

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.

“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 $\text{csc}^2(\theta - 90^\circ)$ 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 $\text{csc}^2(\theta - 90^\circ)$ 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 $\text{csc}^2(\theta-90^\circ)$ 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
G_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, consequentemente, 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.

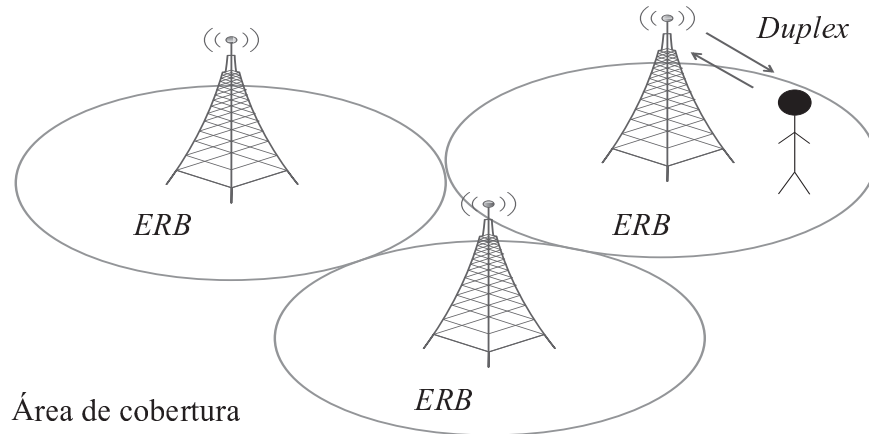


Figura 2.1 - Diagrama esquemático do sistema móvel celular.

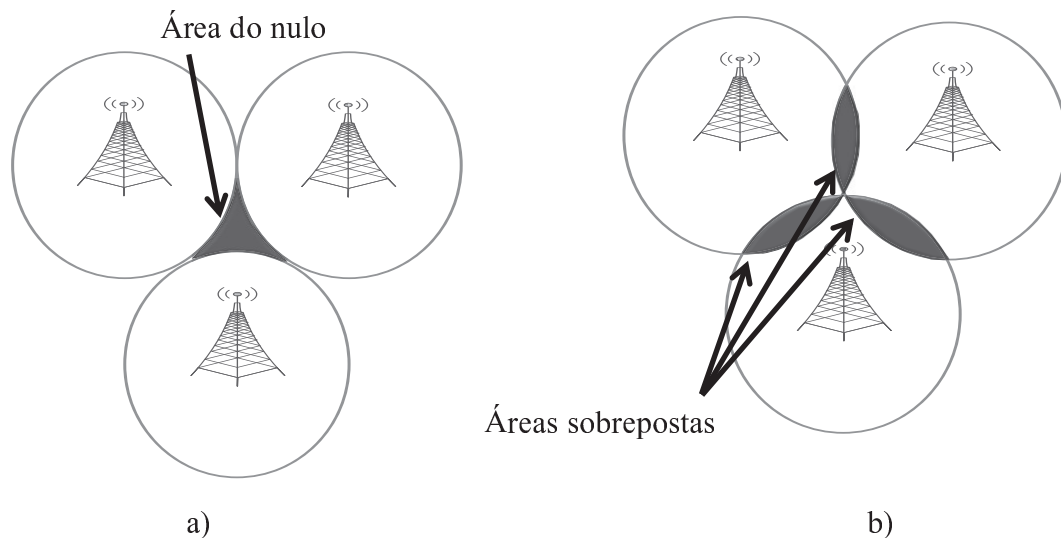


Figura 2.2 - Problemas encontrados na interligação de células circulares. a) Distribuição contendo a área sem cobertura; b) Distribuição contendo áreas sobrepostas.

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.

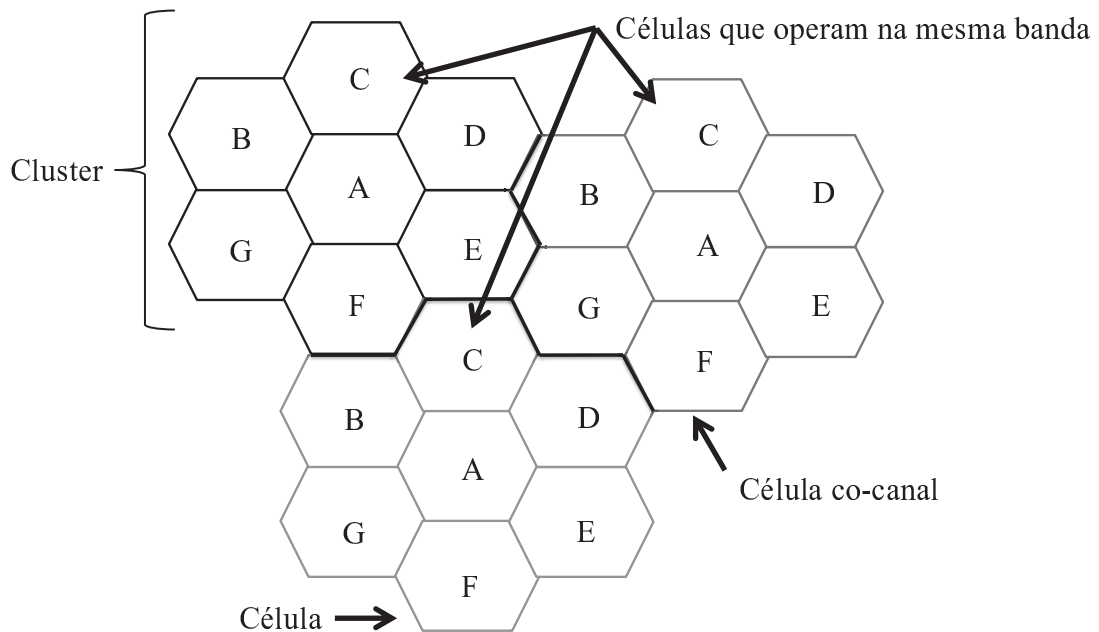


Figura 2.3 - Conceito de reutilização de frequência, célula, células co-canal e cluster.

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 consequentemente 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.

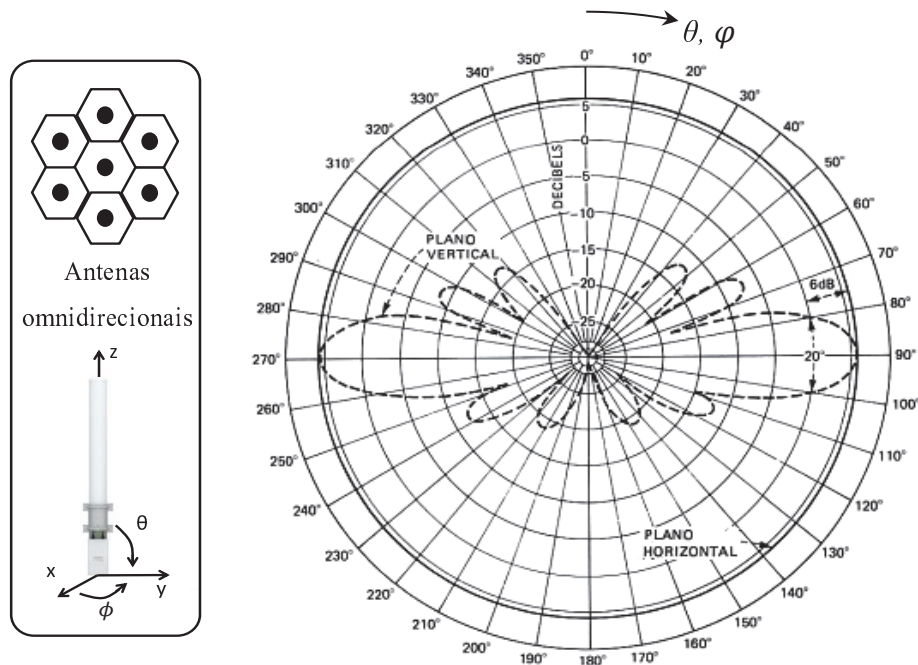


Figura 2.4 - Geometria de uma ERB para instalação no centro das células e respectivo diagrama de irradiação omnidirecional.

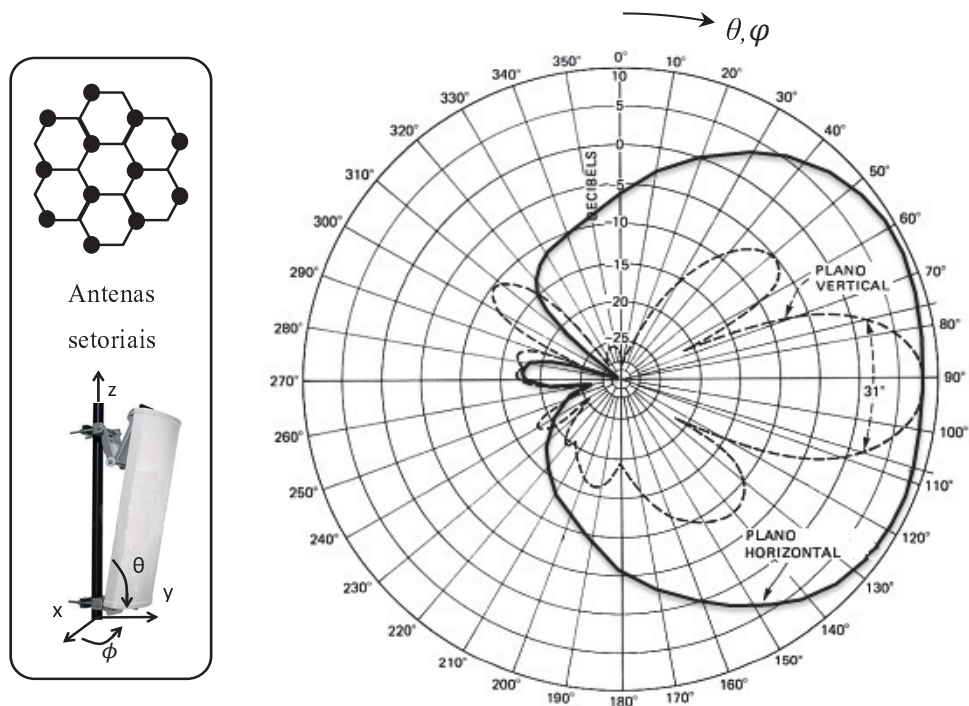


Figura 2.5 - Geometria e diagrama de irradiação típico de uma ERB setorial.

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.

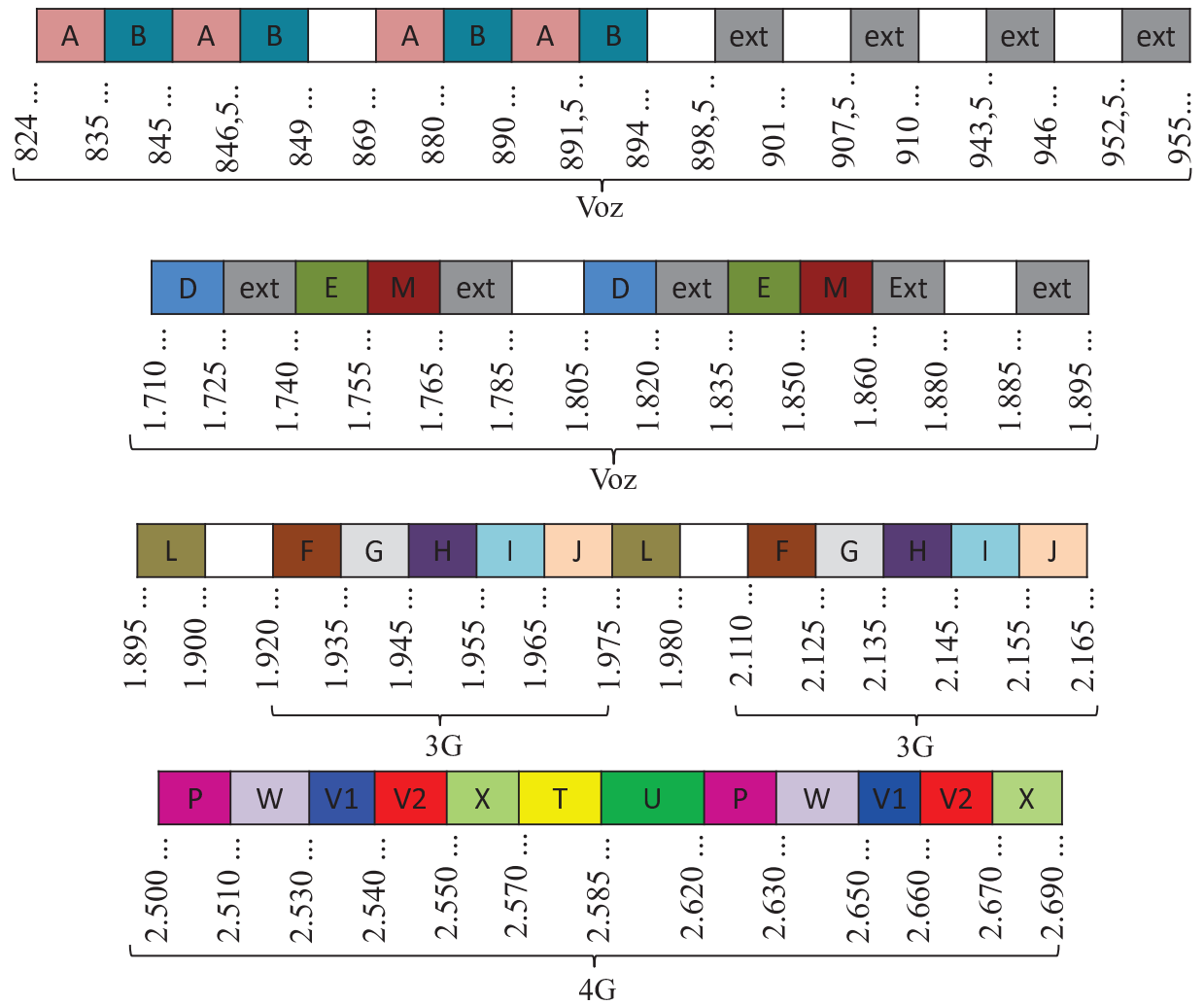


Figura 2.6 - Faixas destinadas para a comunicação móvel no Brasil (em MHz).

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

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

obtem-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

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

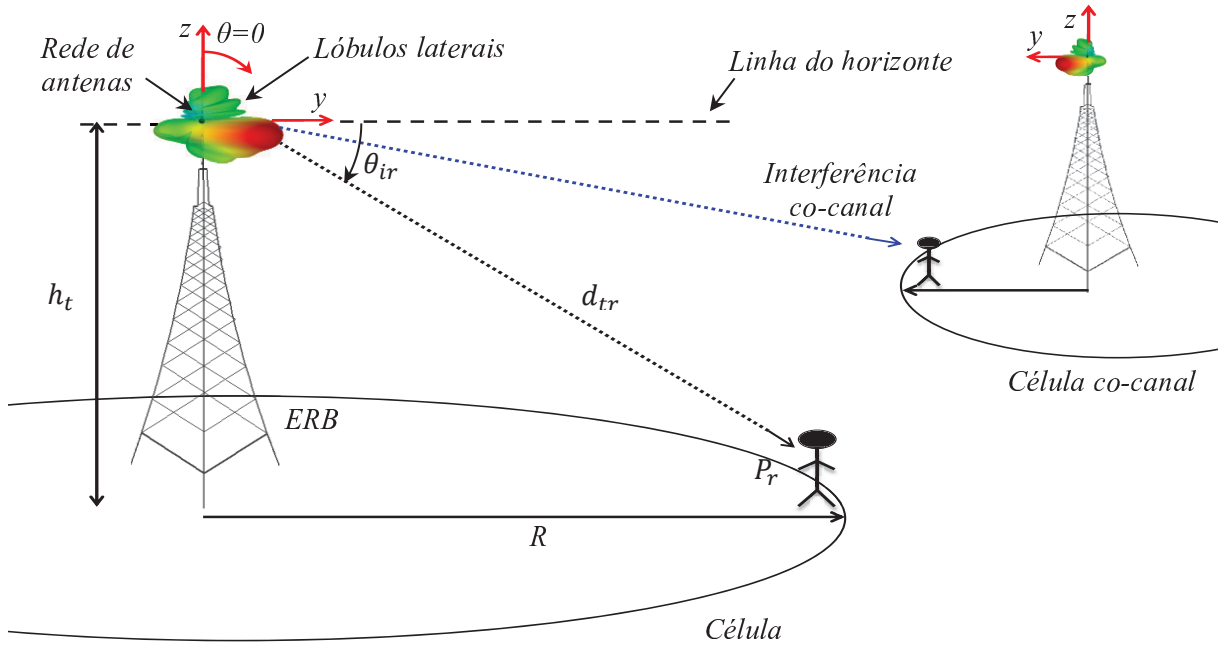


Figura 3.1 - Ilustração esquemática para cálculo da potência recebida em função do ângulo de irradiação.

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.

Macrocélulas:

- 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.

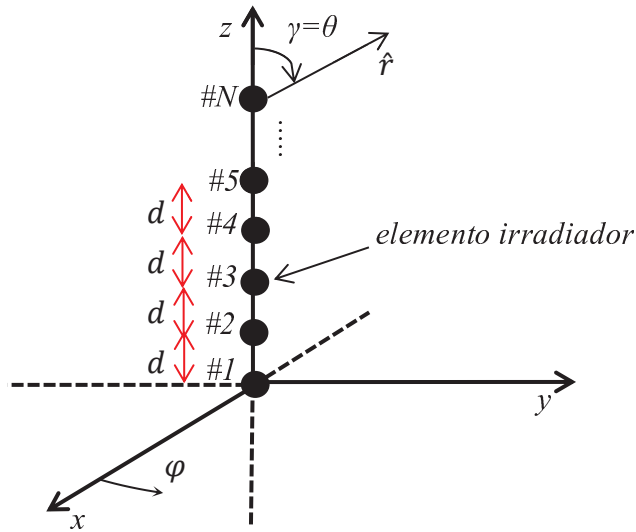


Figura 3.2 - Geometria de uma rede linear com elementos dispostos ao longo do eixo z .

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).

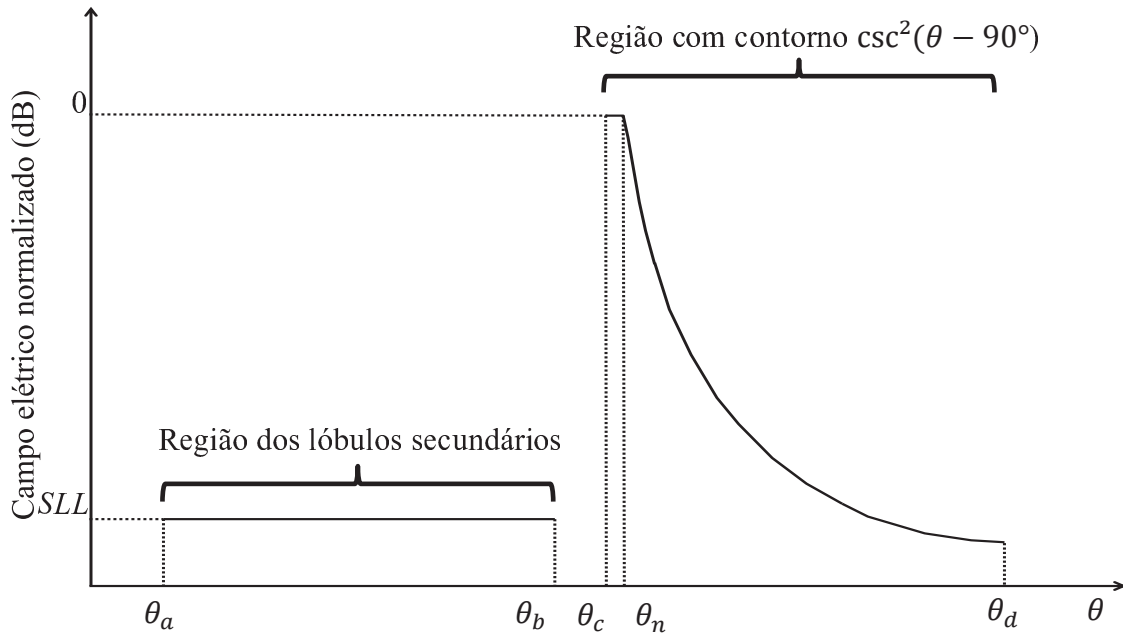


Figura 3.3 - Diagrama especificado para estações rádio-base.

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

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

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

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

$$1 \leq i \leq M$$

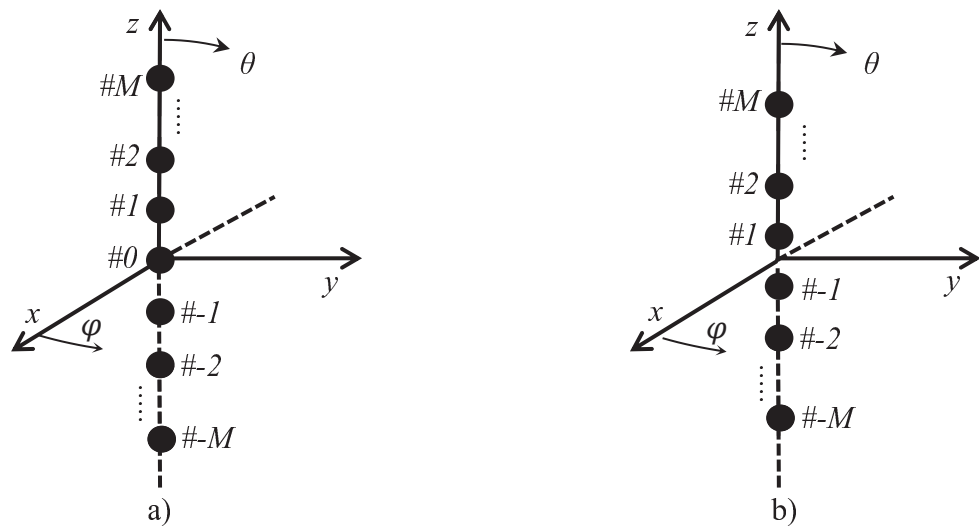


Figura 3.4 - Elementos situados na rede levando-se em consideração o centro médio. a) Rede com número ímpar de elementos; b) Rede com número par de elementos.

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.

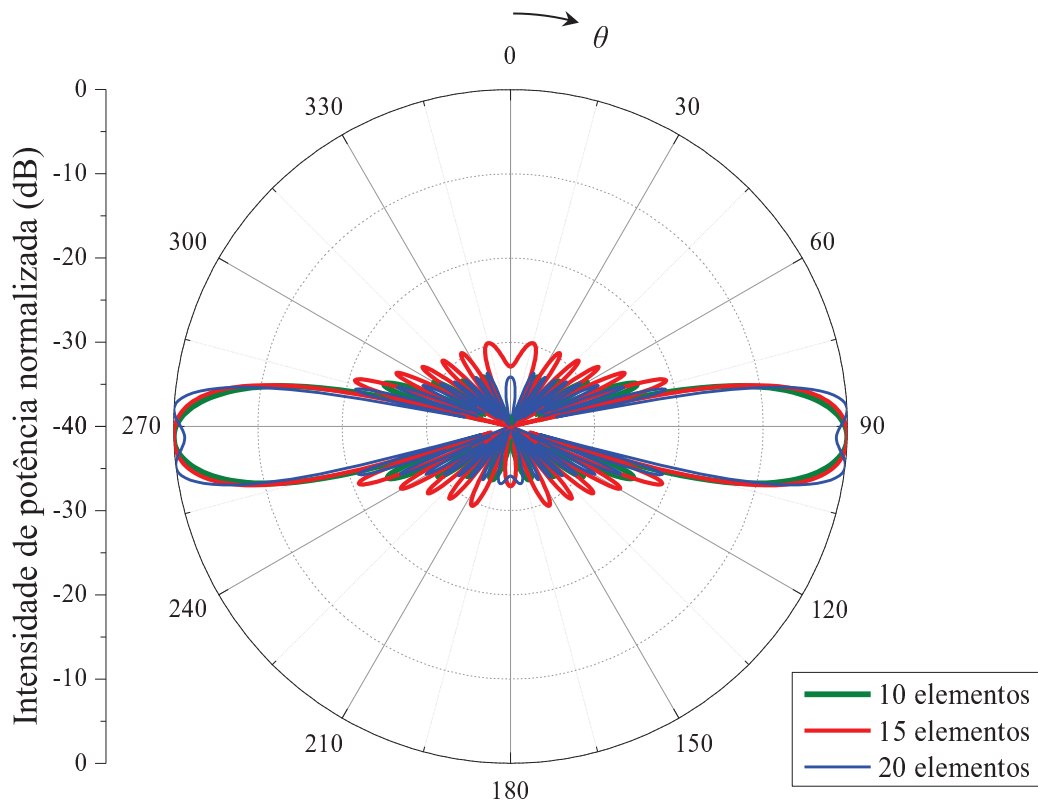


Figura 3.5 - Diagrama de irradiação normalizado no plano yz para uma rede linear de N elementos isotrópicos, com apontamento definido entre $82^\circ \leq \theta \leq 102^\circ$ (máximo em 92°).

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

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

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.

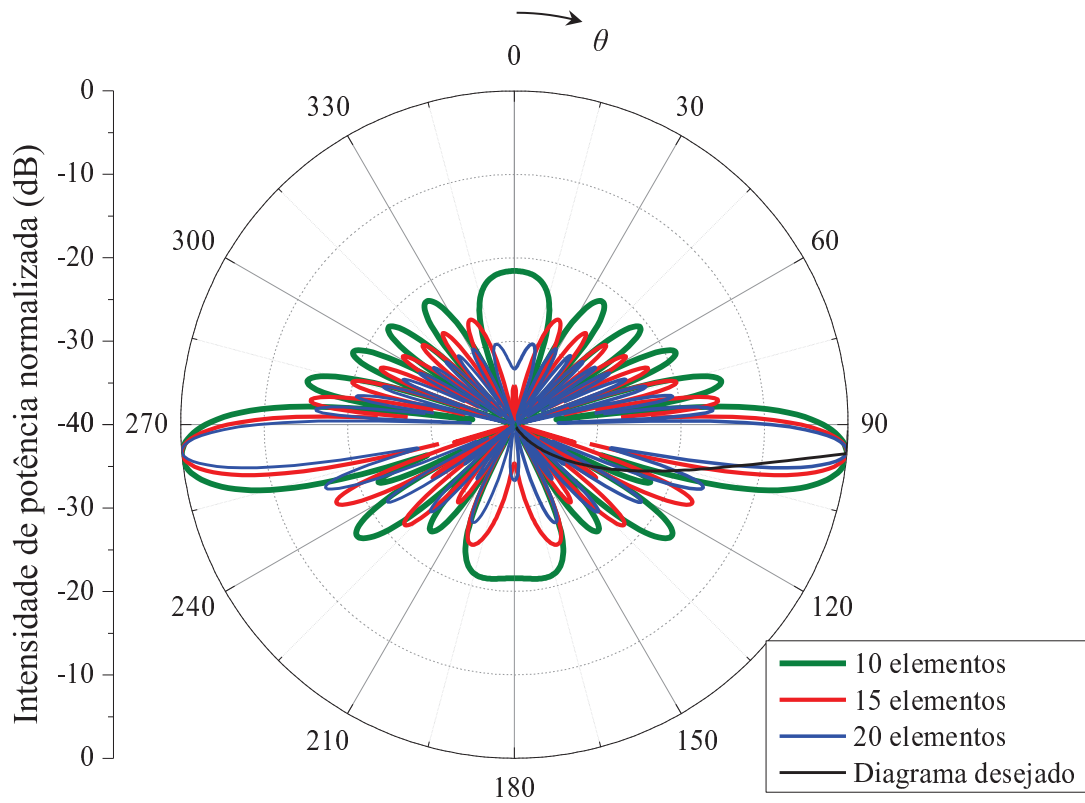


Figura 3.6 - Diagrama de irradiação normalizado no plano yz para uma rede linear de N elementos isotrópicos, com região $\csc^2(\theta - 90^\circ)$ para $\theta_c=92^\circ$ e $\theta_d=180^\circ$.

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.

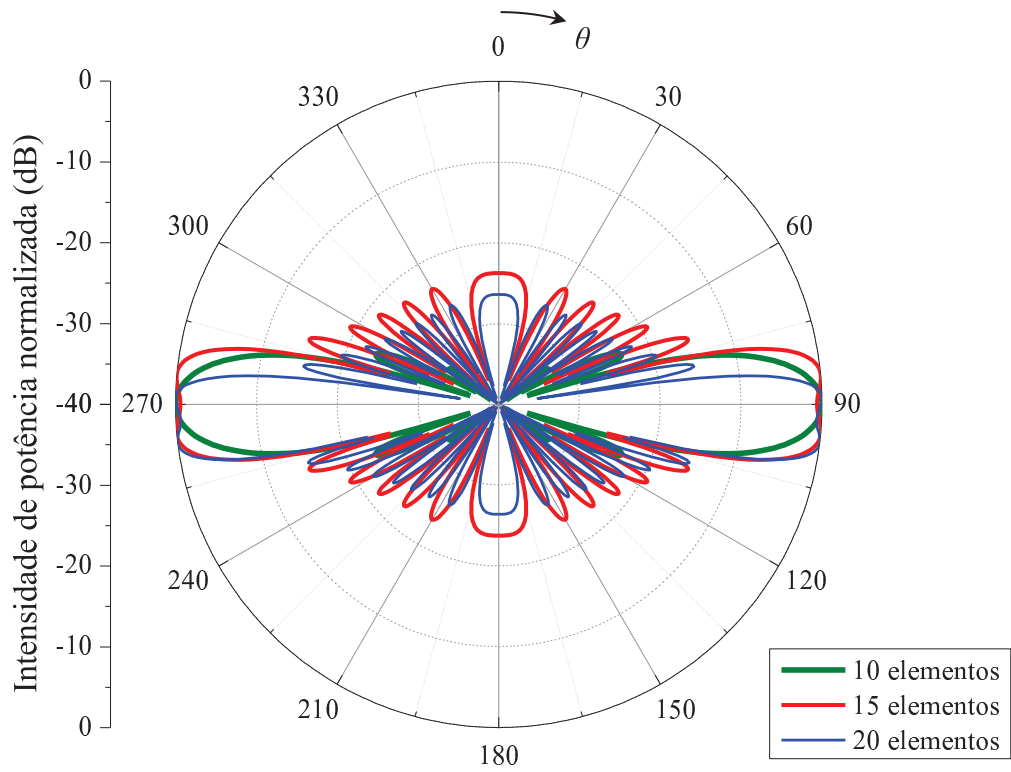


Figura 3.7 - Diagrama de irradiação normalizado no plano yz para uma rede linear de N elementos isotrópicos, com apontamento definido entre $82^\circ \leq \theta \leq 102^\circ$ (máximo em 92°).

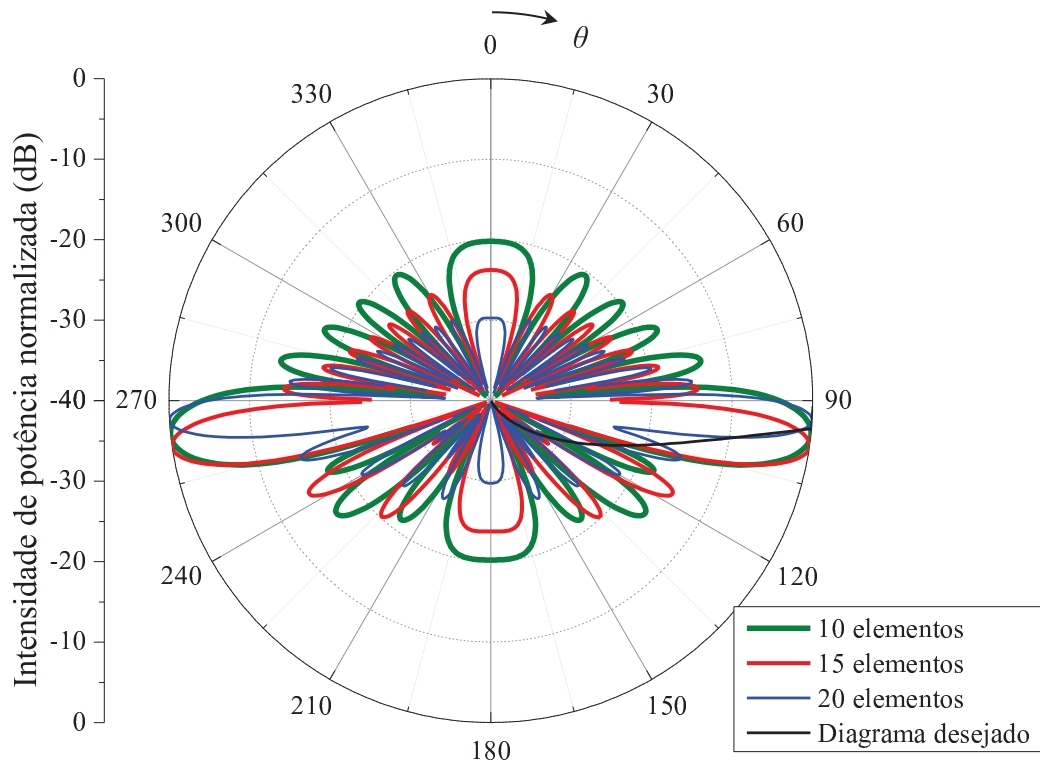


Figura 3.8 - Diagrama de irradiação normalizado no plano yz para uma rede linear de N elementos isotrópicos, com região $csc^2(\theta - 90^\circ)$ para $\theta_c=92^\circ$ e $\theta_d=180^\circ$.

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 sequência 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

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

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.

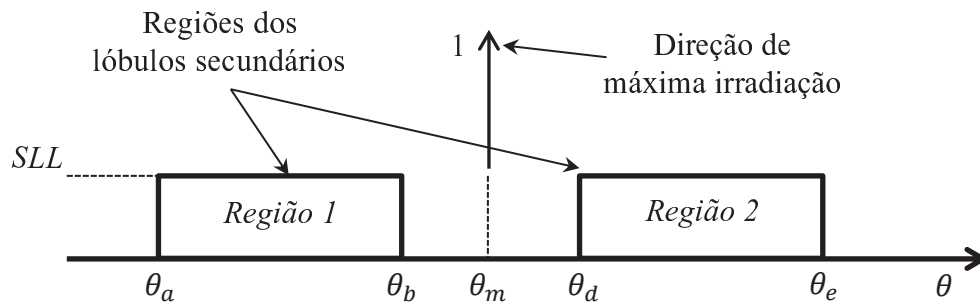


Figura 3.9 - Metodologia usada no método baseado nos mínimos quadrados para apontamento de feixe e controle dos lóbulos secundários.

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

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

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

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

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

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.

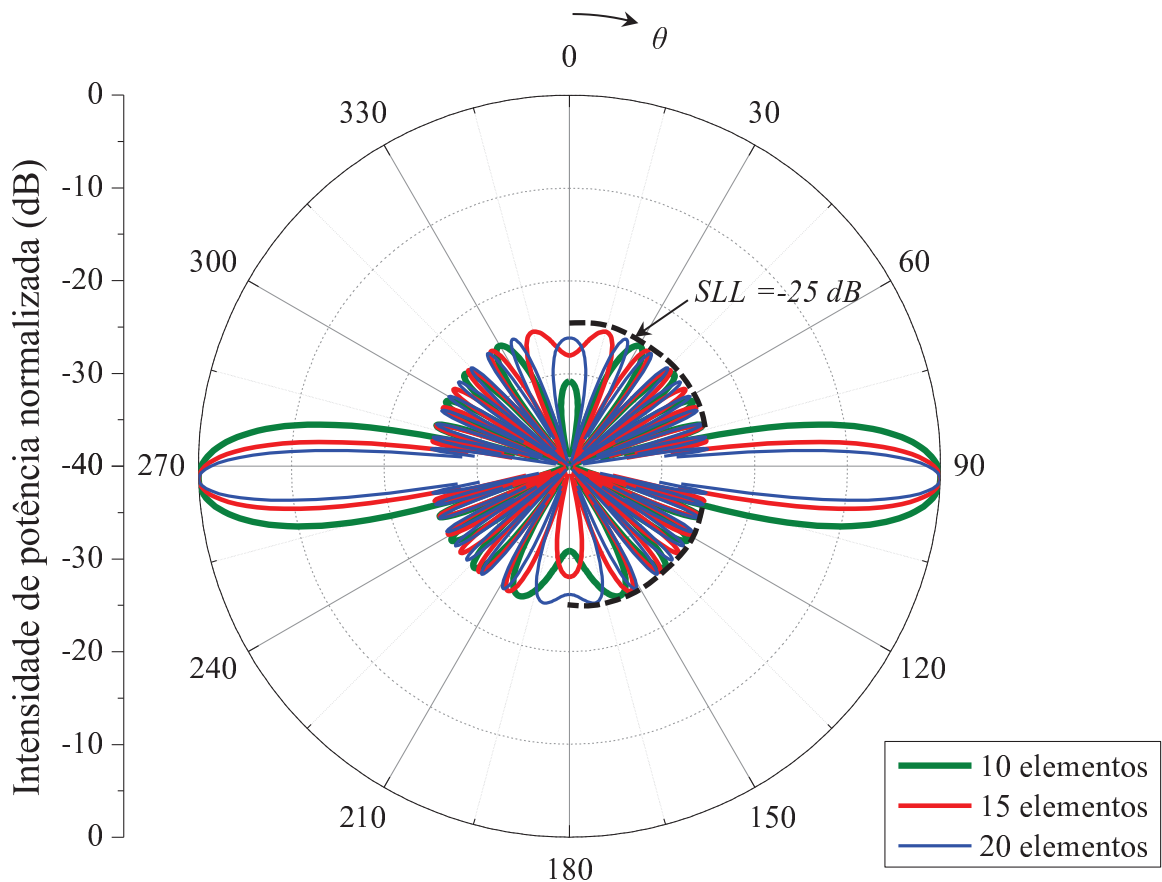


Figura 3.10 - Diagrama de irradiação normalizado no plano yz para uma rede linear de N elementos isotrópicos com lóbulo principal definido entre $82^\circ \leq \theta \leq 102^\circ$ (máximo em 92°).

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.

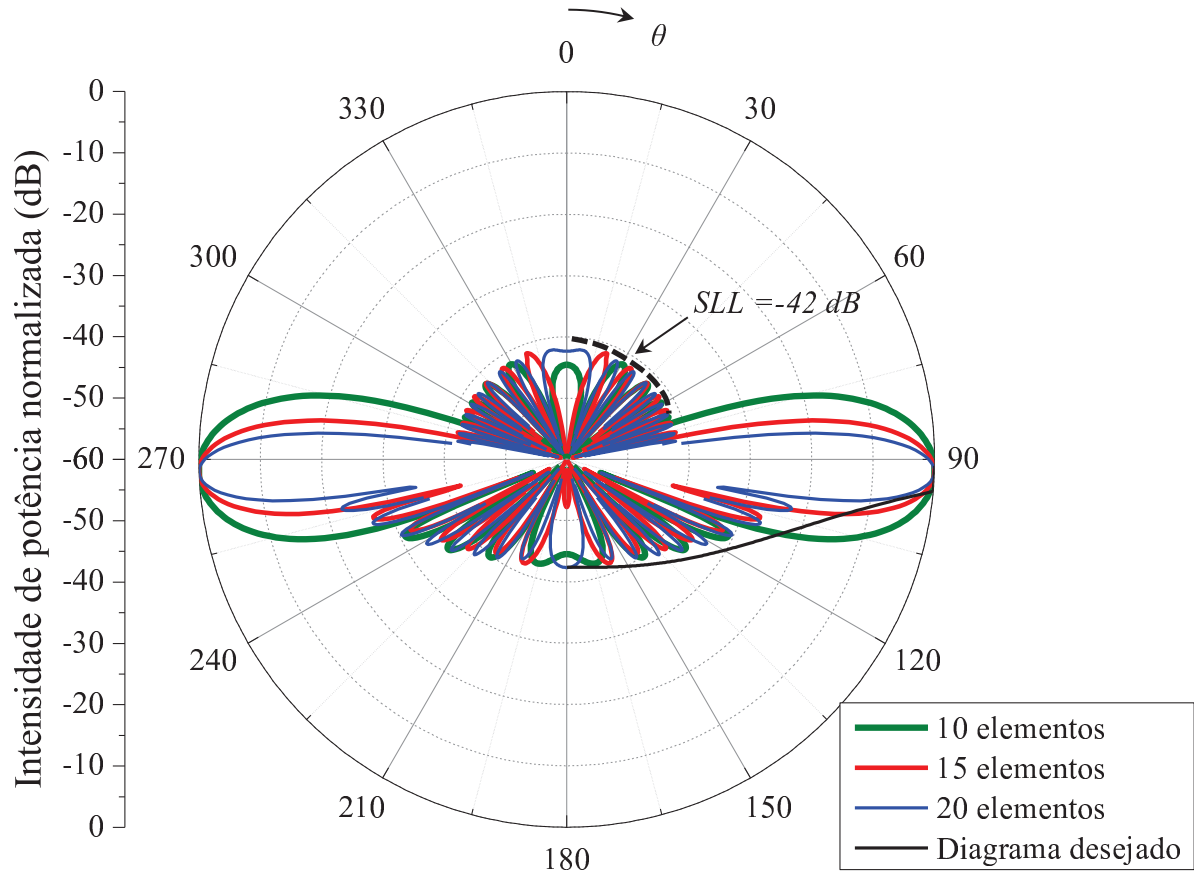


Figura 3.11 - Diagrama de irradiação normalizado no plano yz , para uma rede linear de N elementos isotrópicos com região $csc^2(\theta-90^\circ)$ definida entre $92^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$.

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.