



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Dissertação de Mestrado

Otimização do Número de Elementos em um Arranjo para Antenas Inteligentes

Raimundo Pedro de Paiva Rodrigues Júnior

Dissertação submetida à Coordenação dos cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Conhecimento: Eletromagnetismo e Microondas
Aplicados

Orientador
Glauco Fontgalland

Campina Grande – Paraíba – Brasil

Maio de 2010.

Otimização do Número de Elementos em um Arranjo para Antenas Inteligentes

Raimundo Pedro de Paiva Rodrigues Júnior

Dissertação submetida à avaliação para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento da Informação, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande.

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

R696o Rodrigues Júnior, Raimundo Pedro de Paiva

Otimização do número de elementos para um arranjo de antenas inteligentes / Raimundo Pedro de Paiva Rodrigues Júnior. – Campina Grande, 2010.

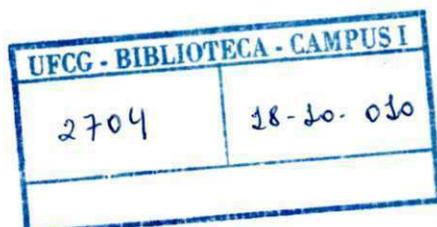
78 f. : il. col.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática. Referências.

Orientador: Prof. Dr. Glauco Fontgalland.

1. Antenas Inteligentes. 2. Algoritmo Beam forming. 3. Interferência Eletromagnética. I. Título.

CDU – 624.396.677.3(043)

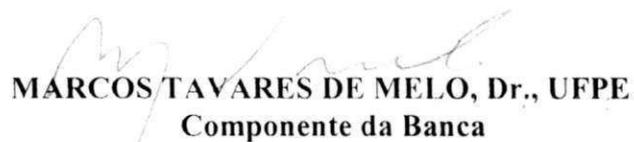


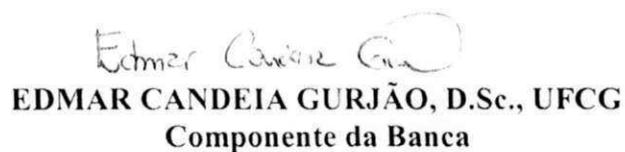
**OTIMIZAÇÃO DO NÚMERO DE ELEMENTOS EM UM ARRANJO PARA
ANTENAS INTELIGENTES**

RAIMUNDO PEDRO DE PAIVA RODRIGUES JÚNIOR

Dissertação Aprovada em 31.05.2010


GLAUCO FONTGALLAND, Dr., UFCG
Orientador


MARCOS TAVARES DE MELO, Dr., UFPE
Componente da Banca


EDMAR CANDEIA GURJÃO, D.Sc., UFCG
Componente da Banca


RÔMULO RAIMUNDO MARANHÃO DO VALLE, Mestre, UFCG
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
MAIO - 2010

AGRADECIMENTOS

A Deus pela acima de todas as coisas.

Aos professores Glauco Fontgalland, Marcos Barbosa, Edmar Candeia e Rômulo do Valle pelas palavras de encorajamento, dedicação e orientações fornecidas ao longo deste trabalho.

Ao Galba Falcão Aragão (Engenheiro responsável do Laboratório de Eletromagnetismo e Microondas Aplicados - LEMA) pela amizade, valiosas informações e orientação nos experimentos.

À minha família, minha mãe Verônica, minhas tias Fana e Júlia, minha esposa Melly que sempre me incentivaram e nutrem em mim um sentimento indescritível.

Aos meus amigos: Paulo e Crezo Júnior e a toda equipe do LEMA pela ajuda para a elaboração deste trabalho, pelo companheirismo durante todos esses meses e pelos momentos de descontração.

À Universidade Federal de Campina Grande e a COPELE pela confiança depositada e por ter me concedido a oportunidade de cursar a pós-graduação.

Enfim, agradeço a todos aqueles que contribuíram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho.

Raimundo Pedro de P. R. Júnior

RESUMO

Sistemas de comunicação sem fio e, principalmente, os que envolvem mobilidade, estão se tornando cada vez mais complexos devido à demanda por taxas de transmissão mais altas, requisitos de cobertura, novas aplicações, capacidade do sistema se recompor, baixo consumo de energia e, atualmente, considerado o mais recentemente, a presença de sistemas adaptativos como os de rádio definido por software.

Uma das técnicas que tem sido proposta para utilização nos sistemas com os requisitos acima é o uso de antenas que consigam restringir a propagação do sinal principal em direção a um usuário e ao mesmo tempo reduzindo a propagação aos demais sinais [1].

Essas antenas, conhecidas como antenas adaptativas, vêm sendo utilizadas há décadas em aplicações como: radares, comunicações via satélite, sensoriamento remoto, equipamentos de busca, dentre outras.

Neste trabalho buscou-se otimizar a quantidade de elementos do conjunto que forma a antena adaptativa, com o objetivo de atingir uma relação Sinal Interferência, SIR, com o menor número de elementos.

Palavras-chave: Antenas inteligentes, algoritmo beamforming, interferência eletromagnética.

ABSTRACT

Wireless communication systems, especially those involving mobility, are becoming increasingly complex due to demand for higher data rates, coverage requirements, new applications, reliability, low power consumption and nowadays, considered most recently, the presence of adaptive systems such as software-defined radio.

One technique that has been proposed for systems with the above requirements is the use of antennas that are able to direct the propagation direction to an user while reducing propagation in direction of the other signals.

These antennas known as adaptive antennas have been used for decades in applications such as radar, satellite communications, remote sensing and equipments search, among others.

In this work we optimize the array size that forms an adaptive antenna, in order to obtain a minimal array that attends a given Signal to Interference Ratio – SIR.

Keywords: Smart Antennas, algorithms beamforming, electromagnetic interference EMI.

SUMÁRIO

Capítulo 1	1
1. INTRODUÇÃO	1
1.1 ALGORITMO PARA CONTROLE ESPACIAL.....	4
1.2 OBJETIVOS.....	5
Capítulo 2	6
2. FUNDAMENTOS DE ANTENAS	6
2.1 ARRANJOS DE ANTENAS ADAPTATIVAS.....	6
2.2 FUNDAMENTOS BÁSICOS DE ANTENAS.....	7
2.2.1 Regiões de Campo de Antenas.....	7
2.3 DENSIDADE DE POTÊNCIA.....	9
2.4 INTENSIDADE DE IRRADIAÇÃO.....	12
2.5 NOMENCLATURA BÁSICA DE ANTENAS.....	13
2.5.1 Diagramas de Antenas.....	13
2.5.2 Elementos de um Arranjo de Antena.....	17
Capítulo 3	23
3. PROCESSO DE ELIMINAÇÃO DE INTERFERÊNCIA	23
3.1 DEFINIÇÃO E FUNÇÃO DE UM BEAMFORMER.....	23
3.2 DETERMINAÇÕES DO SINAL AO LONGO DO BEAMFORMER: PESOS (W).....	25
3.3 ARRANJO COM SIMETRIAS.....	28
3.3.1 Simetria Par.....	28
3.3.2 Simetria Ímpar.....	29
3.4 TÉCNICAS DE FORMAÇÃO DOS VETORES PESO.....	31
3.4.1 Binomial.....	32
3.4.2 Blackman.....	33
3.4.3 Formação Automática dos Pesos dos Elementos do Arranjo.....	33
3.5 TÉCNICAS DE SISTEMAS ADAPTATIVOS.....	34
3.6 SEPARAÇÃO DE SINAIS DESEJADOS DE SINAIS NÃO DESEJADOS.....	41
3.7 PROCESSOS DE ELIMINAÇÃO DE INTERFERÊNCIA.....	42
Capítulo 4	43
4. RESULTADOS	43
4.1 RESULTADO 01 – Controle da SIR com arranjos lineares e pequena diferença de ângulos de incidência.....	43
4.2 RESULTADO 02 – Efeito da separação entre elementos de antenas do arranjo.....	49
4.3 RESULTADO 03 – Dados obtidos para diretividade central.....	52
4.4 RESULTADO 04 - Efeitos da variação linear do número de elementos do arranjo N para grandes diferença de AoA entre os sinais.....	59
4.5 RESULTADO 05 – Variação do número de elementos N linear versus não linear.....	62

Capítulo 5	66
5. CONCLUSÕES	66
REFERÊNCIAS	68
ANEXOS	70
<i>Anexo 01 - Circuitos beamforming: (com diagramas)</i>	70
Circuito #01:	70
Circuito #02:	71
Circuito #03:	72
Circuito #04:	73
<i>Anexo 02 – Algoritmos beamforming: Códigos</i>	74
Rotina #01	74
Rotina #02.....	76

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Exemplo de sistemas – localização [4].	2
Figura 2 – Exemplo de sistemas – seleção.	2
Figura 3 – Sistema com baixa relação sinal interferência.	3
Figura 4 – Sistema com alta relação sinal interferência.	4
Figura 5 – Regiões de campos da antena.	7
Figura 6 – Sistema de coordenadas esféricas e a representação do campo EM.	10
Figura 7 – Densidade de potência irradiada de uma fonte isotrópica.	12
Figura 8 – Diagrama de antena 3-D de uma fonte não isotrópica.	13
Figura 9 – Diagrama de campo em coordenadas polares.	14
Figura 10 – Diagrama de campo em coordenadas retangulares.	15
Figura 11 – Diagrama de campo em coordenadas tridimensionais.	16
Figura 12 – Arranjo linear com 2 elementos de antenas – dipolos infinitesimais.	17
Figura 13 – Arranjo linear com N elementos.	21
Figura 14 – Sistema típico com duas fontes e múltiplos <i>beamformers</i> de saída.	24
Figura 15 – Sistema típico de arranjo linear com elementos dispostos no eixo Z.	26
Figura 16 – Sistema típico de arranjo linear par com respectivos pesos.	29
Figura 17 – Sistema típico de arranjo linear ímpar com respectivos pesos.	30
Figura 18 – Triângulo de Pascoal.	32
Figura 19 – Diagrama de irradiação 3-D com eixos de coordenados retangulares.	38
Figura 20 – Diagramas de irradiação 3-D.	39
Figura 21 – Mais exemplos de diagrama de irradiação 3-D.	40
Figura 22 – Efeitos do canal.	42
Figura 23 – Aumento de N para compensação da SIR.	44
Figura 24 – Diagrama de irradiação com $N=5$ elementos com incidência do sinal desejado a 10° e interferência a 15° .	45
Figura 25 – Diagrama de irradiação com $N=10$ elementos com incidência do sinal desejado a 10° e interferência a 15° .	46
Figura 26 – Diagrama de irradiação com $N=15$ elementos com incidência do sinal desejado a 10° e interferência a 15° .	47
Figura 27 – Diagrama de irradiação com $N=20$ elementos com incidência do sinal desejado a 10° e interferência a 15° .	48
Figura 28 – Aumento de N para compensação da SIR com variação de d .	49
Figura 29 – Diagrama de irradiação com $d = \lambda/4$ ou $0,25\lambda$.	50
Figura 30 – Diagrama de irradiação $d = \lambda/2$ ou $0,5\lambda$.	51
Figura 31 – Diagrama de irradiação $d = 3\lambda/4$ ou $0,75\lambda$.	51
Figura 32 – Variação do AoA de dois sinais $N=5$.	52
Figura 33 – Variação do AoA de dois sinais $N=5$.	53
Figura 34 – Variação do AoA de dois sinais $N=10$.	54
Figura 35 – Variação do AoA de dois sinais $N=10$.	54
Figura 36 – Variação do AoA de dois sinais $N=15$.	55
Figura 37 – Variação do AoA de dois sinais $N=15$.	55
Figura 38 – Variação do AoA de dois sinais $N = 5, 10$ e 15 elementos.	56
Figura 39 – Variação do AoA de dois sinais $N = 5, 10$ e 15 elementos para ambos os casos de localização dos sinais.	57
Figura 40 – Diagrama de irradiação devido a dois sinais: interferente a 20° e sinal a 30° .	58
Figura 41 – Diagrama de irradiação devido a dois sinais: interferente a 20° e sinal a 10° .	58
Figura 42 – Aumento de N e compensação da SIR e AoA's para pequenas diferenças.	59
Figura 43 – Aumento de N e compensação da SIR com AoA's em grandes diferenças.	60
Figura 44 – Aumento de N para compensação da SIR e variação de AoA's completos.	61
Figura 45 – SIR Versus N .	63
Figura 46 – SIR Versus N variação linear.	63
Figura 47 – SIR Versus N variação não linear.	64
Figura 48 – SIR Versus N ambas variações.	65
Figura 49 – Sistema típico com duas fontes de sinal e múltiplas saídas do <i>beamformer</i> .	70
Figura 50 – Sistema típico com duas fontes de sinal e duas saídas do <i>beamformer</i> .	71
Figura 51 – Sistema típico com Três fontes de sinal $f_s(t)$ e duas saídas do <i>beamformer</i> .	72
Figura 52 – Sistema típico com múltiplas fontes de sinal e duas saídas do <i>beamformer</i> .	73

LISTA DE SÍMBOLOS

- $a(\theta)$ – Vetor de arranjo ou matriz de arranjo
AoA – Ângulo de incidência
 C – Capacitância
 d – Distância entre um par de elementos
 $\mathbf{E}, \hat{\mathbf{E}}$ – Vetor campo elétrico
 $\mathbf{H}, \hat{\mathbf{H}}$ – Vetor campo magnético
 \mathbf{E}_θ – Vetor campo elétrico expresso em coordenadas esféricas;
 \mathbf{H}_ϕ – Vetor campo magnético expresso em coordenadas esféricas.
 f – Frequência
 L – Comprimento total da antena
 N – Número de elementos num arranjo de antenas
 n – Elemento do arranjo em questão, n é um índice do somatório
NLS – Número de lóbulos secundários
NTL – Número total de lóbulos, principal e lateral
 \mathbf{r} – Vetor posição;
 P_{int} – Potência do sinal interferência
 P_{sinal} – Potência do sinal desejado
 P_{sinal} – Potência do sinal ruidoso
 R – Raio da Região da antena
 v – Fonte de ruído
 V_{rms} – Tensão eficaz
 $U(\theta, \phi)$ - Intensidade de irradiação
 \mathbf{W} – vetor peso ou matriz peso
 T – Período de uma função adotada
 δ – Diferença de fase entre elementos
 η – Impedância intrínseca do meio.
 μ – Permeabilidade relativa do meio
 σ – Condutividade
 Ψ_m – Fluxo magnético
 ω – Frequência angular
 δ – Deslocamento de fase entre elementos

θ – Ângulo medido a partir do eixo z em coordenadas esféricas

k – Número de onda

λ – Comprimento de onda

Γ - Relação sinal Interferência

γ – Relação sinal Interferência

θ – Vetor posição da coordenada θ

φ – Vetor posição da coordenada φ

$|AF_n|$ – Magnitude do fator de arranjo

LISTA DE ABREVIATURAS

ABRICEM – Associação Brasileira de Compatibilidade Eletromagnética
AM – Amplitude Modulada
ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica
ANSI – American National Standards Institute
AOA – Ângulo de incidência
APEMC – Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility
CA – Corrente/Tensão Alternada
CC – Corrente/Tensão Contínua
CE – Comunidade Europeia
CEM – Compatibilidade Eletromagnética
CSA – Canadian Standards Association
DC – Direct Current
EM – Eletromagnético
ENCE – Etiqueta Nacional de Conservação de Energia
EST – Equipamento Sobre Teste
EUA – Estados Unidos da América
FA – Fator de arranjo
FE – Fator de elemento
FCC – Federal Communication Commission
FM – Frequência Modulada
IEC – International Electrotechnical Commission
IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers
IEM – Interferência Eletromagnética
IL – Insertion Loss
IR – Infra Vermelho
ISEF – International Symposium on Electromagnetic Fields
ISM – Industrial, Scientific and Medical
NLS – Número de lóbulos secundários
NTL – Número total de lóbulos, principal mais laterais
PROCEL – Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica
RIF – Rádio Interferência
RMS – Root Mean Square

SIR – Relação Sinal Interferência

SINR – Relação Interferência Sinal Ruído

SINR – Signal to interference noise ratio

THD – Total Harmonic Distortion

UHF – Ultra High Frequency

UV – Ultra Violeta

VHF – Very High Frequency

Capítulo 1

1. INTRODUÇÃO

Sistemas de comunicação são projetados para atingir determinados parâmetros de uma especificação. Deve-se procurar uma configuração dos elementos que o compõe, de modo que esta seja a mais econômica, e que possa atingir os requisitos de desempenho do sistema [3].

Uma das formas de otimizar o funcionamento de um sistema de comunicação sem fio é alterar o diagrama de irradiação das antenas para que o nível de sinal recebido dos usuários de interesse seja maximizado.

Essa maximização pode ser feita usando antenas com diagramas de irradiação direcionais, porém fixos espacialmente, ou com antenas que adaptem seu diagrama de irradiação dinamicamente: antenas adaptativas.

No caso das antenas adaptativas, deve-se otimizar o diagrama de irradiação para que os requisitos do sistema sejam atingidos usando o mínimo de elementos na sua configuração [2]. A busca pela quantidade ótima do número de elementos utilizados por uma antena para satisfazer os requisitos de um sistema é o tema desta dissertação.

Um dos parâmetros utilizados nos projetos de sistemas é a Relação Sinal Interferência (SIR, do inglês *Signal to Interference Ratio*), definida como:

$$SIR = \gamma = \frac{P_{\text{sinal}}}{P_{\text{int}}} \quad (1.1)$$

Sendo, P_{sinal} a potência do sinal desejado e P_{int} a potência dos demais sinais, denominados de interferentes. Esse parâmetro fornece uma medida da qualidade da recepção [1].

Pode-se ainda utilizar a Relação Interferência Sinal Ruído (SINR, do inglês *Signal to Interference Noise Ratio*), dada por:

$$SINR = \Gamma = \frac{P_{\text{sinal}}}{P_{\text{int}} + P_{\text{ruído}}} \quad (1.2)$$

Onde: $P_{\text{ruído}}$: potência do ruído, demais termos são iguais aos da equação (1.1)

Desta forma, o parâmetro SIR é mais utilizado do que a SINR por ser um parâmetro mais fácil de medir. Além do que, é feita a tentativa de se analisar fenômenos irradiados.

Para formar uma antena inteligente, utiliza-se um conjunto de antenas formando um arranjo, de tal forma que, ao selecionar algumas antenas do arranjo seja possível gerar diagramas de irradiação diversos.

De acordo com a seleção das antenas pode-se obter um aumento na SIR. Assim como pode ser visto na Figura 1, pode-se localizar um usuário desejado e em seguida desligar uma parte das antenas para que o diagrama de irradiação seja direcionado ao usuário conforme está representado na Figura 2. Com isso, existe a possibilidade de diminuir os níveis dos sinais recebidos que são indesejados, e assim aumentar a SIR.

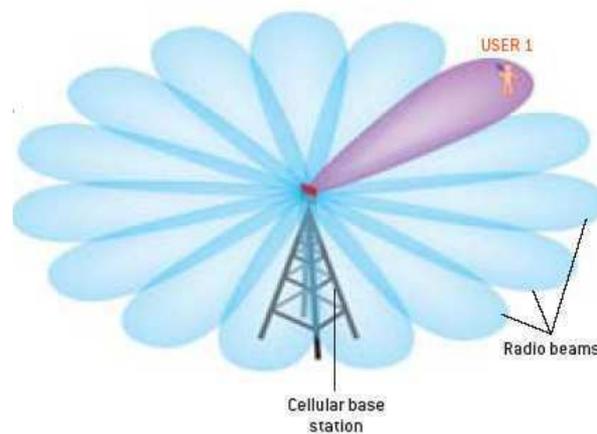


Figura 1 – Exemplo de sistemas – localização [4].

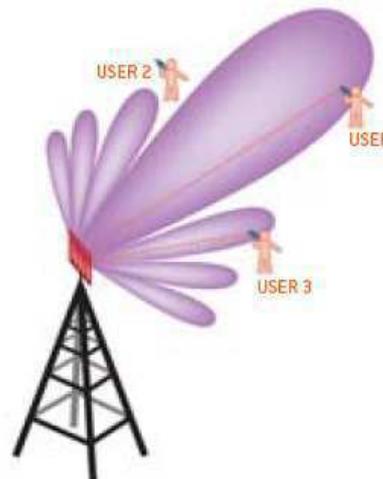


Figura 2 – Exemplo de sistemas – seleção.

Vários usuários podem ser selecionados, ou melhor, cobertos com um diagrama de irradiação e do mesmo modo, o sistema é capaz de eliminar várias fontes de interferência. Observa-se este fato na Figura 2.

O Fator de Arranjo (FA) é um parâmetro que multiplicado pelo campo de um elemento do arranjo posicionado na origem nos dá o campo total do arranjo. O Fator de Arranjo não depende das características direcionais dos elementos, mas sim da geometria e alimentação do arranjo [5].

Dessa forma, o Fator de Arranjo permite adequar a característica de irradiação à aplicação desejada. O chamado arranjo de varredura utiliza o controle da alimentação dos elementos (controle eletrônico) para variar o lóbulo principal de irradiação em relação à direção normal e axial ao longo do arranjo [6].

Quando não se consegue eliminar as fontes de interferências, a SIR tem um baixo valor. Logo, a eliminação de feixes que apontam para fontes de interferência deve ser perseguida.

Na Figura 3, pode-se ver o diagrama de irradiação de um sistema com ângulo de feixe do usuário a 30° , interferência a 25° e número de elemento no arranjo antenas igual a 5 elementos.

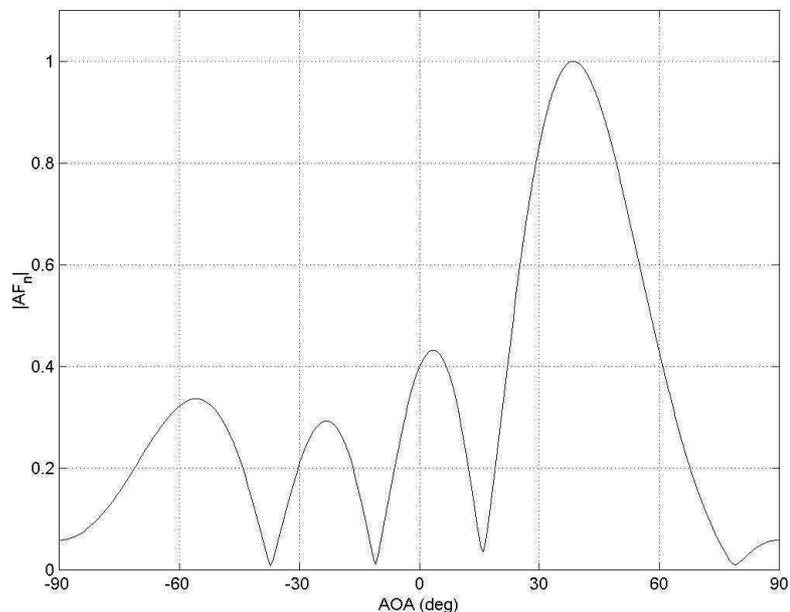


Figura 3 – Sistema com baixa relação sinal interferência.

Na Figura 4, é possível ver que, para o mesmo sistema com mais elementos no arranjo de antenas, é possível fazer aumentar a SIR de modo a melhorar as especificações e desempenho do sistema. Pode-se observar que o feixe ficou mais diretivo e um maior cancelamento do feixe no ângulo de chegada da interferência [9].

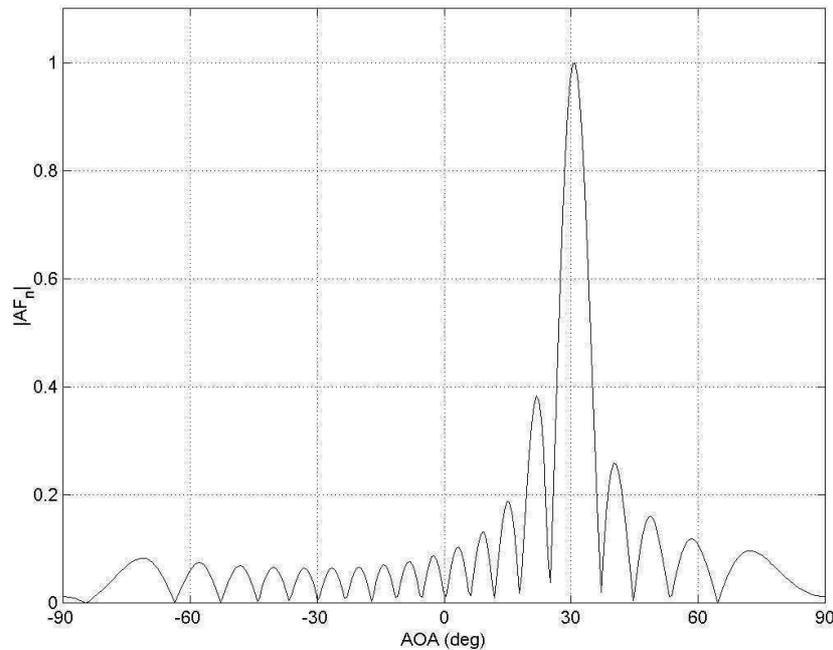


Figura 4 – Sistema com alta relação sinal interferência.

1.1 ALGORITMO PARA CONTROLE ESPACIAL

O estudo de algoritmos para controle de processamento espacial é justificado quando o sistema se torna cada vez mais exigente no ponto de vista de velocidade de processamento do sinal para que a convergência do algoritmo deva ocorrer em poucas iterações [7].

Neste estudo, também se justifica associar a tais algoritmos, exceções que possam trabalhar com o número de elementos no arranjo de antena, sendo este uma variável a ser minimizada, pois fazendo isto, diminuir-se-á o consumo de energia. Em alguns casos, pode-se economizar em equipamentos, ou ainda, miniaturizá-los. Dessa forma, deve-se diminuir a interferência para aumentar a relação sinal interferência. Se isto acontece infere-se que o receptor receberá o máximo de irradiação proveniente da fonte [8].

1.2 OBJETIVOS

O objetivo deste trabalho de dissertação é analisar e propor novas formas de atingir uma dada relação sinal interferência (SIR), através da variação do número de elementos em um arranjo de antenas.

Um objetivo específico foi estudar e analisar os algoritmos para geração de diagrama de irradiação em antenas adaptativas, assim como encontrar a forma de convergência ótima para o número mínimo de antenas necessárias para satisfazer uma dada relação sinal interferência.

O texto está organizado da seguinte forma: No capítulo 2 é apresentado um desenvolvimento teórico matemático sobre fundamentos de antenas. Desse modo, são relacionadas equações de dipolos elementares, assim como tipos de diagramas de irradiação.

No capítulo 3, desenvolve-se a técnica de eliminação de interferência. Este capítulo também remete o processo de formulação dos pesos W dos elementos da antena. São vistos assim, processos manuais para o cálculo dos pesos assim como processos automáticos, denominados aqui de controle adaptativo. Neste tipo de técnica o diagrama de irradiação é formado a partir de requisitos do sistema.

No capítulo 4 são apresentados os resultados obtidos. São apresentados 5 resultados:

- Controle da SIR com arranjos lineares e pequena diferença de ângulos de incidência;
- Efeito da separação entre elementos de antenas do arranjo;
- Dados obtidos para diretividade central;
- Efeitos da variação linear do número de antenas N em grandes diferenças de ângulos de chegada dos sinais (do inglês AoA – Angle of Arrival);
- Variação do número de elementos N linear versus não linear.

No capítulo 5 são apresentadas as conclusões deste trabalho e propostas de trabalhos futuros. No anexo 01 são apresentados diagramas de circuitos *beamforming*.

Capítulo 2

2. FUNDAMENTOS DE ANTENAS

O projeto de antenas inteligentes envolve muitas áreas de conhecimento. O projetista de antenas deve relacionar disciplinas como eletromagnetismo, propagação, métodos de estimação espectral, processos aleatórios, técnicas de controle adaptativo, fundamentos de antenas, dentre outros.

Neste capítulo são apresentados os conceitos básicos de antenas, que são necessários para o entendimento das antenas adaptativas. Para isto é necessário conhecimento em classificação das regiões de campos, densidade de potência, intensidade de irradiação, diretividades, dentre outros.

2.1. ARRANJOS DE ANTENAS ADAPTATIVAS.

Uma antena adaptativa consiste em uma coleção de duas ou mais antenas, ou ainda elementos de antenas trabalhando conjuntamente para estabelecerem um único diagrama de irradiação.

A configuração da coleção de antenas é conhecida como arranjo de antenas, e pode assumir muitas formas, dentre elas: lineares, circulares, planares e volumétricas. Neste trabalho, utilizar-se-á um arranjo linear, contudo não nos interessa, neste momento, conhecer a forma da antena.

Dessa forma, as coleções poderiam ser formadas tendo como um elemento típico um dipolo, um *loop* ou qualquer geometria de arranjo que se ajuste ao caso em questão, entretanto, não é necessário restringir-se a um elemento particular de antena; o comportamento do arranjo transcende a um elemento específico e isto é tema de muitos trabalhos na área [9].

Abordar-se-á, mais adiante, o conhecimento das características de um dipolo. Estas são suficientes para extrair o campo elétrico resultante de determinada estrutura com um número de N elementos.

2.2. FUNDAMENTOS BÁSICOS DE ANTENAS

2.2.1 Regiões de Campo de Antenas

As antenas produzem campo eletromagnético para as regiões próximas e distantes de sua localização. Nem todos os campos eletromagnéticos gerados são irradiados no espaço, como o caso dos campos das antenas. Contudo, obviamente, outros campos são gerados e detectados a grandes distâncias.

De acordo com a distância relativa à antena, é possível definir quatro campos de uma antena: região da antena, região de campos próximos, região de Fresnel, e região de Fraunhofer ou campos distantes, definidas a seguir.

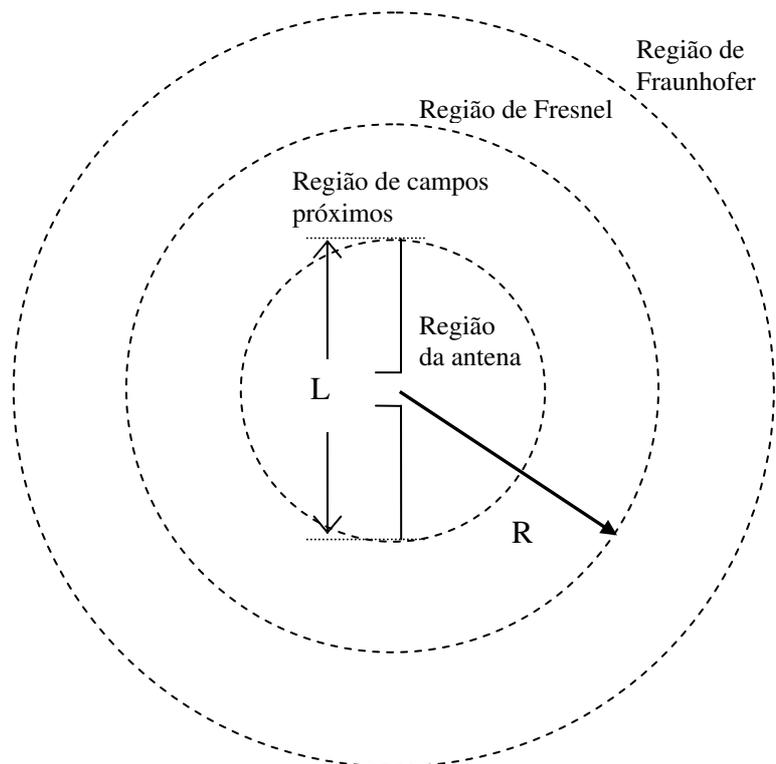


Figura 5 – Regiões de campos da antena.

2.2.1.1 Região da antena

Esta região é descrita como a região que circunscribe fisicamente o contorno da antena. Tem-se para esta região a seguinte relação.

$$R \leq \frac{L}{2} \quad (2.1)$$

sendo L é o comprimento da antena e R o raio desta região.

Esta região é onde se dá a criação dos campos eletromagnéticos. É também uma região onde pode haver outros dispositivos além dos comumente encontrados. Estes podem ser dispositivos eletrônicos: circuitos integrados ou processadores, em geral eletrônica do estado sólido (microchips) e por conseqüência torna-se uma região instável para o sistema de comunicação.

2.2.1.2 Região de campos próximos

Região de campos próximos é que contém a energia reativa circundante da antena. Isto significa que ela detém a energia armazenada nas vizinhanças da antena.

$$R \leq 0,62 \sqrt{\frac{L^3}{\lambda}} \quad (2.2)$$

sendo λ o comprimento de onda da antena.

Esta região está associada à potência reativa processada pela antena e que produz campos que não vão se propagar para o espaço.

2.2.1.3 Região de Fresnel

Também chamada de região de irradiação de campos próximos. É a região que está entre a região de campos próximos e a região de campos distantes. Em alguns casos, a literatura não considera esta região incorporando-a assim a região de campos distantes.

$$0,62 \sqrt{\frac{L^3}{\lambda}} \leq R \leq \frac{2L^2}{\lambda} \quad (2.3)$$

Existe campo irradiado nesta região, mas o diagrama de irradiação muda com a distância e com a variável angular.

2.2.1.4 Região de campos distantes

Também conhecida como região de Fraunhofer. É a região afastada da região de campos próximos. Nesta região o diagrama de irradiação não mais se altera, em sua forma, com a distância da antena, fazendo com que esta seja a principal região de operação do sistema para fins de comunicação.

$$R \leq \frac{2L^2}{\lambda} \quad (2.4)$$

Neste trabalho, considera-se apenas esta região.

2.3 DENSIDADE DE POTÊNCIA

Quando uma antena irradia um campo eletromagnético este se propaga, e pode ser interceptado por antenas receptoras distantes. Esta é a potência utilizada por sistemas de comunicação para transmitir um sinal de um transmissor até um receptor, sendo o meio de propagação o espaço livre.

Em termos gerais pode-se definir a densidade de potência como:

$$\mathbf{P} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} \quad \frac{\text{W}}{\text{m}^2} \quad (2.5)$$

Onde \mathbf{E} e \mathbf{H} são respectivamente o campo elétrico e magnético.

Esse resultado nos remete a um importante parâmetro que é o vetor de Poynting, que representa a medida do fluxo de densidade de potência emitida pela fonte, no caso nosso de estudo – Antena.

A equação (2.5) nos dá também a direção da propagação da densidade de potência, que pode ser obtida pela regra da mão direita, e que, na Figura 6, retrata que o dedo indicador da mão aponta na direção de \mathbf{r} . Isto, evidentemente, se trata de um produto vetorial entre o vetor campo elétrico e o vetor campo magnético.

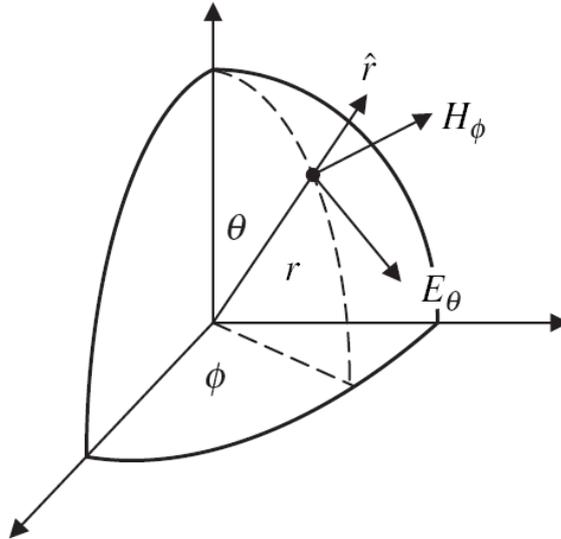


Figura 6 – Sistema de coordenadas esféricas e a representação do campo EM.

Para um estudo analítico de densidade de potência, utiliza-se equações de campos eletromagnéticos. Dessa forma, deve-se definir:

$$\mathbf{E}_{\theta s} = \frac{E_0}{r} e^{-jkr} \boldsymbol{\theta} \quad \text{V/m} \quad (2.6a)$$

$$\mathbf{H}_{\phi s} = \frac{E_0}{\eta r} e^{-jkr} \boldsymbol{\phi} \quad \text{A/m} \quad (2.6b)$$

Onde:

- $\boldsymbol{\theta}$ → vetor posição da coordenada θ ;
- $\boldsymbol{\phi}$ → vetor posição da coordenada ϕ ;
- η → impedância intrínseca do meio;
- r → vetor posição;
- \mathbf{E}_{θ} → vetor campo elétrico expresso em coordenadas esféricas;
- \mathbf{H}_{ϕ} → vetor campo magnético expresso em coordenadas esféricas.

Considerando que o meio possui impedância intrínseca então se pode calcular o campo instantâneo variante no tempo. Dessa forma, reorganizando as equações acima e utilizando equação de Euler tem-se:

$$\mathbf{E}(r, t) = \text{Re} \left\{ \frac{E_0}{r} e^{j(\omega t - kr)} \boldsymbol{\theta} \right\} = \frac{E_0}{r} \cos(\omega t - kr) \boldsymbol{\theta} \quad (2.7)$$

$$\mathbf{H}(r, t) = \text{Re} \left\{ \frac{E_0}{\eta r} e^{j(\omega t - kr)} \boldsymbol{\phi} \right\} = \frac{E_0}{\eta r} \cos(\omega t - kr) \boldsymbol{\phi} \quad (2.8)$$

Quando se substitui estas duas últimas equações na equação do vetor de Poynting obtém-se:

$$\mathbf{P}(r, t) = \frac{E_0^2}{2\eta r^2} [1 + \cos(2\omega t - 2kr)] \mathbf{r} \quad (2.9)$$

Vale a pena ressaltar que o primeiro termo do produto da equação (2.9) representa a densidade de potência média irradiada. Este corresponde à parte da potência que não se propaga, ficando armazenada nos campos \mathbf{E} e \mathbf{H} nas proximidades da antena. Quando é desejado encontrar uma média no tempo tem-se:

$$\mathbf{P}_{Médio}(r) = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{P}(r, t) dt \quad (2.10a)$$

Onde encontra-se:

$$\mathbf{P}_{Médio}(r) = \frac{E_0^2}{2\eta r^2} \mathbf{r} \quad \text{W/m}^2 \quad (2.10b)$$

Para obter a potência total irradiada por uma fonte então se escreve:

$$\mathbf{P}_{tot} = \oint \int \mathbf{P}_{Médio} \cdot d\mathbf{s} \quad (2.11)$$

Por fim, obtêm-se a relação entre a potência total irradiada e área através do qual ela é irradiada, para uma fonte isotrópica que não é dependente de θ nem Φ [9]:

$$P_{Médio}(r) = \frac{P_{tot}}{4\pi r^2} \quad (2.12)$$

Dessa forma, pode-se concluir que para uma fonte isotrópica a densidade de potência irradiada é encontrada espalhando uniformemente a potência irradiada sobre uma superfície de raio r .

A Figura 7 ilustra uma fonte isotrópica de raio r e a representação da densidade de potência.

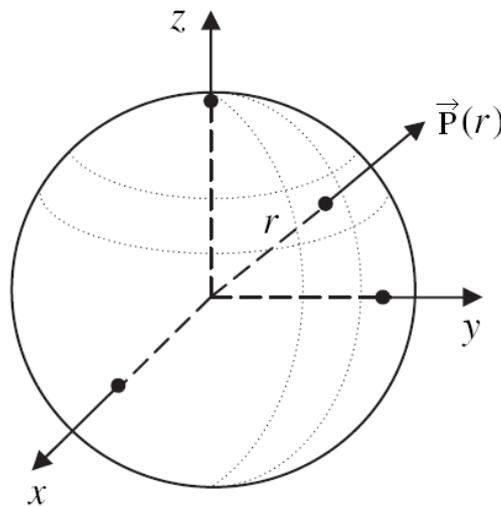


Figura 7 – Densidade de potência irradiada de uma fonte isotrópica.

2.4 INTENSIDADE DE IRRADIAÇÃO

A intensidade de irradiação pode ser vista como a densidade de potência normalizada pela distância da fonte.

A densidade de potência é inversamente proporcional ao quadrado da distância r , e diminui rapidamente quando o ponto em questão é afastado da antena fonte.

Em geral a intensidade de irradiação indica o diagrama de irradiação em três dimensões. Dessa forma, ela pode ser expressa como:

$$U(\theta, \phi) = r^2 |\mathbf{P}(r, \theta, \phi)| = r^2 P_r(r, \theta, \phi) \quad (2.13)$$

Alternativamente, é possível expressar a equação (2.13) em termos de campo elétrico e magnético:

$$U(\theta, \phi) = \frac{r^2}{2\eta} |\mathbf{E}(r, \theta, \phi)|^2 \quad (2.14)$$

$$U(\theta, \phi) = \frac{\eta r^2}{2} |\mathbf{H}(r, \theta, \phi)|^2 \quad (2.15)$$

Todas as fontes que não são isotrópicas têm uma intensidade de irradiação não uniforme. Dessa maneira, possuem diagrama de irradiação não uniforme. Na Figura 8 está representada uma irradiação não uniforme, assim a máxima irradiação esta em $\theta = 0$ ou simplesmente irradia ao longo do eixo z.

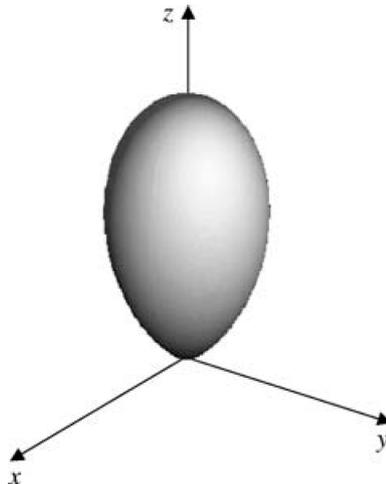


Figura 8 – Diagrama de antena 3-D de uma fonte não isotrópica.

2.5 NOMENCLATURA BÁSICA DE ANTENAS

2.5.1 Diagramas de Antenas

Um diagrama de antena pode ser visto como uma função ou uma descrição gráfica de uma propriedade direcional da antena. Dessa forma um diagrama pode ser uma função do campo elétrico e ou magnético. Neste caso denomina-se diagrama de campo.

Quando o diagrama é baseado em uma função de intensidade de irradiação este é chamado de diagrama de potência. O diagrama de antena pode ser uma descrição funcional, mas sim o resultado de medições. Pode ser expresso tanto em unidades de campo como também unidades de potência.

A Figura 9 exemplifica um típico diagrama de campo em duas dimensões exibido em coordenadas polares.

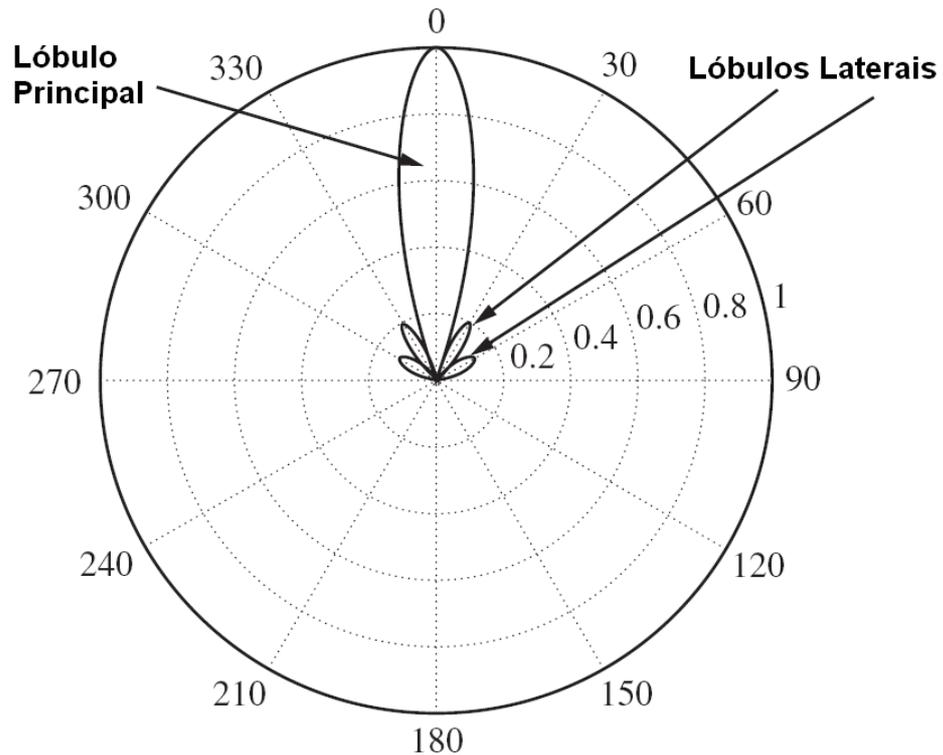


Figura 9 – Diagrama de campo em coordenadas polares.

Pode-se verificar na Figura 9, que os lóbulos laterais e principal são indicados. O lóbulo principal é a porção do diagrama que detém a máxima intensidade de irradiação.

Geralmente, os lóbulos laterais não são desejados; contudo para antenas inteligentes, representam uma função importante, pois com eles é possível suprimir a interferência. Este fato pode ser visto no decorrer do texto.

Outro gráfico importante para este estudo é dado na forma retangular. Isto pode ser visto na Figura 10.

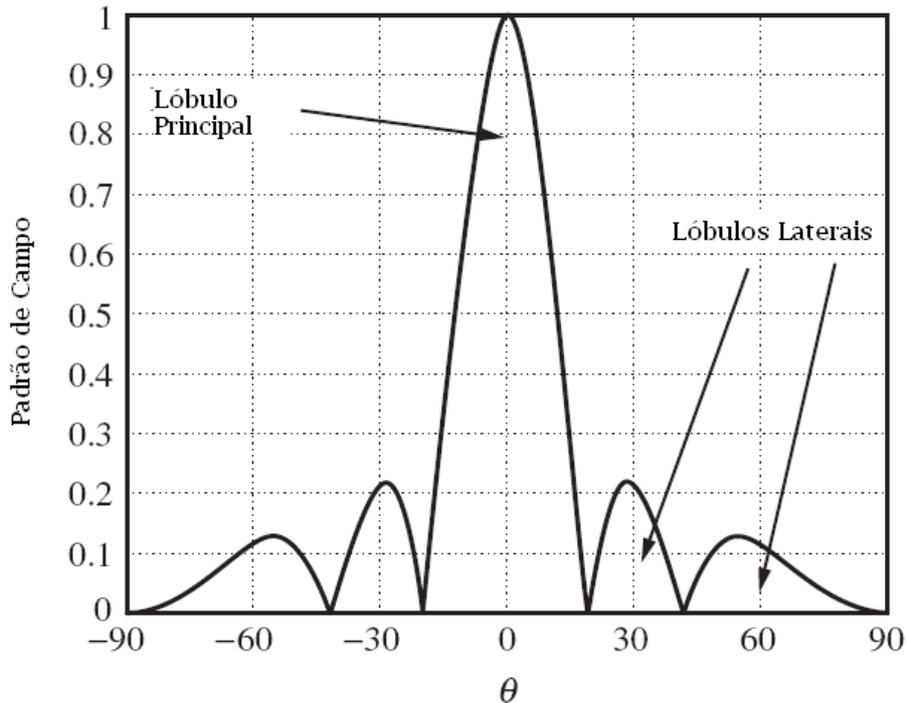


Figura 10 – Diagrama de campo em coordenadas retangulares.

Ao longo do texto, trabalha-se com ângulos de chegada (do inglês AoA – Angle of Arrival), ou seja, o ângulo em que o sinal eletromagnético incide na antena. Assim, os resultados, usando coordenadas retangulares, são apresentados.

Como diagramas de irradiação são geralmente apresentados em coordenadas esféricas. Pode-se realizar a transformação de coordenadas do sistema esférico para o retangular usando as equações abaixo.

$$x = U(\theta, \phi) \text{sen} \theta \cos \phi \quad (2.16a)$$

$$y = U(\theta, \phi) \text{sen} \theta \text{sen} \phi \quad (2.16b)$$

$$z = U(\theta, \phi) \cos \theta \quad (2.16c)$$

A representação mais elegante de mostrar diagramas de irradiação é em três dimensões. Esta mostra uma ilustração espacial bem completa sobre o formato dos lóbulos laterais e principal. Abaixo é possível ver um exemplo para esse tipo de diagrama.

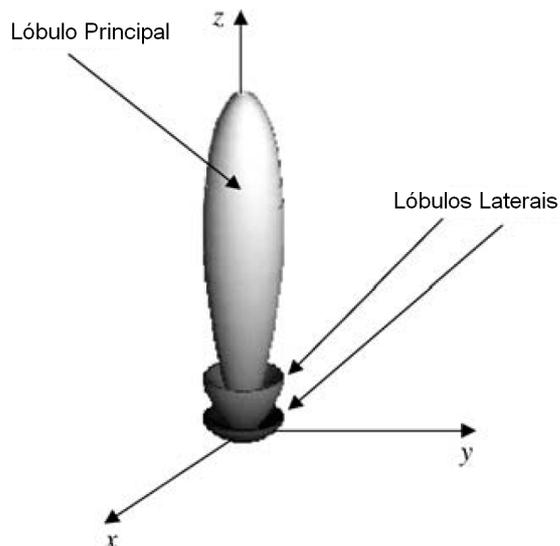


Figura 11 – Diagrama de campo em coordenadas tridimensionais.

Um fundamento importante no estudo de antenas é a **direção de irradiação máxima** (do inglês Boresight).

Comumente, a direção de irradiação máxima é a direção espacial em que a antena tem seu maior ganho. Expressado como:

$$\mathbf{G}(\theta, \phi) = e\mathbf{D}(\theta, \phi) \quad (2.17)$$

Onde “ e ” é a eficiência total da antena incluindo os efeitos de perdas e descasamentos.

Um diagrama produzido pelo ganho é igual ao diagrama produzido pela diretividade, exceto pelo fator escalar eficiência “ e ”.

Este também é o eixo central do lóbulo principal da antena. A máxima irradiação, na Figura 11, dar-se ao longo do eixo central do lóbulo principal. esta corresponde ao eixo z, onde $\theta = 0$.

Um diagrama de potência ou de campo, não raras vezes, é apresentado na forma de cortes em duas dimensões do diagrama tridimensional. Estes cortes podem ser definidos de diferentes maneiras. Teoricamente, deveria-se ter infinitos planos para representar completamente o diagrama de irradiação.

Geralmente, na prática, faz-se ora θ e ora ϕ constante em $f(\theta, \phi)$ e define-se dois diagramas conhecidos como “Diagramas dos Planos Principais”:

- Diagrama de plano horizontal: $f(\theta = \pi/2, \phi)$
- Diagrama de plano vertical: $f(\theta, \phi = \phi_0)$

Dessa forma, é possível definir o **plano principal** do diagrama de irradiação das antenas como sendo o plano que contém as coordenadas do vetor campo elétrico e magnético.

2.5.2 Elementos de um Arranjo de Antena

Na Figura 12 pode-se observar um arranjo com dois **dipolos infinitesimais** alinhados no eixo horizontal e separados a uma distância d . O ponto de análise está distanciado da origem por um comprimento r , e deve-se considerar muito maior que d , ou seja, $r \gg d$ e $r \gg \lambda/2$, ou ainda, $r \gg \lambda$.

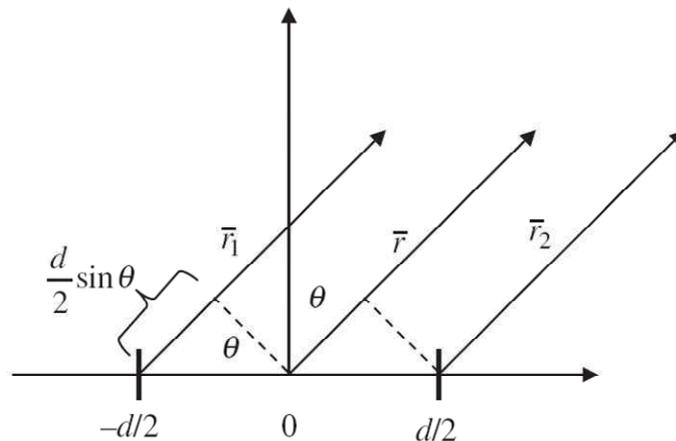


Figura 12 – Arranjo linear com 2 elementos de antenas – dipolos infinitesimais.

Com essas premissas, é possível admitir que os vetores de distância sejam aproximadamente paralelos entre si e dessa forma:

$$\begin{aligned} r_1 &\approx r + \frac{d}{2} \text{sen}(\theta) \\ r_2 &\approx r - \frac{d}{2} \text{sen}(\theta) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Considera-se que a fase elétrica do elemento 1, o mais a esquerda do arranjo, é: $-\delta/2$ e o fasor corrente é: $I_0 e^{-j\delta/2}$. De modo análogo, pode-se supor que a fase elétrica do elemento 2, o mais a direita do arranjo, é: $\delta/2$ e seu fasor de corrente: $I_0 e^{j\delta/2}$. δ é a diferença de fase elétrica entre dois elementos adjacentes.

Da Teoria Eletromagnética, o vetor potencial magnético \mathbf{A} e os campos \mathbf{E} e \mathbf{H} se relacionam através de:

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \quad (2.19)$$

e também:

$$\mathbf{E} = \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times \mathbf{H} \quad (2.20)$$

Assim, deriva-se as equações de campo elétrico e campo magnético para o dipolo infinitesimal.

Campo magnético:

$$H_{\phi} = \frac{jkI_0L\text{sen}\theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2.21)$$

onde as outras componentes de \mathbf{H} são: $H_r = 0$ e $H_{\theta} = 0$

Campo elétrico:

$$E_r = \frac{\eta I_0 L \cos\theta}{2\pi r^2} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2.22)$$

$$E_{\theta} = \frac{jk\eta I_0 L \text{sen}\theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \quad (2.23)$$

onde a outra componente de \mathbf{E} torna-se: $E_{\phi} = 0$.

Um parâmetro importante é a impedância intrínseca do meio η , que será definida adiante.

É possível simplificar ainda mais as equações acima, pois sendo $r \gg d$ ou ainda $r \gg \lambda$, os termos envolvendo $1/r^2$ e $1/r^3$ são desprezados e assim:

$$E_{\theta} = \frac{jk\eta I_0 L \sin\theta}{4\pi r} e^{-jkr} \quad (2.24)$$

$$H_{\phi} = \frac{jk I_0 L \sin\theta}{4\pi r} e^{-jkr} \quad (2.25)$$

Donde se pode obter que a impedância intrínseca do meio é definida como:

$$\eta = \frac{E_{\theta}}{H_{\phi}} \quad (2.26)$$

Voltando para o arranjo de dipolos infinitesimais, pode-se chegar à equação abaixo se forem realizadas as aproximações: $r_1 \approx r_2 \approx r$ e usando superposição dos campos oriundos dos dois dipolos.

$$E_{\theta} = \frac{jk\eta I_0 e^{-j\frac{\delta}{2}} L \sin\theta}{4\pi r_1} e^{-jkr_1} + \frac{jk\eta I_0 e^{j\frac{\delta}{2}} L \sin\theta}{4\pi r_2} e^{-jkr_2} \quad (2.27)$$

$$E_{\theta} = \frac{jk\eta I_0 L \sin\theta}{4\pi r} e^{-jkr} \left[e^{-j\frac{(kdsen\theta+\delta)}{2}} + e^{j\frac{(kdsen\theta+\delta)}{2}} \right] \quad (2.28)$$

Onde:

$\delta \rightarrow$ Diferença de fase elétrica entre dois elementos adjacentes;

$\theta \rightarrow$ Ângulo medido a partir do eixo z em coordenadas esféricas;

$L \rightarrow$ Comprimento do dipolo;

$d \rightarrow$ Distância entre dois elementos.

Pode-se rearranjar a equação anterior, para evidenciar um importante resultado e abrir possibilidades para análise de estruturas mais complexas fazendo:

$$E_{\theta} = \frac{jk\eta I_0 L e^{-jkr}}{4\pi r} \text{sen}\theta \cdot \left[2 \cos\left(\frac{kdsen\theta + \delta}{2}\right) \right] \quad (2.29)$$

Assim, é possível observar a equação acima como o produto de duas funções: Fator de Elemento X Fator de Arranjo \rightarrow (FE) X (FA). Desse modo define-se:

$$E_{\theta} = FE \cdot FA \quad (2.30a)$$

Para casos gerais:

$$E = FE \cdot FA \quad (2.30b)$$

Na forma vetorial ainda pode-se obter:

$$\mathbf{E} = (FE \cdot FA) \cdot \mathbf{a}_E \quad (2.31)$$

O fator de arranjo pode sofrer modificação pela multiplicação de algum fator, por exemplo, pesos. Estes servirão para adequar o diagrama de irradiação a novos cenários em que é exigido um ajuste espacial do campo elétrico, ou ainda mais, do diagrama de irradiação.

Estes sistemas são chamados adaptativos, pois como o próprio nome sugere, se adaptam a novos cenários.

$$FE = \frac{jk\eta I_0 L e^{-jkr}}{4\pi r} \text{sen}\theta \quad (2.32)$$

$$FA = 2 \cos\left(\frac{kdsen\theta + \delta}{2}\right) \quad (2.33)$$

O fator de elemento é a equação de campo distante para o dipolo infinitesimal e o fator de arranjo é a função diagrama associada a este tipo de geometria de arranjo de antenas.

Dessa forma, o diagrama de irradiação de campos distantes para qualquer arranjo sempre é dado por pelo produto de (FE) X (FA).

O Fator de Arranjo é dependente da geometria do conjunto de elementos do Arranjo, do espaçamento entre elementos e a fase de cada elemento.

É possível analisar o caso de um arranjo linear uniforme com N elementos. Assim, assume-se que os elementos são igualmente espaçados, e tem amplitudes iguais. Nota-se, mais adiante, casos em que essas amplitudes não serão mais iguais, esta alternativa será utilizada para compor outros diferentes diagramas de irradiação e será útil para tecnologias envolvendo Antenas Inteligentes (do inglês: *Smart Antennas*). Dessa forma, pesos serão dados à cada elemento do arranjo levando a mudança de fase ou a amplitude de acordo com a necessidade de projeto.

O modo clássico de se alterar a direção de um lóbulo num diagrama de irradiação é a mudança de fase entre os elementos. Isto pode ser facilmente implementado quando se trabalha com circuitos defasadores os quais mudarão a fase entre os elementos do arranjo de antenas.

Na Figura 13, está representado um arranjo linear uniforme com N antenas, separadas uniformemente por uma distância d .

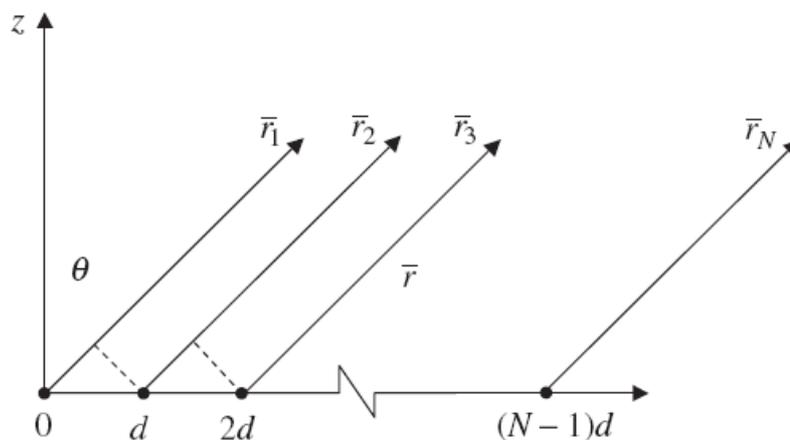


Figura 13 – Arranjo linear com N elementos.

Considerando as condições de campo distantes tal que $r \gg d$, ou ainda, $r \gg \lambda$, escrever-se o fator de arranjo como [9]:

$$FA = 1 + e^{j(kdsen\theta + \delta)} + e^{j2(kdsen\theta + \delta)} + \dots + e^{j(N-1)j(kdsen\theta + \delta)} \quad (2.34)$$

onde δ é a diferença de fase entre elementos.

A primeira parcela do fator de arranjo é igual a 1 devido ao valor nulo do expoente. Dessa forma, devido à posição do elemento no arranjo obtêm-se expoentes diferentes.

Desta maneira é possível escrever a equação acima como um somatório. Desta forma tem-se:

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kdsen\theta + \delta)} \quad (2.35)$$

ou ainda:

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (2.36)$$

onde $\psi = kdsen\theta + \delta$

No próximo capítulo será mostrado como a combinação de elementos é usada para obter um diagrama de irradiação específico.

Capítulo 3

3. PROCESSO DE ELIMINAÇÃO DE INTERFERÊNCIA.

Neste capítulo é descrita a formação dos pesos dos elementos de um FA de um arranjo de antenas. Esse processo pode se dar de forma determinística ou automática. Na forma determinística, os pesos são formados por funções de série previamente formuladas. Tem-se, por exemplo, a série de Blackman ou de Hamming. Já os processos automáticos envolvem algoritmos *beamforming* (não foi encontrado uma tradução para este termo) e estes são adaptativos. Dependendo do cenário, o algoritmo buscará uma forma de fazer com que os pesos cumpram uma função no sistema. O caso mais comum é quando se quer eliminar interferências, pois os pesos são ajustados para que seja criado um nulo no ângulo de incidência do sinal de interferência.

3.1 DEFINIÇÃO E FUNÇÃO DE UM BEAMFORMER.

Um dos principais subsistemas de um arranjo adaptativo é o *beamformer*. Por não se ter encontrado um termo adequado na língua portuguesa, decidiu-se adotá-lo neste texto. De qualquer modo, uma tradução literal para o termo *beamformer* seria: “Formador de Lóbulos”, no entendimento de que ele funciona como um formador de diagrama de irradiação.

Basicamente, o *beamformer*, visto da concepção de circuitos eletrônicos, seria uma rede de alimentação. Esta rede poderá alimentar **simultaneamente** os vários elementos de um arranjo de antenas com diferentes sinais para com isto produzir lóbulos em diferentes direções. Sua função é basicamente receber os sinais do arranjo linear e entregá-los a rede de processamento de sinais para um apropriado gerenciamento dos sinais.

Geralmente, o *beamforming* tem um número igual de entradas e saídas, assim como pode ser visto na Figura 14. As portas de entrada são ligadas aos elementos do arranjo de antenas e as portas de saída são ligadas ao gerador de função ou receptor do sistema.

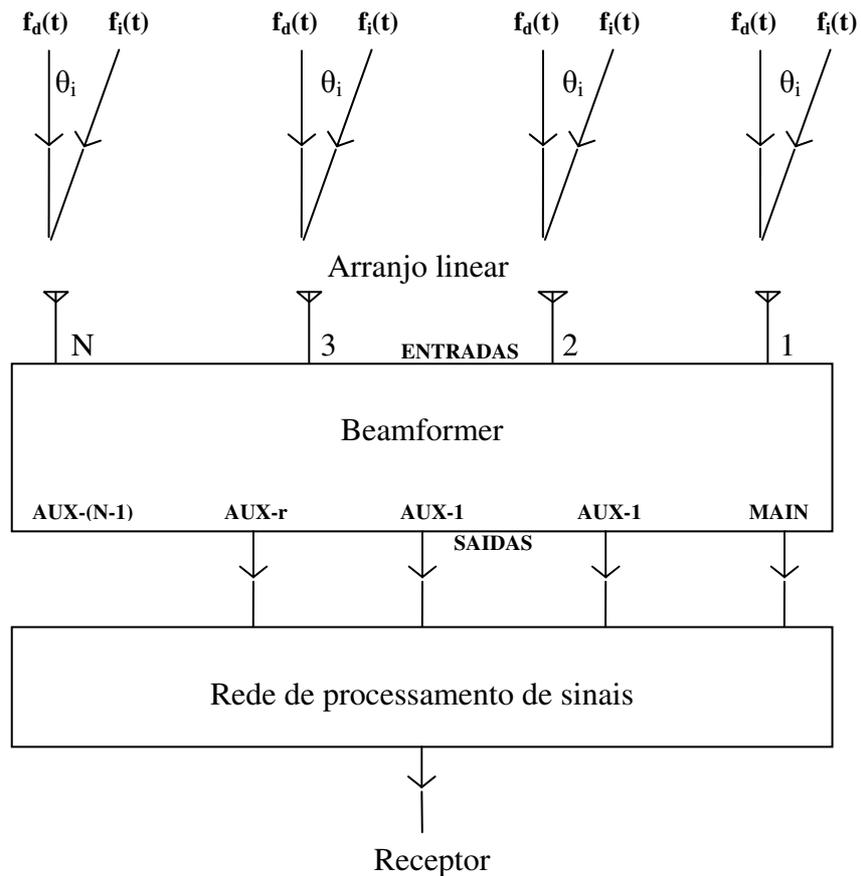


Figura 14 – Sistema típico com duas fontes e múltiplos *beamformers* de saída.

Um *beamforming* geralmente tem predefinido quantos sinais ele pode receber na entrada do arranjo de antenas. Na Figura 14, o exemplo é para dois sinais: o primeiro considerado como sinal desejado e o segundo como sinal interferência.

O exemplo mais completo seria um *beamforming* que tivesse a capacidade de receber múltiplos sinais (mostrado no anexo 01 circuito #04) e ainda possuísse múltiplas entradas e saídas como ilustra a Figura 14.

Um *beamforming* implementado com processadores digitais possui a característica de receber múltiplos sinais; contudo a saída se dá com apenas duas portas. No anexo 01 - circuitos #02 e #03, pode-se contemplar um desses circuitos.

A construção eletrônica dos *beamformers* não será abordada aqui. De qualquer modo é importante frisar que eles são construídos a partir de circuitos deslocadores de fase. Esses circuitos em muitos casos são construídos com circuitos de microfita em microondas [10].

3.2 DETERMINAÇÕES DO SINAL AO LONGO DO BEAMFORMER: PESOS (W).

Na determinação do Fator de Arranjo (FA) foi assumido que todos os elementos do arranjo têm amplitudes unitárias. Dessa forma, FA pode ser simplificado por uma série simples e mais ainda, a uma simples aproximação de $\sin(x)/x$ [7].

Com o intuito de analisar características desse sinal, deve-se modelar vetores de modo a se conseguir distribuir os ganhos dos elementos de antenas e assim multiplicá-los por valores (estes são chamados de pesos (W) durante o texto) de modo que estes tenham a finalidade de alterar o diagrama de irradiação resultante do arranjo.

Para tal, deve-se definir o vetor de arranjo ou matriz de arranjo (do inglês *Array Vector*) $a(\theta)$. O vetor de arranjo é um vetor ou matriz de Vandermonde, pois pode ser escrito na forma:

$[1 \ z \ \dots \ z^{(N-1)}]$, Z é uma função característica e N é número de elementos.

O Vetor de Arranjo muitas vezes é chamado de: Vetor de Arranjo de Propagação, Vetor de Arranjo de Direção, Vetor de Arranjo de Resposta, Vetor de Arranjo de Multiplicidade.

Apesar de $a(\theta)$ ser denotado como vetor, este não se define matematicamente como um vetor. Isto acontece devido a traduções do inglês para o português e também pelo fato de que muitas vezes a forma vetorial é expressa como uma matriz. O mesmo acontece com o vetor peso W.

A relação entre o Fator de Arranjo e o Vetor de Arranjo é dada por:

$$FA = \sum_{\text{elementos}} a(\theta) \quad (3.1)$$

Mais uma vez, assume-se que se está em regiões de campos distantes e assim é possível escrever:

$$FA = 1 + e^{j(kdsen\theta + \delta)} + e^{j2(kdsen\theta + \delta)} + \dots + e^{j(N-1)j(kdsen\theta + \delta)} \quad (3.2)$$

ou ainda:

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kdsen\theta+\delta)} = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (3.3)$$

Onde:

$\delta \rightarrow$ deslocamento de fase entre elementos;

$\theta \rightarrow$ ângulo medido a partir do eixo z em coordenadas esféricas;

$d \rightarrow$ distância entre elementos;

$N \rightarrow$ número de elementos do arranjo;

$n \rightarrow$ elemento do arranjo em questão, n é um índice do somatório;

$k \rightarrow$ número de onda.

O número de onda k é expresso como: $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} = \frac{2\pi}{\lambda}$ (3.4)

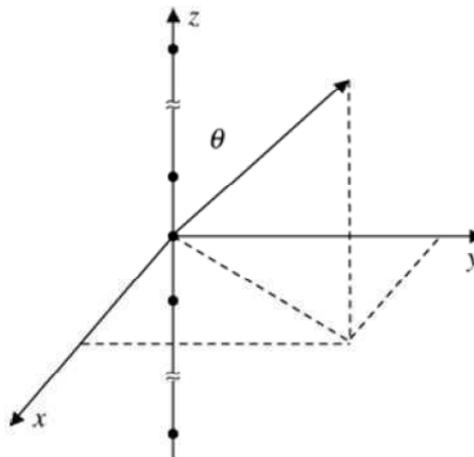


Figura 15 – Sistema típico de arranjo linear com elementos dispostos no eixo Z.

O sistema da Figura 15 é mais próximo do real. Muitas vezes se prefere trabalhar com arranjos verticais em detrimento do horizontal, pois esta configuração se torna melhor, para algumas aplicações, quando se trata de coordenadas esféricas.

Quando o arranjo linear está localizado sobre o eixo Z então as equações acima devem ser escritas como:

$$FA = 1 + e^{j(kd \cos \theta + \delta)} + e^{j2(kd \cos \theta + \delta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd \cos \theta + \delta)} \quad (3.5)$$

Ou ainda, pode-se escrever este resultado em notação condensada; com somatórios assim como mostrado a seguir.

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd \cos \theta + \delta)} = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (3.6)$$

Onde:

$$\psi = kd \cos \theta + \delta \quad (3.7)$$

O número de onda k deve estar bem definido, em função dos eixos coordenados, nas equações acima. Desse modo, tem-se:

$$k^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \beta^2 \quad (3.8)$$

Como descrito anteriormente, o vetor de arranjo são as parcelas do somatório obtido do Fator de Arranjo. Logo, supõe-se a equação:

$$FA = \sum_{\text{elementos}} a(\theta) \quad (3.9)$$

onde o fator de arranjo possui a seguinte equação:

$$FA = 1 + e^{j(kdsen\theta + \delta)} + e^{j2(kdsen\theta + \delta)} + \dots + e^{j(N-1)j(kdsen\theta + \delta)} \quad (3.10)$$

Daí, é possível escrever a matriz $a(\theta)$:

$$a(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j(kdsen\theta + \delta)} \\ \vdots \\ e^{j(N-1)(kdsen\theta + \delta)} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$a(\theta) = \left[1 \quad e^{j(kdsen\theta + \delta)} \quad \dots \quad e^{j(N-1)(kdsen\theta + \delta)} \right]^T \quad (3.12)$$

onde o $[]^T$ significa a matriz transposta de $a(\theta)$.

Supondo estas proposições, pode-se mostrar o Fator de Arranjo como sendo: **A soma dos elementos do Vetor de Arranjo.**

É no Vetor de Arranjo onde se deve inserir os “pesos” nos elementos do arranjo de antenas. Dessa forma, multiplica-se esses elementos por outro fator para que se obtenha outro vetor ou matriz, o qual também fornece outro diagrama de irradiação. Este fator será chamado de vetor ou matriz pesos denotado por W

3.3 ARRANJO COM SIMETRIAS

Simetrias pares e ímpares são consideradas no nosso estudo. Sistemas com configurações planares e circulares são importantes para projetos com antenas adaptativas; contudo o objetivo aqui é estudar diagramas de irradiação que podem ser construídos com estruturas simétricas pares ou ímpares de arranjos lineares; isto depende do número de elementos N .

3.3.1 Simetria Par

Nesse caso, têm-se arranjos lineares simétricos. As estruturas são simétricas ao eixo de coordenadas z , como pode ser visto na Figura 16. Dessa forma, as séries geradas pelo Fator de Arranjo e Vetor de Arranjo devem ser adequadamente escritas considerando que, ao contar N , deve-se tomar um intervalo compreendido entre $[-(N-1), N-1]$, visto na equação (3.13) abaixo.

$$a(\theta) = \left[e^{-j(N-1)(kdsen\theta+\delta)} \quad \dots \quad e^{-j(kdsen\theta+\delta)} \quad 1 \quad e^{j(kdsen\theta+\delta)} \quad \dots \quad e^{j(N-1)(kdsen\theta+\delta)} \right]^T \quad (3.13)$$

A Figura 16 ilustra o caso de uma simetria par para um arranjo com N elementos, sendo N obviamente, um número par. É importante observar que a origem do eixo de coordenadas z não contém elementos. Dessa forma, o número de elementos de antenas é igual para cada lado do eixo z onde estão dispostos os elementos. É possível observar, na Figura 16, os pesos W_M que são aplicados a cada elemento. Posteriormente será definido esse vetor de elementos de peso W .

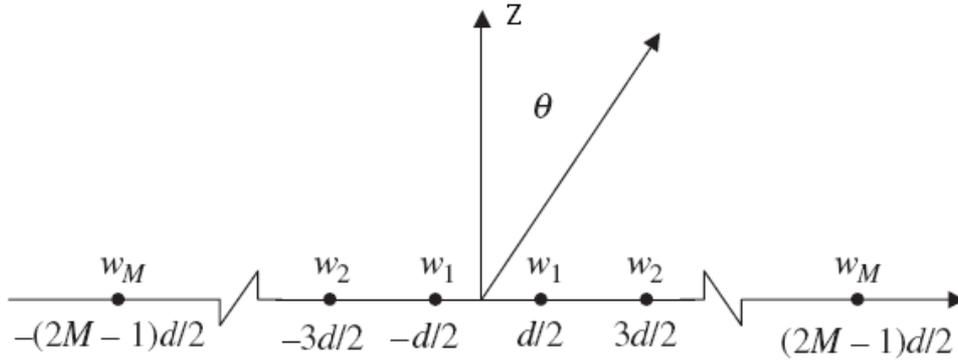


Figura 16 – Sistema típico de arranjo linear par com respectivos pesos.

O Fator de Arranjo neste caso é: **a soma de todos os elementos do Vetor de Arranjo a_n multiplicado por seu respectivo peso W_n .**

Pode-se escrever um vetor, ou matriz de pesos W como sendo:

$$W^T = [W_M \quad W_{M-1} \quad \dots \quad W_1 \quad \dots \quad W_{M-1} \quad W_M] \quad (3.14)$$

Dessa maneira, o arranjo linear com um número par de elementos, mostrado na Figura 16, é simetricamente ponderado, tal que o fator de arranjo possa ser calculado como se segue:

$$FA_{PAR} = W_M e^{-j\frac{(2M-1)}{2}(kdsen\theta)} + \dots + W_1 e^{-j\frac{1}{2}(kdsen\theta)} + W_1 e^{-j\frac{1}{2}(kdsen\theta)} + \dots + W_M e^{j\frac{(2M-1)}{2}(kdsen\theta)} \quad (3.15)$$

onde $N=2M$ é o número total de elementos do Arranjo.

Mais adiante, denota-se esses pesos como sendo:

$$W^T = [W_1 \quad W_2 \quad \dots \quad W_N] \quad (3.16)$$

3.3.2 Simetria Ímpar

Considera-se, agora, o arranjo da Figura 17. Este arranjo é simétrico e contém um número N de elementos ímpar. É necessário observar que a origem do eixo de coordenadas contém necessariamente um elemento da antena.

Esse elemento central tem, em algumas aplicações [9], um ganho maior que os demais elementos, de forma a ampliar a diretividade da antena.

É observado, ainda na Figura 17, os pesos W_M que são aplicados a cada elemento. Notar que o elemento central é multiplicado pelo seu dobro do peso, coerente com a afirmativa em que o elemento central da antena possui um ganho mais acentuado que os demais.

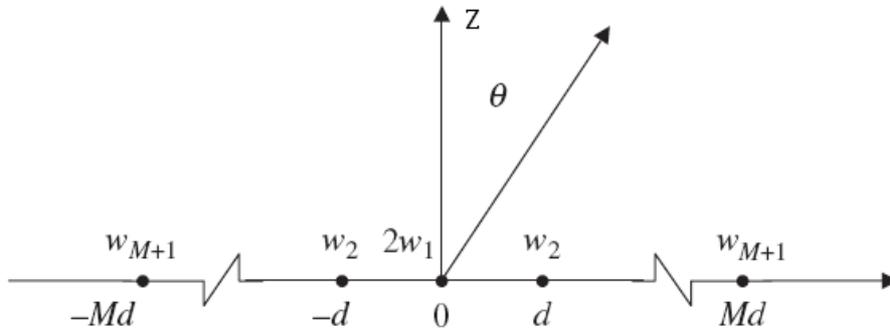


Figura 17 – Sistema típico de arranjo linear ímpar com respectivos pesos.

Novamente, deve-se somar todas as contribuições exponenciais de cada elemento do arranjo de antenas multiplicadas por seu respectivo peso.

$$FA_{\text{ÍMPAR}} = W_{M+1}e^{-jM(kdsen\theta)} + \dots + W_2e^{-j(kdsen\theta)} + W_1 + W_2e^{-j(kdsen\theta)} + \dots + W_{M+1}e^{jM(kdsen\theta)} \quad (3.17)$$

Devido a estas duas expressões, (3.15) e (3.17), para FA_{PAR} e $FA_{\text{ÍMPAR}}$, e com (3.9) e (3.12) pode-se definir com mais clareza o Fator de Arranjo de uma antena em termos do Vetor de Arranjo e do Vetor Peso. Assim tem-se:

$$FA = \mathbf{W}^T \cdot \mathbf{a}(\theta) \quad (3.18)$$

O vetor Peso é escolhido para que o sistema encontre determinado critério. No caso, geralmente, o critério é o cancelamento de lóbulos laterais. Isso faz com que o sistema fique menos vulnerável à interferências de sinais não desejados. Esta técnica é conhecida do inglês como *Sidelobe Canceling*. E este possui grande aplicação em sistemas adaptativos.

Existem muitas maneiras de se construir a matriz pesos dos elementos de antenas. De maneira conceitual, poder-se-ia adotar quaisquer valores para W_n desde que se gerasse assim um diagrama de irradiação coerente. No entanto, são utilizadas técnicas conhecidas como funções janelas. A seguir são abordadas algumas dessas técnicas.

3.4 TÉCNICAS DE FORMAÇÃO DOS VETORES PESO

Conforme comentado anteriormente, percebe-se que existem muitas técnicas para obtenção da matriz pesos, ou ainda o vetor pesos dos elementos do arranjo de antenas.

Muitas são as séries que se pode lançar mão para o cálculo dos elementos de uma série. No decorrer do texto, são abordadas técnicas utilizadas para projeto de sistemas com características fixas. No entanto, o objetivo deste trabalho é automatizar o processo de obtenção desta matriz, de modo que as técnicas a seguir servirão como um dos possíveis pontos de partida para otimização de parâmetros do sistema, tendo por consequência a otimização do vetor peso, o qual está presente na equação do fator de arranjo.

Lembrando de seções anteriores, onde o vetor peso foi introduzido, ou ainda melhor, foi evidenciado na equação do fator de arranjo, devido a se poder trabalhar com a mudança de ganhos dos elementos do arranjo de antenas. No caso de sistemas sem este recurso, os pesos são muitas vezes intuitivamente postos iguais, ou ainda fixados em um valor. Para exemplo de ilustração, tem-se a série de *Fibonacci*, não elencada aqui, mas que é uma série um tanto comum em deduções matemáticas para a engenharia.

As técnicas mais comuns adotadas para determinação dos pesos são elencadas a seguir, onde a maioria delas são formulações matemáticas em que se pode encontrar parcelas de séries:

- **Binomial;**
- **Blackman;**
- **Hamming;**
- **Gaussian;**
- **Kaiser-Bessel;**
- **Dentre outros.**

A título de ilustração, duas das séries listadas acima serão exemplificadas. Contudo, não se aprofundará o assunto, pois como se observa no decorrer do texto, os pesos devem ser calculados devido a especificação do sistema.

Dessa forma, os sistemas tornam-se adaptativos e é possível formar o sistema de interesse que é a antena inteligente, onde esta compõe um sistema adaptativo.

3.4.1 Binomial

Essa técnica utiliza o Triângulo de Pascal para formar os pesos. Uma representação desse triângulo pode ser vista na tabela abaixo para $N=9$ elementos. A formação desses triângulos é um processo imediato e deve-se dizer, de passagem, que é de fácil implementação computacional, pois um novo elemento é formado efetuando a soma dos elementos superiores adjacentes [9]. Para exemplificar, admita que se queira formar o segundo elemento da linha 4, ou seja, quando $N=4$. Assim, os elementos adjacentes superiores valem 1 e 2 respectivamente, dessa forma, o segundo elemento da linha $N=4$ será igual a 3.

$N = 1$										1
$N = 2$										1 1
$N = 3$										1 2 1
$N = 4$										1 3 3 1
$N = 5$										1 4 6 4 1
$N = 6$										1 5 10 10 5 1
$N = 7$										1 6 15 20 15 6 1
$N = 8$										1 7 21 35 35 21 7 1
$N = 9$										1 8 28 56 70 56 28 8 1

Figura 18 – Triângulo de Pascoal.

Escolhendo um arranjo com $N = 8$ elementos, então se tem um vetor peso da forma:

$$\mathbf{W}^T = [W_1 \quad W_2 \quad W_3 \quad W_4] \tag{3.19}$$

Assim tem-se os valores:

$$W_1 = 35; W_2 = 21; W_3 = 7; W_4 = 1$$

Normalizando tem-se:

$$W_1 = 1; W_2 = 0,6; W_3 = 0,2; W_4 = 0,0286$$

Fica óbvio que o processo de normalização adotado foi o de dividir o vetor pelo elemento de maior valor.

Novamente para finalizar:

$$W^T = [0,0286 \quad 0,2 \quad 0,6 \quad 1 \quad 1 \quad 0,6 \quad 0,2 \quad 0,0286]$$

3.4.2 Blackman

De forma rápida e direta, pode-se dizer que os pesos de Blackman são calculados seguindo a equação abaixo [9]:

$$W(u + 1) = 0,42 - 0,5 \cos(2\pi u / (N - 1)) \quad (3.20)$$

onde u se trata de um contador para a série discreta, onde u assume os valores $u = 0, 1, \dots, N-1$.

Para exemplificar, mostra-se para um arranjo de 8 elementos:

$$W^T = [0 \quad 0,0983 \quad 0,4989 \quad 1 \quad 1 \quad 0,4989 \quad 0,0983 \quad 0]$$

Onde estes são valores normalizados da série de Blackman.

Da mesma maneira se procede com a técnica de **Hamming**, onde os pesos são dados por:

$$W(u + 1) = 0,54 - 0,46 \cos(2\pi u / (N - 1)) \quad (3.21)$$

3.4.3 Formação Automática dos Pesos dos Elementos do Arranjo

Após exemplificar algumas técnicas de obtenção do vetor peso, é possível agora discorrer sobre processos automáticos de formação de pesos em elementos de antenas.

Esse processo exige a determinação de algumas regras, no caso especificação de projeto, para que estas entrem como o ponto chave no critério de parada quando se trata da obtenção de resultados matemáticos visando, entre tudo, a convergência do sistema para um determinado ponto.

Neste trabalho, busca-se a otimização do número de antenas num arranjo, tendo como objetivo principal a redução da taxa de sinal interferência chamado SIR.

Para isto a seguinte técnica é apresentada: deve-se mudar os pesos até que o nível de sinal seja muito elevado em relação ao nível do sinal interferência. Assim o diagrama de radiação mudará para se ajustar a essa nova situação. Notadamente, quando o sistema encontra esse diagrama de irradiação, os pesos se manterão constantes até que o cenário mude novamente.

3.5 TÉCNICAS DE SISTEMAS ADAPTATIVOS

Voltando às técnicas de sistemas adaptativos, o princípio fundamental é o sistema se adaptar às novas condições de entrada ou ainda melhor, quando o cenário em que o sistema está inserido mudar o sistema também deve mudar seu comportamento para que as mesmas especificações sejam atendidas.

De passagem, é possível dizer que sistemas com essas características são considerados modernos, pois visam à utilização cada vez mais de: menos potência, maior taxa de transmissão, menor vulnerabilidade às interferências, dentre outras.

Considera-se um sistema onde se tem:

$$E = FE \cdot FA \quad (3.22)$$

Onde:

$$FE = \frac{jk\eta I_0 L \sin\theta}{4\pi r} e^{-jkr} \quad (3.23)$$

Quando a equação anterior é escrita dessa forma, pode-se inferir que esta equação se refere ao campo elétrico próprio do elemento e teria que ser expandida para atender os campos elétricos formados também pelos vários

elementos do arranjo de antenas. Para que seja considerado um arranjo, o sistema deverá possuir no mínimo dois elementos.

$$FA = \sum_{\text{elementos}} a(\theta) \quad (3.24)$$

Ou melhor, para sistemas adaptativos:

$$FA = \mathbf{W}^T \cdot \mathbf{a}(\theta) \quad (3.25)$$

Onde a matriz peso é inserida para que o sistema tenha controle sobre a mudança de seu estado.

Desse modo, apresenta-se o vetor peso ou matriz peso:

$$\mathbf{W}^T = [W_1 \quad W_2 \quad \dots \quad W_N] \quad (3.26)$$

Pode-se considerar então Vetor de Arranjo como sendo:

$$\mathbf{a}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j(kdsen\theta+\delta)} \\ \vdots \\ e^{j(N-1)(kdsen\theta+\delta)} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Substituindo ambos os resultados na equação (3.25) obtêm-se o seguinte sistema:

$$FA = [W_1 \quad W_2 \quad \dots \quad W_N] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j(kdsen\theta+\delta)} \\ \vdots \\ e^{j(N-1)(kdsen\theta+\delta)} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Multiplicando as duas matrizes tem-se:

$$FA = W_1 + W_2 e^{-j(kdsen\theta+\delta)} + \dots + W_N e^{j(N-1)(kdsen\theta+\delta)} \quad (3.29)$$

Suponha-se um sistema onde as antenas evidenciam a chegada de sinais oriundos de N fontes. No caso, é possível pensar realmente que estas N fontes de sinais são: ora interferências (sinais não desejados), ora sinais desejados, isto é, dados de comunicação.

De um modo geral, a equação (3.29) dá a intensidade do sinal desejado. Pode-se escrever então que:

$$S_N = W_1 + W_2 e^{-j(kdsen\theta+\delta)} + \dots + W_N e^{j(N-1)(kdsen\theta+\delta)} \quad (3.30)$$

É provável, nesse caso, a presença de no máximo N sinais de entrada; onde N é o número de elementos do Arranjo de Antenas.

Para cada sinal, especifica-se como o sistema deve enxergar, ou tratar esse sinal na sua entrada.

Têm-se os seguintes sinais:

$$S_1 = [W_1 \quad W_2 \quad \dots \quad W_N] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j(kdsen\theta_1+\delta)} \\ \vdots \\ e^{j(N-1)(kdsen\theta_1+\delta)} \end{bmatrix} \quad (3.31a)$$

$$S_2 = [W_1 \quad W_2 \quad \dots \quad W_N] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j(kdsen\theta_2+\delta)} \\ \vdots \\ e^{j(N-1)(kdsen\theta_2+\delta)} \end{bmatrix} \quad (3.31b)$$

⋮

$$S_N = [W_1 \quad W_2 \quad \dots \quad W_N] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j(kdsen\theta_N+\delta)} \\ \vdots \\ e^{j(N-1)(kdsen\theta_N+\delta)} \end{bmatrix} \quad (3.31c)$$

Mais uma vez é pertinente escrevê-los da forma:

$$S_1 = W_1 + W_2 e^{-j(kdsen\theta_1 + \delta)} + \dots + W_N e^{j(N-1)(kdsen\theta_1 + \delta)} \quad (3.32a)$$

$$S_2 = W_1 + W_2 e^{-j(kdsen\theta_2 + \delta)} + \dots + W_N e^{j(N-1)(kdsen\theta_2 + \delta)} \quad (3.32a)$$

⋮

$$S_N = W_1 + W_2 e^{-j(kdsen\theta_N + \delta)} + \dots + W_N e^{j(N-1)(kdsen\theta_N + \delta)} \quad (3.32a)$$

Agora se deve impor condições a esses sinais. É possível supor, a exemplo como se fez com o vetor peso, quaisquer valores para esses sinais. Pode-se receber os sinais ímpares, os pares, apenas os três primeiros sinais que chegaram, ou apenas os quatro últimos, dentre outros. O que se quer mostrar é o controle sobre o sistema. O trabalho vai num sentido de selecionar sinais desejados e eliminar entradas de sinais de interferências no sistema.

Assim, é possível considerar, para efeito de ilustração, que os sinais teriam seus valores como sendo:

$$S = [S_1 \quad S_2 \quad \dots \quad S_N] = [A \quad B \quad \dots \quad Z] \quad (3.33)$$

Com este resultado monta-se o sistema da seguinte forma:

$$S_1 = W_1 + W_2 e^{-j(kdsen\theta_1 + \delta)} + \dots + W_N e^{j(N-1)(kdsen\theta_1 + \delta)} = A \quad (3.34a)$$

$$S_2 = W_1 + W_2 e^{-j(kdsen\theta_2 + \delta)} + \dots + W_N e^{j(N-1)(kdsen\theta_2 + \delta)} = B \quad (3.34b)$$

⋮

$$S_N = W_1 + W_2 e^{-j(kdsen\theta_N + \delta)} + \dots + W_N e^{j(N-1)(kdsen\theta_N + \delta)} = Z \quad (3.34c)$$

Escrevendo na forma matricial chega-se a:

$$\begin{bmatrix} 1 & e^{-j(kdsen\theta_1+\delta)} & \dots & e^{j(N-1)(kdsen\theta_1+\delta)} \\ 1 & e^{-j(kdsen\theta_2+\delta)} & \dots & e^{j(N-1)(kdsen\theta_2+\delta)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & e^{-j(kdsen\theta_N+\delta)} & \dots & e^{j(N-1)(kdsen\theta_N+\delta)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \\ \vdots \\ W_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \\ B \\ \vdots \\ Z \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Com este resultado, são proposto valores, como se havia comentado, para a matriz $S = [A \ B \ \dots \ Z]$, de modo que se permita assim encontrar valores apropriados para a matriz $W^T = [W_1 \ W_2 \ \dots \ W_N]$.

Este princípio permite que o sistema ajuste o diagrama de irradiação da maneira que ele desejar. Basta para isso indicar quais sinais serão rejeitados e quais serão permitidos a entrada do sistema.

Mais à frente, serão definidos que os sinais ou são interferências ou são desejados. Neste caso, assume-se para a matriz S valores 0 e 1 respectivamente.

São considerados os diagramas de irradiação em 3D das figuras a seguir como sendo todos aceitos no sistema.

Segue um diagrama 3D com o sistema de eixos coordenados:

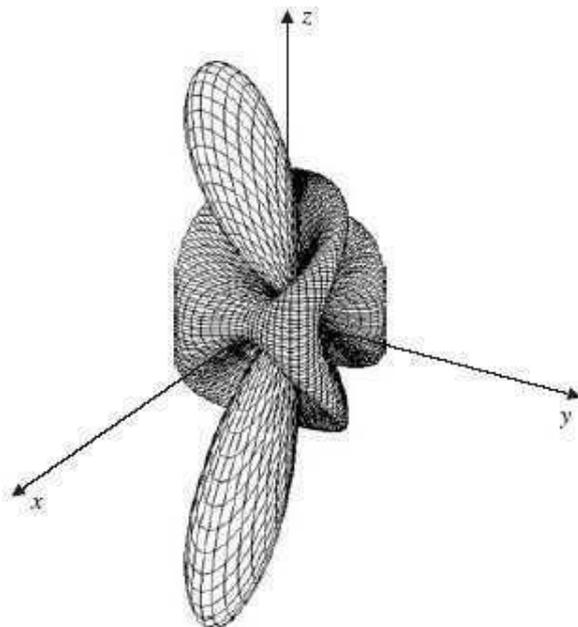


Figura 19 – Diagrama de irradiação 3-D com eixos de coordenados retangulares.

Pode-se supor na Figura 20, que todos os diagramas de irradiação são aceitos para as especificações do sistema. Por exemplo, todos atendem a uma determinada SIR.

Contudo, quando se deseja garantir as características dos sistemas, pode-se, assim, escolher qual diagrama se encaixaria melhor no caso em questão, por exemplo, se todos os estes seguem a especificação de sistema, porém nem todos possuem grande alcance. Então se deve selecionar (b) que possui melhor diretividade para ser o diagrama fixado para este cenário.

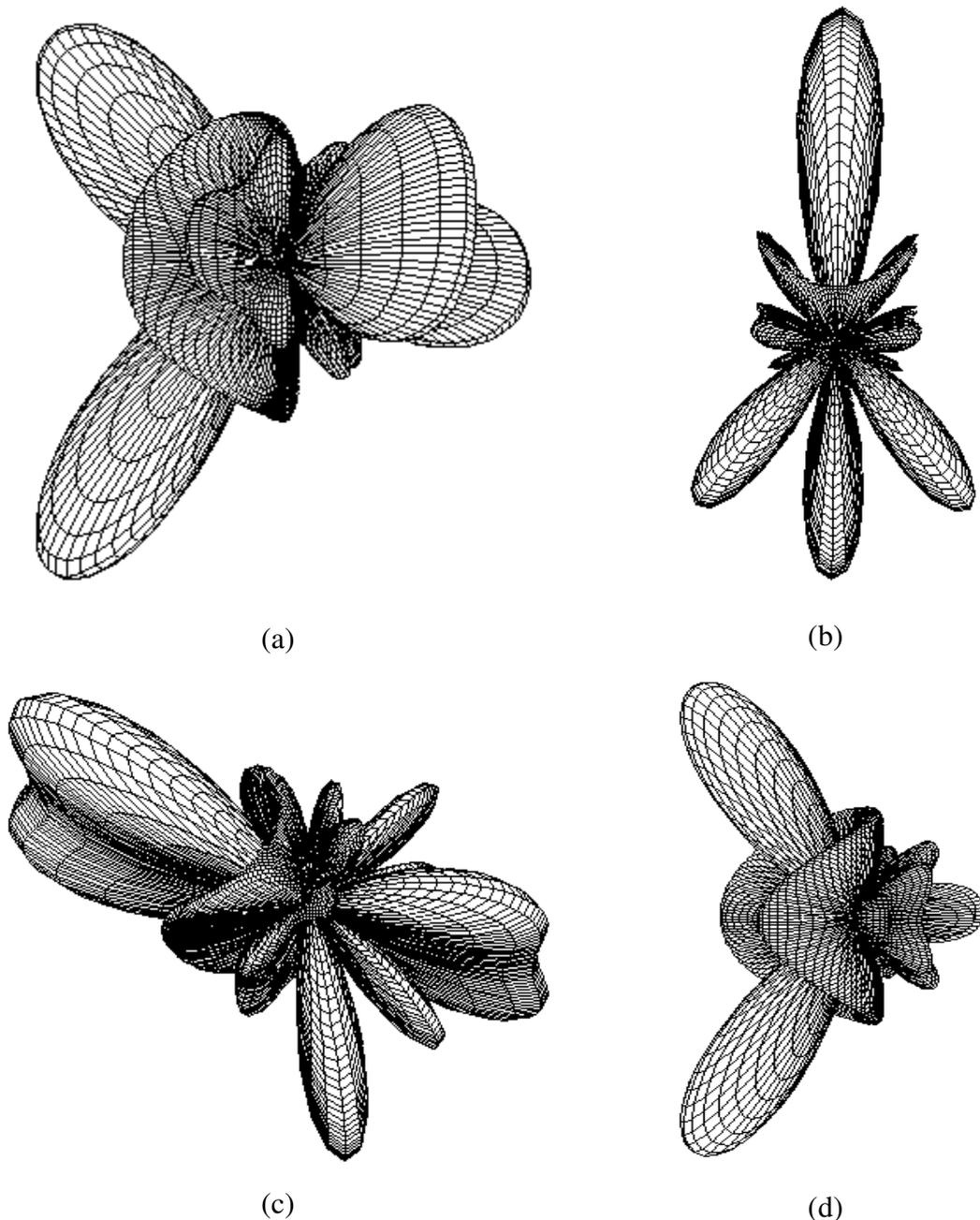


Figura 20 – Diagramas de irradiação 3-D.

Do mesmo modo, quando se quer que o sistema se utilize de menos energia, pode-se fazer que o diagrama em (d), na Figura 21, seja o escolhido.

Note que aqui não se está pondo em questão intensidade de sinal, e estes são de grande importância em cálculos com processadores, pois determinam o critério de parada.

Entretanto, é possível pensar de forma conceitual. Em capítulos mais a frente investigar-se-á como o sistema se comporta e se escreverá os resultados numéricos para tal.

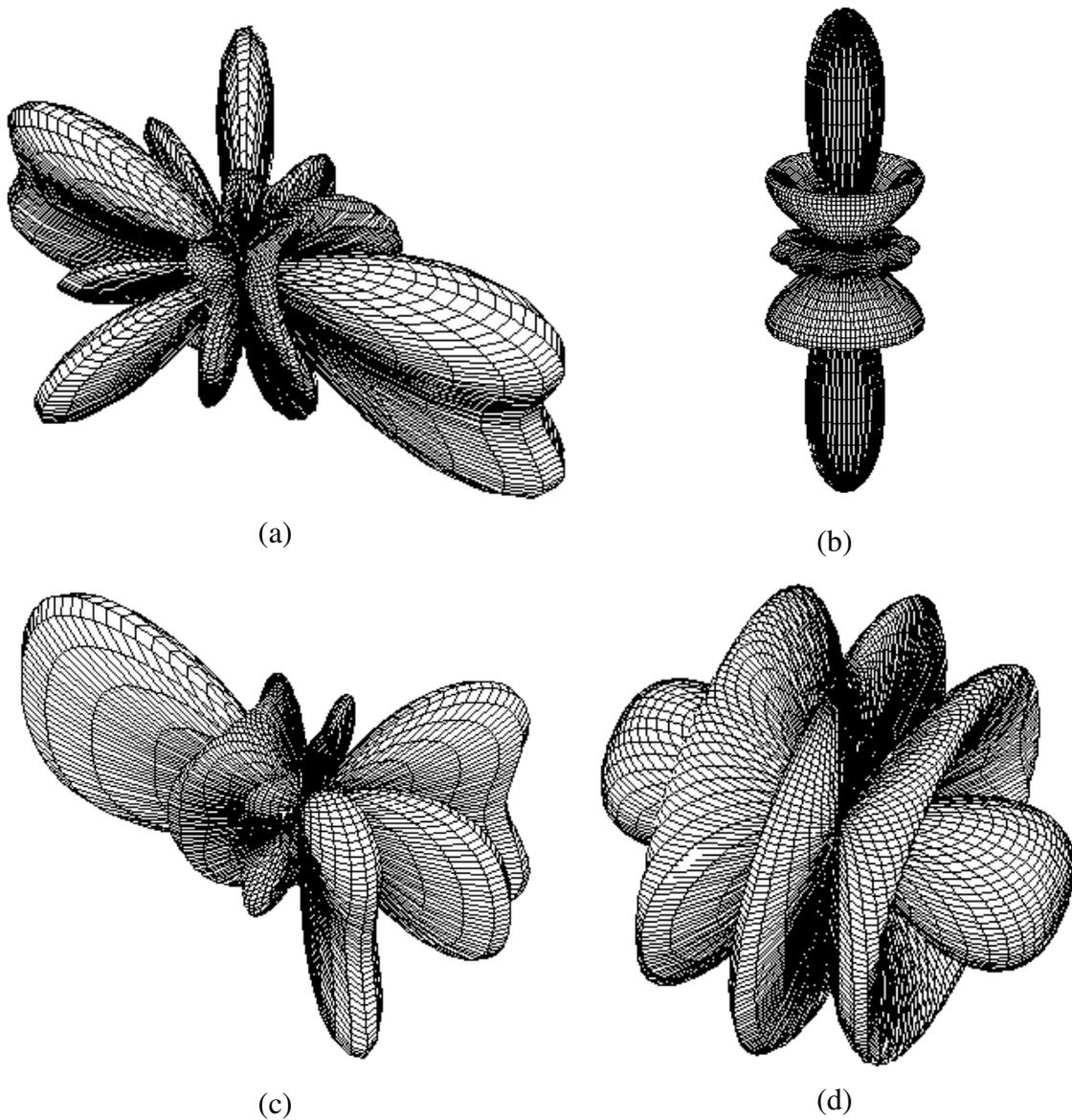


Figura 21 – Mais exemplos de diagrama de irradiação 3-D.

Não seria estranho dizer que, com estes modelos matemáticos, o problema se restringe a um cálculo de um sistema linear, onde a incógnita é o vetor peso. Devido a isto, este estudo pode ser ampliado visando investigar as várias técnicas de convergência de valores de resultados, refino numérico de precisão, e todos os outros aspectos que a área de métodos numéricos retrata. Pode-se pensar que algumas vezes o sistema não conseguirá convergir para determinado valor. Este ponto deve ser tratado de forma cuidadosa, pois o sistema terá que decidir qual outro estado ele assumirá se o sistema não convergir.

De outro modo, o sistema pode e deve ser ajustado para seu estado ótimo. Assim, quando se encontra uma resposta, é possível refinar esse valor de modo que o sistema atinja a especificação dada e também possua o menor gasto de energia por exemplo.

3.6 SEPARAÇÃO DE SINAIS DESEJADOS DE SINAIS NÃO DESEJADOS

Num sistema com arranjos adaptativos, o lóbulo principal deve estar apontado para o sinal desejado enquanto os lóbulos secundários ficam espalhados para ambos os lados do lóbulo principal.

Dessa forma, algoritmos são gerados por processadores de sinais para tratar essas particularidades.

Características do canal são importantíssimas para esse processamento, pois eles devem servir de especificação para o sistema, dependendo do caso em análise.

São motivos de preocupação devido ao canal de comunicação:

- Espalhamento
- Refração
- Reflexão
- Difração

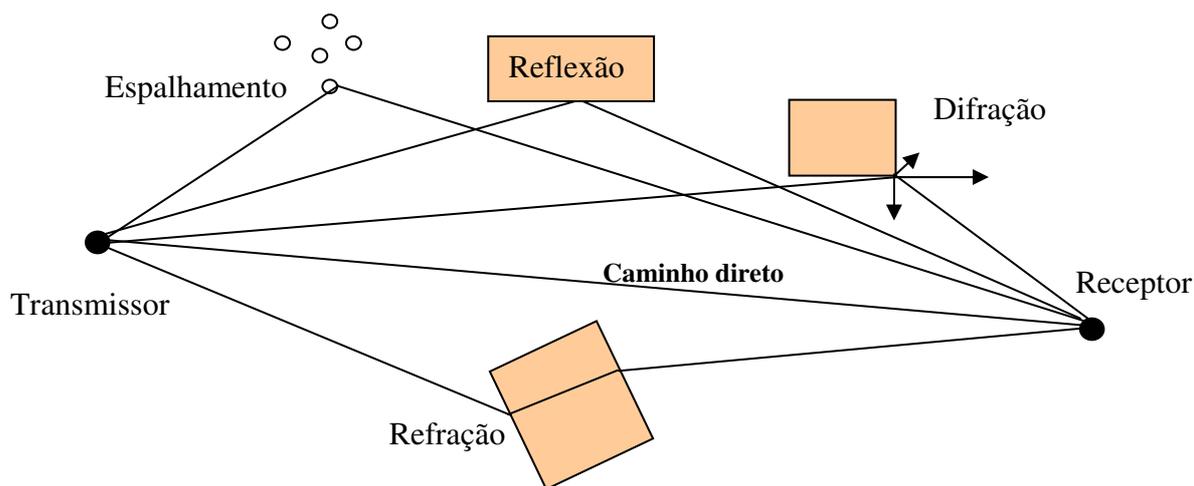


Figura 22 – Efeitos do canal.

Na Figura 22, pode-se ver um enlace de comunicações onde são evidenciados os vários possíveis efeitos do canal sobre o sinal direto.

Estes efeitos são a chave para entender o canal de comunicação. Eles causam, acima de tudo, perda do sinal de comunicação e, por conseguinte, pode diminuir a eficiência ou até mesmo fazer com que o sistema pare de funcionar.

3.7 PROCESSOS DE ELIMINAÇÃO DE INTERFERÊNCIA

Quando se refere à separação de sinais, quase sempre se está tratando da separação de sinais de interferência dos sinais desejados, ou seja sinais para comunicação.

A melhor técnica de se fazer isso é com algoritmos *beamforming*. Alguns são mostrados no Anexo 01.

Para se extrair resultados desses algoritmos, foram utilizadas duas rotinas. Estas estão relacionadas no Anexo 02.

Uma delas, rotina #01, calcula o módulo do fator de arranjo e plota diagramas de irradiação. A outra, rotina #02, calcula a SIR em dB. Ambas as rotinas trabalham da mesma forma; elas estabelecem parâmetros – os pesos para eliminação de interferências – criando um nulo na direção destas.

Capítulo 4

4. RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos neste trabalho. Em todos eles foram considerados dois sinais, sendo um desejado e outro a interferência.

4.1 RESULTADO 01 – Controle da SIR com arranjos lineares e pequena diferença de ângulos de incidência

Foi verificado, através de simulações com arranjos de antenas adaptativas, que existe uma relação entre o número de elementos do arranjo de antenas necessários para atingir a SIR desejado e com a proximidade entre os sinais.

Inicialmente, deve-se perceber que quanto mais próximos estiverem o sinal de interferência e o sinal desejado, mais difícil é para o sistema atenuar o sinal indesejado e aumentar o sinal desejado.

Esta dificuldade pode ser contornada aumentando o número N de elementos de antenas no arranjo. Com isto, a largura do lóbulo principal é reduzida e são criados mais lóbulos secundários com níveis muito baixos; estes podem estar na direção do sinal interferente.

De acordo com as assertivas acima tem-se:

$$(NLS) = N - 2 \quad (4.1)$$

onde NLS é o número de lóbulos secundários. Motivo este oriundo da expressão:

$$(NTL) = N - 1 \quad (4.2)$$

onde NTL é o número total de lóbulos, principal mais laterais.

É importante comentar que o diagrama de irradiação é mais diretivo devido ao lóbulo principal se tornar mais delgado, ou seja, mais estreito.

Deste modo, é possível livrar-se de sinais de interferências indesejados na entrada da antena.

Inicialmente tem-se na Figura 23 a SIR em função da quantidade de elementos no arranjo N . Como esperado, quanto maior for a SIR desejada maior deverá ser a quantidade de elementos no arranjo.

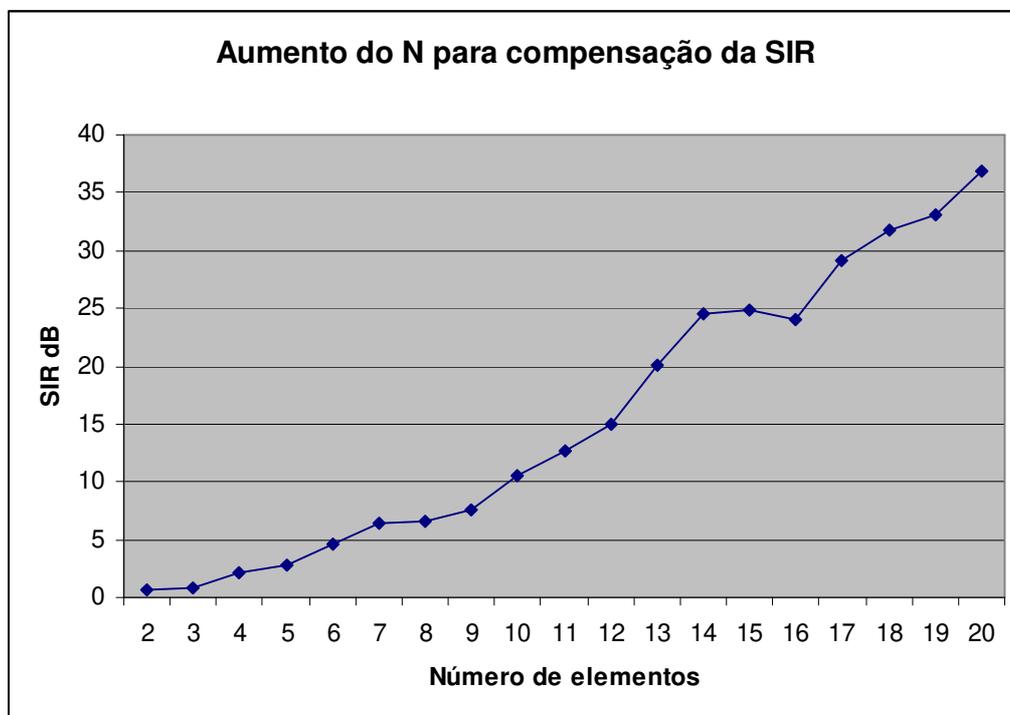


Figura 23 – Aumento de N para compensação da SIR.

Dessa forma, pode-se inferir que existe uma grande relação entre a defasagem do ângulo de chegada do sinal desejado e o sinal interferente com a quantidade de elementos de antenas no arranjo.

Para isto, é possível mostrar os diagramas de irradiação usando as rotinas mostradas no anexo 02, com uma diferença de 5° entre o AoA do sinal desejado e indesejado, sendo esta defasagem considerada como um ângulo crítico na eliminação da interferência. Assim, faz-se o sinal desejado incidir em 10° e o sinal interferência incidir em 15° .

A seguir é possível observar diagramas de irradiação para $N = 5, 10, 15$ e 20 elementos. É interessante observar o estreitamento do lóbulo principal e diretividade para 10° e nulo em 15° .

Considerando uma diferença de 5° entre os sinais, desejado e interferente, tem-se nas Figuras 24, 25, 26 e 27 os diagramas de irradiação para arranjo com vários tamanhos de N .

A seguir, na Figura 24, é possível ver os diagramas de irradiação para $N = 5, 10, 15$ e 20 elementos:

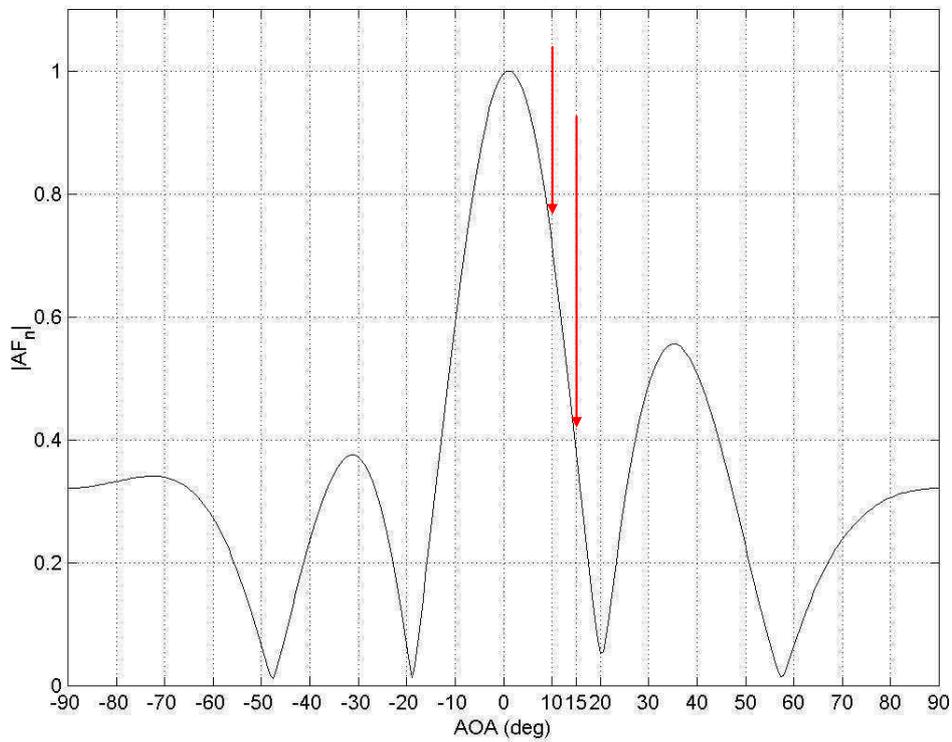


Figura 24 – Diagrama de irradiação com $N=5$ elementos com incidência do sinal desejado a 10° e interferência a 15° .

Da mesma forma, tem-se o diagrama de irradiação para um arranjo com $N=10$ elementos com ângulo de incidência do sinal desejado em 10° e ângulo de incidência do sinal interferência a 15° , ver Figura 25.

Pode-se observar que o aumento de N implica em uma maior diretividade, porém também ocorrem mais lóbulos laterais. A presença de mais lóbulos implica em maior possibilidade de captar sinais indesejados.

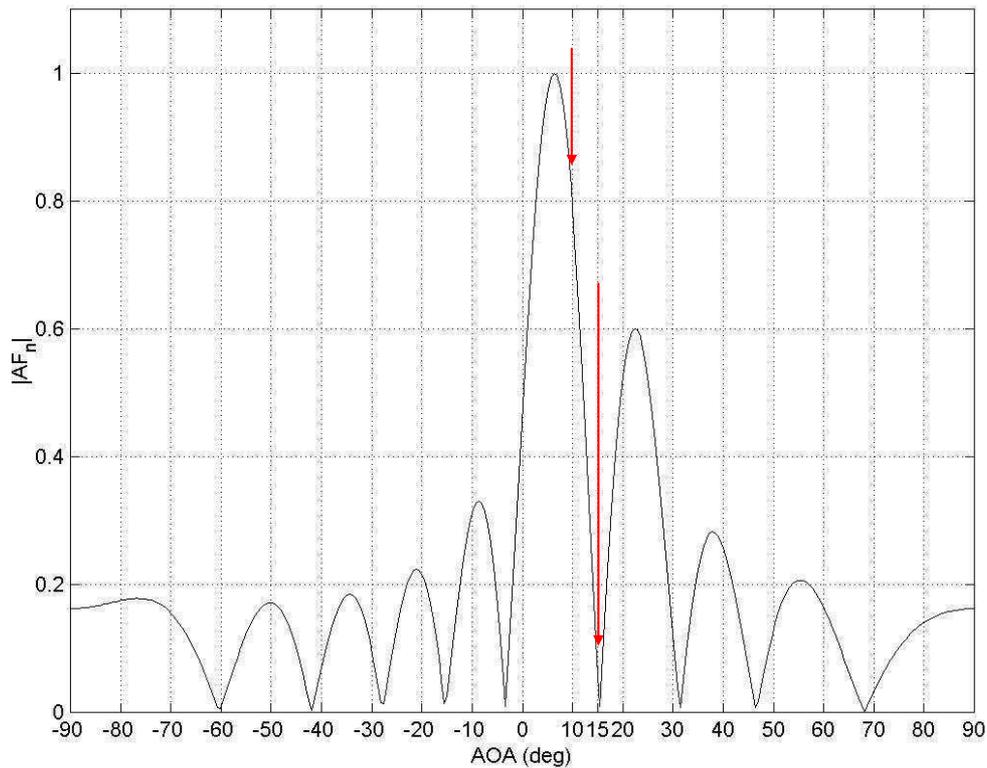


Figura 25 – Diagrama de irradiação com $N=10$ elementos com incidência do sinal desejado a 10° e interferência a 15° .

Novamente, plota-se o diagrama de irradiação para um arranjo com $N=15$ elementos com ângulo de incidência do sinal desejado a 10° e ângulo de incidência do sinal interferência a 15° , ver Figura 26.

O efeito eletromagnético é como se a antena se negasse a receber o sinal indesejado, não criando, portanto, um ganho considerável na direção do ângulo de incidência deste sinal. De outro modo, o arranjo cria um nulo na direção da interferência não irradiando, assim, campos nesta direção.

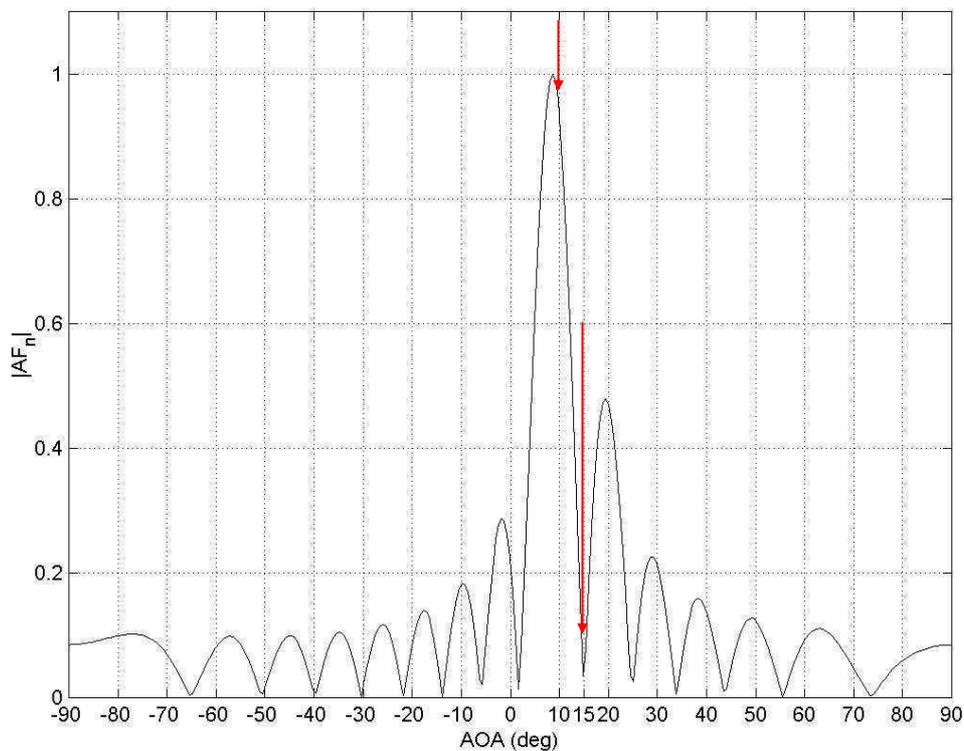


Figura 26 – Diagrama de irradiação com $N=15$ elementos com incidência do sinal desejado a 10° e interferência a 15° .

Por fim, o diagrama de irradiação com $N=20$ elementos é obtido. Nota-se, na Figura 27, que o feixe central é bastante diretivo e que o sinal de interferência em 15° é muito atenuado, sempre lembrando que a técnica de eliminação de sinais indesejados é realizada limitando feixes no ângulo de incidência deste sinal. Ver Figura 27.

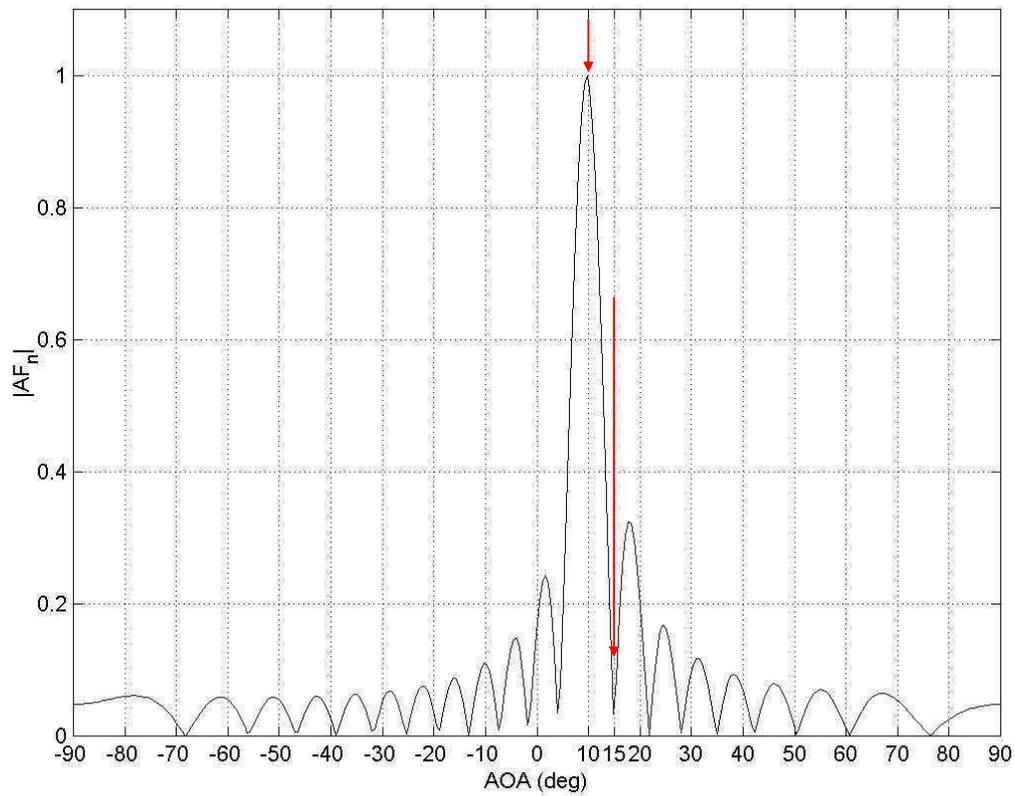


Figura 27 – Diagrama de irradiação com $N=20$ elementos com incidência do sinal desejado a 10° e interferência a 15° .

Nota-se a quantidade de lóbulos laterais e a redução da interferência para este caso devido ao uso de muitos elementos no arranjo de antenas.

A diferença de AoA dos sinais que chegam ao arranjo continua pequena neste caso. Diferenças pequenas são limitações básicas para o sistema, pois dessa maneira, tornam difícil a separação de sinais desejados e interferências.

4.2 RESULTADO 02 – Efeito da separação entre elementos de antenas do arranjo

É possível analisar este resultado variando a distância entre os elementos. Considera-se que o sinal desejado incide a 10° e o sinal interferente incide a 15° . Neste caso, o número de elementos é o parâmetro que vai variar.

Na primeira curva, apresentada na Figura 28, a distância d equivale a $\lambda/4$ ou $0,25$ do comprimento de onda. Neste caso não se conseguiu uma SIR tão elevada, mesmo utilizando um número grande de elementos no arranjo.

Na segunda curva, quando d equivale a $\lambda/2$ ou $0,5$ do comprimento de onda, a SIR máxima ultrapassou os 35 dB quando se utiliza 20 elementos. Um caso interessante acontece quando d equivale a $3\lambda/4$ ou $0,75$ do comprimento de onda. Apesar do arranjo não ultrapassar os 35 dB, este espaçamento entre elementos permite uma SIR maior para todo valor de N .

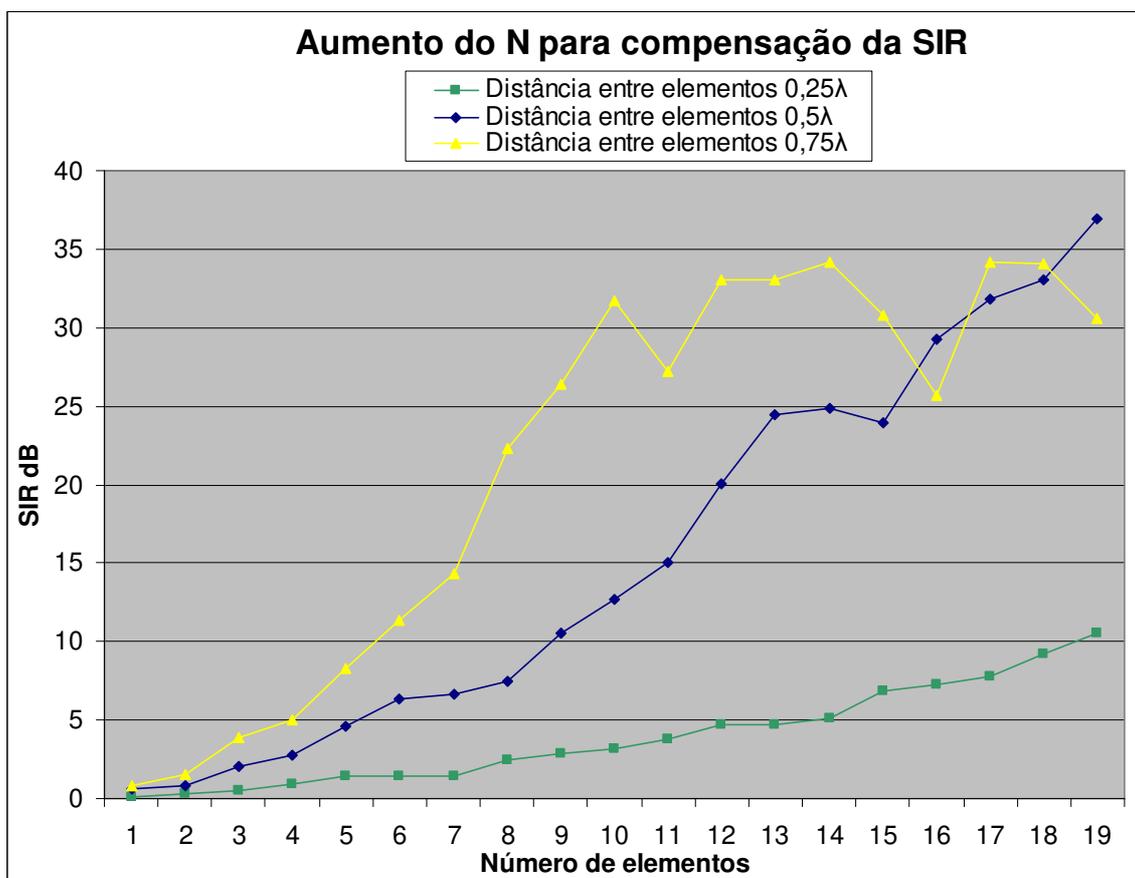


Figura 28 – Aumento de N para compensação da SIR com variação de d .

Não obstante os resultados satisfatórios para o distanciamento dos elementos do arranjo, não é interessante, do ponto de vista prático, utilizar-se sempre do artifício de distanciar os elementos do arranjo para otimizar o valor da SIR, pois se aumentaria bastante o tamanho total do arranjo. Contudo, é muito importante, para o projeto de antenas, analisar qual a distância entre elementos deve-se configurar o arranjo. Desse modo espera-se um consenso, ou um comprometimento, entre o tamanho final do arranjo e a melhoria da SIR.

Desse modo, quase nunca é desejado um arranjo de tamanho consideravelmente grande; contudo, quando se é necessário fazer ajuste ou melhorias na relação sinal interferência, deve-se então alterar o tamanho do arranjo para se alcançar uma SIR maior.

A seguir é possível observar, nas figuras 29, 30 e 31 os gráficos das três situações onde se tem $d=\lambda/4$ ou $0,25\lambda$; $d=\lambda/2$ ou $0,5\lambda$; $d=3\lambda/4$ ou $0,75\lambda$ respectivamente. Considera-se que os sinais estão a uma distância angular de 5° , com um número de elementos do arranjo igual a 10 elementos.

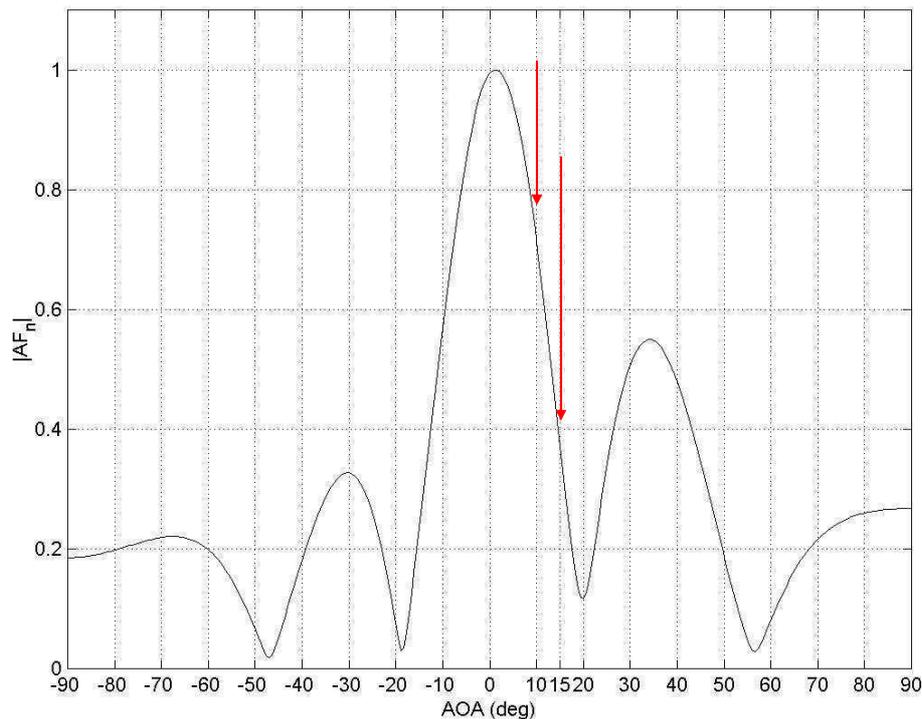


Figura 29 – Diagrama de irradiação com $d = \lambda/4$ ou $0,25\lambda$.

É possível notar claramente que o lóbulo vai se estreitando com o aumento de d . Desse modo fica mais fácil para o sistema capturar exatamente o sinal desejado e eliminar sinais de interferências incidindo nas antenas.

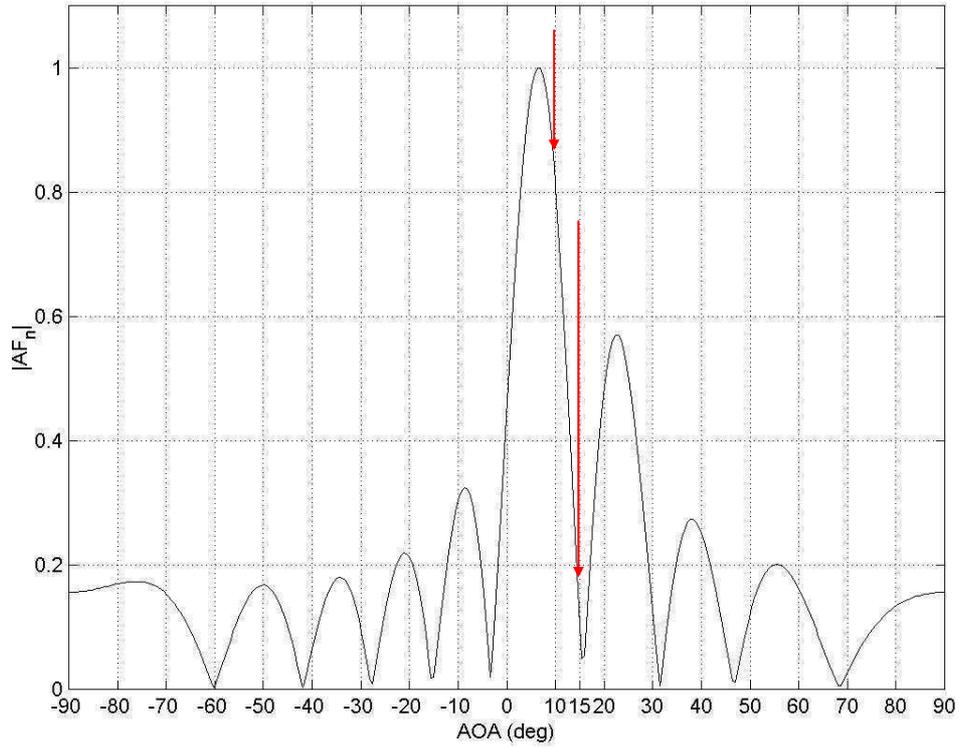


Figura 30 – Diagrama de irradiação $d = \lambda/2$ ou $0,5\lambda$.

Neste último gráfico, observa-se uma largura de feixe muito estreita em relação aos demais.

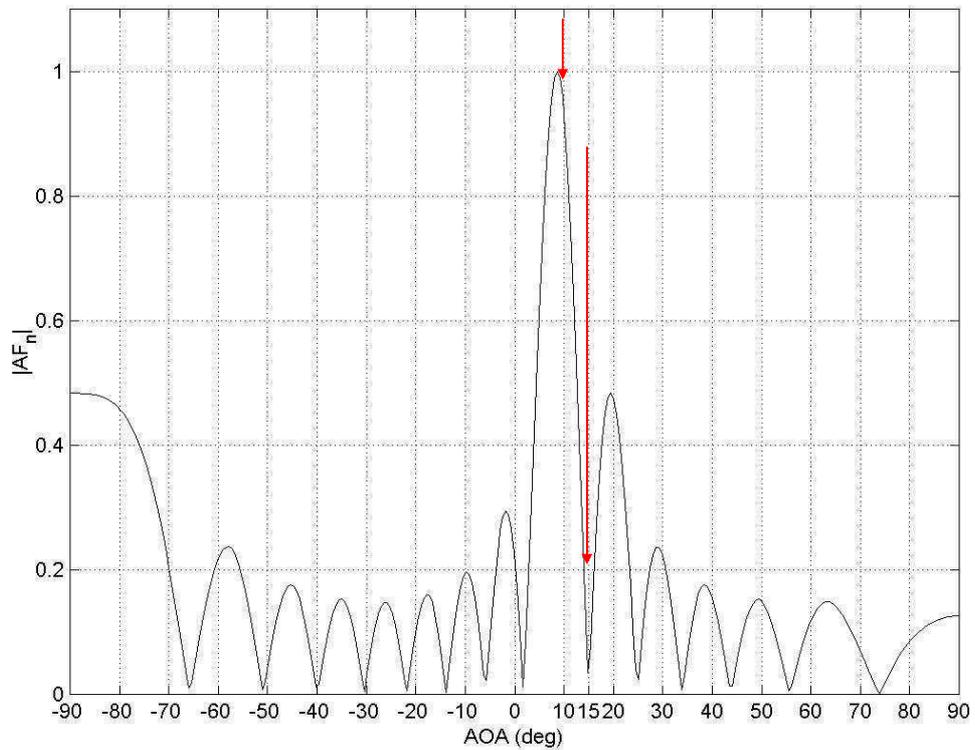


Figura 31 – Diagrama de irradiação $d = 3\lambda/4$ ou $0,75\lambda$.

4.3 RESULTADO 03 – Dados obtidos para diretividade central.

Foi verificado para o arranjo linear de antenas que, quando os sinais desejados e indesejados estão incidindo mais próximos a 0° , ou seja, estão próximos ao eixo de coordenadas z, o valor da relação sinal interferência é melhorado consideravelmente.

Dessa forma, fixou-se a diferença entre o ângulo de incidência do sinal desejado e o ângulo de incidência do sinal interferência em 10° .

Fez-se variar o ângulo de incidência do sinal mais afastado entre 60° e 10° de modo que o outro sinal varie entre 50° e 0° . Neste caso foram obtidos resultados tanto para o sinal desejado mais afastado do eixo z, quanto para o sinal de interferência mais afastado do eixo z.

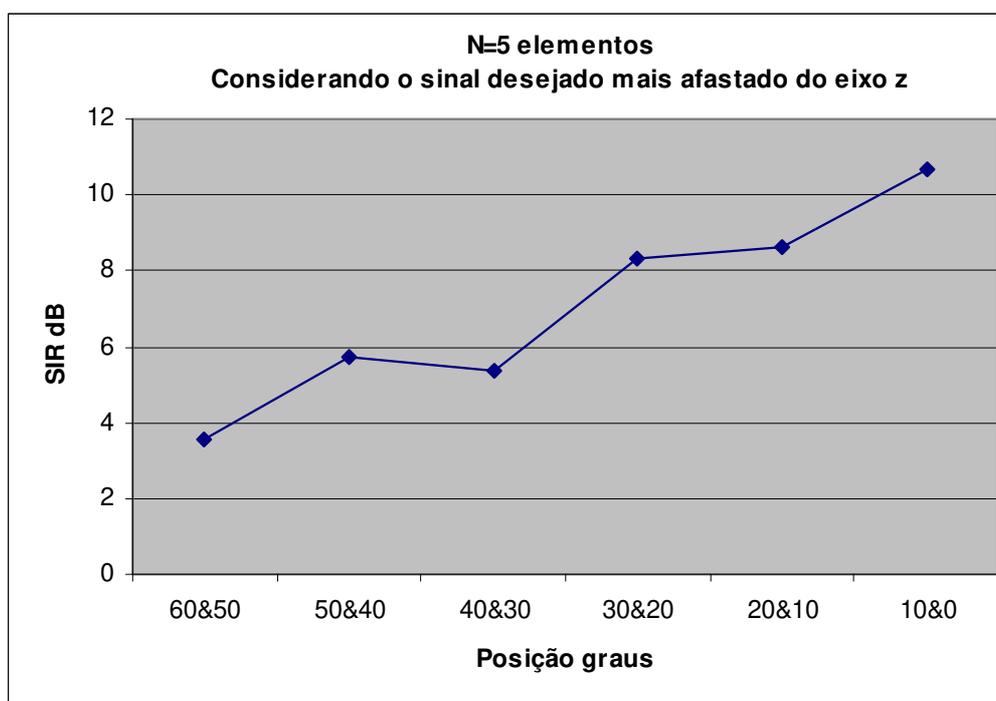


Figura 32 – Variação do AoA de dois sinais $N=5$.

É possível perceber no gráfico acima, Figura 32, que: quanto mais próximos de 0° os sinais estiverem, melhor é a relação sinal interferência. No caso do gráfico, o sinal interferência é o sinal mais próximo ao eixo z.

Analisando do ponto de vista eletromagnético, pode-se dizer que este fenômeno se deve ao fato do arranjo ser do tipo *end-fire*, ou seja, a irradiação se estabelece ao longo do eixo de coordenadas z [10].

O próximo gráfico, Figura 33, segue o mesmo raciocínio, contudo considera-se que o sinal desejado é o mais próximo do eixo de coordenadas z dentre os dois sinais em análise.

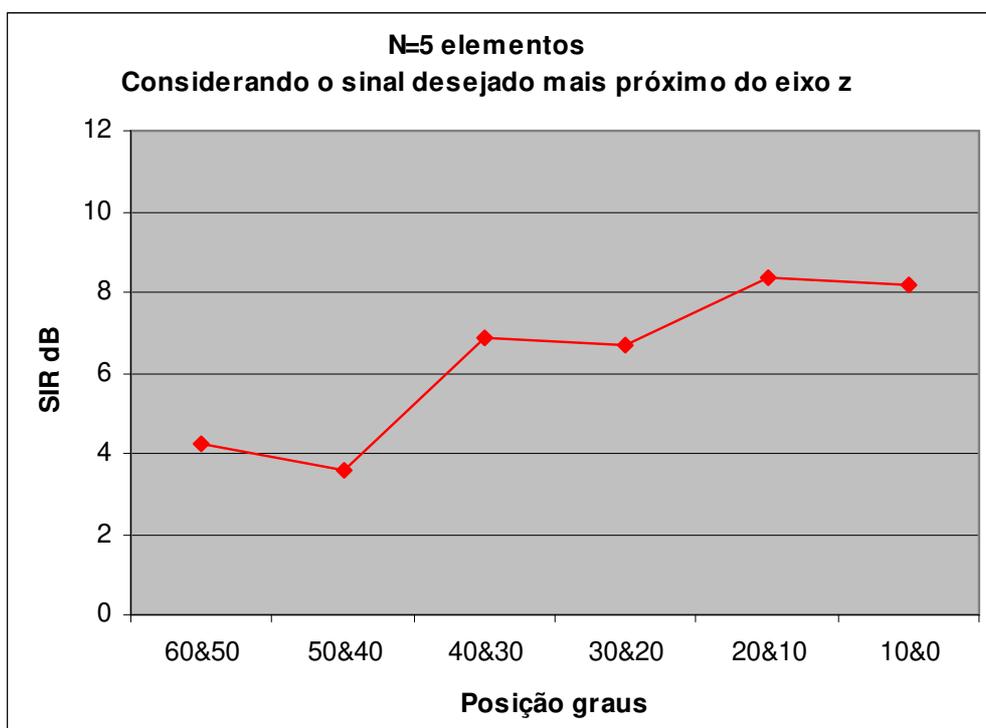


Figura 33 – Variação do AoA de dois sinais $N=5$.

Neste caso, o valor da SIR não foi atingida com a mesma intensidade que o caso anterior. Contudo, pode-se perceber que o parâmetro SIR melhora quando ambos os sinais se aproximam da região central da antena.

Um detalhe importante nesses dois resultados é o valor da SIR, mesmo quando se está com os sinais próximos a diretividade central. Conseguiu-se obter uma SIR maior que 10dB. Esse valor é muito baixo para muitos sistemas.

Esta limitação deve-se ao número de elementos envolvidos no arranjo. Um número de elementos de antenas com $N=5$ não é suficiente para separar sinais tão próximos com 10° de diferença entre os ângulos de incidência dos sinais. Este fato é evidenciado devido ao baixo valor da SIR apresentado no gráfico da Figura 33; um pouco maior que 8dB.

Pode-se, entretanto, aumentar o número de elementos do arranjo de antenas. Percebe-se que o valor da SIR é incrementado bem como a existência de uma melhoria quando o ângulos de incidência dos sinais analisados se aproximam do eixo de coordenadas z. Ver Figura 34.

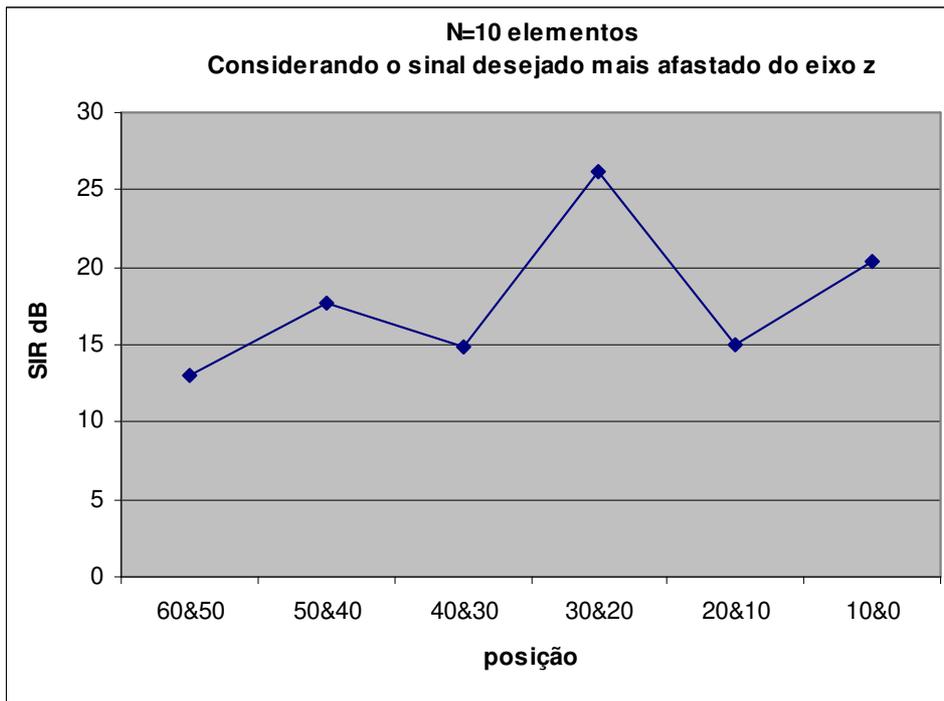


Figura 34 – Variação do AoA de dois sinais $N=10$.

Mais uma vez, tem-se a inversão dos sinais no que se refere à proximidade ao eixo z. No gráfico da Figura 35 o sinal está mais próximo a 0° . Novamente é possível concluir que o sistema não atingiu o mesmo valor da SIR. Contudo, os resultados são melhores, assim como se conclui na primeira parte dos resultados.

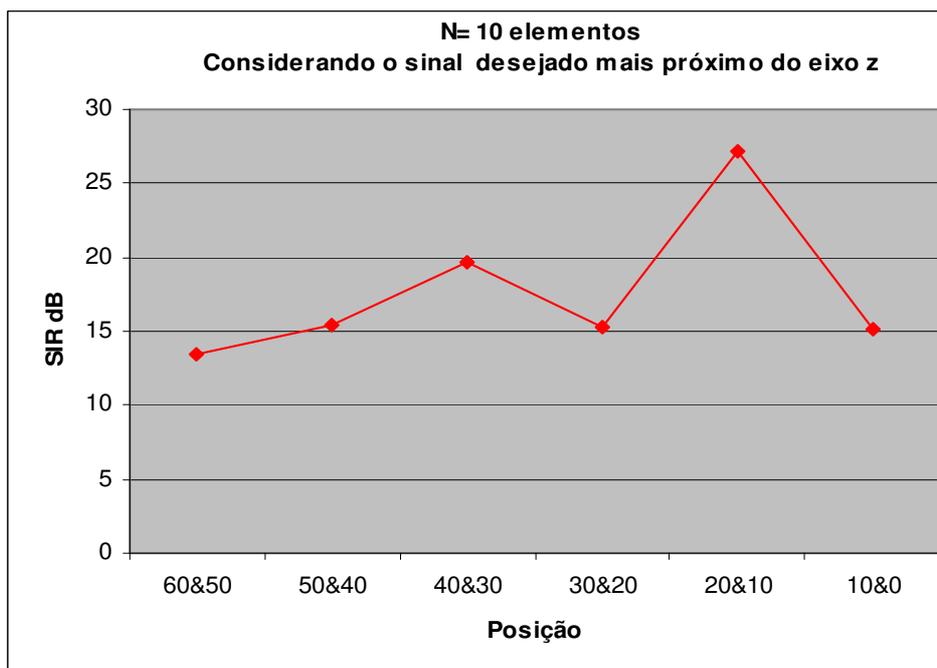


Figura 35 – Variação do AoA de dois sinais $N=10$.

Para finalizar a segunda seção de resultados obtidos, são mostrados, nas figuras 36 e 37, gráficos com $N=15$ elementos de antenas. Previamente, pode-se dizer que o valor da SIR aumentará por consequência da diretividade do feixe. Contudo, mantêm-se o resultado de que quando os sinais estão próximos do eixo z , existe uma melhora no valor da SIR.

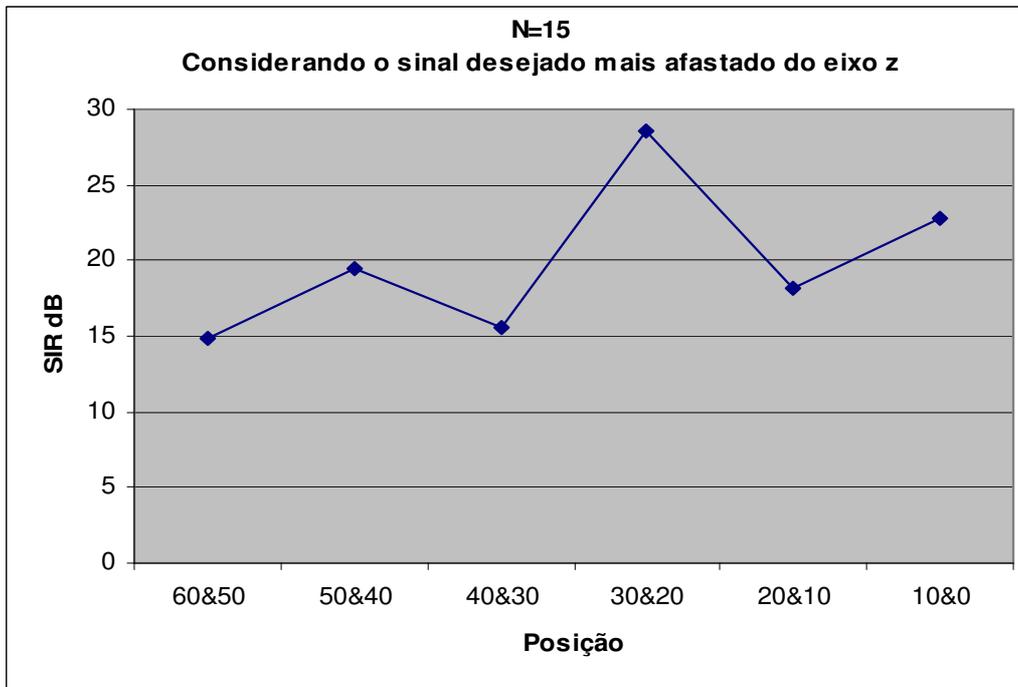


Figura 36 – Variação do AoA de dois sinais $N=15$.

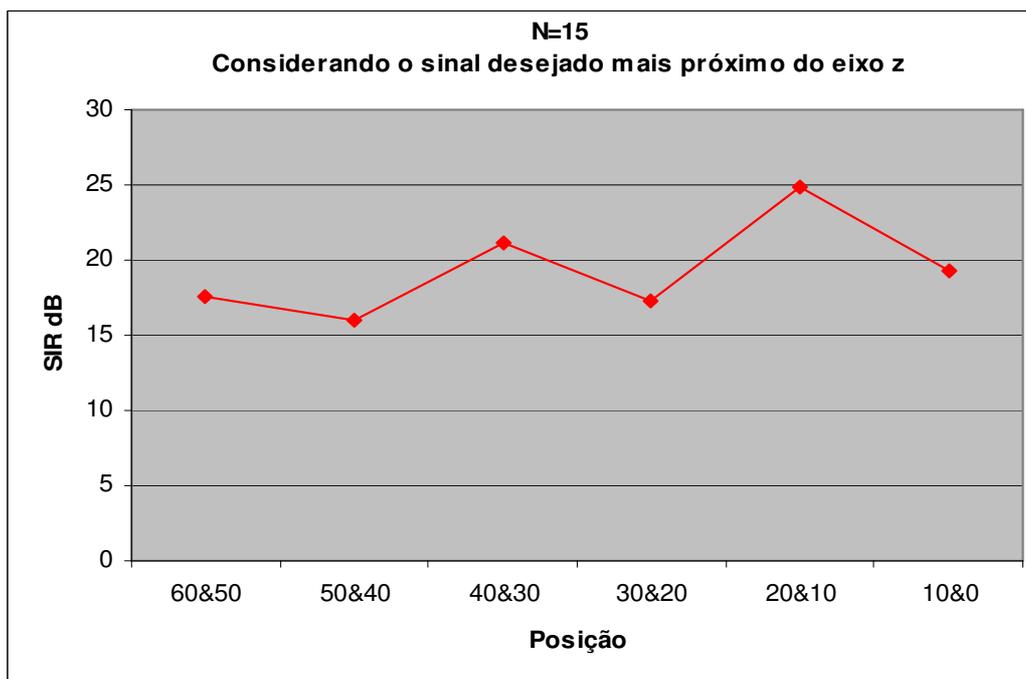


Figura 37 – Variação do AoA de dois sinais $N=15$.

Na Figura 38, têm-se todas as curvas mostradas acima para o caso em que o sinal desejado está mais distante do eixo z. Desse modo:

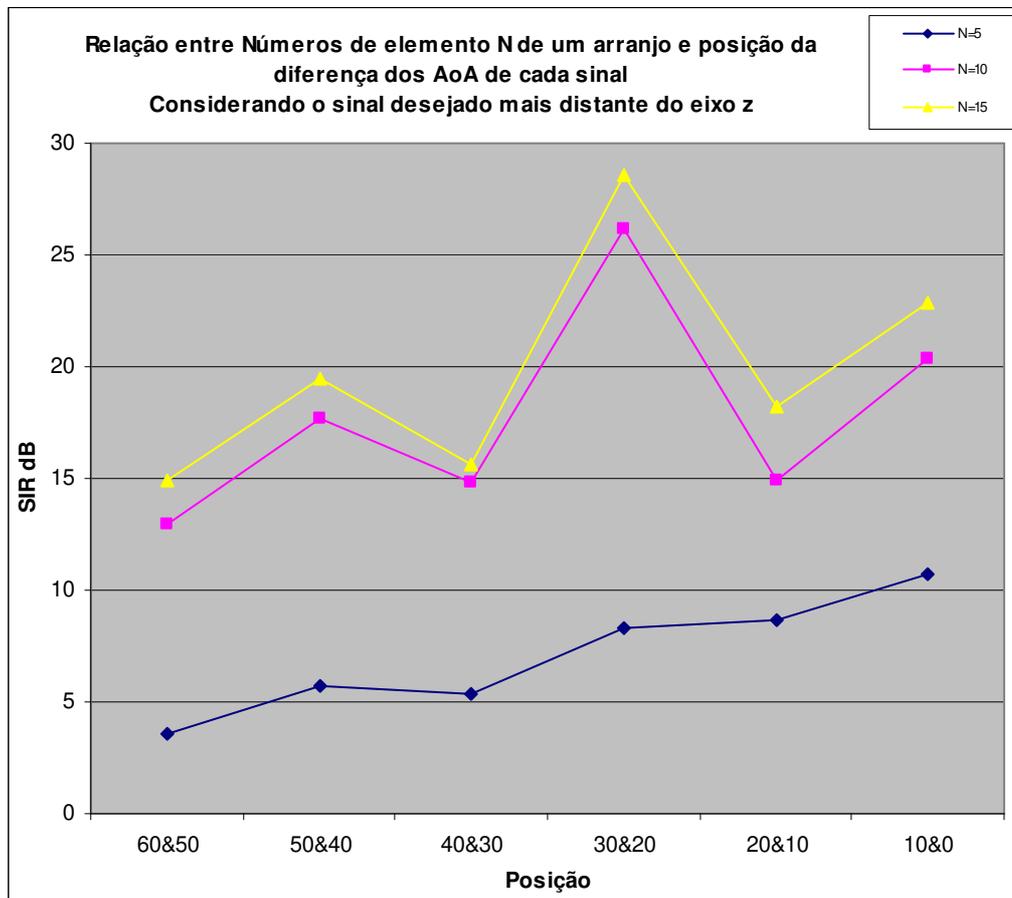


Figura 38 – Variação do AoA de dois sinais $N = 5, 10$ e 15 elementos.

Nota-se, no gráfico da Figura 38, que existe um interessante resultado quando se combinam os parâmetros de número de elementos N e a posição do ângulo de incidência de dois sinais. Pode-se verificar que a melhor posição para os sinais é quando o sinal desejado e não desejado estão incidindo em 20° e 30° respectivamente. De outro modo, quanto mais afastado estão os sinais do eixo z pior a relação sinal ruído.

Outro resultado é obtido levando-se em consideração a permuta dos sinais de interferência com o sinal desejado. A análise se faz necessária quando se quer propor especificações. Desse modo, tem-se o pior caso para incidência de sinais.

A relação do exposto anteriormente pode ser vista no gráfico da Figura 39, como se segue adiante.

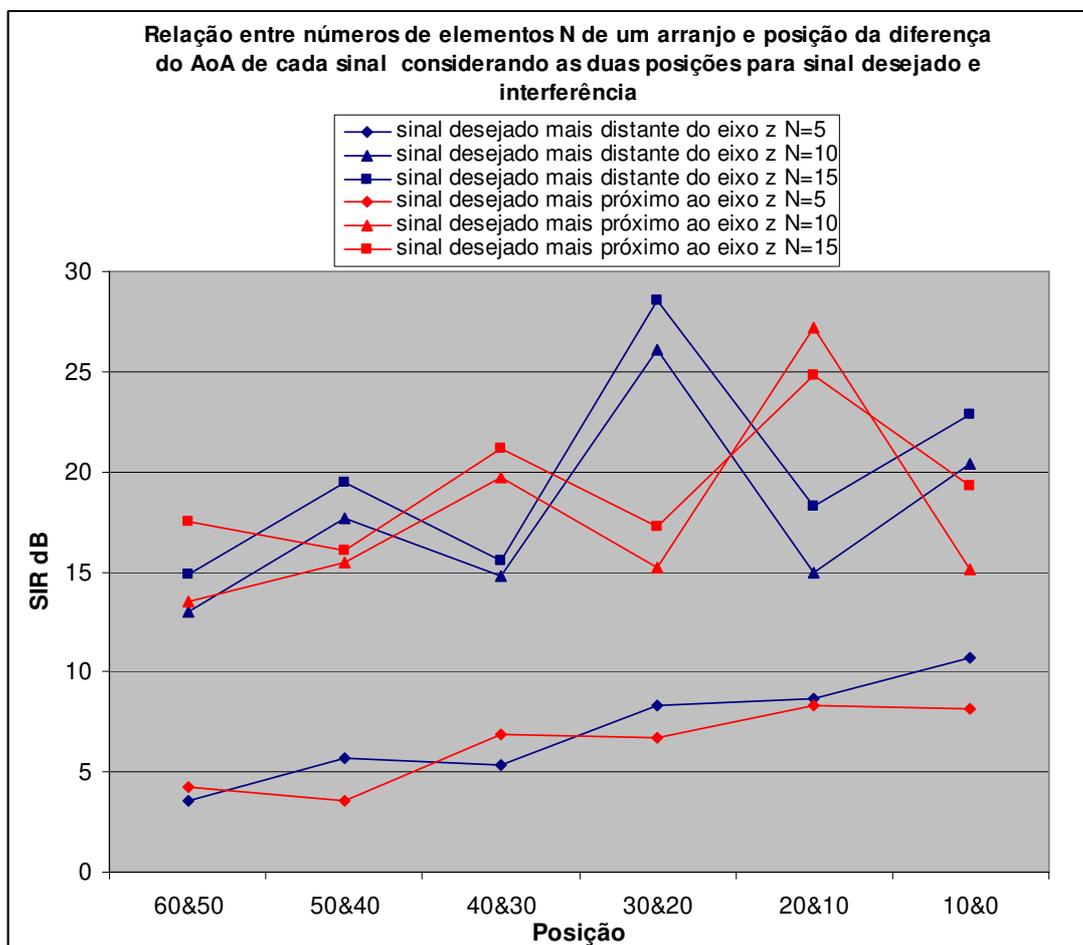


Figura 39 – Variação do AoA de dois sinais $N = 5, 10$ e 15 elementos para ambos os casos de localização dos sinais.

Verifica-se que quando o sinal está mais distante do eixo z a melhor posição para incidência de sinais é em 30° e interferência em 20° . De outro modo quando o sinal está mais próximo do eixo z a melhor posição para incidência de sinais é em 10° e interferência em 20° . Pode-se concluir que a melhor posição para a interferência ser cancelada é quando ela incide em 20° .

Abaixo, é possível ver os gráficos em coordenadas retangulares para sinal desejado incidindo em 30° e interferência a 20° ; para $N=10$ elementos.

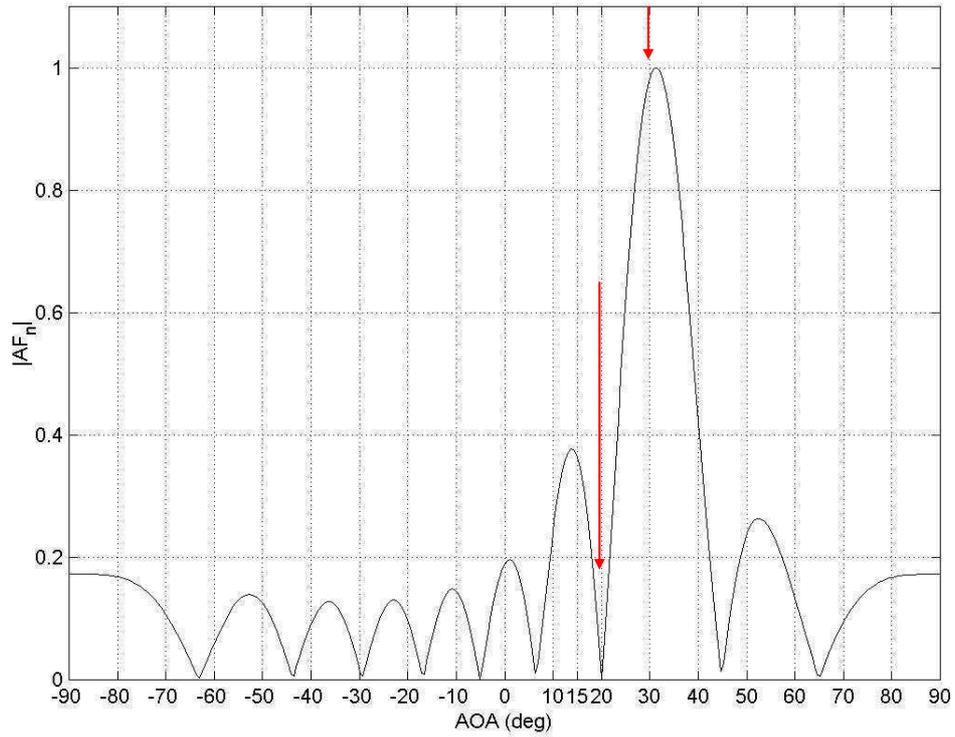


Figura 40 – Diagrama de irradiação devido a dois sinais: interferente a 20° e sinal a 30°.

Do mesmo modo anterior, sendo que agora o sinal incide em 10° e interferência mantendo-se a 20°.

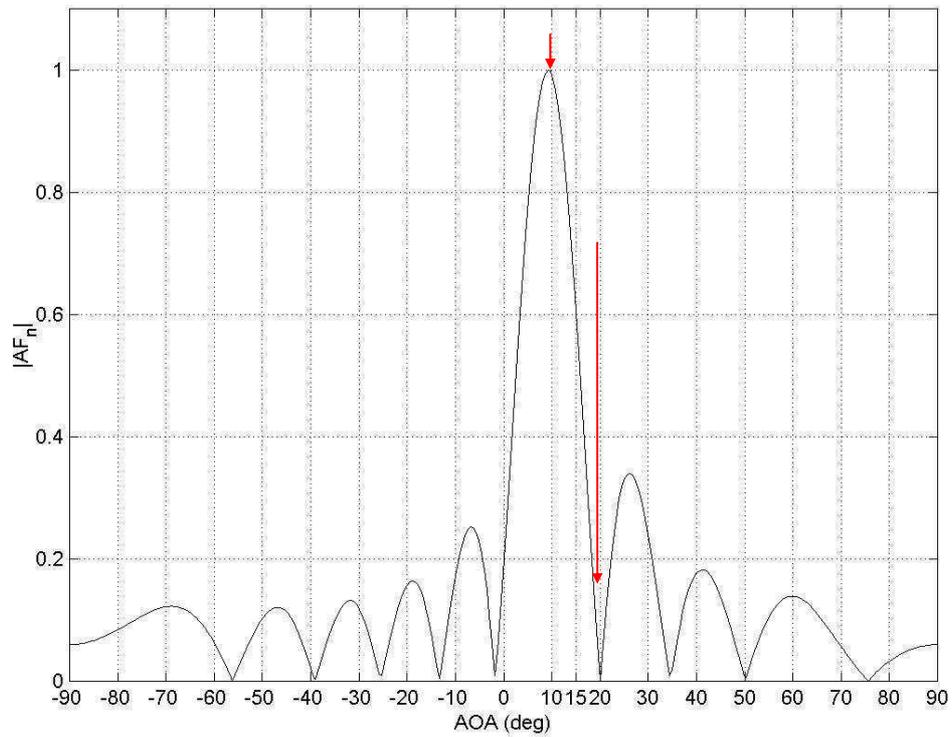


Figura 41 – Diagrama de irradiação devido a dois sinais: interferente a 20° e sinal a 10°.

4.4 RESULTADO 04 - Efeitos da variação linear do número de elementos do arranjo N para grandes diferença de AoA entre os sinais

Neste conjunto de resultados é analisada a variação do número de elementos de antenas N , da mesma forma como no primeiro conjunto de resultados. Agora, no entanto, tem-se uma diferença significativa na distância angular entre os ângulos de chegada do sinal desejado e do sinal não desejado.

Dessa forma, deve-se considerar que uma diferença de mais de 20° , entre o ângulo de incidência do sinal desejado e o ângulo de incidência do sinal interferência, representa uma grande diferença de AoA entre os sinais.

A seguir, é possível observar um gráfico com defasagens entre ângulos de incidência AoA dos sinais menores que 15° . Este resultado era esperado, uma vez que, pequenas defasagens e número de elementos pequenos, o aumento do número de elementos significa um aumento do valor da SIR.

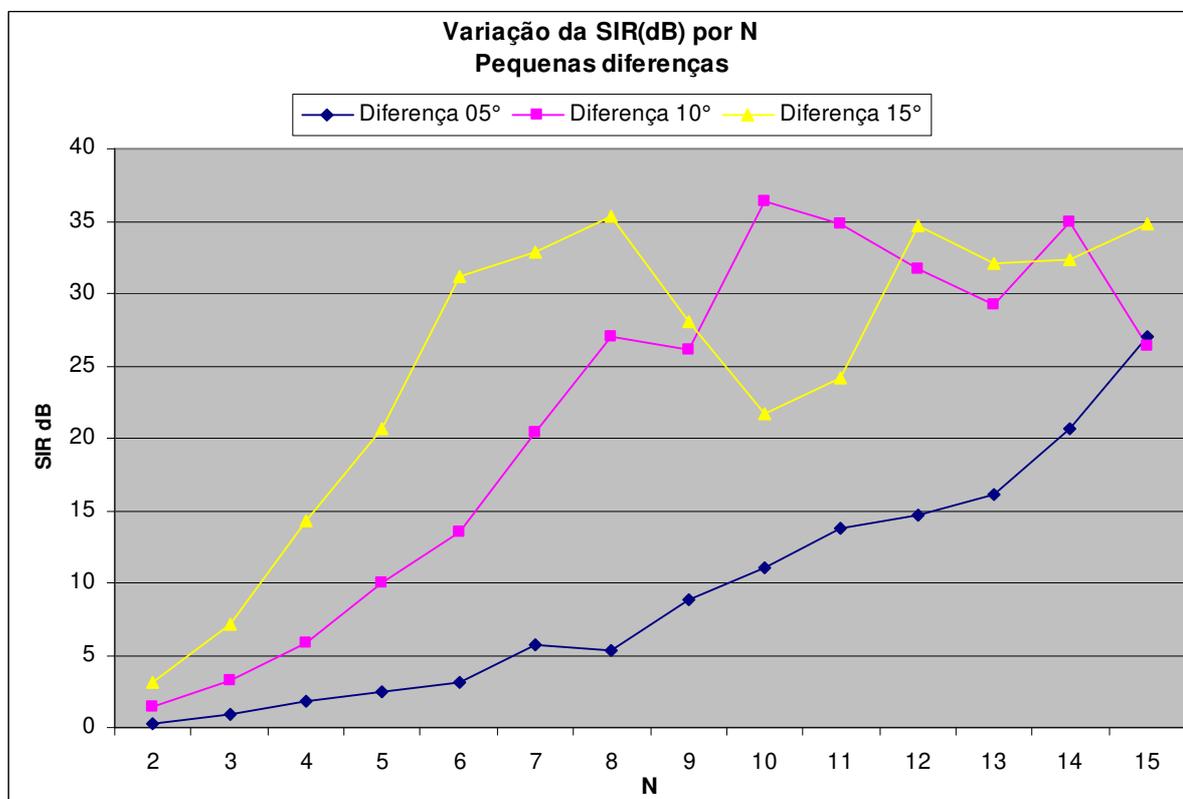


Figura 42 – Aumento de N e compensação da SIR e AoA's para pequenas diferenças.

O resultado do gráfico da Figura 42 leva a acreditar que quanto mais se aumenta o número de elementos melhor será o valor da SIR, ou seja o valor da SIR aumenta com o número de elementos.

Quando os sinais não incidem muito próximos, tem-se uma grande diferença de AoA entre os sinais. Admite-se que diferenças de mais de 20° entre a incidência do sinal desejado e do sinal não desejado seja considerado uma grande diferença.

O gráfico da Figura 43 mostra que: quanto mais os sinais são distantes em graus, mais variável é o valor da SIR. Deste modo, o valor da SIR melhora com o aumento do número de antenas. Contudo, quando a diferença de AoA entre os sinais é considerável, esta situação faz com que o aumento da SIR não seja mais proporcional ao aumento do número de elementos.

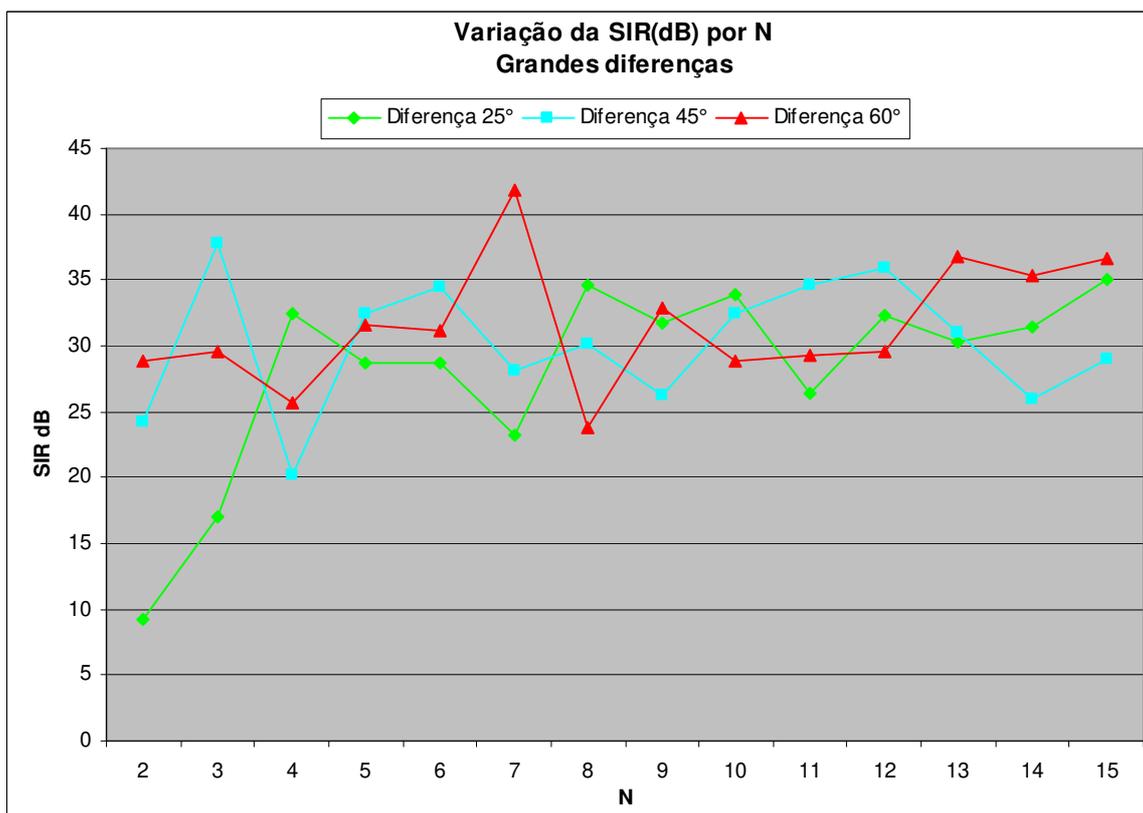


Figura 43 – Aumento de N e compensação da SIR com AoA's em grandes diferenças.

Nota-se deste modo, que a SIR para grandes diferenças de AoA varia em uma faixa de 10 dB. Isto é ruim para estes tipos de sistemas, pois uma otimização numa faixa de 3 dB se torna necessário.

Abaixo, é possível observar o gráfico da Figura 44 contendo pequenas e grandes defasagens entre AoA dos sinais incidentes. O número de elementos de antenas varia de 2 a 15 elementos e pode-se ver a influência do aumento de diferença entre ângulos de incidência AoA dos sinais.

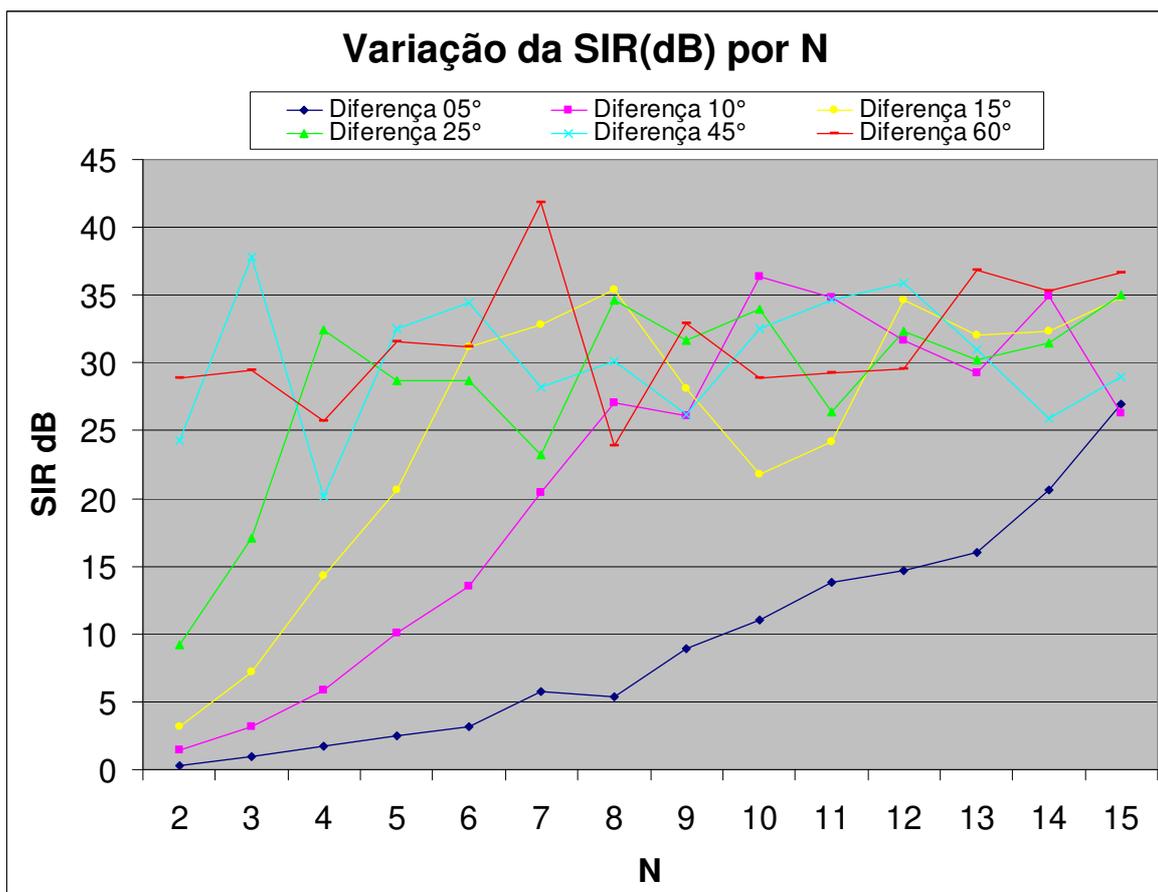


Figura 44 – Aumento de N para compensação da SIR e variação de AoA's completos.

Conclui-se nesses resultados que uma otimização para grandes diferenças dos ângulos de incidência dos sinais é desejável.

4.5 RESULTADO 05 – Variação do número de elementos N linear versus não linear.

Considerando a otimização do número de elementos de antenas, um fato importante a ser levantado é a quantidade de iterações a ser processada para que o sistema obtenha uma SIR ótima.

Dessa forma, quando é variada a quantidade de elementos do arranjo, para cada incremento necessita-se recalcular o diagrama de irradiação. Isto aumenta demasiadamente o processamento.

É possível variar o incremento de elementos do arranjo por um fator de $N=2^i$, onde i é o número de iterações. O gráfico deve exibir, então, em qual iteração se deve parar para que o sistema atinja a SIR mínima aceitável para o sistema de interesse.

Uma alternativa para isto seria plotar o gráfico do número de iterações versus a SIR. Para isto precisa-se considerar que o número máximo de elementos deva ser $N=32$.

Deve-se estabelecer que a SIR mínima a ser atingida é 30 dB. Neste caso, tem-se um sinal desejado incidindo a 0° e outro sinal interferência incidindo a 5° .

O cálculo começa quando o número de elementos do arranjo é igual a dois. Este é o mínimo de elementos que deve haver para se obter um arranjo. Desse modo, é preciso incrementar um a um o número de elementos do arranjo de antenas.

Na Figura 45, tem-se um gráfico onde está representado o valor da SIR em Decibel versus o número de elementos de um arranjo. Notar que os sinais desejado e interferência estão distantes de 5° um do outro sendo o sinal desejado que incide em 0° e sinal interferência incidindo a 5° . O espaçamento é da ordem: $d=\lambda/2$ ou 0,5 do comprimento de onda.

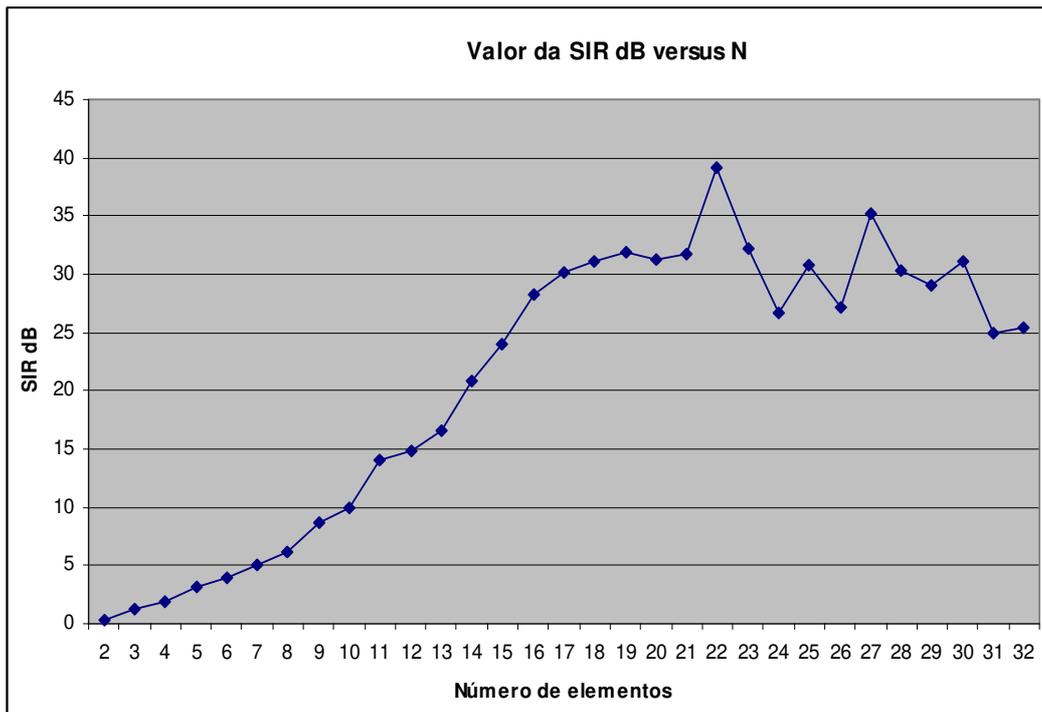


Figura 45 – SIR Versus N.

Agora é considerado o número de iterações quando se varia N um a um até se atingir a SIR mínima permitida no sistema. Lembrando: 30 dB. O gráfico está representado na Figura 46.

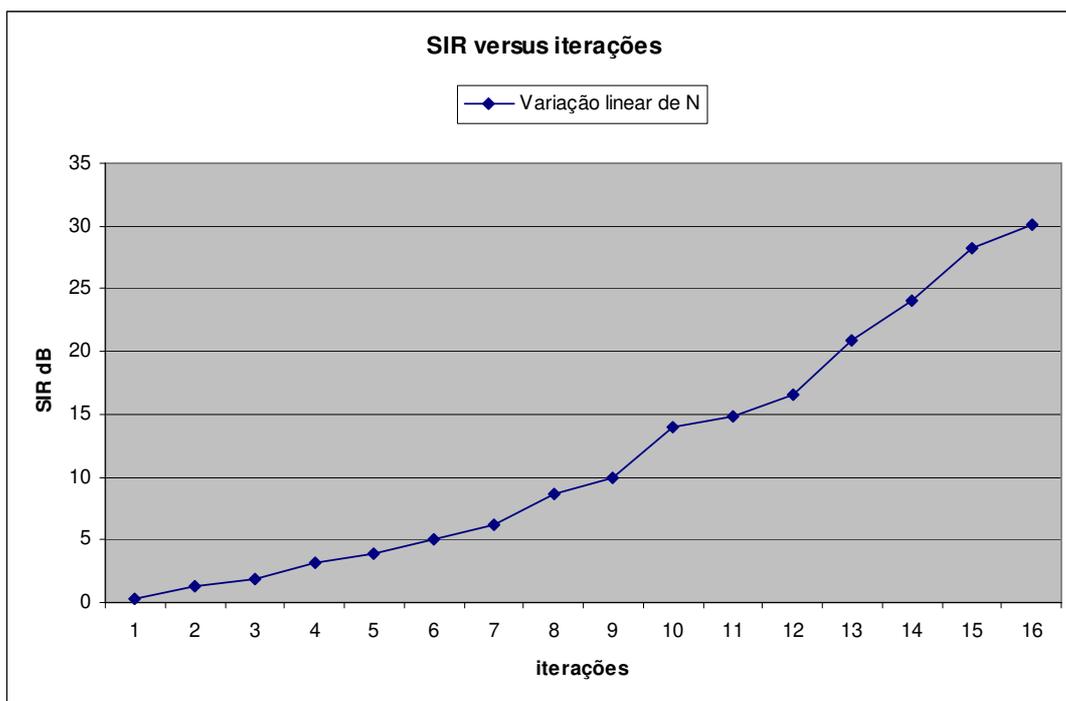


Figura 46 – SIR Versus N variação linear.

Nota-se que foram necessárias 16 iterações, ou seja, verificou-se que houve dezesseis ajustes na rotina para que se atingisse o valor esperado de 30 dB.

Agora, considera-se que o número de elementos de antenas a ser alcançado vale $N=2^i$, ou seja uma equação não linear. Como no gráfico anterior mostrado, SIR versus N , obteve-se o ponto ótimo em $N=17$ elementos, então $i=4$ iterações atingiria a faixa de tolerância aceitável de SIR, a saber 28,20 dB. O gráfico pode ser exibido agora.

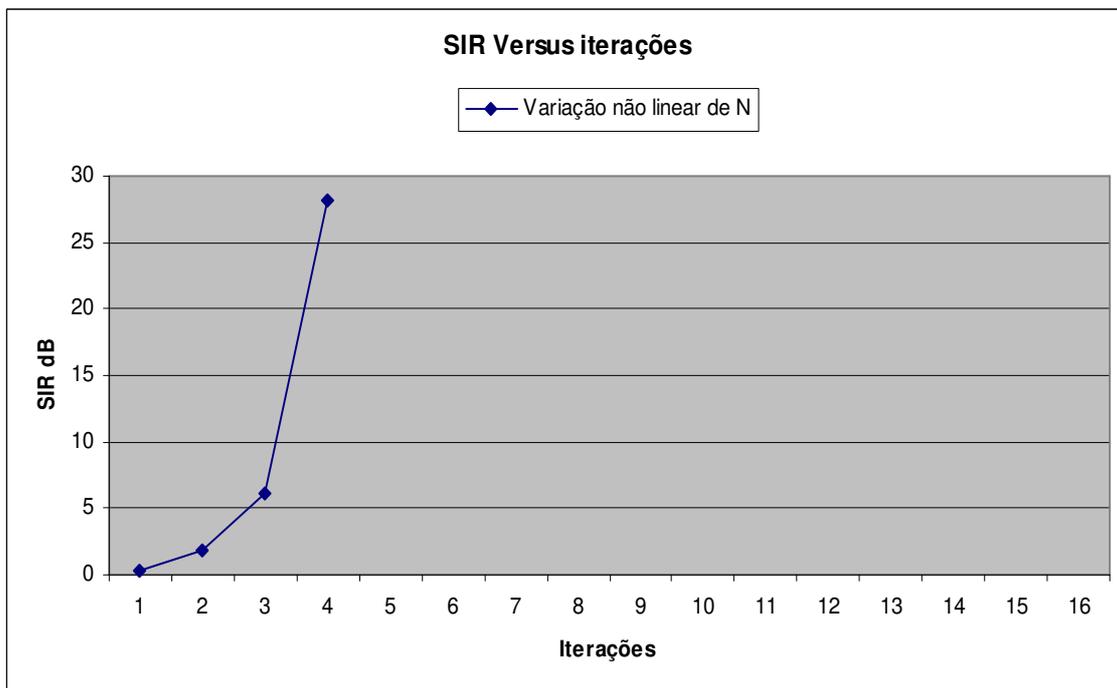


Figura 47 – SIR Versus N variação não linear.

Nota-se que o valor mínimo para a SIR devido as especificações é de 30 dB e que esta foi atingida na 4ª iteração

Para comparar a velocidade de convergência para o valor ótimo da SIR pode-se construir o gráfico abaixo com as duas formas de convergência: a linear que incrementa N de um a um e a não linear, desse modo foi escolhido uma função do tipo: $N=2^i$ ou ainda, $i = \log_2 N$ para ser usada no resultado.

Na Figura 48 tem-se duas curvas que representam os resultados obtidos nas figuras 46 e 47.

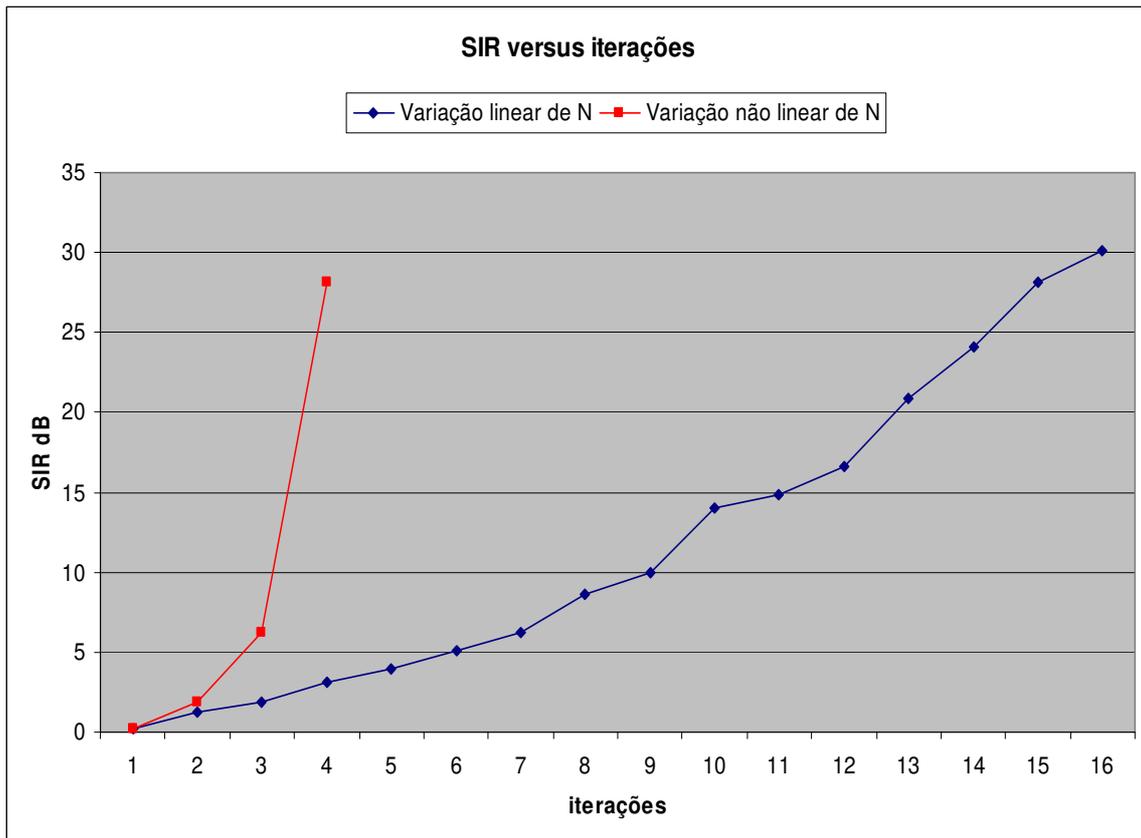


Figura 48 – SIR Versus N ambas variações.

Conclui-se que em 4(quatro) iterações com variação não linear do número de elementos chegou-se a atingir a SIR mínima requerida do sistema. De outro modo com a variação linear, atinge-se a SIR com 16(dezesseis) iterações.

Este resultado mostra que se pode economizar tempo de execução de rotinas e gasto de energia para tal devido à existência de poucas iterações.

Capítulo 5

5. CONCLUSÕES

Neste trabalho foram estudadas técnicas de *beamforming* em antenas inteligentes, e assim processos de eliminação de sinais de interferências. Algoritmos *beamforming* foram executados para diversas situações e tendo sido estimado o parâmetro SIR.

Esse parâmetro é a chave para o algoritmo se adaptar ao cenário. Considerando inicialmente o caso em que o sinal desejado incide muito próximo ao sinal de interferência, ou seja, a diferença entre os AoA's desses sinais é muito pequena, verificou-se que, com o aumento do número de antenas, a SIR aumentou o seu valor consideravelmente.

Gráficos de diagrama de irradiação foram mostrados para verificar o deslocamento do lóbulo principal quando existe interferência muito próxima ao sinal desejado. Isso acontece porque o sistema tenta garantir que a SIR seja o maior valor possível.

Para um segundo conjunto de resultados, mostrou-se que a distância dos elementos influencia no compromisso entre SIR e número N de elementos do arranjo. Desse modo o melhor resultado foi quando a separação entre elementos é de $d=3\lambda/4$ ou 0,75 do comprimento de onda. O resultado foi satisfatório para este valor; contudo o tamanho final do arranjo se tornaria muito grande. Dessa forma, dependendo da especificação do sistema, pode-se admitir uma distância entre os elementos igual a $d=\lambda/2$ ou 0,5 do comprimento de onda. Foram mostrados gráficos em coordenadas polares do diagrama de irradiação gerados pela configuração dos pesos dos elementos.

Para um terceiro conjunto de resultados, tratou-se de verificar onde o sistema teria o valor da SIR elevada, caso o cenário não permanecesse naquela região mas a defasagem entre o ângulo de incidência continuasse em 10° . Para isto manteve-se uma distância de 10° entre os sinais de interferência e o sinal desejado e fez-se variar a posição de ambos frente a um arranjo *End-Fire*. O melhor resultado nesse caso é quando os sinais nestas condições se aproximam do eixo z ou que para nosso caso é o 0° .

Na próxima seção de resultados, foi verificado os efeitos da variação linear do número de elementos de arranjo N para grandes diferenças de ângulos de incidência entre os sinais. Desse modo, inicialmente era previsto que o número de elementos fizesse aumentar a SIR. Contudo verificou-se que isto não é totalmente verdadeiro.

De acordo com os resultados obtidos, percebeu-se que quando os sinais estão mais afastados um do outro, a SIR às vezes diminui com o aumento do número de antenas. Isto é esperado em parte pois quando se tem sinais afastados um do outro o processo de eliminação de interferências é facilitado. Contudo, não se esperava que, o caso do com menos elementos pudesse, fornecer resultados mais satisfatórios que com muitos elementos do arranjo de antenas.

Um último resultado se dá quando se arrisca fazer otimização com o valor de N para melhoria da SIR. Nesse caso, tentou-se aproximar as rotinas para um processamento de DSP, por exemplo, para que o valor da SIR convergisse para um valor ótimo com o menor esforço computacional possível. Para isto, variou-se o número N de elementos do arranjo de forma linear e não linear com uma função $N=2^i$, onde i é o número de iterações.

Comprovando os resultados, verificou-se que, enquanto para o caso de variação linear, necessitou-se de 16 (dezesseis) iterações, o mesmo valor da SIR, para o caso não linear, foi obtido por apenas 4 (quatro) iterações.

REFERÊNCIAS

- [1] Radiowave propagation and smart antennas for wireless communications, j. Ramakrishna 2002 kluwer academic publishers new york, boston, dordrecht, london, Moscow
- [2] Enhancing the Performance of Ad Hoc Wireless Networks with Smart Antennas, B. Somprakash, R. Siuli, U.Tetsuro, Published in 2006 by Auerbach Publications Taylor & Francis Group;
- [3] Interferência Eletromagnética, Durval Sanches, 1ª Ed., Interciência, Rio de Janeiro, BR, 2003
- [4] **fonte:** *Scientific American*, julho 2003 volume 289, número 1] Smart Antennas – they know where you are.
- [5] Silva, Leonardo Wayland Torres. Otimização do controle eletrônico do diagrama de irradiação de arranjos de antenas usando algoritmos genéticos com codificação real / Leonardo Wayland Torres silva - Natal [RN], 2006.
- [6] DSP Applications using C and The TMS320C6x DSK, Chassaing R, Copyright © 2002 by John Wiley & Sons, Inc. (2002)
- [7] Smart antenna engineering, El Zooghby, Ahmed, (Artech House mobile communications series), 2005 ARTECH HOUSE, INC.
- [8] Introduction to Electromagnetic Compatibility, C. R. Paul, 3ª ed., Wiley & Sons, NY, USA, 1992.
- [9] Smart Antennas for Wireless Communications With MATLAB, F. B. Gross, Copyright © 2005 by The McGraw-Hill Companies, Inc

[10] Adaptive array measurements in communications, M. A. Halim, Artec house, 2001

ANEXOS

Anexo 01 - Circuitos beamforming: (com diagramas)

Circuito #01:

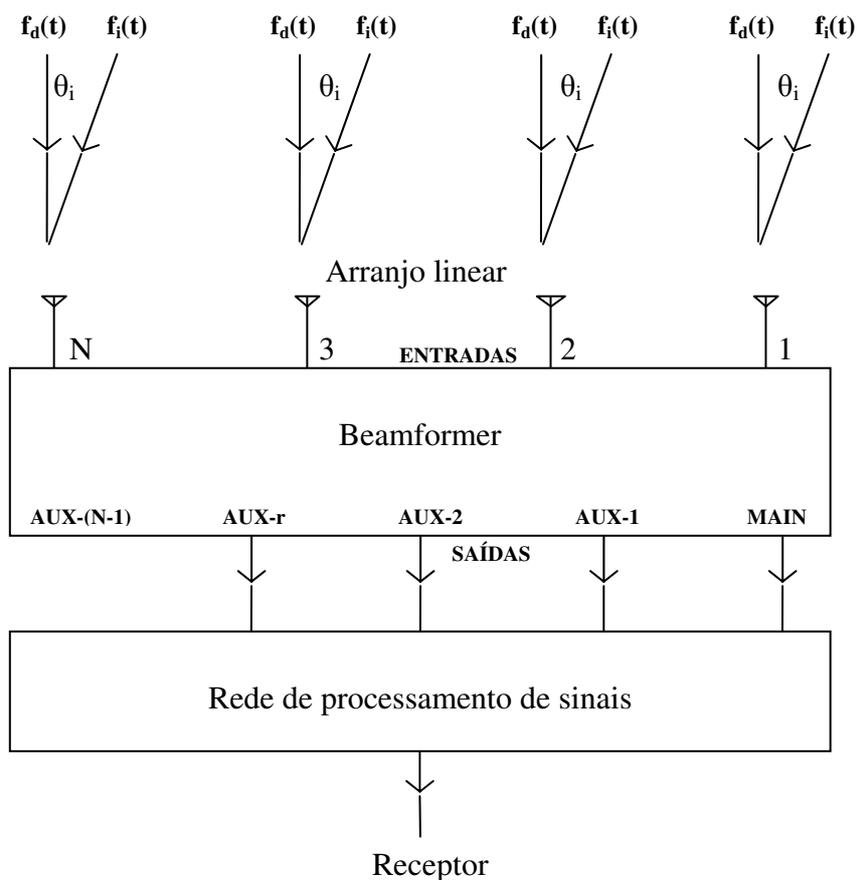


Figura 49 – Sistema típico com duas fontes de sinal e múltiplas saídas do *beamformer*.

Circuito #02:

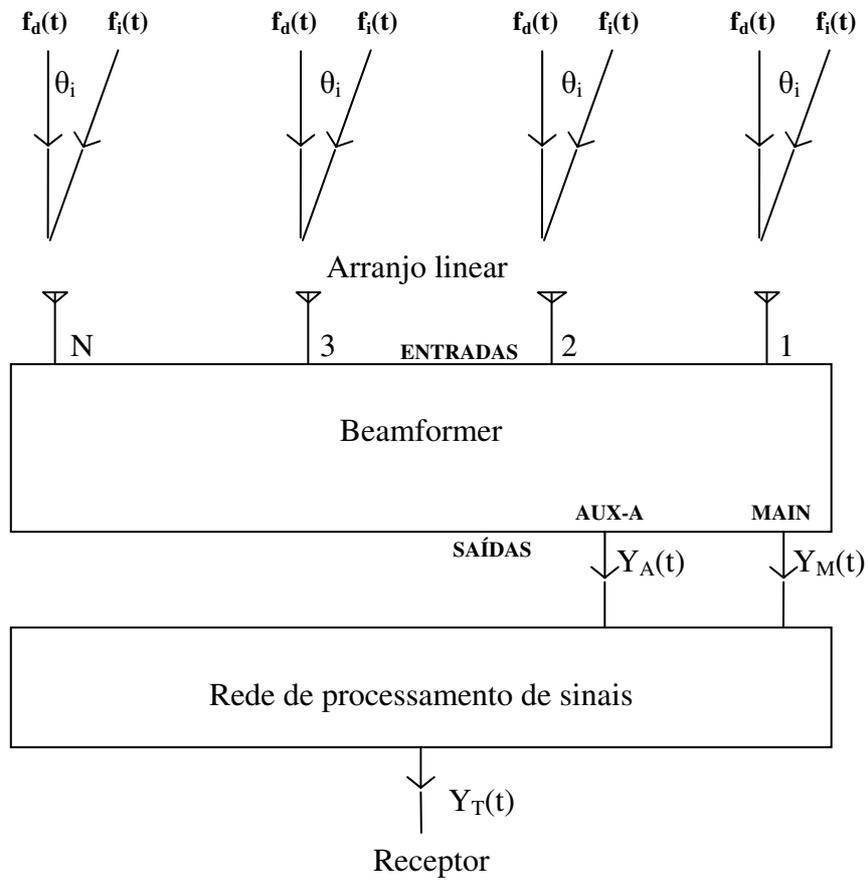


Figura 50 – Sistema típico com duas fontes de sinal e duas saídas do *beamformer*.

Circuito #03:

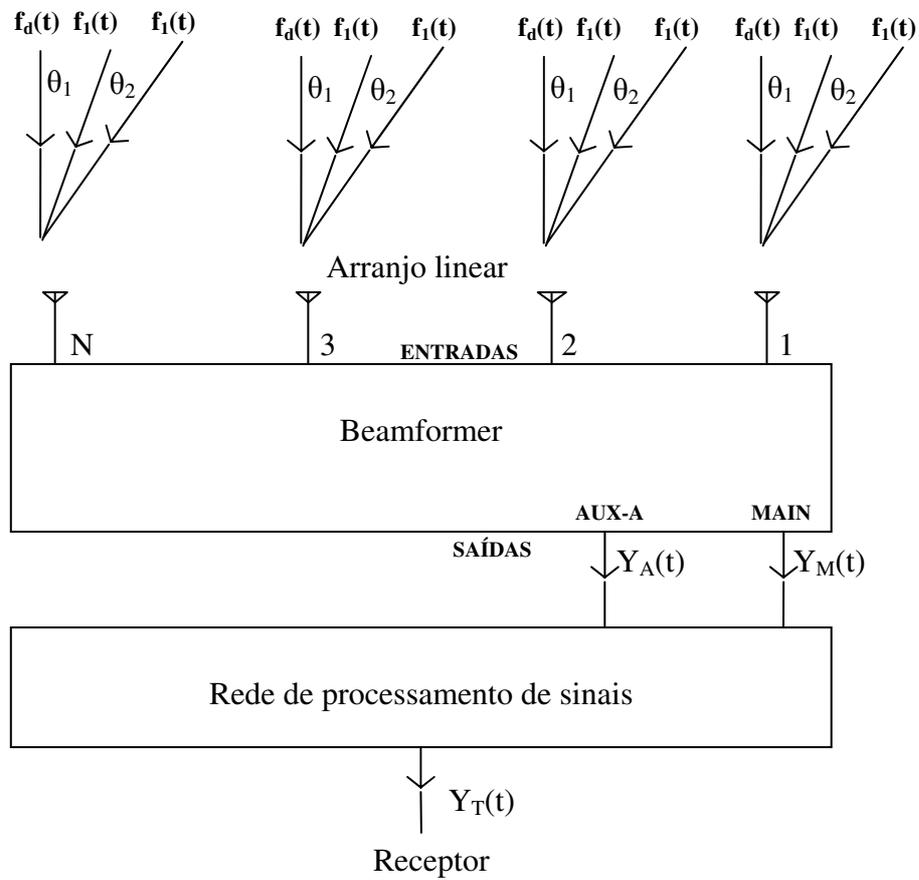


Figura 51 – Sistema típico com Três fontes de sinal $f_s(t)$ e duas saídas do *beamformer*.

Circuito #04:

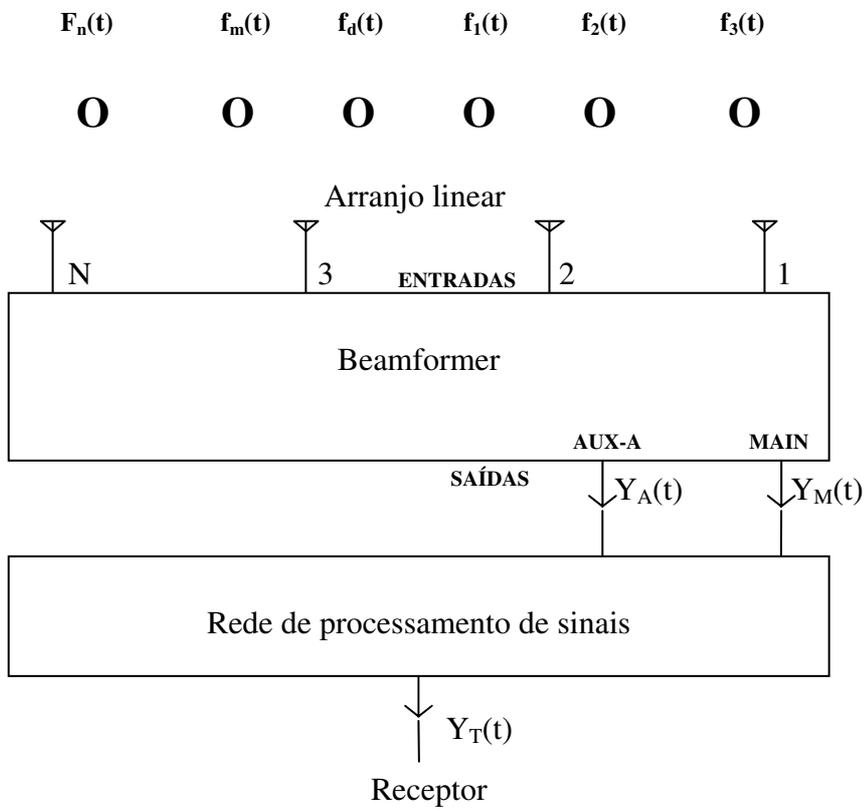


Figura 52 – Sistema típico com múltiplas fontes de sinal e duas saídas do *beamformer*.

Anexo 02 – Algoritmos beamforming: Códigos

Rotina #01

```
%----- Givens -----%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% LMS Algorithm
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

d = .5; % element spacing in terms of wavelength d = lambda/2
N = input(' How many element do you want in uniform linear array? ');
% number of elements in array
N=5;
thetaS = input(' What is the desired users AOA (in degrees)? ');
thetaI = input(' What is the interferers AOA(in degrees)? ');
%----- Desired Signal & Interferer -----%
T=1E-3;
t=(1:100)*T/100;
it=1:100;
S=cos(2*pi*t/T);
thetaS = thetaS*pi/180; % desired user AOA
I = randn(1,100);
thetaI = thetaI*pi/180; % interferer AOA

%- Create Array Factors for each user's signal for linear array ---%

vS = []; vI = [];
i=1:N;
vS=exp(1j*(i-1)*2*pi*d*sin(thetaS)).';
vI=exp(1j*(i-1)*2*pi*d*sin(thetaI)).';

%----- Solve for Weights using LMS -----%

w = zeros(N,1); snr = 10; % signal to noise ratio
X=(vS+vI);
Rx=X*X';
mu=1/(4*real(trace(Rx)))
%mu = input('What is step size?')
wi=zeros(N,max(it));
for n = 1:length(S)
    x = S(n)*vS + I(n)*vI;
    %y = w*x.';
    y=w'*x;

    e = conj(S(n)) - y; esave(n) = abs(e)^2;
    % w = w +mu*e*conj(x);
    w=w+mu*conj(e)*x;
    wi(:,n)=w;
    yy(n)=y;
end
w = (w./w(1)); % normalize results to first weight
```

```

%----- Plot Results -----%

theta = -pi/2:.01:pi/2;
AF = zeros(1,length(theta));

% Determine the array factor for linear array

for i = 1:N
    AF = AF + w(i)' .* exp(1j*(i-1)*2*pi*d*sin(theta));
end

figure
plot(theta*180/pi,abs(AF)/max(abs(AF)),'k')
xlabel('AOA (deg)')
ylabel('|AF_n|')
axis([-90 90 0 1.1])
%set(gca,'xtick',[-90 -80 -70 -60 -50 -45 -40 -35 -30 -25 -20 -15 -10
0 10 15 20 25 30 35 40 45 50 60 70 80 90])
set(gca,'xtick',[-90 -80 -70 -60 -50 -40 -30 -20 -10 0 10 15 20 30
40 50 60 70 80 90])

grid on

figure;
plot(it,S,'k',it,yy,'k--')
xlabel('No. of Iterations')
ylabel('Signals')
legend('Desired signal','Array output')

disp('%-----%')
disp(' ')
disp([' The weights for the N = ',num2str(N),' ULA are:'])
disp(' ')
for m = 1:length(w)
    disp([' w',num2str(m),' = ',num2str(w(m))])
end
disp(' ')

figure;plot(it,abs(wi(1,:)),'kx',it,abs(wi(2,:)),'ko',it,abs(wi(3,:)),'ks',it,abs(wi(4,:)),'k+',it,abs(wi(5,:)),'kd','markersize',2)
xlabel('Iteration no.')
ylabel('|weights|')
figure;plot(it,esave,'k')
xlabel('Iteration no.')
ylabel('Mean square error')

```

Rotina #02

```
%----- Givens -----%

%%%%%%%%%%%%%%
%% LMS Algorithm
%%%%%%%%%%%%%%

disp('Nova execução');

d = .5; % element spacing in terms of wavelength d = lambda/2

Ni = input('Numero inicial de antenas?')
Nf = input('Numero final de antenas?')

for N=Ni:Nf
    d = .5; % element spacing in terms of wavelength d = lambda/2
    thetaS = 0;
    thetaI = 5;

%----- Desired Signal & Interferer -----%
    T=1E-3;
    t=(1:100)*T/100;
    it=1:100;
    S=cos(2*pi*t/T);
    thetaS = thetaS*pi/180; % desired user AOA
    I = randn(1,100);
    thetaI = thetaI*pi/180; % interferer AOA

    %- Create Array Factors for each user's signal for linear array -%

    vS = []; vI = [];
    i=1:N;
    vS=exp(1j*(i-1)*2*pi*d*sin(thetaS)).';
    vI=exp(1j*(i-1)*2*pi*d*sin(thetaI)).';

%----- Solve for Weights using LMS -----%
    w = zeros(N,1); snr = 10; % signal to noise ratio
    X=(vS+vI);
    Rx=X*X';
    mu=1/(4*real(trace(Rx)));
    %mu = input('What is step size?')
    wi=zeros(N,max(it));
    for n = 1:length(S)
        x = S(n)*vS + I(n)*vI;
        %y = w*x.';
        y=w'*x;

        e = conj(S(n)) - y; esave(n) = abs(e)^2;
        % w = w +mu*e*conj(x);
        w=w+mu*conj(e)*x;
        wi(:,n)=w;
        yy(n)=y;
    end
    w = (w./w(1)); % normalize results to first weight

%----- Plot Results -----%
```

```

theta = -pi/2:.01:pi/2;
AF = zeros(1,length(theta));

% Determine the array factor for linear array

for i = 1:N
    AF = AF + w(i)' .*exp(1j*(i-1)*2*pi*d*sin(theta));
end

AFSd = 0;%zeros(1,length(theta));
for i = 1:N
    AFSd = AFSd + w(i)' .*exp(1j*(i-1)*2*pi*d*sin(thetaS));
end

AFSi = 0;%zeros(1,length(theta));
for i = 1:N'
    AFSi = AFSi + w(i)' .*exp(1j*(i-1)*2*pi*d*sin(thetaI));
end
N;
SIRdB = 10*log10(abs(AFSd)/abs(AFSi));
disp(N)
disp(SIRdB)
clear all
end
% figure
% plot(theta*180/pi,abs(AF)/max(abs(AF)), 'k')
% xlabel('AOA (deg)')
% ylabel('|AF_n|')
% axis([-90 90 0 1.1])
% set(gca,'xtick',[-90 -80 -70 -60 -50 -45 -40 -35 -30 -25 -20 -15 -10
0 10 15 20 25 30 35 40 45 50 60 70 80 90])
% grid on
%
% figure;
% plot(it,S,'k',it,yy,'k--')
% xlabel('No. of Iterations')
% ylabel('Signals')
% legend('Desired signal','Array output')
%
% disp('%-----%')
% disp(' ')
% disp([' The weights for the N = ',num2str(N),' ULA are:'])
% disp(' ')
% for m = 1:length(w)
%     disp([' w',num2str(m),' = ',num2str(w(m))])
% end
% disp(' ')
%
%
figure;plot(it,abs(wi(1,:)), 'kx',it,abs(wi(2,:)), 'ko',it,abs(wi(3,:)),
'ks',it,abs(wi(4,:)), 'k+',it,abs(wi(5,:)), 'kd','markersize',2)
% xlabel('Iteration no.')
% ylabel('|weights|')
figure;plot(it,esave,'k')
% xlabel('Iteration no.')
% ylabel('Mean square error')

```

Branco