi realizado fazendo-se uso de dois simuladores comerciais, *Designer* (ANSYS, 2013) e *HFSS*. Alimentando-se as antenas da rede com os coeficientes escolhidos, obteve-se as impedâncias de entrada das antenas a partir do *HFSS* (corresponde aos parâmetros *Z* ativos, do inglês *active Z parameter*). As impedâncias ativas são

apresentadas na Tabela 5.10. Vale salientar que os valores listados englobam a impedância própria e a impedância mútua entre os elementos da rede.

Tabela 5.9 - Conjunto de correntes de excitação do diagrama sintetizado 5.

Elemento	Correntes		Elemento	Correntes	
	Amplitude normalizada	Fase (graus)		Amplitude normalizada	Fase (graus)
#1	0,258	-162,3	#5	0,689	-46,134
#2	0,366	-137,88	#6	1	5,96
#3	0,539	-115,73	#7	0,582	72,83
#4	0,781	-69,99			

Tabela 5.10 - Impedâncias de entrada ativas dos sete elementos da rede.

Elemento	#1	#2	#3	#4	#5	#6	#7
Impedâncias (Z_{in})	24,65 +j11,42	30,67 +j11,82	22,08 +j11,97	34,64 +j6,3	25,9 +j17,74	28,77 -j2,7	59,81 +j3,08

A partir da Figura 5.27.a), pode-se verificar a posição em que foram determinadas as impedâncias de entrada (Z_{in}) de cada antena da rede a partir do HFSS, denotado por Z_{in_i} . Neste projeto, a i -ésima antena é conectada a uma linha de impedância característica (Z_0) de 50Ω e comprimento guiado $\lambda_g/8$ do alimentador através de uma via. A impedância de entrada de cada antena, Z_{in_i} , apresentadas na Tabela 5.10, é determinada na porta de alimentação, denominada *lumped port*, que é posicionada na entrada da linha de comprimento $\lambda_g/8$. A partir das impedâncias de entrada, foram inseridas linhas com impedância característica de 50Ω e de comprimento L_i , sendo i a linha pertencente à i -antena. Como consequência, tem-se o deslocamento da impedância de entrada sobre o círculo de VSWR constante na carta de Smith até o eixo real, resultando em uma impedância puramente resistiva, o que permite o casamento de impedância entre as antenas e o sistema alimentador com o uso de transformadores de $\lambda_g/4$.

Considerando-se a Figura 5.27.b), pode-se visualizar uma impedância normalizada \bar{Z}_{in_i} , que é representada por um ponto vermelho na carta de Smith. Deslocando-se este ponto no sentido do gerador por uma distância de $l_i\lambda_g$ ou $l_i\lambda_g + \lambda_g/4$ sobre o círculo de VSWR

constante, pode-se obter uma impedância puramente real, indicada através de pontos azuis. Esta impedância é descrita na Figura 5.27.a) por R_i .

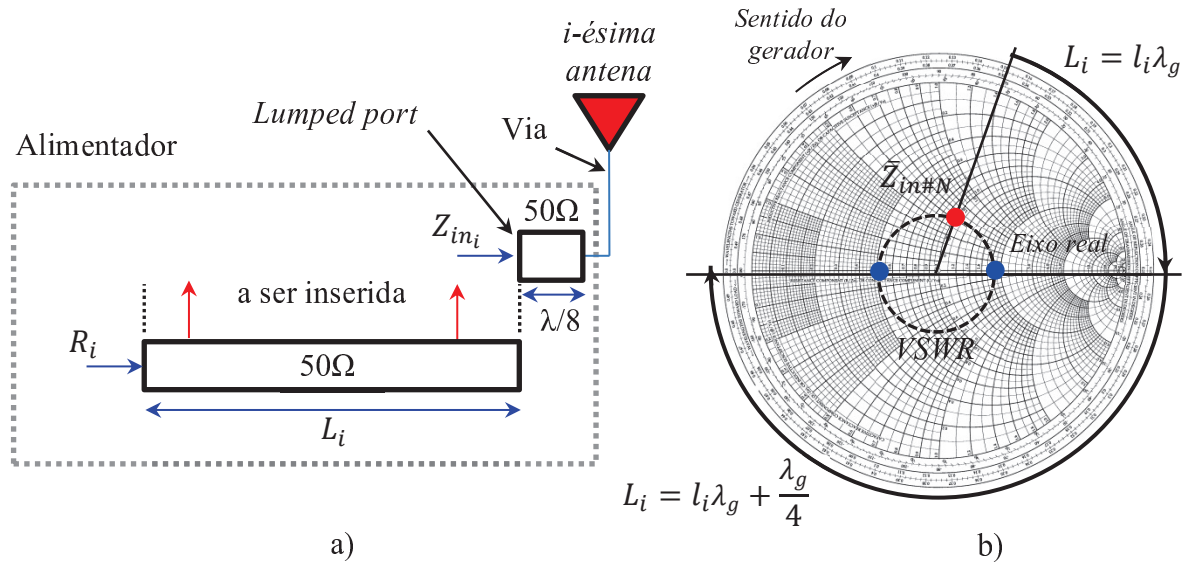


Figura 5.27 - Casamento de impedância das antenas com o sistema alimentador. a) Vista inferior do alimentador; b) Carta de Smith.

Aplicando-se o procedimento descrito anteriormente, obtiveram-se a partir do software *Designer* os comprimentos das linhas e as resistências de entrada para as sete antenas, conforme apresentadas na Tabela 5.11.

Tabela 5.11 - Valores utilizados para a obtenção de impedância puramente reais.

Elemento	Resistência R_i (Ω)	Comprimento médio (L_i) (mm)
#1	26,6	33,013
#2	91,2	15,259
#3	23,7	32,963
#4	77,5	16,3
#5	109,5	13,756
#6	27,2	2
#7	60,5	34,213

Na Figura 5.28, pode-se visualizar o esquemático resultante da obtenção das resistências após a inserção de linhas de 50 Ω e dos comprimentos descritos na Tabela 5.11.

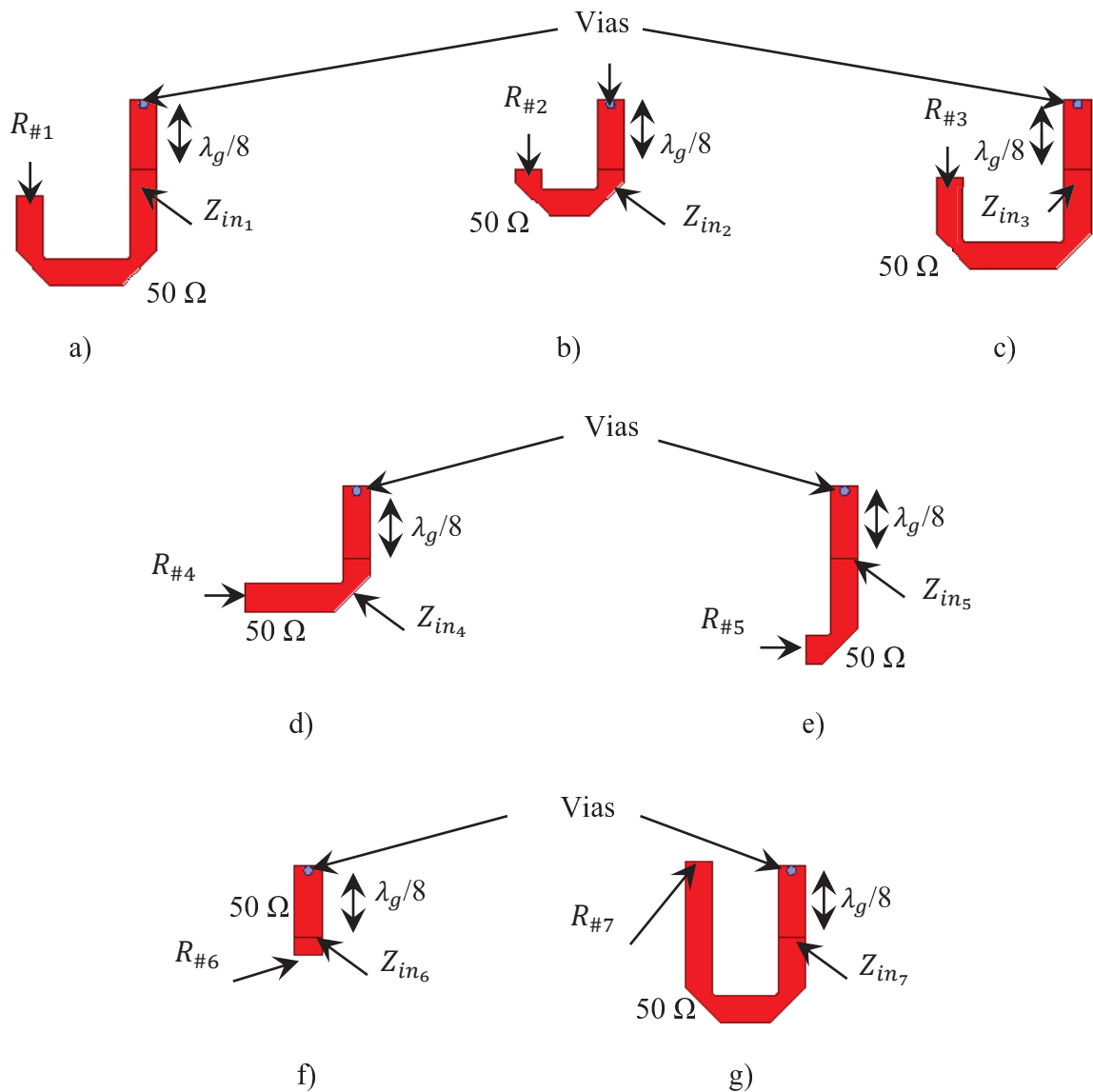


Figura 5.28 - Transformação da impedâncias de entrada complexas para valores puramente reais. a) Elemento 1; b) Elemento 2; c) Elemento 3; d) Elemento 4; e) Elemento 5; f) Elemento 6; g) Elemento 7.

A partir dos pontos com impedâncias puramente reais, foram inseridas linhas com as respectivas impedâncias características, a fim de realizar as interconexões do alimentador. Observando-se estas impedâncias, denominadas de R_i , verifica-se que alguns valores, tais como para as antenas #1, #3 e #6, as resistências apresentam valores muito baixos, o que resulta em linhas muito largas. Já para a antena #5, a resistência apresenta um valor muito elevado, que corresponde, neste caso, em uma linha muito estreita (menor que 1 mm), tornando sua construção impraticável. Desta forma, para corrigir os problemas devido às

elevadas e baixas resistências, foram adicionados transformadores de $\lambda_g/4$ para os casos citados.

As impedâncias características dos transformadores de $\lambda_g/4$, definidas como $Z_{\lambda_g/4}$, são calculadas por (POZAR, 1997),

$$Z_{\lambda_g/4} = \sqrt{Z_{in} Z_{out}} \quad (5.1)$$

em que Z_{in} e Z_{out} são as impedâncias de entrada e de saída do transformador.

Após a inserção dos transformadores de $\lambda_g/4$ no projeto, foram realizados os ajustes de fases com a inclusão de trechos de linha, de forma a realizar a compensação das saídas que não possuem transformadores. Além disso, deve-se inserir as defasagens das correntes calculadas a partir da ferramenta computacional, conforme indicadas na Tabela 5.6.

O valor das impedâncias após os transformadores de $\lambda_g/4$ foram definidos a partir das relações de potências nos divisores tipo T, conforme ilustrado na Figura 5.29. Matematicamente,

$$P_{in} = P_{out1} + P_{out2} \quad (5.2)$$

em que P_{in} é a potência de entrada do divisor, e P_{out1} e P_{out2} são as potências de saída do divisor.

A potência eficaz de entrada é determinada como

$$P_{in} = \frac{1}{2} \frac{V_p^2}{Z_{in}} \quad (5.3)$$

em que V_p a tensão de pico na junção e Z_{in} é a impedância de entrada do divisor, conforme ilustrado na Figura 5.29.

As potências de saídas são dadas por,

$$P_{out1} = \frac{1}{2} \frac{V_p^2}{Z_{out1}} \quad (5.4)$$

$$P_{out2} = \frac{1}{2} \frac{V_p^2}{Z_{out2}} \quad (5.5)$$

sendo Z_{out1} e Z_{out2} as impedâncias de saída do divisor.

Substituindo-se as potências de saída e de entrada em (5.2), e simplificando-se a expressão, obtém-se

$$\frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{Z_{out1}} + \frac{1}{Z_{out2}} \quad (5.6)$$

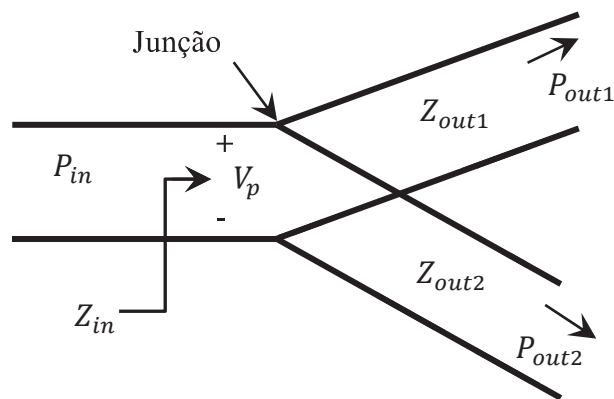


Figura 5.29 - Topologia de um divisor T com duas saídas.

Em geral, nas junções do divisor T, existem modos evanescentes de ordem superior, que produzem efeitos que podem ser modelados a partir de uma susceptância B em paralelo com as saídas, conforme ilustrado na Figura 5.30. A susceptância pode ser contornada a partir de métodos de casamento de impedância, tais como: tóco simples, duplo, ou simplesmente a partir de um ajuste no comprimento do transformador $\lambda_g/4$. Neste trabalho, foram usados transformadores nas entradas dos divisores de forma a anular esta susceptância e transformar Z_{in} em um valor adequado. A partir dos conceitos vistos, foi realizado o projeto dos divisores de forma a fornecer as potências para as antenas que compõem a rede. Durante as simulações no *HFSS*, as potências entregues para cada antena foram calculadas através da integração do vetor de Poynting em planos localizados na entrada dos trechos de $\lambda_g/8$, conforme visualizado na Figura 5.31. O procedimento adotado para configuração deste método de cálculo da potência é documentado no Anexo I.

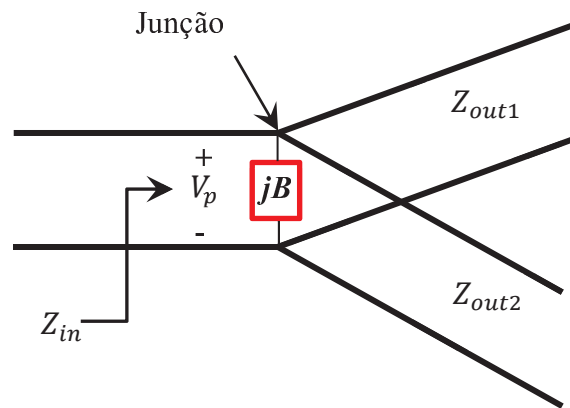


Figura 5.30 - Efeito observado em divisores do tipo T.

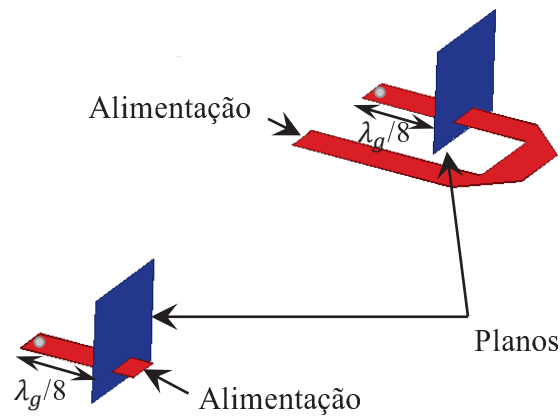


Figura 5.31 - Inserção de planos para a estimativa de potência entregue às antenas pelo método da integração do vetor de Poynting.

Neste estágio do desenvolvimento do divisor, as potências calculadas a partir da técnica dos planos podem ser visualizadas na Tabela 5.12.

Tabela 5.12 - Potência de entrada determinadas a partir de planos.

Elemento	Potência (W)	Elemento	Potência (W)
#1	0,032	#5	0,574
#2	0,126	#6	0,927
#3	0,205	#7	1
#4	0,686		

A partir destes valores, foram projetados os primeiros divisores, de forma a resultar em relações de potência entre as saídas de, no máximo, 1:4. Com base neste critério, foram projetados divisores entre os elementos da rede, conforme ilustrado na Figura 5.32.

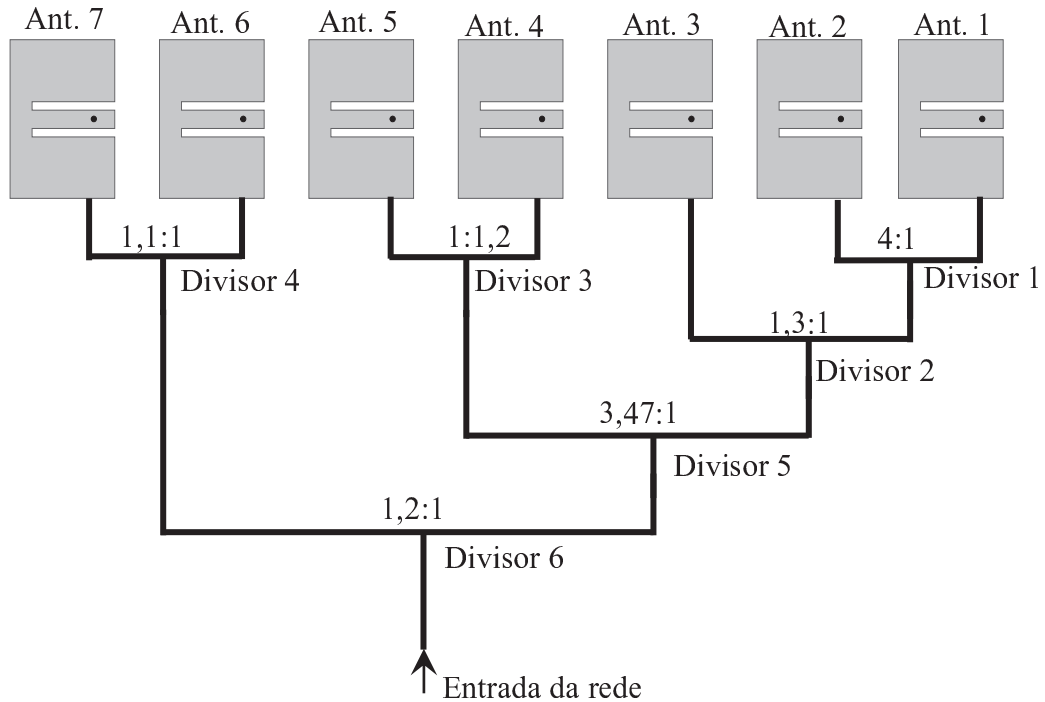


Figura 5.32 - Esquemático dos divisores de potência que compõem o sistema alimentador.

O projeto do sistema alimentador foi realizado separadamente da rede de antenas, permitindo, assim, a realização da simulação em um menor tempo computacional do que se fosse considerada toda a estrutura. No ponto de conexão da linha de comprimento $\lambda_g/8$, foram inseridas *lumped ports*, de forma a sintetizar as impedâncias de entrada de cada antena artificialmente, conforme listado na Tabela 5.10. A partir deste ponto, realizou-se o casamento de impedância entre a *lumped port* e o sistema alimentador. Depois de validado o sistema alimentador, foram removidas as *lumped ports* e inserido a rede de antenas, vias e as seções de $\lambda_g/8$, conforme visualizado na Figura 5.31.

A partir desta definição, foi dado início ao projeto do divisor que alimenta diretamente as antenas 1 e 2, conforme é apresentada na Figura 5.33. Analisando-se a Figura 5.33, pode-se verificar o uso de um transformador de $\lambda_g/4$ com impedância de 46Ω para elevar a impedância de $26,6 \Omega$ (valor obtido após a inserção de uma linha de comprimento L_1) para 80Ω . Em seguida, foi adicionada uma linha de 80Ω para conectar a antena ao divisor 1. Já para a antena #2, foi obtido um valor de 91Ω após a inserção da linha de comprimento L_2 .

Aplicando-se as relações de impedância na saída do divisor em função dos níveis de potência de saída desejados, conforme a Tabela 5.12, chegou-se à necessidade do uso de um transformador de $\lambda_g/4$ com impedância característica de 42Ω na saída do divisor para a antena #2, de forma a levar a impedância de 91Ω para um valor de 19Ω .

A impedância de entrada resultante é dada pela associação paralela das duas saídas, denotado por $Z_{out1} || Z_{out2}$, que, no caso, corresponde a 13Ω . Constatou-se que a junção adicionou uma reatância, conforme previsto pelo modelo apresentado na Figura 5.30. De forma a corrigir a baixa resistência e a compensar essa reatância, foi adicionado um transformador de 35Ω e comprimento menor que $\lambda_g/4$ na entrada do divisor, resultando em uma impedância de entrada de 84Ω .

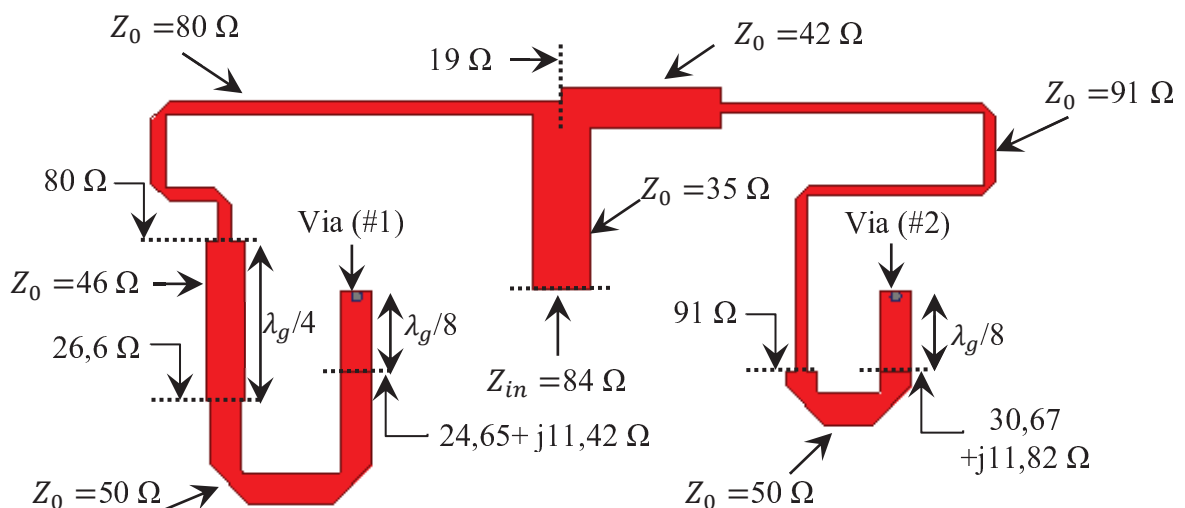


Figura 5.33 - Divisor 1: divisão de potência entre as antenas #1 e #2.

O próximo passo foi realizar a combinação das antenas #1 e #2 com a antena #3, o que resultou no circuito apresentado na Figura 5.34. Pode-se verificar que uma das saídas do divisor 2 é conectada à entrada do divisor 1, enquanto que a segunda saída alimenta a antena #3. Foi usado um transformador $\lambda_g/4$ com impedância de 37Ω para elevar a impedância de $23,7 \Omega$ (valor obtido a partir da inserção da linha de comprimento L_3) para uma impedância de 58Ω . Uma linha de 84Ω foi empregada para conectar a entrada do divisor 1 à saída do divisor 2.

Aplicando-se as relações de impedância para a obtenção das potências necessárias nas entradas de cada antena, conforme a Tabela 5.12, houve a necessidade do uso de um transformador de $56,5 \Omega$ para reduzir a impedância de 58Ω para 55Ω . A impedância resultante do paralelo de 84Ω com 55Ω corresponde a $33,23 \Omega$. Desta forma, fez-se

necessário o uso de um transformador de 45Ω na entrada do divisor para elevar a impedância de entrada para 60Ω .

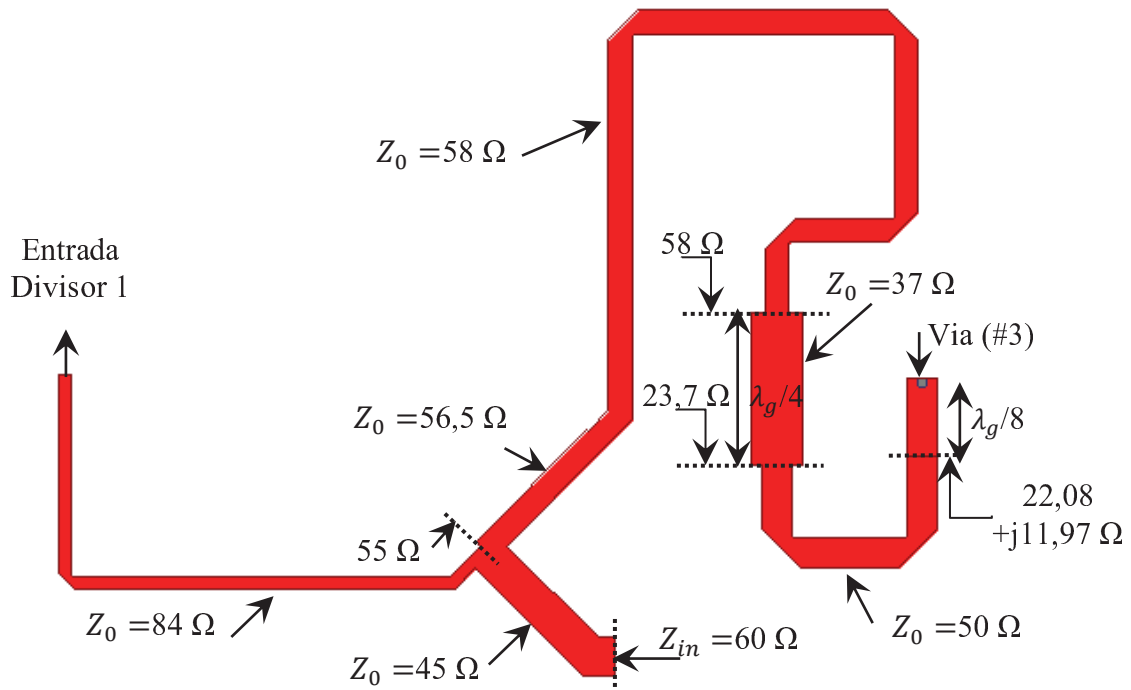


Figura 5.34 - Divisor 2: divisão de potência entre a antena #3 e divisor 1.

Em seguida foi projetado o divisor para alimentar as antenas #4 e #5, sendo a geometria apresentada na Figura 5.35. Analisando-se a Figura 5.35, pode-se verificar o uso de um transformador de $\lambda_g/4$ com impedância de 88Ω , o qual foi adicionado no braço da saída #5 com o intuito de rebaixar a impedância de $109,5 \Omega$ (valor obtido após a inserção de uma linha de comprimento L_5) para 71Ω , sendo, em seguida, adicionada uma linha de 71Ω para conectar a antena ao divisor 3. Já para a antena #4, foi obtido um valor de $77,5 \Omega$ após a inserção da linha de comprimento L_4 .

Aplicando-se as relações de impedância na saída do divisor em função dos níveis de potência de saída desejadas, chegou-se à necessidade do uso de um transformador de $\lambda_g/4$ com impedância característica de 73Ω na saída do divisor para a antena #4, de forma a realizar o casamento de impedância da linha de $77,5 \Omega$ com o valor de impedância necessário na junção, equivalente a 68Ω .

A impedância de entrada resultante é dada pela associação paralela das duas saídas, que correspondeu a $34,7 \Omega$. De forma a corrigir a baixa resistência, foi adicionado um transformador de 43Ω na entrada do divisor 3, resultando em uma impedância de 52Ω .

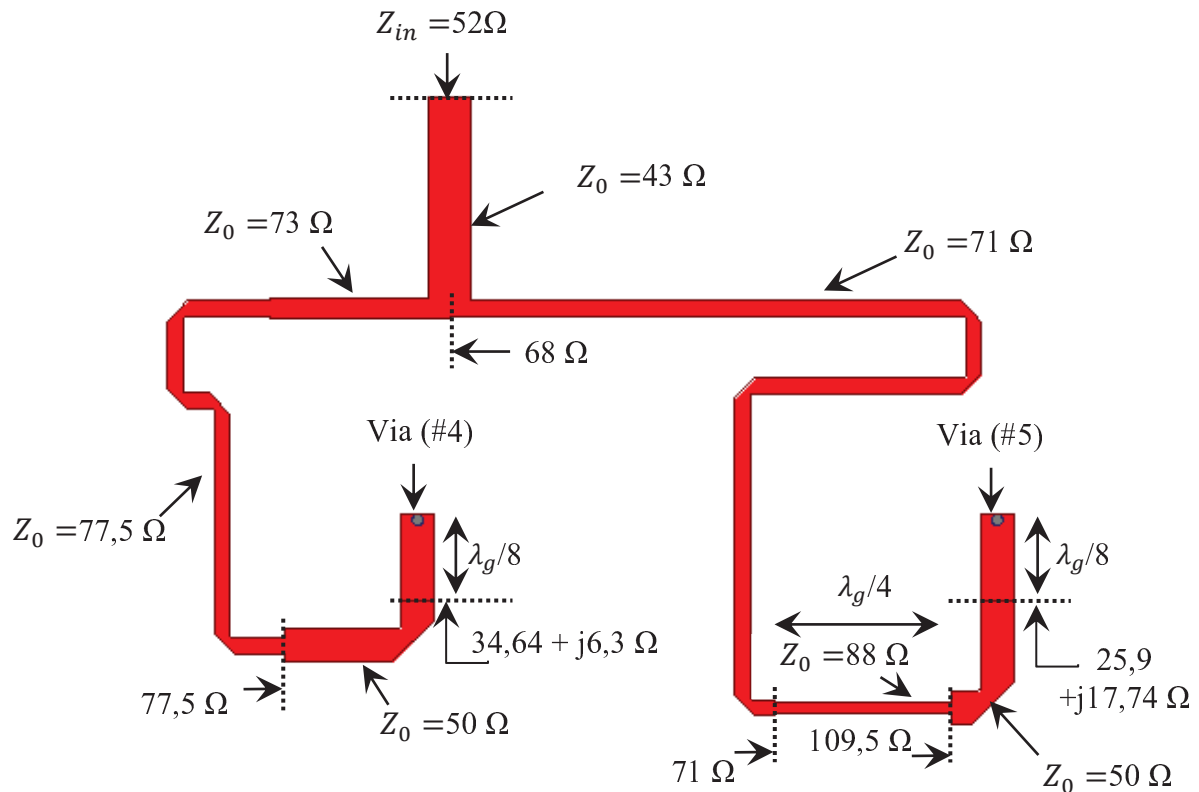


Figura 5.35 - Divisor 3: divisão de potência entre as antenas #4 e #5.

Em seguida foi projetado o divisor para alimentar as antenas #4 e #5, sendo o divisor apresentado na Figura 5.36. Analisando-se a Figura 5.36, pode-se verificar o uso de um transformador de $\lambda_g/4$ com impedância característica de 39Ω , o qual foi adicionado no braço da saída #6 com o intuito de elevar a impedância de $27,2 \Omega$ (valor obtido após a inserção de uma linha de comprimento L_6) para 56Ω . Já para a antena #7 foi obtido um valor de $60,5 \Omega$ após a inserção da linha de comprimento L_7 .

Aplicando-se as relações de impedância na saída do divisor em função dos níveis de potência desejados nas saídas, chegou-se à necessidade do uso de um transformador de $\lambda_g/4$ com impedância de 57Ω na saída do divisor para a antena #6, de forma a elevar a impedância de 56Ω para 58Ω (valor de impedância necessário na junção). A impedância de entrada resultante é dada pela associação paralela das duas saídas, que corresponde a $29,6 \Omega$. De forma a corrigir a baixa resistência, foi adicionado um transformador de 42Ω na entrada do divisor 4, resultando em uma impedância de 64Ω .

Vale destacar que os divisores foram projetados de forma a entregar a respectiva potência na entrada de cada antena, e que, para isto, foi realizada a compensação das perdas nas linhas devido à tangente de perdas substrato TACONIC TLC – 338 a partir das correções dos níveis de potências de saída em cada divisor.

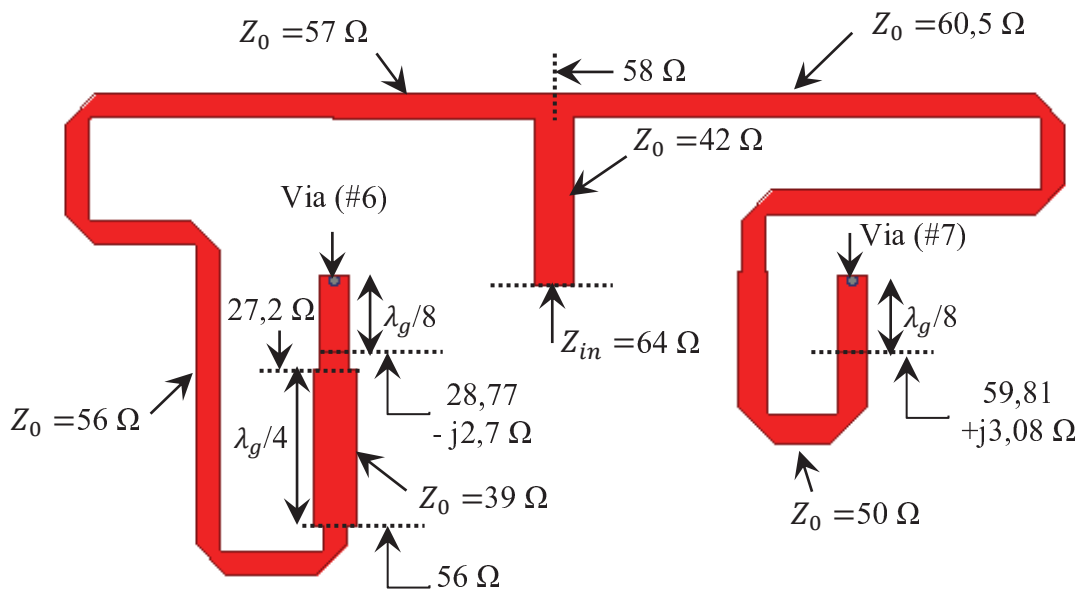


Figura 5.36 - Divisor 4: divisão de potência entre as antenas #6 e #7.

Na sequência foram projetados os divisores para entregar os níveis de potência correspondentes aos divisores 2, 3 e 4. Analisando-se os níveis de potência necessários em cada saída, optou-se pelo projeto de um divisor para as entradas dos divisores 2 e 3, pois apresentam relações de potência menores que 1:4. O divisor T projetado pode ser visualizado na Figura 5.37. Verificam-se linhas de transmissão com impedâncias de 52Ω e 60Ω , as quais são usadas para conectar as entradas dos divisores 2 e 3 às saídas do divisor 5.

Aplicando-se as relações de impedância na saída em função dos níveis de potência desejadas nas saídas, empregou-se um transformador de $\lambda_g/4$ com impedância de 31Ω na saída para a entrada do divisor 3, de forma a rebaixar a impedância de 52Ω para 17Ω (valor de impedância necessário na junção para a obtenção dos níveis de potência). A impedância de entrada resultante é dada pela associação paralela das duas saídas, que corresponde a $13,25 \Omega$. De forma a corrigir a baixa resistência, foi adicionado um transformador de 33Ω na entrada do divisor 5, resultando em uma impedância de 85Ω .

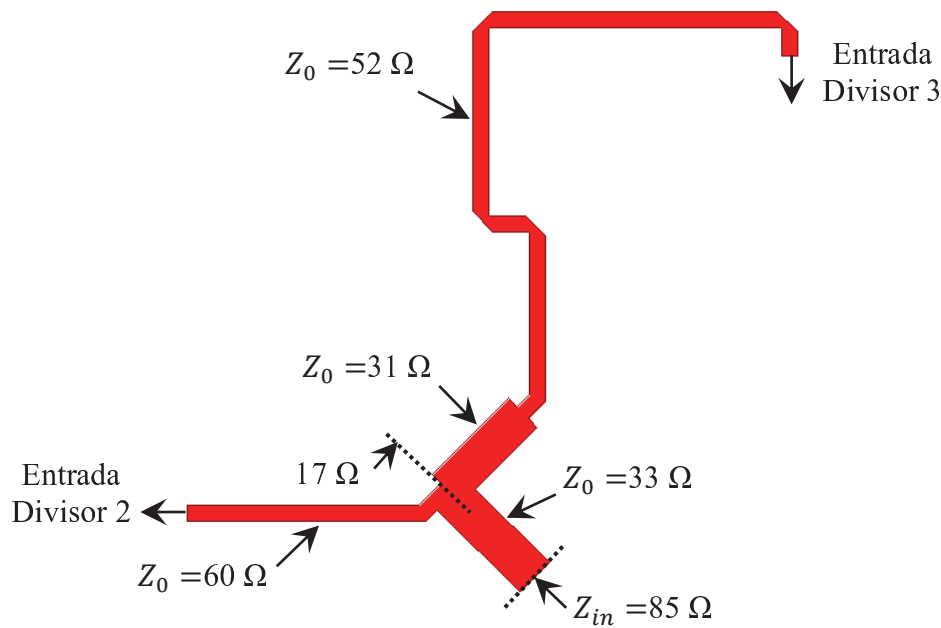


Figura 5.37 - Divisor 5: divisão de potência entre os divisores 2 e 3.

Por fim, foi projetado um divisor para entregar os níveis de potência correspondente aos divisores 4 e 5, conforme é apresentado na Figura 5.38. Pode-se verificar que foram usadas linhas de 64Ω e 85Ω para conectar as saídas do divisor 6 às entradas dos divisores 4 e 5. Foi utilizado um transformador $\lambda_g/4$ com impedância característica de 73Ω entre a saída do divisor 5 e a entrada do divisor 4, visando a elevar a impedância de 64Ω para 83Ω . A relação de impedâncias resultantes na saída garante os níveis de potências necessários nas entradas das antenas.

O paralelo das saídas resulta em uma impedância de 42Ω , porém o conector SMA a ser empregado possui impedância característica de 50Ω . Desta forma, foi necessário inserir um transformador de impedância característica de 46Ω na entrada do divisor para realizar o casamento de impedância com o conector. Após o transformador, foi inserida uma linha de 50Ω para conectar o sistema alimentador ao conector SMA. A Figura 5.39 ilustra a vista superior da rede de antenas e o sistema alimentador completo. Já a Figura 5.40 apresenta o detalhamento dos planos utilizados na medição das potências entregues às antenas da rede.

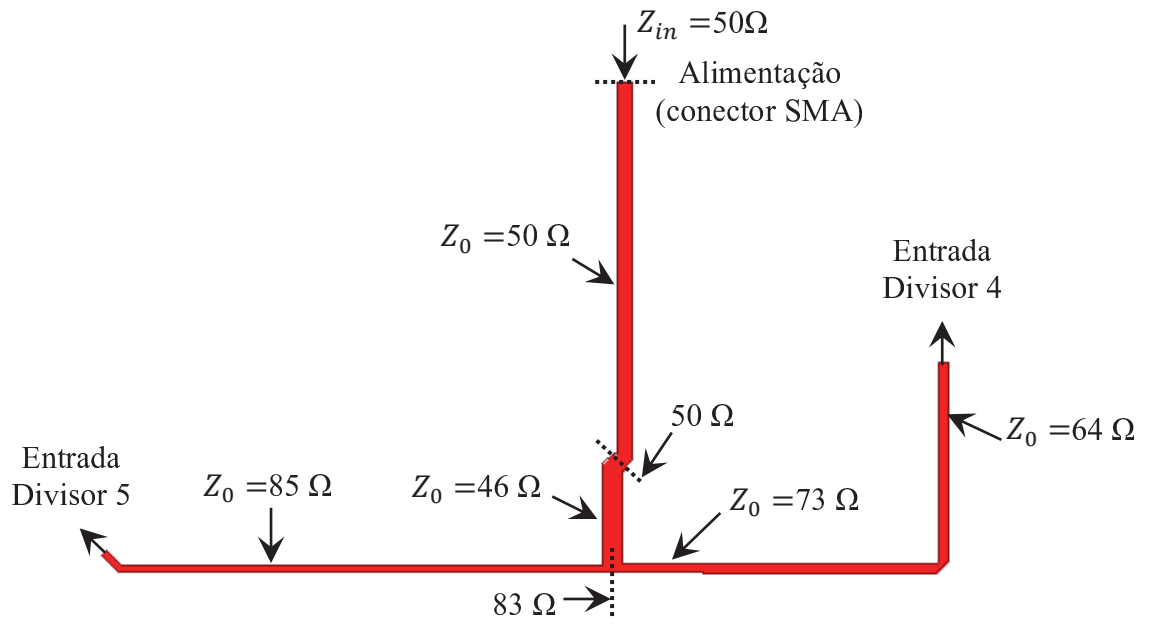
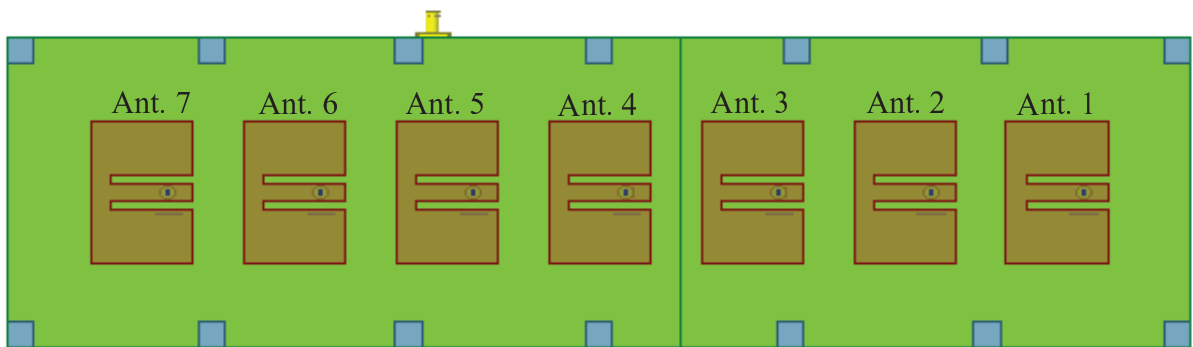
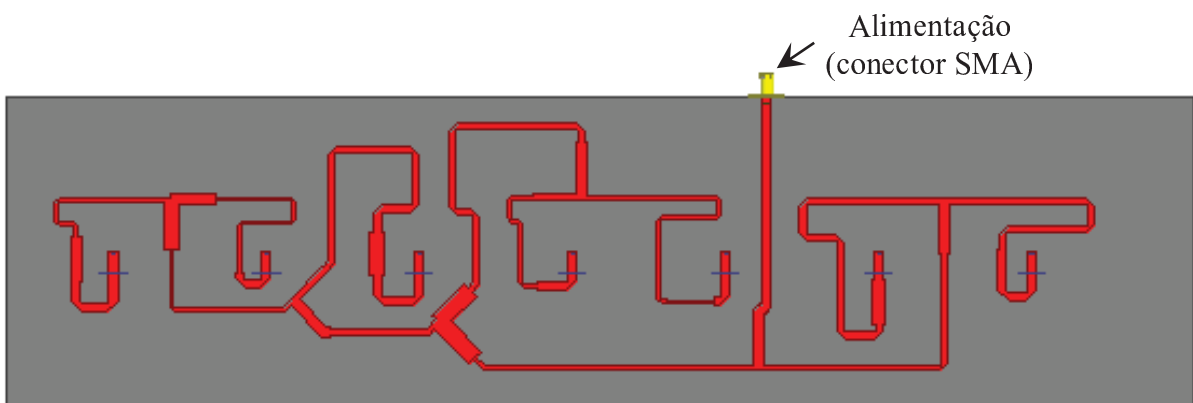


Figura 5.38 - Divisor 6: divisão de potência entre os divisores 4 e 5.



a)



b)

Figura 5.39 - Projeto final: a) Rede de antenas e b) Sistema alimentador.

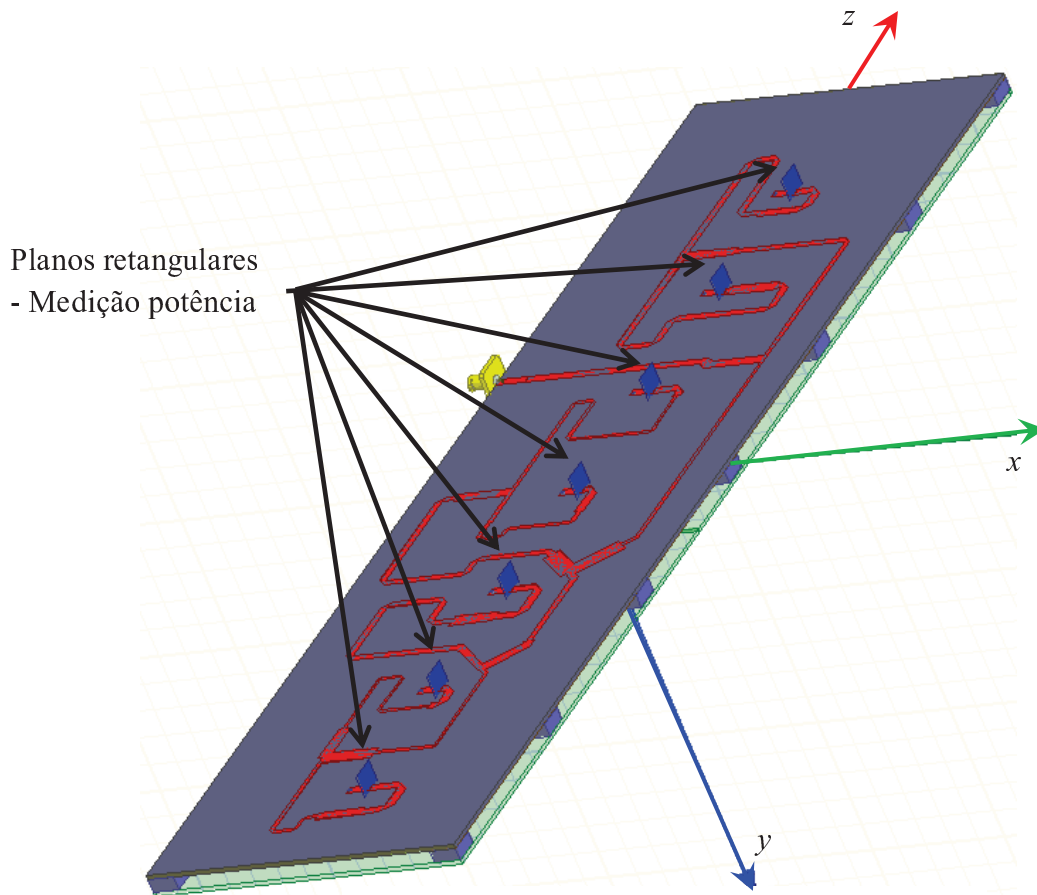


Figura 5.40 - Plano retangulares utilizados para realizar as medidas de potência das antenas.

A estrutura completa foi simulada no *HFSS* e os diagramas obtidos no plano de elevação e azimutal para a frequência central de 2,595 GHz são apresentados na Figura 5.41 e Figura 5.42.

Analisando-se os diagramas sintetizado e calculado pelo simulador, percebe-se uma pequena variação do diagrama no plano de elevação na região dos lóbulos secundários e na região da cossecante ao quadrado para $\theta > 135^\circ$. Isto ocorreu devido ao projeto do sistema alimentador ter sido realizado separadamente da rede de antenas. Quando os elementos foram incorporados ao modelo, constatou-se uma pequena mudança nos níveis de potência entregues às antenas utilizando-se a técnica da integração do vetor de Poynting. A explicação para esta variação é a existência de acoplamento da irradiação das antenas sobre as linhas do sistema de alimentação. Na região dos lóbulos laterais, observa-se uma variação de potência em percentual de 0,75% quando comparado com a potência na região de máxima irradiação, enquanto que a maior variação do diagrama na região da cossecante ao quadrado corresponde a uma variação de potência em percentual de 1,16%. Estas variações são praticamente desprezáveis.

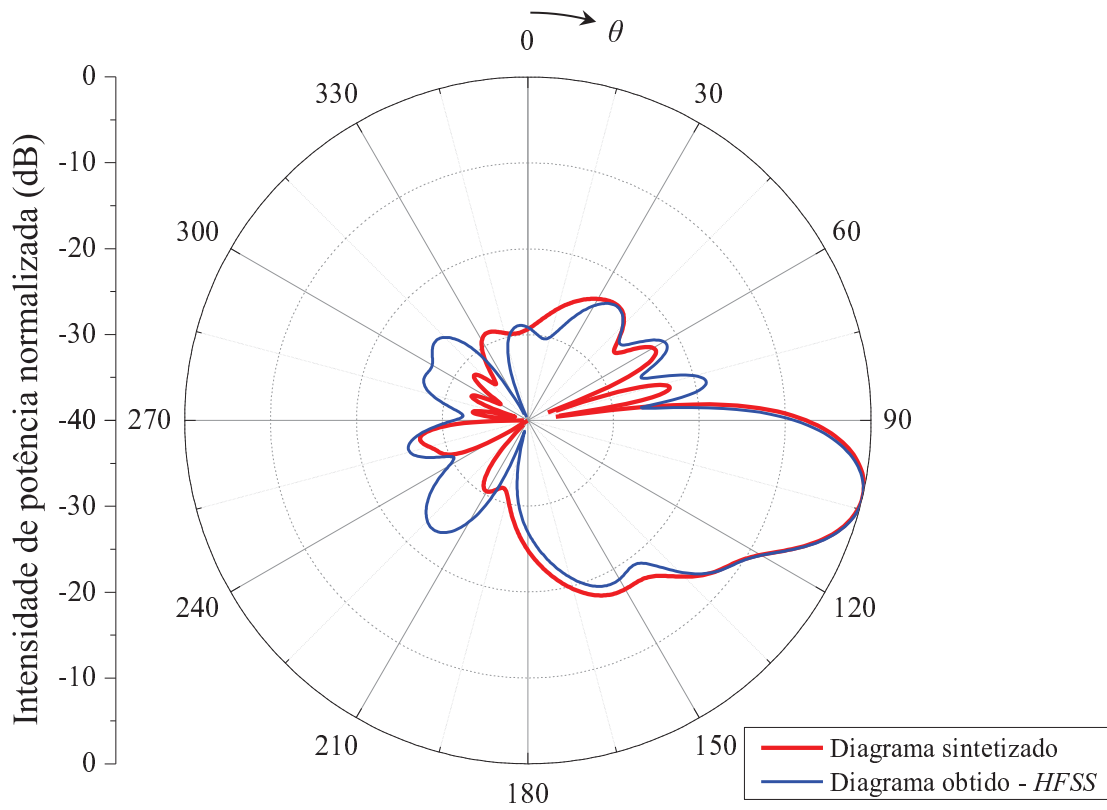


Figura 5.41 - Validação do diagrama sintetizado com o resultado obtido no *HFSS* no plano de elevação.

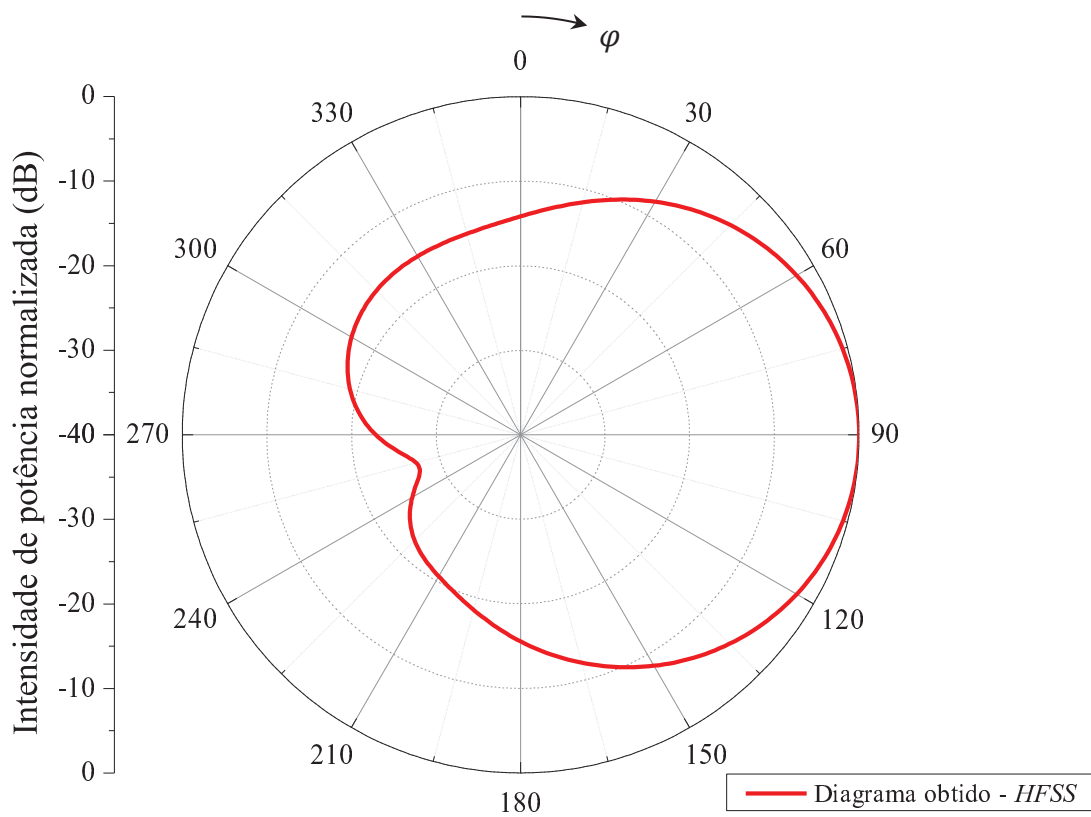


Figura 5.42 - Diagrama obtido no *HFSS* no plano de azimute.

O diagrama tridimensional obtido para a rede de antenas pode ser observado na Figura 5.43, enquanto que o coeficiente de reflexão na entrada do alimentador é mostrado na Figura 5.44, onde se pode verificar que o coeficiente de reflexão ficou abaixo de -10 dB para toda a faixa de operação dos sistemas 4G (2,5-2,69 GHz).

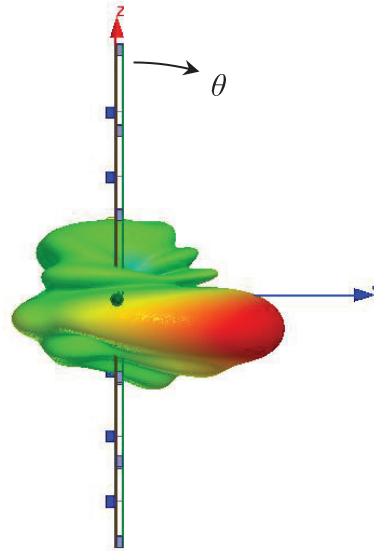


Figura 5.43 - Diagrama tridimensional obtido pela rede de antenas.

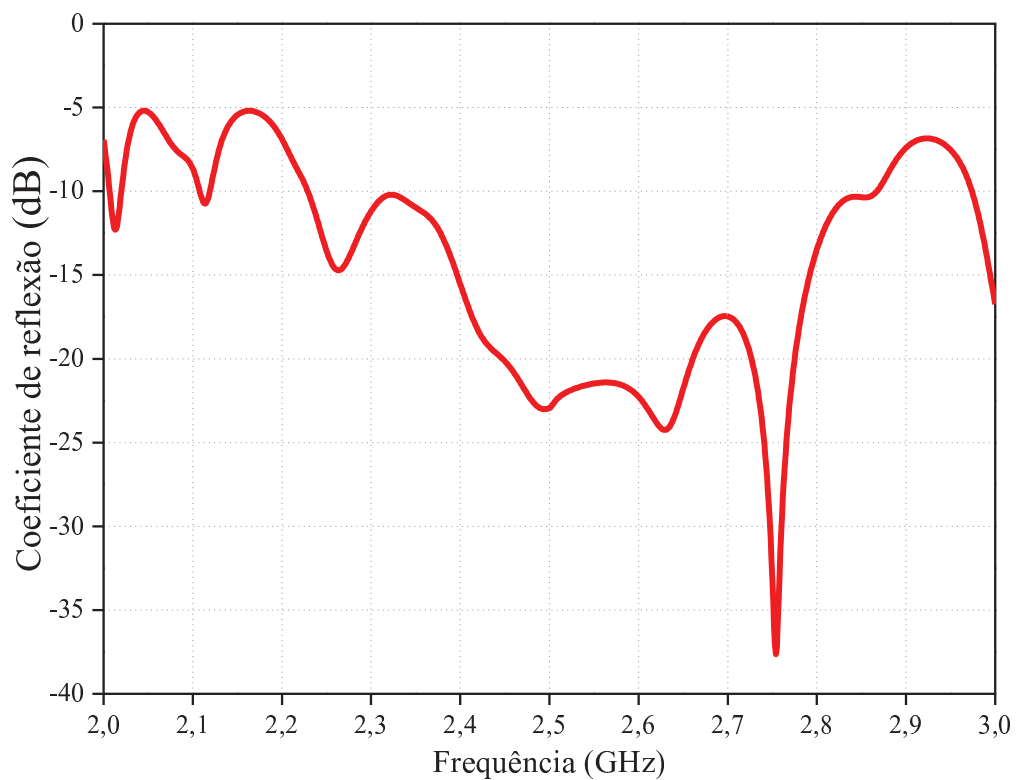


Figura 5.44 - Coeficiente de reflexão na entrada do alimentador em função da frequência.

A pequena variação entre os diagramas da Figura 5.41 é atribuída ao acoplamento eletromagnético da rede de antenas com o sistema de alimentação, o que provocou a mudança dos coeficientes de excitação dos elementos. A partir disso, foi realizada a análise da sensibilidade da variação do diagrama quando alimentado por coeficientes que apresentam variação em torno do valor obtido a partir da ferramenta computacional. Para verificar este efeito, foram realizadas variações de modo aleatório dos coeficientes em torno do valor apresentado na Tabela 5.6. Foram obtidos cinco diagramas a partir de coeficientes dados de maneira aleatória dentro do intervalo definido de $\pm 1\%$, $\pm 5\%$ e $\pm 10\%$ em torno do valor calculado. Os resultados obtidos podem ser verificados na Figura 5.45, Figura 5.46 e Figura 5.47.

Em todos os casos, é realizada a comparação dos diagramas obtidos pela variação dos coeficientes com o diagrama sintetizado pela ferramenta computacional, que corresponde às curvas em vermelho, enquanto que as demais curvas indicam os diagramas obtidos pela variação dos parâmetros de excitação em cada caso analisado.

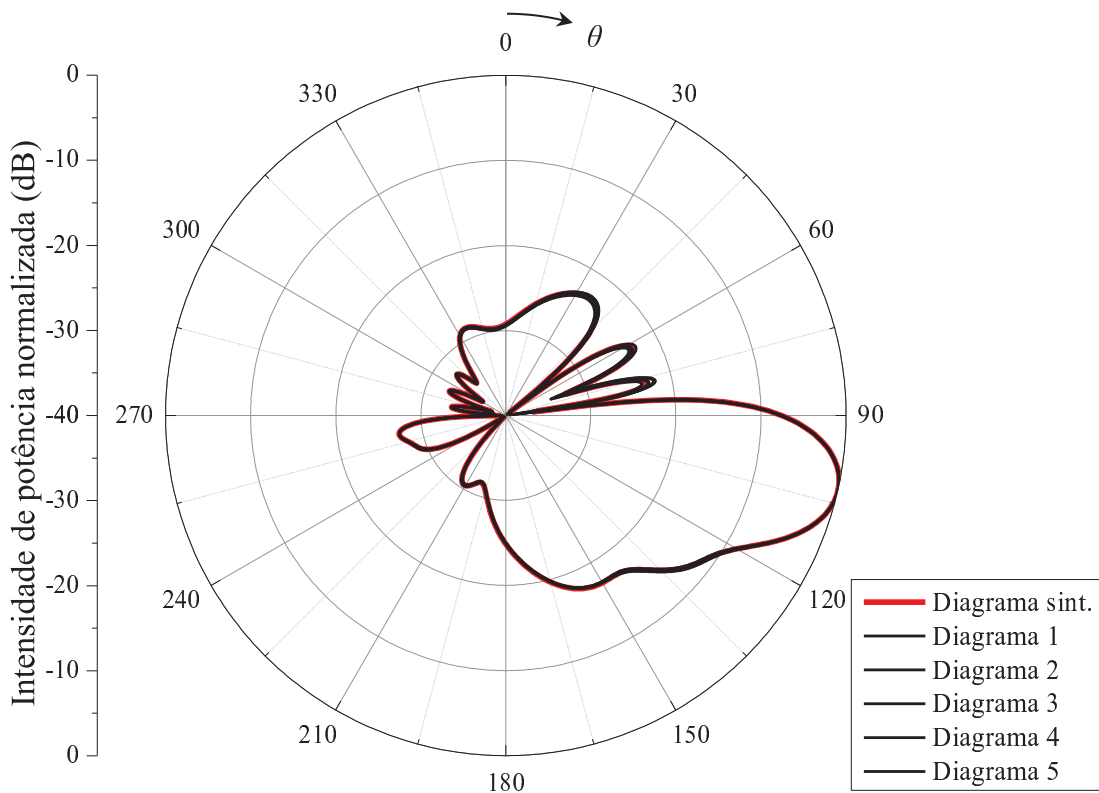


Figura 5.45 - Diagramas dados pela variação aleatória de $\pm 1\%$ dos coeficientes de excitação.

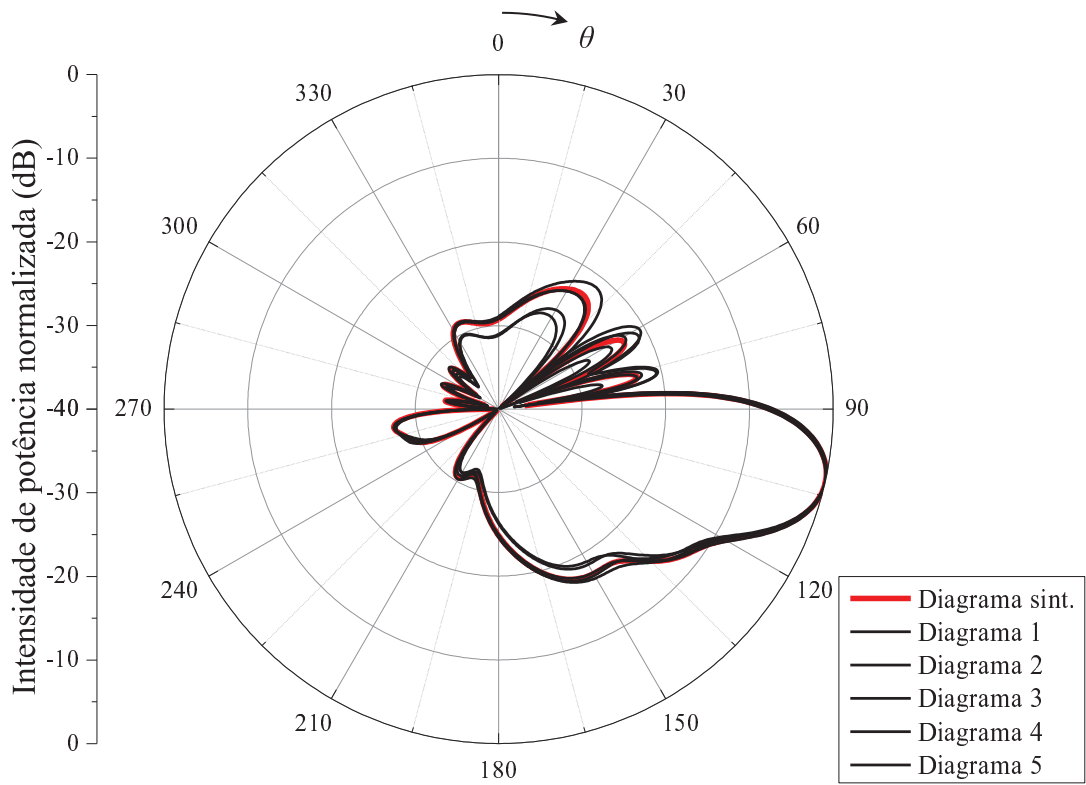


Figura 5.46 - Diagramas dados pela variação aleatória de $\pm 5\%$ dos coeficientes de excitação.

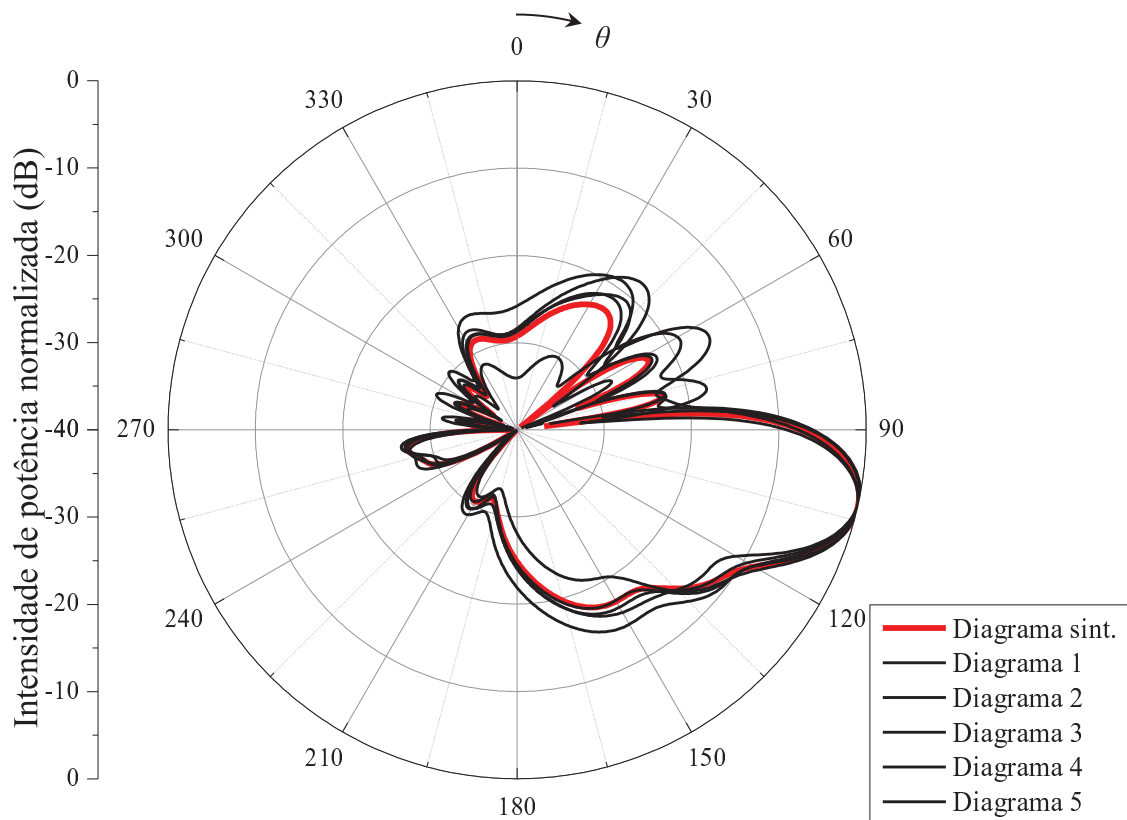


Figura 5.47 - Diagramas dados pela variação aleatória de $\pm 10\%$ dos coeficientes de excitação

Analisando os resultados, pode-se concluir que uma variação de 1% dos coeficientes de excitação pouco modificou os diagramas de irradiação em relação ao diagrama sintetizado. Já para uma variação de 10%, foi verificada uma considerável mudança dos diagramas. Por fim, quando analisados os diagramas com 5% de erro nos valores dos coeficientes de excitação, verificam-se variações em torno do diagrama sintetizado que mais se aproximam do diagrama obtido pela rede simulada no *HFSS* com o sistema alimentador. Desta forma, estima-se que o acoplamento eletromagnético provocou uma alteração de aproximadamente 5% nas correntes impressas nos elementos da rede pelo sistema alimentador.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho, foi apresentado um estudo sobre redes lineares de antenas isotrópicas e de microfita com diagrama de irradiação conformado em forma de cossecante ao quadrado e com controle dos lóbulos secundários. Inicialmente, uma revisão dos principais métodos de síntese foi realizada, com ênfase no método da Transformada de Fourier, Woodward-Lawson e mínimos quadrados. Para a aplicação pretendida, esses métodos não apresentaram bom desempenho.

A solução proposta foi um algoritmo baseado na combinação de algoritmo genético e programação quadrática sequencial. O GA possibilitou a obtenção de uma região com um valor ótimo global, enquanto que a SQP teve como ponto de partida a melhor solução encontrada pelo GA após 500 gerações, e foi empregada para o refinamento da solução.

Aplicando-se a ferramenta computacional, foram obtidos os coeficientes de excitação dos elementos das redes de antenas analisadas, os quais resultaram em diagramas de irradiação que fornecem uma distribuição praticamente uniforme de potência ao longo da área de cobertura de uma ERB, além de permitirem uma redução significativa do percentual de energia irradiada acima do horizonte em comparação às antenas atualmente em utilização. Com o diagrama de irradiação em forma de cossecante ao quadrado, tendo o máximo do diagrama apontado para a borda da área de cobertura, pôde-se atenuar em aproximadamente 3 dB a potência irradiada para a direção da célula co-canal ($\theta \sim 90^\circ$), o que possibilita uma melhora na qualidade da comunicação e permite a redução do tamanho das células. Como principal consequência, tem-se a possibilidade de aumento da capacidade do sistema.

Neste trabalho, demonstrou-se a influência da consideração do formato do diagrama da antena de microfita durante o processo de síntese diferentemente de muitos trabalhos encontrados na literatura, os quais consideram um diagrama individual isotrópico. Também foram apresentados os efeitos observados em redes de antenas de microfita, tais como efeito de borda e acoplamento mútuo, que foram responsáveis por mudar o diagrama individual e, de maneira direta, o diagrama obtido pela rede. A partir disso, foi apresentada uma alternativa para compensar estes efeitos e considerá-los durante o processo de síntese, o que resultou em coeficientes de excitação confiáveis, permitindo, assim, reproduzir o diagrama sintetizado através do modelo de simulação no *HFSS*.

Por fim, projetou-se o alimentador para a rede de antenas, o que permitiu entregar os coeficientes calculados para os elementos a partir de apenas uma porta de alimentação. Os

resultados obtidos após finalização do projeto no *HFSS* apresentaram boa concordância com o sintetizado, onde constatou-se pequenas diferenças entre os diagramas devido ao acoplamento da rede de antenas nas linhas do sistema de alimentação. Este efeito não fora considerado durante o projeto, já que, nesta etapa, os elementos irradiadores não estavam incluídos no modelo de simulação.

Como sequência deste trabalho, pretende-se reprojeter o divisor em tecnologia *stripline*, o que possibilitará isolamento do meio externo. Adicionalmente, pretende-se aplicar a técnica estudada para conformação de outros formatos de diagrama. Além disso, serão melhor exploradas as configurações do GA, a fim de se obter convergência mais rápida do método.

REFERÊNCIAS

- Ansys Corp., ANSYS HFSS version 15.0 – User’s guide, 2013. Link: <http://www.ansys.com/Products/>
- Ansys Corp., ANSYS DESIGNER version 8 – User’s guide, 2013. Link: <http://www.ansys.com/Products/>
- ANATEL. Resolução nº 454, de 11 de dezembro de 2006.
- Disponível em: <http://legislacao.anatel.gov.br/resolucoes/21-2006/89-resolucao-454>, acessado: Janeiro de 2012.
- BALANIS, C. A. “Teoria de Antenas: Análise e Síntese”, 3º edição, vol. 1 e 2, ed. LTC, pp. 17-50; 146 - 176, 2009.
- BERGAMANN, J. R.; MOREIRA, F. J. S. “ADE Omnidirectional Dual Reflector Antennas”. Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), vol.1, pp. 387 - 390, 2003.
- DEHGHANI, M. J.; KARBALAEI, Z.; Mahzon, M. “Design of a Wide Band Antenna Array with Cosecant Square Pattern using Genetic Algorithm”. 20th Telecommunications Forum (TELFOR), Belgrade, Serbia, pp. 564 - 567, 2012.
- DE JONG, K. A. “An Analysis of the Behavior of a Class of Genetic Adaptive Systems”. Doctoral dissertation, University of Michigan, 1975.
- DI PIAZZA, G. C.; PLITKINS, A.; ZYSMAN, G. I. “Advanced mobile Phone Service: The Cellular Test Bed” The Bell System Technical Journal, vol. 58, nº 1, 1978.
- FALCIASECCA G.; VALOTTI B. “Guglielmo Marconi: the Pioneer of Wireless Communications”. Proceedings of the 39th European Microwave Conference (EuMA), pp. 544 - 546, 2009.
- FERREIRA, D. B.; PAULA, C. B.; NASCIMENTO, D. C. “Técnica para Apontamento de Feixe em Redes de Antenas de Microfita Esféricas e Hemisféricas”. Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica (MOMAG), João Pessoa, 2012.
- GARG R.; BARTHIA P.; BAHL I.; ITTIPIBOON A. Microstrip antenna design handbook, Ed. Artech House, 2001.
- HECKLER, M. V. T.; FARIAS, R. L.; PEREIRA, L. ; SCHLOSSER, E. R.; LUCATEL, C. “Design of Circularly Polarized Annular Slot Antennas for Satellite Navigation Systems”. 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Gotemburgo, Suécia, Mar. 2013.

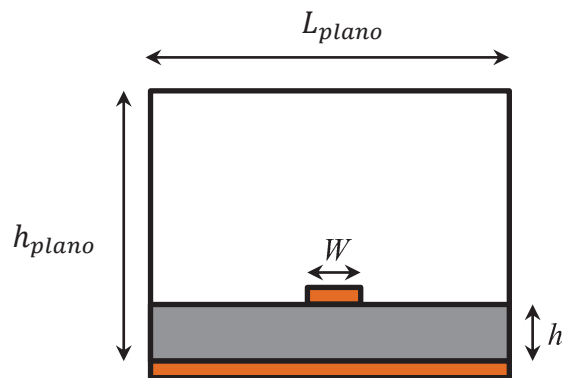
- HOLLAND, J.H. "Adaptation in natural and artificial systems". Michigan: University of Michigan Press, Ann Harbor, 1975.
- HU, J. L.; CHAN, C. H.; LIN, S. M. "Synthesis of Shaped-Beam Pattern for Mobile Antenna". IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.3, pp. 1596 - 1599, 1999.
- HSU W. H.; WONG K. L. "Broadband probe-fed patch antenna with reduced cross-polarization radiation". International Conference on Antennas and Propagation, vol. 2, pp. 525 - 528, 2001.
- JOHNSON, J. M.; RAHMAT-SAMII, Y. "Genetic Algorithm Optimization and its Application to Antenna Design," Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.1, pp. 326 - 329, 1994.
- KENNEDY, J.; EBERHART, R. "Particle Swarm Optimization". IEEE International Conference on Neural Network. Perth, Australia, pp. 1942 - 1948, 1995.
- KHODIER, M. M.; CHRISTODOULOU, C. G. "Linear Array Geometry Synthesis With Minimum Sidelobe Level and Null Control Using Particle Swarm Optimization". IEEE Transactions on Antenna and Propagation, vol. 53, N° 8, pp. 2674 - 2679, 2005.
- KOZIEL, S.; OGURTSOV, S. "Linear Antenna Array Synthesis Using Gradient-Based Optimization with Analytical Derivatives". IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APS-URSI), pp. 1 - 2, Jul. 2012.
- LEE, W. C. Y. "Elements of Cellular Mobile radio Systems". IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. VT-35, n° 2, 1986.
- LEE, W. C. Y. "Smaller Cells for Greater Performance". IEEE Communications Magazine, Nov. 1991.
- LI, W. T.; LIU, S. F.; SHI, X. W. "Application of Improved Particle Swarm Optimization in Antenna Array Pattern Synthesis". Global Symposium on Millimeter Waves (GSMM), 2008.
- MACIEL, D.M.; LACAVALA, J. "Rede de Antenas de Microfita Circularmente Polarizada com Apontamento de Feixe e Controle de Nível dos Lóbulos Secundários". Tese de Mestrado – ITA, Campo Montenegro, São José dos Campos, SP - Brasil, 2005.
- MAC DONALD, V. H. "Advanced mobile Phone Service: The Cellular Concept" The Bell System Technical Journal, vol. 58, n° 1, 1979.
- MITRA, A. Lecture Notes on Mobile Communication. Department of Electronics and Communication Engineering, Indian Institute of Technology, 2009.
- NEVES, E. S.; LACAVALA, J. "Análise e Projeto de Antenas de Microfita Multibanda". Tese de Mestrado – ITA, Campo Montenegro, São José dos Campos, SP - Brasil, 2002.

- PENA, F. J. A.; GONZALEZ, J. A. R.; LOPEZ, E. V.; RENGARAJAN, S. R. "Genetic Algorithms in the Design and Optimization of Antenna Array Patterns ". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 47, n° 3, pp. 506 - 510, 1999.
- POZAR, D. M. Microwave Engineering, 2ª Edição, John Wiley & Sons, 1997.
- RAPPAPORT, T. S. Wireless Communications: principles and practice. Editora: Prentice Hall 2º edition. Communications Engineering and Emerging Technologies Series, 2001.
- ROBINSON, J.; RAHMAT-SAMII, Y. "Particle Swarm Optimization (PSO) in Electromagnetics," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, pp: 397 - 407, 2004.
- ROCCA P.; OLIVERI G.; MASSA A. "Differential Evolution as Applied to Electromagnetics". IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 53, pp. 38 - 49, 2011.
- SCHLOSSER, E. R.; HECHLER, M. V. T.; SPERANDIO, M.; MACHADO, R.: "Synthesis of Linear Antenna Arrays for Radio Base Stations", 2013 IEEE Antennas Propagation Society International Symposium, Orlando, USA, Jul. 2013.
- SCHLOSSER, E.; HECKLER, M. V. T.; LUCATEL, C.; SPERANDIO, M.; MACHADO, R. "Synthesis of linear antenna array for 4G mobile communication systems". 2013 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), Rio de Janeiro, Brasil, Ag. 2013.
- SINGH, S. K.; CHANDRUDU, V. B. and MAHANTI, G.K. "Synthesis of Linear Array Antenna for fixed level of Side Lobe Level and First Null Beam Width using Particle Swarm Optimization". International Communications and Signal Processing (ICCSP), pp. 275 - 279, Abril 2013, India.
- TSENG, C. Y.; GRIFFITHS, L. J. "A Simple Algorithm to Achieve Desired Patterns for Arbitrary Arrays". IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 40, n° 11, pp. 2737 - 2746, 1992.
- YANG F.; ZHANG X.; YE X.; RAHMAT-SAMII, Y. "Wide-Band E-Shaped Patch Antennas for Wireless Communications". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 49, n°. 7, 2001.
- YOUNG, W. R. "Advanced mobile Phone Service: Introduction, Background and Objectives" The Bell System Technical Journal, vol. 58, n° 1, 1979.
- YUAN J.; ZHOU H.; GUO C.; DING J. "Efficient Optimization of Shaped-Beam Sparse Linear Antenna Arrays using Genetic Algorithm". International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), vol. 1, pp. 1 - 4, 2012.

ANEXO I

A medição de potência através do *HFSS* é determinada a partir da integração do vetor de Poynting através de um plano. Para isto, deve-se realizar a seguinte configuração para a execução do cálculo correto.

Passo 1: deve-se adicionar um retângulo 2D na geometria (ver Figura 5.31) definindo a seção transversal para o cálculo do fluxo de potência. Este retângulo deve tocar o plano de terra (GND) na borda inferior e seguir as recomendações de tamanho para uma *waveport*, conforme ilustração abaixo.



$$h_{plano} = 6h \text{ a } 10h$$

$$L_{plano} = 10W, \text{ se } W \geq h \text{ ou } L_{plano} = 5W \text{ (3h a 4h), se } W < h$$

Passo 2: clique em *HFSS* → *Fields* → *Calculator*. Crie uma expressão entrando com os seguintes comandos na sequência:

- Quantity > *Poynting*;
- Complex > *Real*;
- Geometry > *Surface...* > {selecione o retângulo onde a potência deve ser calculada};
- Selecionar a opção *Normal*;
- Selecionar a opção \int ;
- Deve-se *Add* e, em seguida, determinar um nome para a expressão;

Done.

Passo 3: deve-se clicar em *Reports* → *Create* → *Fields* → *Report* → *Rectangular* → *Plot*. A expressão para ser plotada encontra-se em *Calculator Expressions*. Selecione *Freq.* em *Primary Sweep*.

Observação: Para plotar o *Field calculation* em função da frequência, deverá adicionar um *Fast sweep* ou *Discrete sweep*, ao invés de um *Interpolation sweep*, pois esta última não salva os campos pós-processamento.