

Antenas Inteligentes : Um Estudo sobre Conceitos e Propostas de Aplicações

Fabício Gerônimo Simões Silva

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus I como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre no domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Informação

Marcelo Sampaio de Alencar, Ph.D.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Fabício Gerônimo Simões Silva, Maio de 2003

Dedicatória

Dedico esta dissertação aos meus pais, José Gerônimo da Silva Filho e Maria do Socorro Simões Silva, aos meus irmãos, Henrique e Lourival e à minha namorada Ana Paula.

Agradecimentos

- Aos meus pais, José Gerônimo da Silva Filho e Maria do Socorro Simões Silva, pelo amor e apoio;
- À minha namorada Ana Paula, pelo amor e pela compreensão em todos os momentos em que nós não fizemos o que mais prezamos, estarmos juntos;
- Ao professor Marcelo Sampaio de Alencar, pela sua amizade e postura profissional como professor e orientador, indispensáveis ao desenvolvimento dessa dissertação de mestrado;
- Aos meus amigos Manoel, Suzana, Augusto, Cal, Ana Paula, Gecildo, Bruna, Meson e Herinho, pelos bons momentos de entretenimento e apoio constante;
- Aos colegas Waslon, Juraci e Edmar, pelas sugestões e pela disponibilidade para elucidar dúvidas e principalmente a Wamberto, pelas discussões indispensáveis ao desenvolvimento dessa dissertação de mestrado;
- Aos amigos da graduação e pós-graduação: Danilo, Gustavo Arruda, Ana Maria, Marcelo Lucena, Protássio, Suzete, Anna Karina, Felipe, Gonzaga, Marcílio, Kleber, Danielle, Cristiane, Robinho, Garapinha e Pink Floyd, pela amizade e companheirismo;
- Ao pessoal do LABCOM: Walter e Ronaldo;
- Aos demais professores do DEE-UFMG;
- À CAPES pelo apoio financeiro;

Resumo

Este trabalho apresenta a teoria de arranjos circulares e lineares e propõe um método para geração dos coeficientes de excitação dos elementos do arranjo linear, o uso do arranjo circular no cancelamento de interferência pelo método de autoanálise e o uso deste método na equalização espacial de sinais provenientes de múltiplos percursos. Na primeira, discute-se o uso de coeficientes de excitação modelados por uma variável aleatória uniforme e sua eficiência é comparada com os métodos baseados no uso de coeficientes binomiais e de coeficientes de Dolph-Tschebyscheff. A segunda técnica aborda o uso de arranjos circulares num sistema de cancelamento de interferência usando o método de autoanálise. Esta técnica mostra resultados mais promissores quando comparada ao uso do método de autoanálise em arranjos lineares mesmo com um número menor de elementos. A terceira aplica o método de autoanálise na redução dos efeitos causados pela propagação de sinais por um canal com múltiplos percursos, denominado equalização espacial. Antes de começar o estudo sobre equalização espacial há uma revisão sobre o canal direcional, avaliando a influência dos parâmetros espaciais do canal sobre a autocorrelação e densidade espectral de potência do canal e sobre a densidade de probabilidade da frequência Doppler.

Abstract

This work discusses the theory of linear and circular antenna arrays and proposes a method to generate the array excitation coefficients, the use of circular arrays in interference cancellation, using the eigenanalysis method, and the use of this method in the spatial equalization of signals arriving from multipaths. The second proposal involves the use of circular arrays in a interference cancellation system using the eigenanalysis method. This proposal shows results more efficient when compared to use of the eigenanalysis method in linear arrays, even for a small number of elements. The third proposal applies the eigenanalysis method in the reduction of the effects caused by signal propagation for a channel with multipaths. This proposal is referred as spatial equalization. Introducing the study of spatial equalization, there is a review on directional channel models, evaluating the influence of the spatial parameters on the autocorrelation and power spectral density of the channel and on the Doppler frequency density.

Lista de Símbolos e Abreviaturas

- $\mathbf{a}(\theta, \phi)$ - Vetor de direcionamento
 a_n - Amplitude dos coeficientes de excitação
AWGN - Ruído gaussiano branco aditivo
 B - Largura de banda
 B_s - Largura de banda do símbolo
BER - Taxa de erro de bit
 β - Fase dos coeficientes de excitação
C - Matriz de Pré-processamento Espacial
CDMA - *Code division multiple access*
CMA - *Constant Modulus Algorithm*
CPFSK - *Continuous phase frequency shift keying*
 d - Distância entre os elementos do arranjo linear
D - Matriz de direcionamento dos sinais desejados e indesejados
 \mathbf{D}_i - Matriz de direcionamento dos sinais indesejados (interferentes)
 \mathbf{D}_d - Matriz de direcionamento dos sinais desejados
DEP - Densidade espectral de potência
ERB - Estação Radiobase
ETSI - *European Telecommunications Standards Institute*
 \mathbf{E}_n - Matriz de autovetores do subespaço do ruído
 \mathbf{E}_i - Matriz de autovetores do subespaço da interferência
 $F_a(\theta, \phi)$ - Fator de arranjo
 $\overline{F}_a(\theta, \phi)$ - Fator de arranjo médio
 f_D - Frequência Doppler
 $f_{D,max}$ - Frequência Doppler máxima
 f_0 - Largura de banda de coerência do canal

FSK - *Frequency-shift keying*
g - Vetor de ganho dos sinais desejados
 G_a - Ganho do arranjo
GMSK - *Gaussian minimum-shift keying*
GSM - (*Global System for Mobile Communications*)
ISI - Interferência inter-simbólica
 k - Constante de propagação da fase
 L - Número de percursos (ou linhas de atraso) do canal
 λ - Comprimento de onda
MSK - *Minimum-shift-keying*
 M - Número de elementos do arranjo
 $\mathbf{n}(t)$ - ruído AWGN
 $n_w(t)$ - ruído AWGN ponderado pelo vetor de pesos
PAM - *Pulse amplitude modulation*
 ϕ - Ângulo azimute de chegada
 ϕ_l - Ângulo de chegada do l -ésimo percurso
 ϕ_n - Posição angular dos elementos no arranjo circular
 ϕ_0 - Ângulo de posicionamento do círculo de difusores
QPSK - *Quaternary phase-shift keying*
 r - Raio do arranjo circular
 \mathbf{R} - Matriz de correlação espacial
 $R_h(\sigma)$ - Autocorrelação do canal
 \mathbf{R}_i - Matriz de correlação espacial dos sinais indesejados
 \mathbf{R}_n - Matriz de correlação espacial do ruído
 \mathbf{S} - Matriz de covariância dos sinais desejados e indesejados
 S_d - Número de sinais desejados
 S_ϕ - Dispersão angular do ângulo de azimute
 σ_{F_a} - Desvio padrão do fator de arranjo
 σ_τ - Desvio padrão do atraso
 $S_h(f)$ - Densidade espectral de potência do canal
 S_i - Número de sinais indesejados
 $S_s(w)$ - Densidade espectral de potência do sinal transmitido
 $S_y(w)$ - Densidade espectral de potência do sinal de saída do arranjo

SDMA - *Space division multiple access*
 SNR_i - Relação sinal-ruído de entrada
 SNR_o - Relação sinal-ruído de saída
 τ - Atraso de percurso
 θ - Ângulo de elevação de chegada
 T_m - Excesso de atraso máximo
 T_s - Tempo de símbolo
 $\mathbf{x}(t)$ - Sinal de entrada do receptor
WCDMA - *Wideband code division multiple access*
 \mathbf{w} - Vetor de pesos do arranjo
 w_o - Frequência angular da portadora
 $y(t)$ - Sinal de saída do arranjo

Lista de Figuras

2.1	Classificação dos arranjos quanto a sua geometria	6
2.2	Arranjo linear com dois elementos.	7
2.3	Análise do arranjo considerando observações na sua região de campo próximo e campo distante.	8
2.4	Posição no espaço dos elementos do arranjo.	9
2.5	Efeito da incidência da onda plana sobre o arranjo de antenas.	10
2.6	Arranjo linear com $2M$ e $2M + 1$ elementos.	12
2.7	Triângulo de Pascal.	13
2.8	Fator de arranjo usando coeficientes binomiais e 10 elementos.	14
2.9	Fator de arranjo usando os coeficientes de Dolph-Tschebyscheff, 10 elementos e espaçamentos, $\lambda/2$ e $\lambda/4$	18
2.10	Arranjo circular.	18
2.11	Fator de arranjo médio considerando 10 elementos e espaçamentos, $\lambda/2$, $\lambda/4$ e $\lambda/6$	23
2.12	Comparação entre o uso de coeficientes aleatórios ($a_n \sim U[5, 10]$) e o uso dos coeficientes binomiais, considerando um arranjo com 10 elementos e $d = \lambda/2$	23
2.13	Comparação entre o uso de coeficientes aleatórios ($a_n \sim U[5, 10]$) e os coeficientes de Dolph-Tschebyscheff, considerando um arranjo com 10 elementos e $d = \lambda/2$	24
2.14	Fator de arranjo considerando $a_n \sim U[5, 10]$ e $d = \lambda/2$	26
2.15	Fator de arranjo considerando $a_n \sim U[5, 7]$ e $d = \lambda/2$	26
3.1	Arranjo Linear Uniforme.	29
3.2	Fluxograma de implementação do método de autoanálise.	35
3.3	Autoanálise considerando o uso de pré-processamento espacial.	36

3.4	Resultado de simulação do método de autoanálise considerando um arranjo com 9 elementos.	41
3.5	Resultado de simulação considerando um ângulo desejado muito próximo dos ângulos interferentes. Verifica-se uma redução da atenuação aplicada aos sinais indesejados.	41
3.6	Desempenho do método de autoanálise considerando o aumento do número de elementos.	42
3.7	Arranjo Circular com M elementos e raio r	43
3.8	Avaliação do desempenho do método de autoanálise considerando duas configurações de arranjo, linear e circular.	44
3.9	Avaliação do desempenho do método de autoanálise considerando duas configurações de arranjo, linear e circular.	45
3.10	Ganho (G_a) do arranjo considerando ângulo desejado próximo aos ângulos indesejados.	46
3.11	Ganho (G_a) do arranjo com 10 elementos e $kr = 10$	46
3.12	Simulação do método de autoanálise considerando um número grande de fontes indesejadas.	47
4.1	Efeitos do desvanecimento em pequena escala.	52
4.2	Espalhamento temporal no domínio do tempo e da frequência.	53
4.3	Modelo geométrico do canal.	58
4.4	Estrutura de recepção.	59
4.5	Comportamento da densidade de probabilidade da variável aleatória f_D), considerando quatro valores de dispersão angular, ângulo ϕ_o igual a 0° e frequência Doppler máxima igual a 100Hz.	65
4.6	Comportamento da densidade de probabilidade da variável aleatória f_D , considerando o ângulo ϕ_o igual a 0° , 45° , 75° e 90° , dispersão angular igual a 80° e frequência Doppler máxima igual a 100Hz.	65
4.7	Autocorrelação do canal para diferentes valores de dispersão angular, frequência Doppler máxima igual a 100Hz e ângulo ϕ_o igual a 0°	67
4.8	Autocorrelação do canal para diferentes valores de dispersão angular, frequência Doppler máxima igual a 100Hz e ângulo ϕ_o igual a 45°	67

4.9	Autocorrelação do canal para diferentes valores de frequência Doppler, dispersão angular igual a 80° e ângulo ϕ_o igual a 0°	68
4.10	Autocorrelação do canal para diferentes valores de frequência Doppler, dispersão angular igual a 20° e ângulo ϕ_o igual a 0°	68
5.1	Diagrama de simulação em bloco.	74
5.2	Redução da seletividade em frequência do canal com o uso de antenas inteligentes.	78
5.3	Efeito da Equalização Espacial sobre a densidade espectral de potência do sinal recebido para três valores de atenuação, 0dB, -10dB e -30dB.	78
5.4	Análise da equalização espacial de um quadro de bits.	79
5.5	Desempenho da equalização espacial considerando a dispersão angular do canal direcional igual a 30 e 70 graus	80
A.1	Pulso $g(t)$ e $q(t)$	85
A.2	Sinal GMSK no domínio do tempo.	87

Lista de Tabelas

3.1	Vetor de pesos gerados pelo método de autoanálise com $M = 5$ elementos e $kr = 15$	48
3.2	Vetor de pesos gerados pelo método de autoanálise com $M = 9$ elementos e $kr = 15$	48
5.1	Atrasos de percurso.	77

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Motivação	2
1.2	Objetivos da Dissertação	4
1.3	Organização da Dissertação	4
2	Arranjo de Antenas	5
2.1	Introdução	5
2.2	Arranjos de Antenas	6
2.2.1	Abordagem Usando um Arranjo Linear com Dois Elementos	7
2.3	Arranjo Linear de Antenas	11
2.3.1	Métodos Clássicos para Geração de Coeficientes de Excitação	12
2.4	Arranjos Circulares	17
2.5	Geração Aleatória dos Coeficientes de Excitação	19
2.5.1	Resultados de Simulação	22
2.6	Conclusão	27
3	Método de Autoanálise	28
3.1	Introdução	28
3.2	Método de Autoanálise Aplicado a Arranjos Lineares	29
3.2.1	Pré-processamento da Matriz de Correlação Espacial	34
3.3	Resultados de Simulação do Arranjo Linear	40
3.4	Método de Autoanálise Aplicado a Arranjos Circulares	42
3.5	Resultados de Simulação do Arranjo Circular	43
3.6	Conclusão	49

4	Canal Direcional	50
4.1	Introdução	50
4.2	Canal: Conceitos Básicos	51
4.2.1	Espalhamento Temporal	52
4.2.2	Variação no Tempo do Canal	55
4.3	Abordagem Matemática do Canal Direcional	56
4.4	Resultados	64
4.5	Conclusão	69
5	Equalização Espacial Usando o Método de Autoanálise	70
5.1	Introdução	70
5.2	Estudo sobre a Equalização Espacial	71
5.3	Uso do Método de Autoanálise na Equalização Espacial	73
5.4	Resultados de Simulação	76
5.5	Conclusão	81
6	Conclusão	82
6.1	Perspectivas para Trabalhos Futuros	83
A	Modulação GMSK	84

Capítulo 1

Introdução

O desenvolvimento tecnológico do setor de telecomunicações em conjunto com um mercado em expansão e exigente quanto à busca de sistemas mais confiáveis, mais rápidos e de baixo custo tornam a pesquisa nesse setor um grande desafio. O engenheiro de telecomunicações convive com o cumprimento de uma atividade desafiadora: garantir a maior taxa de transmissão de dados com a menor largura de banda possível.

Os sistemas de comunicações móveis estão entre os ramos do setor de telecomunicações que mais crescem e, portanto, são responsáveis por um número grande de pesquisas que visam promover a oferta de melhores serviços de comunicação de voz e dados. Entretanto, o aumento na taxa de transmissão de dados é impedida pelas sérias degradações impostas ao sinal transmitido pelo canal.

Os canais de comunicações móveis apresentam sérios problemas devido à mobilidade do terminal móvel e à presença de obstáculos como prédios, árvores, entre outras obstruções, típicas de um ambiente urbano. A existência desses problemas limita, consideravelmente, a taxa de transmissão do sistema, prejudicando o seu uso como terminal de acesso a redes de comunicação de dados.

O desempenho do celular como terminal de dados depende de uma considerável melhora na taxa de transmissão. O estudo de técnicas para aumentar a taxa de transmissão é objetivo, atualmente, de um grande número de trabalhos de pesquisa publicados na literatura especializada. Boa parte desses trabalhos propõe inovações na equalização do canal, nos algoritmos de detecção, nos codificadores de canal, enfim, novos esquemas de recepção. Os arranjos de antenas trazem aplicações interessantes nessa área.

Os arranjos de antenas surgem como uma alternativa para o aumento da taxa de trans-

missão de dados. Apesar de receber críticas quanto ao seu custo e pelo uso de técnicas de processamento digital de sinais mais rápidas, as suas aplicações amplamente discutidas na literatura e em congressos realizados no Brasil e no exterior, mostram resultados promissores.

1.1 Motivação

A busca por sistemas de comunicações mais eficientes impulsiona o desenvolvimento de códigos mais eficazes, de um esquema de modulação mais eficiente, de novas técnicas de equalização temporal, entre outros sistemas, justamente com o objetivo de aumentar o desempenho dos receptores digitais. Entretanto, dentro deste contexto, a antena sempre se comportou como um elemento passivo, sem participar do processo de recuperação do sinal recebido.

Com o advento dos arranjos de antenas um novo significado foi atribuído à antena, o seu uso como um elemento ativo no processo de recepção e transmissão do sinal. Esta nova aplicação é obtida com o uso de um grupo de antenas (ou elementos) dispostas numa geometria pré-definida em que o campo eletromagnético de cada antena é combinado para produzir ganhos maiores (maior diretividade) do que as antenas convencionais (com um único elemento)[1]. Impulsionado por esta vantagem, as pesquisas sobre arranjos de antenas começaram na década de 1950 [2], mas o seu uso era inviável devido ao seu alto custo de implementação. Entretanto, ao longo do tempo, o processamento digital de sinais foi barateado e novos algoritmos tornaram o uso dessa tecnologia possível [3], [4] e [5], com bons resultados e prognósticos promissores que justificam o seu uso em sistemas celulares [6].

O arranjo de antenas ainda permite controlar eletronicamente o seu padrão de irradiação de modo que o arranjo possa se adaptar às variações de comportamento do canal. Essa característica permitiu a construção de arranjos cujo comportamento se adapta às necessidades momentâneas do sistema, chamados de **Antenas Inteligentes** (*Smart Antennas*)[5]. O uso desta tecnologia foi incorporado aos sistemas de terceira geração (3G) devido à demanda por uma taxa de transmissão de dados adequada aos serviços de Internet e multimídia. Na referência [5] é sugerido o uso desta tecnologia como técnica de minimização dos problemas associados à implementação do WCDMA (CDMA em banda larga). Nos Estados Unidos existe uma aplicação conhecida por E911 que consiste no uso de arranjos de antenas num sistema de localização de chamadas 911 realizadas por telefones celulares [7].

O controle adaptativo do padrão de irradiação induz à geração de uma classe especial

de aplicações como Cancelamento de Interferência , Equalização Espacial e SDMA (*Space Division Multiple Access*)[5], [8] e [3].

O cancelamento de interferência é baseado na capacidade de filtragem espacial do arranjo de antenas. Com o conhecimento do ângulo de chegada dos sinais interferentes (ângulos indesejados) sobre o arranjo de antenas, o algoritmo de controle das antenas pode produzir nulos no padrão de irradiação do arranjo nos ângulos indesejados. Esta capacidade de cancelamento de interferência pode ser usada na redução da interferência co-canal [9]. O algoritmo usado para controlar as antenas na referência [9] e objeto de estudo deste trabalho é o método de autoanálise. Este método tem sido extensivamente usado na determinação dos ângulos de chegada dos sinais recebidos pelo arranjo, porém sua aplicação no cancelamento de interferência foi discutida nas referências [10],[11],[12] e [9]. Ainda na referência [9] foi constatado que o método de autoanálise aplicado a arranjos lineares perde sua eficiência quando o número de sinais interferentes é próximo do número de elementos do arranjo. Isto motivou a avaliação do método de autoanálise usando arranjos circulares.

Outra aplicação baseada na capacidade de filtragem espacial do arranjo é a equalização espacial cuja motivação é incentivada pelo problema associado ao uso da equalização temporal. A necessidade de transmissão em altas taxas requer uma seqüência de treino maior para atender adequadamente à equalização do sinal transmitido. O aumento da seqüência de treino reduz a taxa de informação [13]. Tendo em vista esse problema, faz-se necessário pesquisar meios alternativos para reduzir a interferência intersimbólica (ISI). Na literatura especializada já foi publicado o uso do algoritmo CMA (*Constant Modulus Algorithm*) na equalização espacial, que rendeu bons resultados sem o uso de seqüência de treino [13]. Bastante usado em sistemas que fazem uso de modulação em freqüência ou em fase, o algoritmo CMA garantiu resultados significativos considerando um canal lento, modulação QPSK e espalhamento temporal sobre 11 símbolos.

Diferentemente da referência [13], adotou-se, nesse trabalho, o uso do método de autoanálise para controlar as antenas visando o cancelamento dos percursos indesejados. A redução do número de percursos dá-se mediante formação de nulos no padrão de irradiação do arranjo linear de antenas na direção destes percursos, reduzindo a interferência intersimbólica.

1.2 Objetivos da Dissertação

Neste trabalho é proposto o uso de uma técnica baseada em processos aleatórios para geração da amplitude dos coeficientes de excitação do arranjo de antenas, o uso do método de autoanálise em arranjos circulares para cancelamento de interferência e o uso de antenas inteligentes para fins de equalização espacial cega (sem seqüência de treino). Neste último projeto, o método de autoanálise é usado no controle das antenas com o objetivo de cancelar os percursos indesejados responsáveis pela interferência intersimbólica. Também, foi realizada uma revisão sobre o modelo de canal direcional usado no teste da equalização espacial.

1.3 Organização da Dissertação

A dissertação é organizada da seguinte forma:

- O Capítulo 2 apresenta os arranjos de antenas. A discussão inicia com uma introdução aos arranjos lineares e circulares, em seguida é feita uma abordagem sobre o uso de coeficientes binomiais e de coeficientes de Dolph-Tschebyscheff na excitação dos elementos do arranjo e para finalizar é discutida uma proposta de excitação baseada numa escolha aleatória dos coeficientes do arranjo;
- O Capítulo 3 discute a técnica de cancelamento de interferência no arranjo linear usando o método de autoanálise e propõe o uso deste método em arranjos circulares. Ainda nesse capítulo são mostrados os resultados de simulação, visando a comparação do uso do método de autoanálise nos dois tipos de arranjos (circular e linear);
- O Capítulo 4 faz uma revisão sobre o comportamento do canal direcional discutindo a influência da dispersão angular e do ângulo do círculo de difusores em torno da estação móvel sobre a autocorrelação do canal, sobre a densidade de probabilidade da frequência Doppler e sobre a densidade espectral de potência do canal;
- O Capítulo 5 propõe o uso do método de autoanálise num sistema de equalização espacial. As antenas são controladas pelo método de autoanálise que usa de sua capacidade de cancelamento de interferência para reduzir os percursos indesejados. O sistema é testado usando modulação GMSK;
- O Capítulo 6 apresenta as conclusões do trabalho.

Capítulo 2

Arranjo de Antenas

2.1 Introdução

As antenas convencionais são caracterizadas por baixos valores de diretividade. Entretanto, em muitas aplicações é necessário projetar antenas com alta diretividade para atender aos requisitos de comunicação a longa distância [1]. Além do mais, o padrão de irradiação da antena é uma característica muito particular e imutável. Em algumas situações é necessário mudá-lo, eletronicamente, para atender, com eficiência, aos requisitos de comunicação exigidos por alguns sistemas. Por exemplo, na telefonia celular, a disposição dos assinantes na célula, pode exigir da antena da estação radiobase, um ajuste adaptativo do seu padrão de irradiação com a finalidade de direcionar o seu lóbulo principal a uma região com um número maior de usuários. Uma segunda aplicação consiste no uso de arranjos adaptativos no cancelamento da interferência co-canal.

O ajuste do padrão de irradiação e a alta diretividade não é possível quando se trabalha com uma única antena. No entanto, a combinação de antenas, conhecida na literatura especializada por arranjo (*array*), atende a essas necessidades de comunicação.

Nesse capítulo serão estudados os arranjos de antenas com dois tipos de geometria, linear e circular. No tema referente aos arranjos lineares será discutido o uso de coeficientes binomiais e de Dolph-Tschebyscheff e uma proposta baseada em processos aleatórios para geração dos coeficientes de excitação do arranjo linear de antenas.

2.2 Arranjos de Antenas

Como já citado anteriormente, o arranjo de antenas é um conjunto de elementos irradiantes cujo padrão de irradiação total depende da combinação do campo de cada antena.

Existem cinco meios usuais de controlar o padrão de irradiação total do arranjo:

- Mudando a configuração geométrica do arranjo;
- Alterando a distância entre os elementos;
- Controlando a amplitude e a fase de excitação dos elementos;
- Mudando os elementos do arranjo.

Nesse trabalho são estudados dois tipos de arranjos, o arranjo linear e o arranjo circular, ilustrados na Figura 2.1

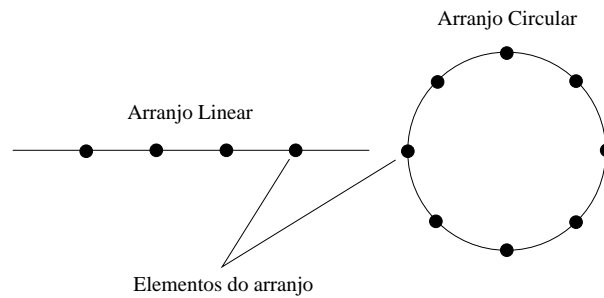


Figura 2.1: Classificação dos arranjos quanto a sua geometria

O campo elétrico na região de campo distante do arranjo de antenas, considerando elementos idênticos, é igual ao produto do campo de um único elemento pelo seu fator de arranjo, conforme a Equação (2.1).

$$\mathbf{E}_{arranjo} = \mathbf{E}_{el} F_a(\theta, \phi), \quad (2.1)$$

em que :

$\mathbf{E}_{arranjo}$ - Campo elétrico total irradiado pelo arranjo de antenas;

\mathbf{E}_{el} - Campo elétrico irradiado por um elemento do arranjo;

$F_a(\theta, \phi)$ - Fator de arranjo em função do ângulo de elevação(θ) e do ângulo de azimute (ϕ). O fator de arranjo é uma função que modela o campo elétrico total do arranjo, cujo

comportamento depende do número de elementos, da geometria do arranjo, da excitação (amplitude e fase) de cada elemento e da distância entre os elementos.

A Equação (2.1) é referenciada como multiplicação de padrões e somente é aplicada em arranjos formados por elementos idênticos.

2.2.1 Abordagem Usando um Arranjo Linear com Dois Elementos

Considere um dipolo infinitesimal e horizontal ($l \ll \lambda$) cujo campo elétrico irradiado é dado por

$$\mathbf{E}_{ant} = \hat{\mathbf{a}}_{\theta} j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos(\theta), \quad (2.2)$$

em que :

\mathbf{E}_{ant} -Campo elétrico irradiado pela antena;

k -Constante de propagação da fase dada por $2\pi/\lambda$;

η -Impedância intrínseca do meio;

I_0 -Corrente de excitação do dipolo infinitesimal;

r -Distância do dipolo infinitesimal a um ponto de observação;

l -Comprimento do dipolo infinitesimal;

$\hat{\mathbf{a}}_{\theta}$ -Vetor unitário na direção do ângulo de elevação (θ).

A Figura 2.2 ilustra um arranjo linear formado por dipolos infinitesimais e horizontais dispostos ao longo do eixo z .

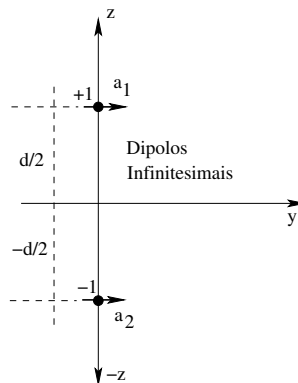


Figura 2.2: Arranjo linear com dois elementos.

O campo elétrico propagado pelo arranjo é o resultado da soma vetorial dos campos elétricos irradiados pelos elementos do arranjo, cuja definição matemática é dada por

$$\mathbf{E}_{\text{arranjo}} = \hat{\mathbf{a}}_{\theta} j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - (\beta/2)]}}{r_1} \cos(\theta_1) + \frac{e^{-j[kr_2 + (\beta/2)]}}{r_2} \cos(\theta_2) \right\}, \quad (2.3)$$

em que β é a diferença da fase de excitação entre os elementos.

Considerando que o ponto de observação do campo elétrico do arranjo de antenas ($\mathbf{E}_{\text{arranjo}}$) está na sua região de campo distante, algumas aproximações podem ser realizadas com a finalidade de facilitar o desenvolvimento matemático, de acordo com a Figura 2.3.

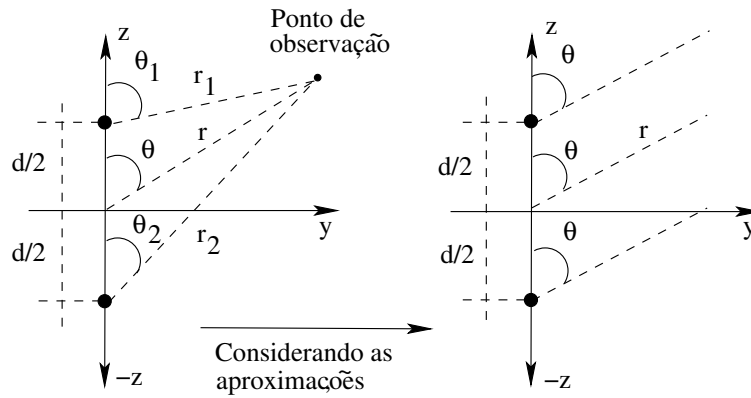


Figura 2.3: Análise do arranjo considerando observações na sua região de campo próximo e campo distante.

Para as diferenças de fase, têm-se as seguintes aproximações:

$$\begin{aligned} \theta_1 &\approx \theta_2 \approx \theta, \\ r_1 &\approx r - \frac{d}{2} \cos(\theta), \\ r_2 &\approx r + \frac{d}{2} \cos(\theta), \end{aligned}$$

e para as variações de amplitude, $r \approx r_1 \approx r_2$. A variável d é a distância entre os elementos do arranjo.

Usando as aproximações, a Equação (2.3) pode ser reescrita como

$$\mathbf{E}_{\text{arranjo}} = \hat{\mathbf{a}}_{\theta} j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos(\theta) 2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos(\theta) + \beta) \right]. \quad (2.4)$$

Na Equação (2.4) pode ser observado que o campo elétrico do arranjo de antenas ($\mathbf{E}_{\text{arranjo}}$) é o resultado do produto entre o campo elétrico do dipolo infinitesimal por uma função que depende explicitamente da distância e da diferença de fase entre os elementos. Tal função é chamada de Fator de Arranjo e para este caso é dada, na sua forma normalizada, por

$$F_a(\theta) = \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos(\theta) + \beta) \right]. \quad (2.5)$$

As Equações (2.4) e (2.5) comprovam a Equação (2.1), ou seja, o campo total irradiado pelo arranjo de antenas depende do campo irradiado por uma única antena e do fator de arranjo.

O fator de arranjo pode ser determinado, também, a partir do produto escalar entre o vetor de coeficientes de excitação e o vetor de direcionamento [14]. Essa abordagem é amplamente usada neste trabalho.

O vetor de direcionamento é obtido a partir da posição das antenas no arranjo. Considere que o arranjo de antenas está inserido no espaço \mathbb{R}^3 e associe a cada elemento do arranjo uma coordenada (x, y, z) , conforme a Figura 2.4.

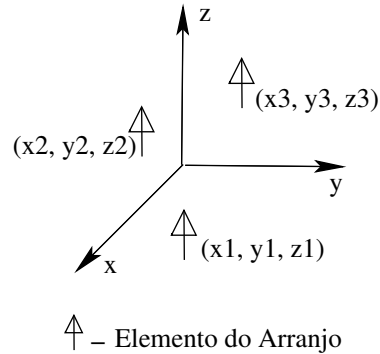


Figura 2.4: Posição no espaço dos elementos do arranjo.

Partindo da consideração de que o ponto de observação do arranjo está na sua região de campo distante, a onda incidente sobre o arranjo é plana e portanto, todos os elementos são atingidos com o mesmos ângulos de chegada no plano de azimute, ϕ_0 , e no plano de elevação, θ_0 , como mostra a Figura 2.5.

Devido ao tempo de propagação gasto pela onda plana para percorrer o deslocamento $\Delta \mathbf{r}_m$ referente ao m -ésimo elemento cuja posição no espaço \mathbb{R}^3 é dada pelas coordenadas x_m, y_m e z_m , como pode ser visto na Figura 2.5, existe uma diferença entre a fase da onda plana

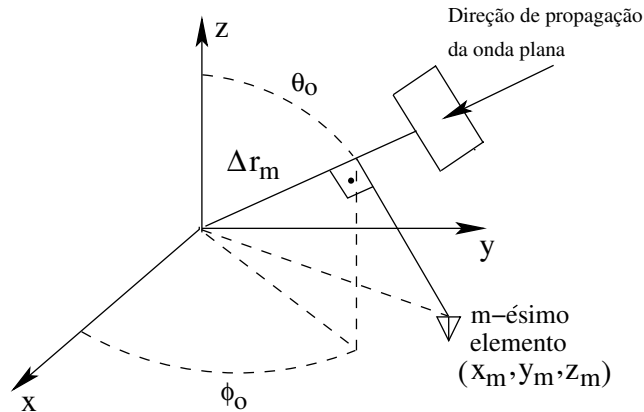


Figura 2.5: Efeito da incidência da onda plana sobre o arranjo de antenas.

incidente sobre o m -ésimo elemento e a fase na origem do sistema de coordenadas. Esta diferença de fase pode ser obtida a partir da mudança da variável $\Delta \mathbf{r}_m$ para coordenadas retangulares, seguida da multiplicação pela constante de propagação da fase k , conforme

$$\Delta \psi_m = k(x_m \cos(\phi_0) \sin(\theta_0) + y_m \sin(\phi_0) \sin(\theta_0) + z_m \cos(\theta_0)), \quad (2.6)$$

em que:

$x_m = md_x$, $y_m = md_y$ e $z_m = md_z$ são as coordenadas de cada elemento no arranjo de antenas, nos quais d_x , d_y e d_z são as respectivas distâncias entre os elementos nos eixos x , y e z e m é um inteiro cujo valor associado a d_x , d_y e d_z produz a posição dos elementos ao longo dos eixos x, y e z .

θ_0 -Ângulo de chegada no plano de elevação;

ϕ_0 -Ângulo de chegada no plano de azimute.

Cada elemento do vetor de direcionamento corresponde a uma diferença de fase relativa a origem do espaço \mathcal{R}^3 de um dos M elementos do arranjo de antenas, portanto cada elemento do vetor de direcionamento é dado por

$$a_m(\theta_0, \phi_0) = e^{-j\Delta \psi_m} = e^{-jk(x_m \cos(\phi_0) \sin(\theta_0) + y_m \sin(\phi_0) \sin(\theta_0) + z_m \cos(\theta_0))}, \quad (2.7)$$

em que $m = 0, 1, 2, \dots, M - 1$.

Considerando o arranjo com dois elementos localizados no eixo z , Figura 2.2, as coordenadas x e y são nulas e a coordenada z , por elemento, é igual a $d/2$ e $-d/2$, ou seja $d_z = d/2$

e $m = \pm 1$. Portanto, os elementos do vetor de direcionamento do arranjo são dados por

$$a_m(\theta) = e^{-jkz_m \cos(\theta)}, \quad (2.8)$$

em que $z_m = m\frac{d}{2}$ para $m = \pm 1$.

Os coeficientes de excitação de cada elemento possuem amplitude unitária e fases $\beta/2$ e $-\beta/2$. O conjunto dos coeficientes de excitação de qualquer arranjo de antenas são, também, representados por um vetor \mathbf{w} , também chamado de vetor de pesos. Considerando o arranjo em questão, o vetor de pesos é dado por

$$\mathbf{w} = [e^{j\beta/2} \ e^{-j\beta/2}]^T, \quad (2.9)$$

em que $(\cdot)^T$ é o operador transposto.

O fator de arranjo pode ser determinado pelo produto escalar entre o vetor de pesos e o vetor de direcionamento, de acordo com

$$F_a(\theta) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta) = \sum_{m=1}^2 w_m^* a_m(\theta), \quad (2.10)$$

em que $(\cdot)^H$ representa conjugado complexo e transposto e $(\cdot)^*$, o conjugado complexo.

Desenvolvendo a Equação (2.10), tem-se

$$F_a(\theta) = e^{j(kd/2 \cos(\theta) + \beta/2)} + e^{-j(kd/2 \cos(\theta) + \beta/2)}. \quad (2.11)$$

Simplificando e normalizando a Equação (2.11), obtém-se

$$F_a(\theta) = \cos \left[\frac{1}{2}(kd \cos(\theta) + \beta) \right] \quad (2.12)$$

O resultado acima é idêntico ao obtido pela soma vetorial dos campos elétricos de cada elemento do arranjo, comprovando o método de cálculo do fator de arranjo usando o vetor de direcionamento. No decorrer de todo este trabalho, o fator de arranjo será determinado a partir do conhecimento do vetor de direcionamento do arranjo, $\mathbf{a}(\theta, \phi)$ e do vetor de pesos \mathbf{w} .

2.3 Arranjo Linear de Antenas

O estudo teórico sobre arranjo de antenas abordado neste trabalho está concentrado em arranjos com espaçamento uniforme, amplitudes de excitação simétricas e não-uniformes e

antenas isotrópicas como elementos do arranjo. A Figura 2.6 ilustra os dois tipos de arranjos lineares usados neste capítulo.

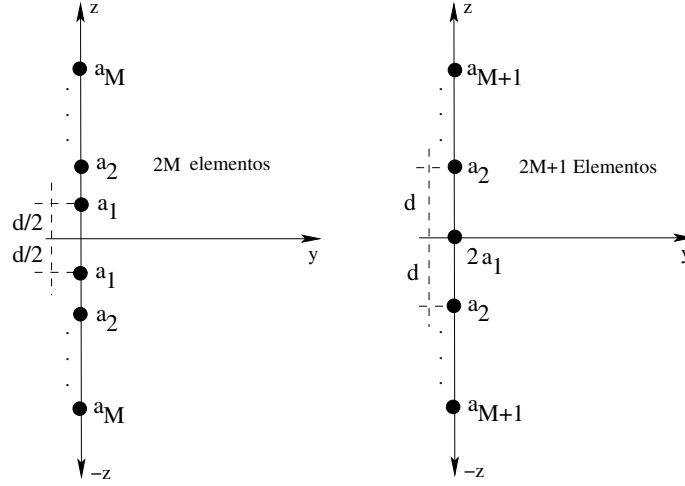


Figura 2.6: Arranjo linear com $2M$ e $2M + 1$ elementos.

As equações do fator de arranjo considerando $2M$ e $2M + 1$ elementos são relacionadas abaixo [1].

$$F_a(\theta)_{2M} = \sum_{n=1}^M a_n \cos \left[\left(\frac{2n-1}{2} \right) kd \cos(\theta) \right], \quad (2.13)$$

$$F_a(\theta)_{2M+1} = \sum_{n=1}^{M+1} a_n \cos [(n-1)kd \cos(\theta)]. \quad (2.14)$$

2.3.1 Métodos Clássicos para Geração de Coeficientes de Excitação

Nesta subseção é dado enfoque a dois métodos clássicos para geração dos coeficientes de excitação dos elementos do arranjo linear. O primeiro é o método dos coeficientes binomiais cujas características, vantagens e desvantagens são abordadas.

Os coeficientes binomiais são obtidos a partir da série binomial,

$$(1+x)^m = \sum_{n=0}^m \frac{m(m-1)(m-2)\dots(m-n+1)x^n}{n!}, \quad (2.15)$$

ou segundo o triângulo de Pascal, ilustrado na Figura 2.7, em que a variável m especifica o número de elementos do arranjo.

m=1				1									
m=2				1	1								
m=3				1	2	1							
m=4				1	3	3	1						
m=5				1	4	6	4	1					
m=6				1	5	10	10	5	1				
m=7				1	6	15	20	15	6	1			
m=8				1	7	21	35	35	21	7	1		
m=9				1	8	28	56	70	56	28	8	1	
m=10				1	9	36	84	126	126	84	36	9	1

Figura 2.7: Triângulo de Pascal.

Considere inicialmente, um arranjo com uma quantidade par de elementos igual a 4. Os coeficientes do arranjo, a_1 e a_2 são obtidos à partir do triângulo de Pascal cujos valores são, respectivamente, 3 e 1.

De forma similar, um arranjo com $m = 5$ elementos, possui os seus coeficientes $2a_1 = 6$, $a_2 = 4$ e $a_3 = 1$.

Uma inspeção do triângulo de Pascal mostra que quando o número de elementos m , aumenta, as amplitudes dos coeficientes de excitação apresentam uma grande variação. É importante ressaltar que os coeficientes de excitação atuam sobre a intensidade da corrente elétrica de cada elemento do arranjo. Portanto, uma grande variação na amplitude dos coeficientes induz uma grande variação de corrente elétrica a ser gerada pelo circuito de controle do arranjo. Dentro dessa variação, o circuito de controle deve apresentar uma resposta linear para evitar uma excitação inadequada dos elementos do arranjo provocada pela não-linearidade. Outra desvantagem do método é a geração de lóbulos largos com baixa diretividade, como pode ser visto na Figura 2.8.

Uma grande vantagem no uso dos coeficientes binomiais é a eliminação de lóbulos secundários, conforme a Figura 2.8, quando é utilizada uma distância entre os elementos igual a $\lambda/2$ ou $\lambda/4$ [1].

Existe uma outra técnica para geração dos coeficientes de excitação cujos resultados possuem aplicações práticas mais aceitas do que os coeficientes binomiais [1]. Essa técnica é chamada de coeficientes de Dolph-Tschebyscheff e é objeto, também, de estudo dessa subseção.

Os coeficientes de Dolph-Tschebyscheff partem da premissa de que todo fator de arranjo de

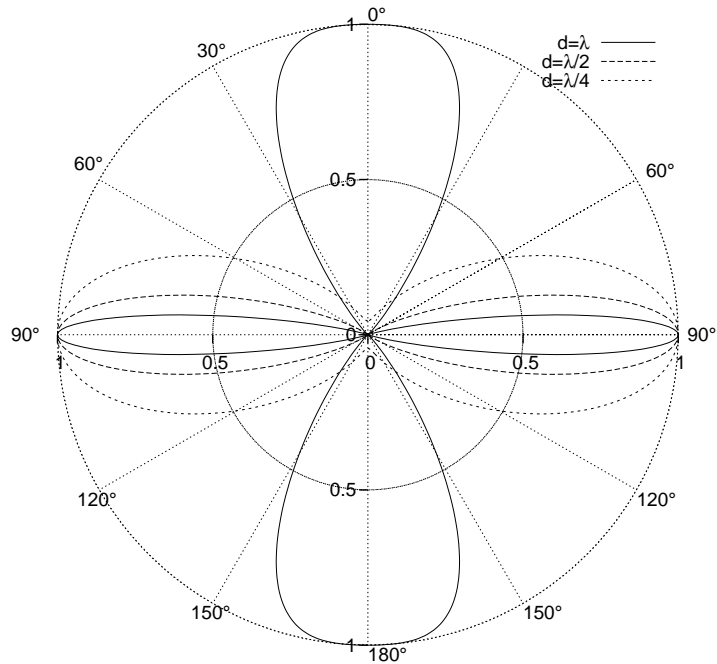


Figura 2.8: Fator de arranjo usando coeficientes binomiais e 10 elementos.

um arranjo com um número (par ou ímpar) de elementos e amplitude de excitação simétrica é um somatório de cossenos [1]. Portanto, cada termo cossenoidal cujo argumento é um inteiro m multiplicado por uma frequência fundamental u pode ser reescrito como uma série de funções cossenoidais com a variável u como argumento da seguinte maneira:

$$m = 0 \quad \cos(0) = 1$$

$$m = 1 \quad \cos(u)$$

$$m = 2 \quad \cos(2u) = 2 \cos^2(u) - 1$$

$$m = 3 \quad \cos(3u) = 4 \cos^3(u) - 3 \cos(u)$$

$$m = 4 \quad \cos(4u) = 8 \cos^4(u) - 8 \cos^2(u) + 1$$

$$m = 5 \quad \cos(5u) = 16 \cos^5(u) - 20 \cos^3(u) + 5 \cos(u)$$

$$m = 6 \quad \cos(6u) = 32 \cos^6(u) - 48 \cos^4(u) + 18 \cos^2(u) - 1$$

$$m = 7 \quad \cos(7u) = 64 \cos^7(u) - 112 \cos^5(u) + 56 \cos^3(u) - 7 \cos(u)$$

$$m = 8 \quad \cos(8u) = 128 \cos^8(u) - 256 \cos^6(u) + 160 \cos^4(u) - 32 \cos^2(u) + 1$$

$$m = 9 \quad \cos(9u) = 256 \cos^9(u) - 576 \cos^7(u) + 432 \cos^5(u) - 120 \cos^3(u) + 9 \cos(u)$$

Fazendo $z = \cos(u)$, em que $u = \frac{kd}{2} \cos(\theta)$, têm-se:

$$\begin{aligned}
m = 0 \quad \cos(0) &= 1 = T_0(z) \\
m = 1 \quad \cos(u) &= z = T_1(z) \\
m = 2 \quad \cos(2u) &= 2z^2 - 1 = T_2(z) \\
m = 3 \quad \cos(3u) &= 4z^3 - 3z = T_3(z) \\
m = 4 \quad \cos(4u) &= 8z^4 - 8z^2(u) + 1 = T_4(z) \\
m = 5 \quad \cos(5u) &= 16z^5 - 20z^3 + 5z = T_5(z) \\
m = 6 \quad \cos(6u) &= 32z^6 - 48z^4 + 18z^2 - 1 = T_6(z) \\
m = 7 \quad \cos(7u) &= 64z^7 - 112z^5 + 56z^3 - 7z = T_7(z) \\
m = 8 \quad \cos(8u) &= 128z^8 - 256z^6 + 160z^4(u) - 32z^2 + 1 = T_8(z) \\
m = 9 \quad \cos(9u) &= 256z^9 - 576z^7 + 432z^5 - 120z^3 + 9z = T_9(z)
\end{aligned}$$

O procedimento de projeto nesse caso consiste nos seguintes passos:

1. Selecione um fator de arranjo apropriado com $2M$ ou $2M + 1$ elementos;
2. Expanda o fator de arranjo e substitua cada função $\cos(mu)$ pela sua expansão;
3. Determine o ponto $z = z_0$ no qual $T_m(z_0) = R_0$, em que R_0 é a razão entre o maior e o menor valor atingido pelos lóbulos magnéticos do arranjo. O valor de z_0 pode ser calculado por $\cosh \left[\frac{1}{m} \cosh^{-1}(R_0) \right]$;
4. Substitua $\cos(u) = z/z_0$ na equação do fator de arranjo;
5. Iguale o fator de arranjo do passo 2, após a substituição do passo 4, à expressão de $T_m(z)$. O polinômio $T_m(z)$ escolhido deve ser de ordem m , em que m é um inteiro uma unidade menor que o número de elementos do arranjo;
6. Escreva o fator de arranjo em termos dos coeficientes no passo 5.

Em seguida, é dado um exemplo do uso destas duas técnicas (coeficientes binomiais e coeficientes de Dolph-Tschebyscheff) no projeto de arranjo de antenas. Considere um arranjo de antenas com 10 elementos com distância entre os elementos $d = \lambda/2$.

De acordo com o triângulo de Pascal, os coeficientes de excitação (a_1, a_2, a_3, a_4 e a_5) são iguais a, respectivamente, 126, 84, 36, 9 e 1. O fator de arranjo é dado por

$$F_a(\theta)_{2M} = 126 \cos \left(\frac{1}{2} kd \cos(\theta) \right) + 84 \cos \left(\frac{3}{2} kd \cos(\theta) \right) + \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned}
& + 36 \cos\left(\frac{5}{2}kd \cos(\theta)\right) + 9 \cos\left(\frac{7}{2}kd \cos(\theta)\right) + \\
& + \cos\left(\frac{9}{2}kd \cos(\theta)\right).
\end{aligned}$$

O uso da técnica de coeficientes de Dolph-Tschebyscheff, é discutida com base no procedimento de projeto, cujo parâmetro R_0 é igual a 20. O primeiro passo desta técnica é dado por

$$\begin{aligned}
F_a(\theta)_{2M} &= \sum_{n=1}^M a_n \cos((2n-1)u). \\
&= a_1 \cos(u) + a_2 \cos(3u) + a_3 \cos(5u) + \\
&+ a_4 \cos(7u) + a_5 \cos(9u).
\end{aligned} \tag{2.17}$$

O segundo passo do procedimento refere-se à substituição dos termos $\cos(mu)$.

$$\begin{aligned}
F_a(\theta)_{2M} &= a_1 z + a_2(4z^3 - 3z) + a_3(16z^5 - 20z^3 + 5z) + \\
&+ a_4(64z^7 - 112z^5 + 56z^3 - 7z) + \\
&+ a_5(256z^9 - 576z^7 + 432z^5 - 120z^3 + 9z).
\end{aligned} \tag{2.18}$$

Determine o ponto z_0 .

$$z_0 = \cosh\left[\frac{1}{m} \cosh^{-1}(R_0)\right] = 1.0851. \tag{2.19}$$

Substitua $\cos(u) = z/z_0$ na equação do fator de arranjo.

$$\begin{aligned}
F_a(\theta)_{2M} &= \left(\frac{z}{z_0}\right) (a_1 - 3a_2 + 5a_3 + 7a_4 + 9a_5) + \\
&+ \left(\frac{z}{z_0}\right)^3 (4a_2 - 20a_3 + 56a_4 - 120a_5) + \\
&+ \left(\frac{z}{z_0}\right)^5 (16a_3 - 112a_4 + 432a_5) + \left(\frac{z}{z_0}\right)^7 (64a_4 - 576a_5) + \\
&+ \left(\frac{z}{z_0}\right)^9 (256a_5)
\end{aligned} \tag{2.20}$$

$$\tag{2.21}$$

Igual o fator de arranjo à expressão $T_9(z)$.

$$\begin{aligned}
F_a(\theta)_{2M} &= \left(\frac{z}{z_0}\right) (a_1 - 3a_2 + 5a_3 + 7a_4 + 9a_5) + \\
&+ \left(\frac{z}{z_0}\right)^3 (4a_2 - 20a_3 + 56a_4 - 120a_5) + \\
&+ \left(\frac{z}{z_0}\right)^5 (16a_3 - 112a_4 + 432a_5) + \left(\frac{z}{z_0}\right)^7 (64a_4 - 576a_5) + \\
&+ \left(\frac{z}{z_0}\right)^9 (256a_5) \\
&= 256z^9 - 576z^7 + 432z^5 - 120z^3 + 9z.
\end{aligned} \tag{2.22}$$

Resolvendo o sistema linear proposto pela igualdade na Equação (2.22), os coeficientes de excitação (a_1, a_2, a_3, a_4 e a_5) são iguais a, respectivamente, 5.8377, 5.2073, 4.1184, 2.8308 e 2.0860. Comparando esses resultados com aqueles obtidos pelo uso dos coeficientes binomiais, fica evidente a grande variação nos valores dos coeficientes propostos pelo método binomial. Entretanto, os coeficientes de Dolph-Tschebyscheff apresentam problemas com aplicações em tempo real devido à resolução de um sistema de equações com $(m + 1)/2$ variáveis. Esse processamento deve ser feito à medida que a estação radiobase se comunica com a unidade móvel. A Figura 2.9 ilustra o fator de arranjo, considerando apenas os coeficientes de Dolph-Tschebyscheff, para dois valores de espaçamento entre os elementos.

2.4 Arranjos Circulares

Com a mesma importância dos arranjos lineares, o arranjo circular apresenta maior aplicabilidade nos sistemas militares, destacando o uso em radares, sonares e estimação de ângulos de chegada. Uma breve discussão é dada nessa seção com a finalidade de contribuir na compreensão do uso desse tipo de arranjo em sistemas de cancelamento de interferência usando o método de autoanálise, discutido no Capítulo 3.

Na sua constituição física, Figura 2.10, o arranjo circular é formado por um conjunto de M elementos isotrópicos posicionados ao longo de um círculo com raio a , distante, por elemento, de um quantidade R_n do ponto de observação.

O campo elétrico normalizado do arranjo é dado por

$$E_n(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^M a_n \frac{e^{-jkR_n}}{R_n}, \tag{2.23}$$

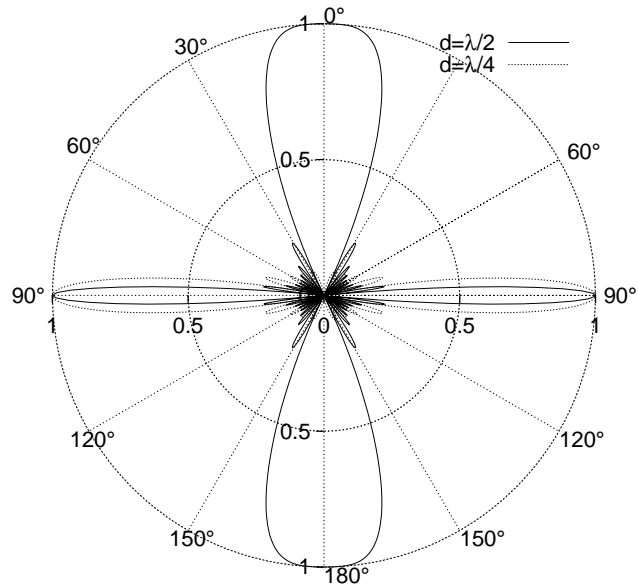


Figura 2.9: Fator de arranjo usando os coeficientes de Dolph-Tschebyscheff, 10 elementos e espaçamentos, $\lambda/2$ e $\lambda/4$.

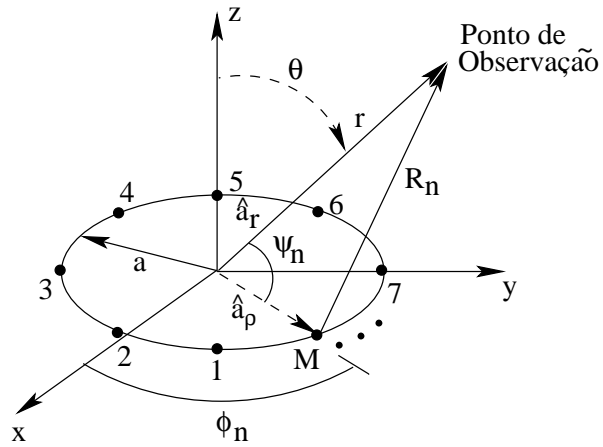


Figura 2.10: Arranjo circular.

em que a_n são os coeficientes de excitação dos elementos e R_n é dado por

$$R_n = (r^2 + a^2 - 2ar \cos \psi_n)^{1/2}, \quad (2.24)$$

que para observações na região de campo distante do arranjo, $r \gg a$, reduz-se para

$$R_n = r - a \cos \psi_n = r - a(\hat{\mathbf{a}}_\rho \cdot \hat{\mathbf{a}}_r) = r - a \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) \quad (2.25)$$

Para as variações de amplitude, $R_n \simeq r$, portanto a Equação (2.23) pode ser reescrita como

$$E_n(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{n=1}^M a_n e^{jka \sin \theta \cos(\phi - \phi_n)}, \quad (2.26)$$

em que $\phi_n = 2\pi \frac{n}{M}$ é a posição angular de cada elemento do arranjo no plano xy .

O conceito de multiplicação de padrões também é aplicado nos arranjos circulares. A Equação (2.26) pode ser decomposta em campo elétrico irradiado por uma única antena isotrópica e fator de arranjo, ou seja

$$E_n(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{r} F_a(\theta, \phi), \quad (2.27)$$

em que o fator de arranjo é dado por

$$F_a(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^M a_n e^{jka \sin \theta \cos(\phi - \phi_n)}. \quad (2.28)$$

Nos arranjos circulares, o aumento do número de elementos, considerando o raio a constante, não produz efeitos significativos sobre o fator de arranjo, ocorre uma saturação do seu comportamento.

2.5 Geração Aleatória dos Coeficientes de Excitação

Os coeficientes de excitação podem ser obtidos com o uso de um método aleatório. Diferentemente dos métodos usados pelos coeficientes de Dolph-Tschebyscheff e binomiais que fazem uso de um método determinístico, o método aleatório “sorteia” os seus coeficientes usando

uma densidade de probabilidade pré-definida. Nesse trabalho, é proposto o uso de uma densidade de probabilidade uniforme para modelar a amplitude dos coeficientes de excitação tratado no decorrer dessa seção como uma variável aleatória [15].

Os fatores de arranjo $F_a(\theta, \phi)_{2M}$ e $F_a(\theta, \phi)_{2M+1}$ são variáveis aleatórias devido à natureza aleatória dos seus coeficientes a_n , portanto o comportamento do arranjo é melhor descrito pelo seu fator de arranjo médio $\overline{F_a(\theta, \phi)}$ e pelo seu desvio padrão $\sigma_{F_a(\theta, \phi)}$, ou seja,

$$F_a(\theta, \phi) = \overline{F_a(\theta, \phi)} \pm \sigma_{F_a(\theta, \phi)}. \quad (2.29)$$

A dedução do fator de arranjo médio considera um arranjo de antenas com $2M$ elementos dispostos ao longo do eixo z . O mesmo procedimento é válido para um arranjo com $2M + 1$ elementos. Matematicamente, o fator de arranjo médio é dado por

$$\overline{F_a(\theta)_{2M}} = \sum_{n=1}^M \mathbb{E}[a_n] \cos \left[\left(\frac{2n-1}{2} \right) kd \cos(\theta) \right], \quad (2.30)$$

em que $a_n \sim U[a, b]$, portanto

$$\mathbb{E}[a_n] = \int_a^b a_n p_{a_n}(a_n) da_n = \left(\frac{a+b}{2} \right), \quad (2.31)$$

em que $p_{a_n} = \frac{1}{b-a}$.

Com base no resultado anterior, o fator de arranjo médio pode ser reescrito como

$$\overline{F_a(\theta)_{2M}} = \left(\frac{a+b}{2} \right) \sum_{n=1}^M \cos \left[\left(\frac{2n-1}{2} \right) kd \cos(\theta) \right]. \quad (2.32)$$

Seguindo o mesmo desenvolvimento matemático, o fator de arranjo médio considerando $2M + 1$ elementos é dado por

$$\overline{F_a(\theta)_{2M+1}} = \left(\frac{a+b}{2} \right) \sum_{n=1}^{M+1} \cos [(n-1)kd \cos(\theta)]. \quad (2.33)$$

Como pode ser visto nas Equações (2.32) e (2.33), o fator de arranjo médio depende do intervalo $[a, b]$ da densidade de probabilidade uniforme. O segundo parâmetro de avaliação do fator de arranjo é obtido de

$$\sigma_{F_a(\theta)_{2M}} = \sqrt{\mathbb{E}[F_a^2(\theta)_{2M}] - \mathbb{E}[F_a(\theta)_{2M}]^2}. \quad (2.34)$$

O cálculo do desvio padrão é obtido segundo o desenvolvimento matemático em seguida.

$$\begin{aligned}
E[F_a^2(\theta)_{2M}] &= E \left[\left(\sum_{n=1}^M a_n \cos \left(\left(\frac{2n-1}{2} \right) kd \cos(\theta) \right) \right)^2 \right] \\
&= \sum_{n=1}^M E[a_n^2] \cos^2 \left(\left(\frac{2n-1}{2} \right) kd \cos(\theta) \right) + \\
&+ 2 \sum_{n=1}^{M-1} \sum_{m=n+1}^M E[a_n] E[a_m] \cos \left(\left(\frac{2n-1}{2} \right) kd \cos(\theta) \right) \cos \left(\left(\frac{2m-1}{2} \right) kd \cos(\theta) \right).
\end{aligned} \tag{2.35}$$

Os valores esperados na Equação (2.35) são resolvidos com base na definição da densidade de probabilidade uniforme $U \sim [a, b]$, portanto a Equação (2.35) pode ser reescrita como

$$\begin{aligned}
E[F_a^2(\theta)_{2M}] &= \frac{b^3 - a^3}{3(b-a)} \sum_{n=1}^M a_n \cos^2 \left(\left(\frac{2n-1}{2} \right) kd \cos(\theta) \right) + \\
&+ 2 \left(\frac{b+a}{2} \right)^2 \sum_{n=1}^{M-1} \sum_{m=n+1}^M \cos \left(\left(\frac{2n-1}{2} \right) kd \cos(\theta) \right) \cdot \\
&\cdot \cos \left(\left(\frac{2m-1}{2} \right) kd \cos(\theta) \right).
\end{aligned} \tag{2.36}$$

O segundo termo da Equação (2.34) é desenvolvido em seguida.

$$\begin{aligned}
E[F_a(\theta)_{2M}]^2 &= \left(\frac{b+a}{2} \right)^2 \left(\sum_{n=1}^M \cos \left(\left(\frac{2n-1}{2} \right) kd \cos(\theta) \right) \right)^2 \\
&= \left(\frac{b+a}{2} \right)^2 \sum_{n=1}^M \cos^2 \left(\left(\frac{2n-1}{2} \right) kd \cos(\theta) \right) + \\
&+ 2 \left(\frac{b+a}{2} \right)^2 \sum_{n=1}^{M-1} \sum_{m=n+1}^M \cos \left(\left(\frac{2n-1}{2} \right) kd \cos(\theta) \right) \cos \left(\left(\frac{2m-1}{2} \right) kd \cos(\theta) \right).
\end{aligned} \tag{2.37}$$

De posse dos resultados, Equações (2.36) e (2.37), o desvio padrão é obtido a partir da solução de

$$\sigma_{F_a(\theta)_{2M}} = \sqrt{\left[\frac{b^3 - a^3}{3(b-a)} - \frac{(b+a)^2}{4} \right] \sum_{n=1}^M \cos^2 \left(\left(\frac{2n-1}{2} \right) kd \cos(\theta) \right)}, \tag{2.38}$$

ou equivalentemente,

$$\sigma_{F_a(\theta)_{2M}} = \sqrt{\frac{(b-a)^2}{12} \sum_{n=1}^M \cos^2 \left(\left(\frac{2n-1}{2} \right) kd \cos(\theta) \right)}. \quad (2.39)$$

A Equação (2.39) pode ser simplificada mediante a substituição do termo $\cos^2(\zeta)$ por sua identidade trigonométrica dada por $(1 + \cos(2\zeta))/2$, o que fornece,

$$\sigma_{F_a(\theta)_{2M}} = \sqrt{\frac{(b-a)^2}{24} \sum_{n=1}^M (1 + \cos((2n-1)kd \cos(\theta)))}. \quad (2.40)$$

Sabendo que

$$\sum_{n=1}^M \cos((2n-1)kd \cos(\theta)) = \frac{\text{sen}(2Mkd \cos(\theta))}{2M \text{sen}(kd \cos(\theta))}, \quad (2.41)$$

tem-se que o desvio padrão é dado por

$$\sigma_{F_a(\theta)_{2M}} = \sqrt{\frac{(b-a)^2}{24} M \left[1 + \frac{\text{sen}(2Mkd \cos(\theta))}{2M \text{sen}(kd \cos(\theta))} \right]}. \quad (2.42)$$

Mais uma vez, fazendo uso do mesmo desenvolvimento matemático, o desvio padrão considerando um arranjo com $2M + 1$ elementos é dado por

$$\sigma_{F_a(\theta)_{2M+1}} = \sqrt{\frac{(b-a)^2}{24} (M+1) \left[1 + \frac{\text{sen}((2M+1)kd \cos(\theta))}{2(M+1) \text{sen}(kd \cos(\theta))} \right]}. \quad (2.43)$$

2.5.1 Resultados de Simulação

Comparações entre os métodos clássicos para geração dos coeficientes de excitação e a técnica proposta são elementos indispensáveis na avaliação do método proposto, portanto foi traçado o fator de arranjo de cada tipo de arranjo em coordenadas polares.

Inicialmente, o comportamento do fator de arranjo médio é avaliado para três valores de espaçamentos, conforme observado na Figura 2.11. Mais uma vez, foi verificado uma redução da diretividade quando o espaçamento entre os elementos é pequeno. Teoricamente, independente do tipo de coeficiente de excitação usado e do tipo de arranjo, a redução do espaçamento entre os elementos do arranjo diminui a diretividade.

Os dois gráficos seguintes, Figuras 2.12 e 2.13, avaliam o desempenho do método que usa teoria de processos aleatórios de geração dos coeficientes com os métodos clássicos já discutidos anteriormente.

A Figura 2.12 ilustra um desempenho melhor do método proposto quando o parâmetro diretividade é de interesse do projetista. Entretanto, o método binomial não produziu lóbulos

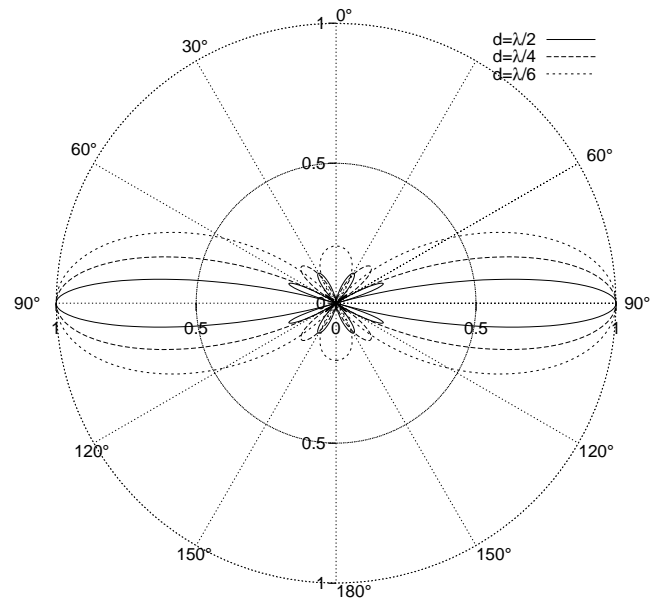


Figura 2.11: Fator de arranjo médio considerando 10 elementos e espaçamentos, $\lambda/2$, $\lambda/4$ e $\lambda/6$.

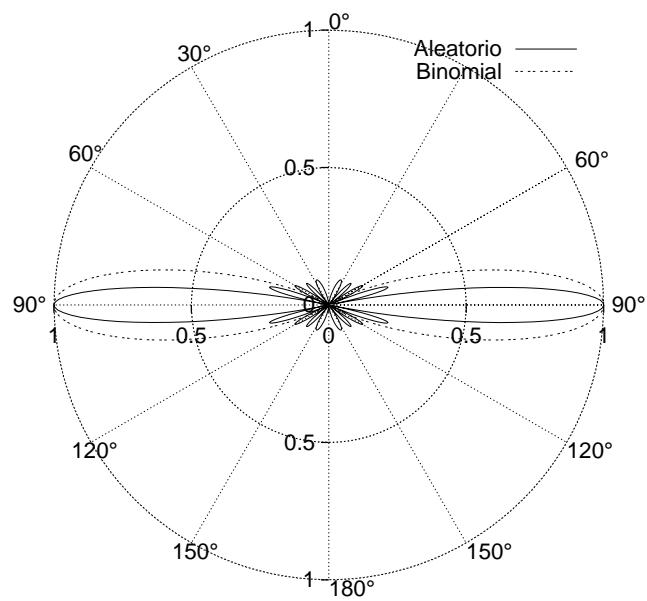


Figura 2.12: Comparação entre o uso de coeficientes aleatórios ($a_n \sim U[5, 10]$) e o uso dos coeficientes binomiais, considerando um arranjo com 10 elementos e $d = \lambda/2$.

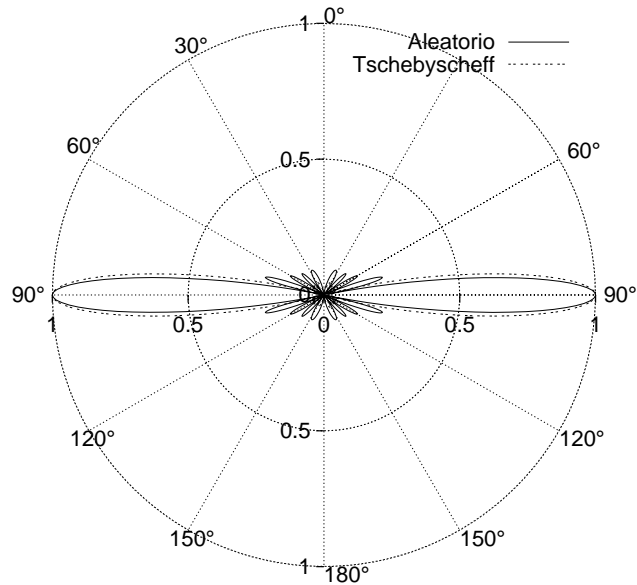


Figura 2.13: Comparação entre o uso de coeficientes aleatórios ($a_n \sim U[5, 10]$) e os coeficientes de Dolph-Tschebyscheff, considerando um arranjo com 10 elementos e $d = \lambda/2$.

secundários, mas em contrapartida continua com uma variação muito grande dos seus coeficientes de excitação ($a_n = [126 \ 84 \ 36 \ 9 \ 1]$). Na Figura 2.13, o fator de arranjo obtido com os coeficientes de Dolph-Tschebyscheff possui diretividade similar ao obtido com o método proposto.

Nos dois casos, a técnica de geração aleatória dos coeficientes apresenta vantagens tanto na redução do esforço computacional necessário à geração dos coeficientes de excitação quanto na pequena variação desses coeficientes. A desvantagem é a impossibilidade de eliminar os lóbulos secundários.

O uso da técnica de geração aleatória dos coeficientes deve ser ponderado pelas necessidades do projetista. Se o projetista almeja redução de lóbulos secundários, talvez o uso desse método não seja o mais adequado. Entretanto, quando complexidade computacional e variação nos coeficientes de excitação são metas a serem alcançadas, então o método aleatório apresenta rendimento mais satisfatório do que os métodos clássicos.

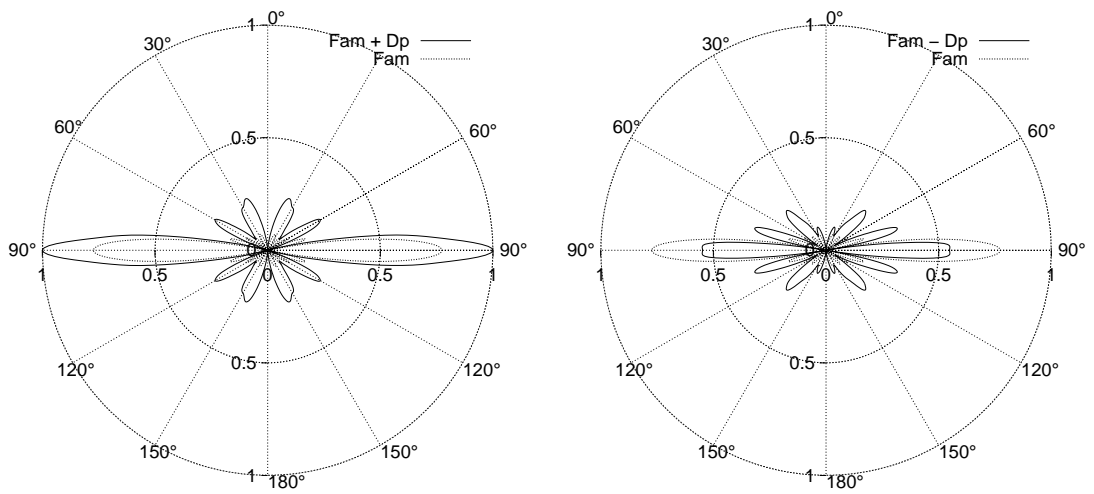
O desvio padrão é o segundo parâmetro de avaliação desse método. Os resultados anteriores exploraram apenas o fator de arranjo médio. Numa aplicação prática, o fator de arranjo está sujeito a qualquer comportamento em torno de sua média, portanto é necessário avaliar

também o fator de arranjo obtido a partir da soma e subtração entre o seu valor médio e o seu desvio padrão. De posse dessas informações, o projetista pode prever quais os possíveis valores do fator de arranjo.

Os dois primeiros resultados, Figuras 2.14(a) e 2.14(b), avaliam a variação do fator de arranjo considerando um conjunto de coeficientes obtidos de uma densidade de probabilidade uniforme ($a_n \sim U[5, 10]$). Enquanto que as duas últimas figuras consideram $a_n \sim U[5, 7]$, portanto um intervalo pequeno para os coeficientes de excitação. Todas as figuras consideram apenas dois fatores de arranjo, a soma do fator de arranjo médio com o desvio padrão ou a diferença entre o desvio padrão e o fator de arranjo médio.

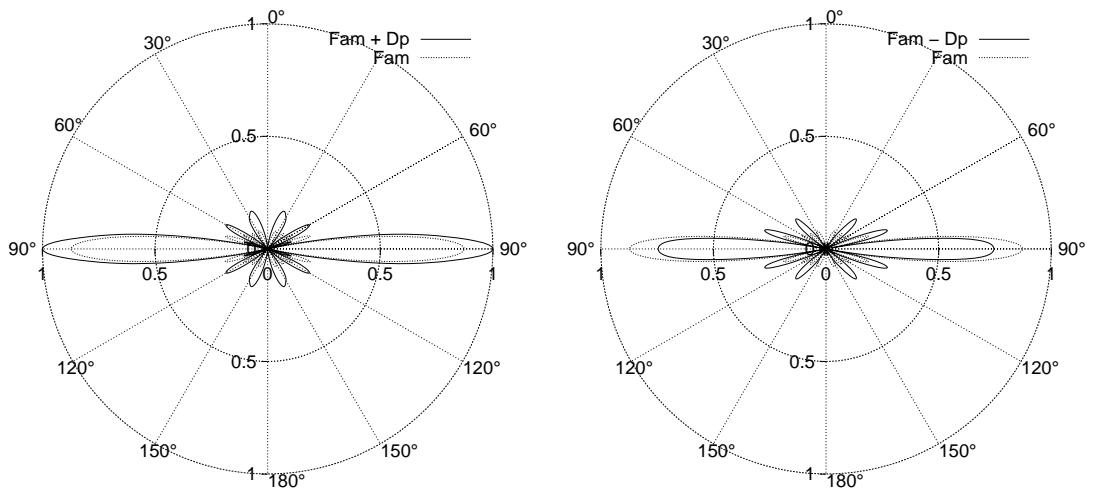
O objetivo é reduzir o desvio padrão do fator de arranjo, porque ele representa uma incerteza no projeto do arranjo. De acordo com a Equação (2.42), a minimização do intervalo $[a, b]$ dos coeficientes de excitação dos elementos do arranjo reduz a variância do fator de arranjo, conforme inspeção das Figuras 2.14(a) e 2.15(a) ou 2.14(b) e 2.15(b).

Os lóbulos secundários podem aumentar, diminuir ou mudar sua posição angular, distanciando-se ou aproximando-se da média. É fundamental que o desvio padrão seja reduzido com a finalidade de garantir um conhecimento mais preciso sobre esses lóbulos já que eles representam "fuga" de energia em direções indesejadas. A redução do desvio padrão implica no aumento do grau de conhecimento que o projetista tem sobre os lóbulos secundários, como também aumenta o conhecimento sobre o fator de arranjo já que o fator de arranjo médio torna-se mais provável de ocorrer.



(a) Fator de arranjo médio mais o desvio padrão. (b) Fator de arranjo médio menos o desvio padrão.

Figura 2.14: Fator de arranjo considerando $a_n \sim U[5, 10]$ e $d = \lambda/2$.



(a) Fator de arranjo médio mais o desvio padrão. (b) Fator de arranjo médio menos o desvio padrão.

Figura 2.15: Fator de arranjo considerando $a_n \sim U[5, 7]$ e $d = \lambda/2$.

2.6 Conclusão

Nesse capítulo discutiu-se a teoria necessária à compreensão dos temas abordados ao longo deste trabalho. Dentre os assuntos discutidos, o estudo sobre o fator de arranjo e sobre as técnicas clássicas usadas na geração dos coeficientes de excitação do arranjo, como os coeficientes binomiais e os coeficientes de Dolph-Tschebyscheff, são os mais importantes. Ainda neste capítulo foi avaliado o uso de uma nova técnica para geração dos coeficientes de excitação dos elementos do arranjo cuja metodologia é baseada numa escolha aleatória da amplitude dos coeficientes de excitação dos elementos. Fazendo uso de uma densidade de probabilidade uniforme, a amplitude dos coeficientes é escolhida dentro do intervalo $[a, b]$. Os resultados obtidos com essa técnica garantem o seu uso devido a pequena variação da amplitude e consequentemente da variação da intensidade de corrente elétrica ao longo dos elementos do arranjo permitindo que os circuitos eletrônicos usados na geração dos coeficientes apresentem resposta linear. A segunda vantagem corresponde à redução do esforço computacional necessário à geração dos coeficientes de excitação. Esta última vantagem é importante em sistemas de comunicações que exigem o cálculo dos coeficientes em tempo real. Entretanto, o método proposto não consegue eliminar os lóbulos secundários.

Capítulo 3

Método de Autoanálise

3.1 Introdução

A amplitude e a fase de cada elemento do vetor de pesos podem ser gerados por um algoritmo que atende a restrições quanto ao comportamento do fator de arranjo e conseqüentemente, do padrão de irradiação exigido pelo sistema de comunicação. Essas restrições podem ser o direcionamento do lóbulo principal na direção de um sinal desejado, o cancelamento de interferências pela introdução de atenuações profundas nas direções dos sinais indesejados, o direcionamento adequado do lóbulo principal com a finalidade de reduzir a distância de reuso e o problema de interferência co-canal do sistema de telefonia celular [3], entre outras restrições.

Nesse capítulo, a restrição imposta ao fator de arranjo consiste no cancelamento de fontes indesejadas dado o conhecimento sobre suas direções. Portanto, para cumprir tal função optou-se por um método baseado em subespaços, chamado de **Autoanálise** (*Eigenanalysis*).

A autoanálise, largamente usada na estimação de ângulos de chegada, passou a ser usada como um método de cancelamento de interferência devido a sua capacidade de introduzir no fator de arranjo nullos profundos nas direções indesejadas, maximizando o cancelamento da interferência independentemente da potência do ruído. Essa característica tornou a autoanálise um método de super-resolução [10].

A capacidade de cancelamento de interferência do método de autoanálise pode ser usada na equalização do sinal recebido. Para isto, é necessário que o método de autoanálise seja capaz de atenuar os sinais recebidos com atraso. Além disso, o método precisa atualizar o vetor de pesos a partir das alterações do canal e vale salientar, ainda, que aplicações

em comunicações exigem funcionamento em tempo real. Essas questões demandam esforço computacional.

No método de autoanálise, a estimação de subespaços é um ponto que demanda maior esforço computacional. Entretanto, segundo a referência [11], existem na literatura especializada algumas técnicas adaptativas usadas na estimação de subespaços nas áreas de estimação espectral e estimação de direção que podem ser usadas no método de autoanálise.

No que diz respeito ao uso de antenas inteligentes, que antes permanecia totalmente inviável, devido ao progresso no processamento digital de sinais, atualmente é possível o uso dessa tecnologia [3]. Apesar disso, os sistemas de primeira e segunda geração não foram beneficiados de uma forma otimizada porque foram projetados para funcionar com antenas convencionais. Entretanto, nos sistemas de terceira geração o uso dessa tecnologia foi proposta nos seus padrões como uma opção de aumento de sua capacidade [4].

Nesse capítulo, será discutido o uso do método de autoanálise em arranjos lineares. Essa teoria apresenta-se bem difundida na literatura especializada, [11], [10] e [12]. Em seguida, é proposto o uso do método de autoanálise com arranjos circulares [16]. Para finalizar esse capítulo, são apresentados os resultados de simulação.

3.2 Método de Autoanálise Aplicado a Arranjos Lineares

Considere um arranjo linear uniforme (*Uniform Regular Array-URA*) com M elementos dispostos ao longo do eixo y e igualmente espaçados por uma distância d , conforme a Figura 3.1.

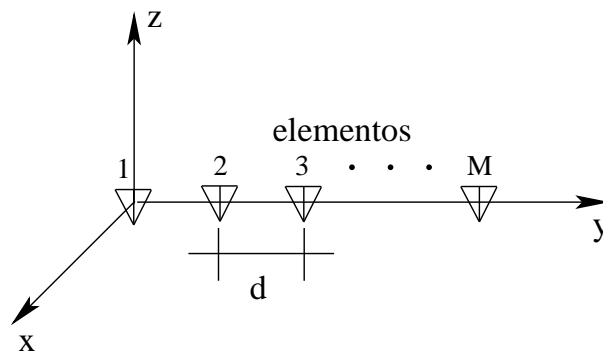


Figura 3.1: Arranjo Linear Uniforme.

A distância entre os elementos do arranjo é limitada pelo valor de $\lambda/2$. Essa limitação

evita a produção e sobreposição de lóbulos secundários.

Suponha, também, que o arranjo de antenas é submetido a uma incidência de S_d fontes de sinais desejados e S_i fontes de sinais interferentes e que a soma $L = S_d + S_i$ deva ser menor que o número M de elementos do arranjo. Vale lembrar que cada sinal (desejado e interferente) atinge o arranjo com ângulo azimutal de chegada ϕ_l , em que $l = 1, 2, \dots, L$. Como todas as fontes estão na região de campo distante do arranjo de antenas na estação radiobase, o ângulo de elevação θ é constante e igual a $\pi/2$ para todos os sinais que atingem o arranjo.

O sinal incidente sobre cada elemento do arranjo é dado por

$$x_m = \sum_{l=1}^L a_l \exp(-j(\omega_0 t + \varphi_l)) \exp(-jkmd \sin(\phi_l)) + n_m(t), \quad (3.1)$$

em que:

x_m é o sinal recebido pelo m -ésimo elemento do arranjo, no qual $m = 0, 1, \dots, M - 1$;

ϕ_l representa o ângulo azimute de chegada da fonte;

d é a distância entre os elementos do arranjo;

$k = 2\pi/\lambda$ é a constante de propagação da fase e λ é o comprimento de onda;

$n_m(t)$ é o ruído gaussiano presente em cada elemento do arranjo.

A Equação (3.1) pode ser reescrita segundo uma notação matricial.

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{D}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t), \quad (3.2)$$

em que:

$$\mathbf{x}(t) = [x_0(t) \ x_1(t) \ \dots \ x_{M-1}(t)]^T;$$

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t) \ s_2(t) \ \dots \ s_L(t)]^T \text{ e } s_l = a_l \exp(-j(\omega_0 t + \varphi_l));$$

\mathbf{D} é uma matriz de dimensão ($M \times L$) cujos elementos são dados por $d_{m,l} = e^{-jkmd \sin(\phi_l)}$, nos quais $m = 0, 1, \dots, M - 1$ e $l = 1, 2, \dots, L$. Os elementos contém informação sobre a direção dos sinais desejados e indesejados.

$\mathbf{n}(t)$ é o vetor de ruído gaussiano.

A matriz \mathbf{D} pode ser particionada em duas matrizes, uma matriz de direcionamento dos sinais desejados (\mathbf{D}_d) e uma matriz de direcionamento dos sinais interferentes (\mathbf{D}_i), conforme (3.3). A representação de uma linha da matriz \mathbf{D} é obtida a partir de (3.4).

$$\mathbf{D} = [\mathbf{D}_d \mid \mathbf{D}_i], \quad (3.3)$$

$$\mathbf{D}_d = \{\mathbf{d}_l, l = 1, \dots, S_d\} \text{ e } \mathbf{D}_i = \{\mathbf{d}_l, l = S_d + 1, \dots, L\}. \quad (3.4)$$

Cada coluna da matriz \mathbf{D} representa uma das L fontes de sinais, dentre fontes de sinais desejados e interferentes, e cada linha contém informação sobre a fase do l -ésimo sinal em cada um dos M elementos do arranjo.

O método de autoanálise é baseado na autodecomposição dos elementos da matriz de correlação espacial \mathbf{R} obtida pela solução da equação

$$\mathbf{R} = \text{E}[\mathbf{xx}^H] = \mathbf{D}_i \mathbf{S} \mathbf{D}_i^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}, \quad (3.5)$$

em que:

σ_n^2 é a variância do ruído gaussiano;

\mathbf{I} é uma matriz identidade com dimensão ($M \times M$);

\mathbf{D}_i é a matriz de direcionamento dos sinais interferentes;

\mathbf{S} é uma matriz cujos elementos são calculados a partir de $\text{E}[\mathbf{s}(t)\mathbf{s}(t)^H]$. Considerando fontes de sinais descorrelacionadas, somente a diagonal principal da matriz é diferente de zero. Cada elemento da diagonal principal é a potência de um sinal interferente que atinge o arranjo.

Vale salientar, que a matriz de correlação espacial é gerada somente a partir de sinais interferentes, conforme a Equação (3.5). Numa aplicação prática é necessário remover os sinais desejados com o uso de um pré-processamento antes mesmo da aplicação do método de autoanálise. O uso do pré-processamento será discutido na Subseção 3.2.1.

A matriz \mathbf{R} é hermitiana, ou seja, os elementos da diagonal principal são iguais e os elementos do triângulo superior são os conjugados complexos dos correspondentes elementos do triângulo inferior, como pode ser visto na matriz

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & \cdot & \cdot & \cdot & R_{1M} \\ R_{21}^* & R_{22} & \cdot & \cdot & \cdot & R_{2M} \\ \cdot & \cdot & \cdot & & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & & \cdot & \cdot \\ R_{M1}^* & R_{M2}^* & \cdot & \cdot & \cdot & R_{MM} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

A diagonal principal contém o resultado da soma de todas as potências dos sinais incidentes sobre o arranjo. Segundo a álgebra matricial, os autovalores distintos da matriz hermitiana geram autovetores ortogonais entre si. Essa característica permite gerar subespaços ortogonais.

A geração de um vetor de pesos \mathbf{w} que garanta a supressão dos sinais interferentes depende do processo de autodecomposição da matriz de correlação espacial. A autodecomposição, etapa fundamental do método de autoanálise, consiste na geração de dois subespaços ortogonais no sentido euclidiano a partir da matriz de correlação espacial, o subespaço do ruído e o subespaço da interferência. Concluída essa etapa, calcula-se o vetor de pesos \mathbf{w} contido no subespaço do ruído que, conseqüentemente, será ortogonal ao subespaço da interferência. Quando o vetor de pesos é aplicado sobre o subespaço da interferência, as fontes de sinais interferentes são eliminadas.

É evidente a dependência do método em relação à matriz \mathbf{R} . Um erro no cálculo da matriz reflete na geração de um vetor de pesos incapaz de aplicar atenuações profundas nas fontes de interferências. Nesse capítulo, a matriz de correlação espacial é determinada com precisão, usando a Equação (3.5), e portanto, a atenuação dessas fontes é obtida com a introdução de nulos profundos no fator de arranjo, nas direções das fontes de interferência. Numa aplicação prática, a matriz é estimada e está sujeita a erros.

A autodecomposição da matriz de correlação espacial obedece as seguintes propriedades:

1. A matriz de correlação \mathbf{R} possui $(M - S_i)$ autovalores iguais a σ_n^2 (variância do ruído);
2. σ_n^2 é o menor autovalor de \mathbf{R} ;
3. A matriz de correlação espacial \mathbf{R} , também, possui S_i autovalores dominantes e diferentes de σ_n^2 ;
4. A matriz \mathbf{E}_n composta por $M - S_i$ autovetores associados com os $M - S_i$ autovalores,

gera o subespaço do ruído. A matriz \mathbf{E}_i com S_i autovetores associados aos S_i autovalores da matriz \mathbf{R} , gera o subespaço da interferência [12].

5. O vetor de pesos \mathbf{w} é gerado a partir do subespaço do ruído.

A determinação do vetor de pesos obedece ao critério de minimização da variância do ruído,

$$\begin{aligned} \min \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}, \\ \text{sujeito a} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{D}_d = \mathbf{g}, \\ & \text{e } \mathbf{w} = \mathbf{E}_n \mathbf{c}. \end{aligned} \quad (3.7)$$

O primeiro termo do critério corresponde à minimização da variância do ruído, conforme o desenvolvimento matemático em seguida,

$$\min \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} = \min \mathbf{w}^H \left(\mathbf{D}_i \mathbf{S} \mathbf{D}_i^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \right) \mathbf{w}, \quad (3.8)$$

$$\min \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} = \min \mathbf{w}^H \left(\mathbf{D}_i \mathbf{S} \mathbf{D}_i^H \right) \mathbf{w} + \min \mathbf{w}^H \left(\sigma_n^2 \mathbf{I} \right) \mathbf{w}. \quad (3.9)$$

Na Equação (3.9), a aplicação do vetor de pesos sobre a matriz de direcionamento dos sinais interferentes, \mathbf{D}_i , anula o termo $\left(\mathbf{D}_i \mathbf{S} \mathbf{D}_i^H \right)$ devido à ortogonalidade entre o próprio vetor de pesos e a própria matriz \mathbf{D}_i . Portanto, a Equação (3.9) se resume ao termo $\left(\sigma_n^2 \mathbf{I} \right)$, responsável pela correlação espacial do ruído, \mathbf{R}_n , no qual o vetor de pesos impõe uma minimização da variância do ruído.

O critério (3.7) pode ser reescrito conforme

$$\begin{aligned} \min \quad & (\mathbf{E}_n \mathbf{c})^H \mathbf{R} (\mathbf{E}_n \mathbf{c}), \\ \text{sujeito a} \quad & \mathbf{c}^H \mathbf{E}_n^H \mathbf{D}_d = \mathbf{g}^H. \end{aligned} \quad (3.10)$$

Segundo o método de Lagrange, existe uma matriz otimizada \mathbf{c}_{op} que satisfaz (3.10), definida por

$$\mathbf{c}_{op} = \frac{\mathbf{U}^{-1} \mathbf{D}_{1d}}{\mathbf{D}_{1d}^H \mathbf{U}^{-1} \mathbf{D}_{1d}} \mathbf{g}, \quad (3.11)$$

em que:

$$\begin{aligned}\mathbf{U} &= \mathbf{E}_n^H \mathbf{E}_n; \\ \mathbf{D}_{1d} &= \mathbf{E}_n^H \mathbf{D}_d.\end{aligned}$$

Os elementos do vetor \mathbf{g} são atribuídos pelo projetista e representam o ganho do arranjo de antenas nas S_d direções desejadas. Normalmente, é atribuído ganho unitário nas direções desejadas. Para o caso em que existe apenas um sinal desejado, tem-se

$$\mathbf{c}_{op} = \frac{\mathbf{U}^{-1} \mathbf{D}_{1d}}{\mathbf{D}_{1d}^H \mathbf{U}^{-1} \mathbf{D}_{1d}}. \quad (3.12)$$

A Figura 3.2 ilustra a aplicação do método de autoanálise .

3.2.1 Pré-processamento da Matriz de Correlação Espacial

Numa aplicação prática, o arranjo de antenas é atingido por um conjunto de sinais composto por fontes interferentes e desejadas. A autodecomposição da matriz de correlação espacial gerada a partir desses dados implicará numa atenuação profunda dos sinais interferentes e, de forma equivocada, do sinal desejado, em virtude da sua inserção no subespaço da interferência. Portanto, é necessário a exclusão do sinal desejado do processo de autodecomposição da matriz de correlação espacial [11]. A exclusão do sinal desejado é uma etapa da aplicação do método, chamado de Pré-processamento Espacial. A Figura 3.3 ilustra o uso do bloco de pré-processamento espacial.

A determinação da matriz de correlação espacial sem a participação do sinal desejado é obtida a partir de uma filtragem espacial do vetor de dados, $\mathbf{x}(t)$. A matriz \mathbf{C} , responsável por esta filtragem espacial, tem dimensão $(n \times M)$, na qual $n = M - S_d$, reduz a dimensão da matriz \mathbf{R} , do vetor \mathbf{x} e da matriz de direcionamento das fontes interferentes, \mathbf{D}_i , de uma quantidade S_d . Isto significa uma redução de S_d graus de liberdade do arranjo, portanto o fator de arranjo só pode ter $n - 1$ nulos.

Para efeito de análise, é enumerado em seguida o efeito do pré-processamento espacial sobre a dimensão de três variáveis importantes na implementação do método de autoanálise:

1. $\mathbf{R}_i = \mathbf{C} \mathbf{R} \mathbf{C}^H$, em que \mathbf{R}_i tem dimensão $(n \times n)$ e será chamada de matriz de correlação espacial dos sinais interferentes;
2. $\mathbf{x}_i(t) = \mathbf{C} \mathbf{x}(t)$, em que $\mathbf{x}_i(t)$ tem dimensão $(n \times 1)$ e será chamada de vetor dos sinais interferentes;

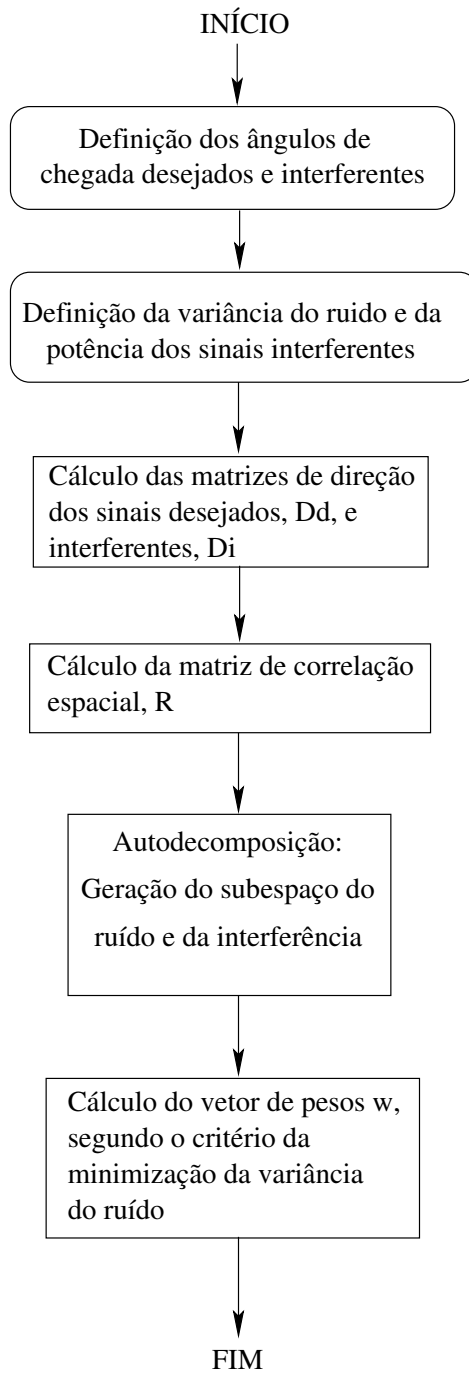


Figura 3.2: Fluxograma de implementação do método de autoanálise.

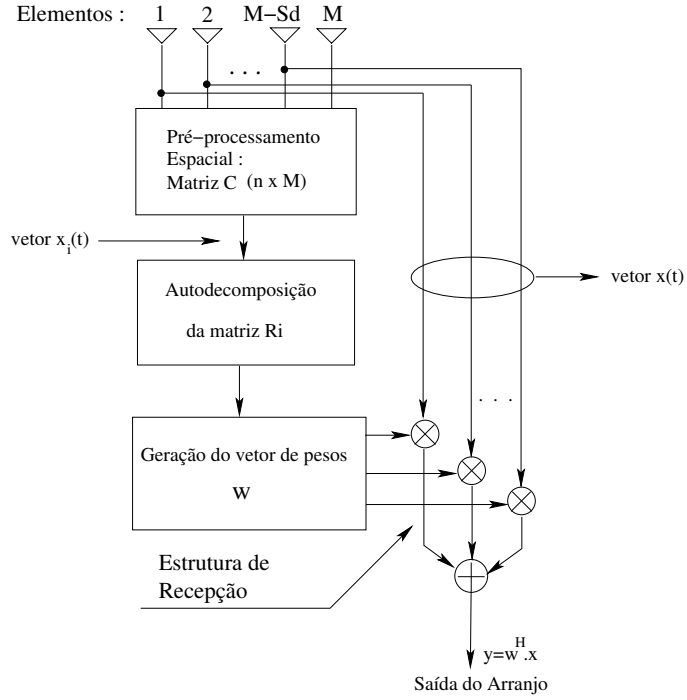


Figura 3.3: Autoanálise considerando o uso de pré-processamento espacial.

3. $\tilde{\mathbf{D}}_i = \mathbf{C}\mathbf{D}_i$, em que $\tilde{\mathbf{D}}_i$ tem dimensão $(n \times S_d)$.

O próximo passo a ser discutido consiste na geração dos elementos da matriz \mathbf{C} . Tal dimensionamento deve obedecer a dois requisitos:

1. A aplicação da matriz \mathbf{C} sobre a matriz de direção desejada \mathbf{D}_d resulta numa matriz nula, $\mathbf{C}\mathbf{D}_d = 0$;
2. A filtragem espacial aplicada sobre a matriz de direção dos sinais interferentes, \mathbf{D}_i , não deve alterar a direção dos sinais indesejados.

Inicialmente, considere a variável $z = e^{-ju}$, em que $u = (2\pi/\lambda)d \sin(\phi)$. A nova variável pode ser usada numa representação mais adequada da matriz \mathbf{D} na dedução dos elementos da matriz \mathbf{C} . Um vetor coluna da matriz \mathbf{D} é dado por $\mathbf{d}_l = [1 \ e^{-ju_l} \ \dots \ e^{-ju_l(M-1)}]^T$. O mesmo vetor pode ser reescrito a partir da variável z com o uso do índice l representando a l -ésima fonte de sinal (ou a l -ésima coluna da matriz \mathbf{D}) que atinge o arranjo dentre fontes desejadas e interferentes, ou seja,

$$\mathbf{d}_l(z) = \left[1 \ z_l \ \dots \ z_l^{M-1} \right]^T. \quad (3.13)$$

A aplicação da matriz \mathbf{C} sobre cada vetor coluna da matriz \mathbf{D} é similar ao produto entre um polinômio $\alpha(z)$ e $\tilde{\mathbf{d}}(z)$ com apenas n elementos, conforme

$$\mathbf{C}\mathbf{d}(z) = \alpha(z)\tilde{\mathbf{d}}(z). \quad (3.14)$$

O polinômio $\alpha(z)$ deve atender a restrição $\mathbf{C}\mathbf{D}_d = 0$. Portanto, os zeros do polinômio são localizados nas direções dos sinais desejados, ou seja

$$\alpha(z) = (z - z_1)(z - z_2) \dots (z - z_{S_d}). \quad (3.15)$$

A determinação da matriz \mathbf{C} depende do polinômio $\alpha(z)$. Tendo em vista a Equação (3.14), a i -ésima linha da matriz \mathbf{C} é dada por

$$c_{i1} + c_{i2}z + c_{i3}z^2 + \dots + c_{iM}z^{(M-1)} = \alpha(z)z^{i-1}. \quad (3.16)$$

Considere apenas um sinal desejado ($S_d = 1$). O polinômio $\alpha(z)$ é igual a $(z - z_1)$ e a determinação da i -ésima linha da matriz \mathbf{C} será dada pela Equação (3.17). Para este caso, a matriz \mathbf{C} assume uma forma genérica, como a seguir,

$$c_{i1} + c_{i2}z + c_{i3}z^2 + \dots + c_{iM}z^{(M-1)} = (z - z_1)z^{i-1}, \quad (3.17)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} -z_1 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -z_1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -z_1 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & & & & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & & & & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & & & & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -z_1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.18)$$

em que $z_1 = e^{-j \cdot (\frac{2\pi}{\lambda}) d \sin(\phi_1)}$ e a matriz \mathbf{C} tem dimensão $(n \times M)$.

Quanto ao problema de autodecomposição da matriz \mathbf{R} , a introdução de um bloco de pré-processamento espacial altera o problema de geração dos subespaços. Inicialmente, os

autovalores e autovetores satisfazem a Equação $\mathbf{R}\mathbf{v} = \lambda\mathbf{v}$, em que \mathbf{v} e λ são, respectivamente, autovetores e autovalores. Agora, a equação a ser satisfeita é $\mathbf{R}_i\mathbf{v}_g = \lambda_g\mathbf{G}\mathbf{v}_g$. A matriz \mathbf{G} é igual ao produto $\mathbf{C}\mathbf{C}^H$ e as variáveis, \mathbf{v}_g e λ_g , são, respectivamente, os autovetores e autovalores generalizados.

A autodecomposição da matriz de correlação espacial dos sinais interferentes, \mathbf{R}_i , apresenta as seguintes propriedades [11]:

1. A matriz de correlação espacial \mathbf{R}_i possui $n - S_i$ autovalores generalizados iguais a σ_n^2 , em que $n = M - S_d$;
2. σ_n^2 é o menor autovalor generalizado de \mathbf{R}_i ;
3. Os autovetores generalizados associados com os $n - S_i$ autovalores generalizados e o vetores de posicionamento n -dimensional, \mathbf{D}_i , geram subespaços ortogonais no sentido da norma Euclidiana, ou seja $\mathbf{E}_n \perp \mathbf{D}_i$, no qual \mathbf{E}_n é a matriz de autovetores responsável pela geração do subespaço do ruído;
4. O subespaço da interferência é gerado a partir das colunas de $\mathbf{G}\mathbf{E}_i$, em que \mathbf{E}_i é uma matriz formada por S_i autovetores generalizados correspondente aos S_i autovalores generalizados e dominantes da matriz \mathbf{R}_i .

O vetor de pesos, considerando o uso de pré-processamento espacial, é gerado pelas restrições:

$$\begin{aligned} \min \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{R}_n \mathbf{w}, \\ \text{sujeito a} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{G}\mathbf{E}_i = 0, \\ & \text{e } \mathbf{w}^H \mathbf{d}_1 = 1, \end{aligned} \tag{3.19}$$

na qual \mathbf{R}_n é a matriz de correlação espacial do ruído dada por $\sigma_n^2 \mathbf{I}$.

Para encontrar uma expressão para o vetor de pesos é necessário fazer uma decomposição em valor singular (SVD) de $\mathbf{G}\mathbf{E}_i$, segundo a Equação (3.20).

$$\mathbf{G}\mathbf{E}_i = \mathbf{Q} \begin{bmatrix} \Sigma_i \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{V}^H = [\mathbf{Q}_i \mid \mathbf{Q}_n] \begin{bmatrix} \Sigma_i \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{V}^H, \tag{3.20}$$

em que as matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{V} são unitárias, ortogonais e possuem, respectivamente, dimensão $(n \times n)$ e $(S_i \times S_i)$ e Σ_i é uma matriz diagonal composta por valores singulares de $\mathbf{G}\mathbf{E}_i$. A

matriz \mathbf{Q} pode ser particionada em \mathbf{Q}_i com S_i colunas ortogonais a $n - S_i$ colunas da matriz \mathbf{Q}_n , a segunda matriz resultante do particionamento da matriz \mathbf{Q} .

Segundo a teoria de decomposição em valor singular [23], as matrizes \mathbf{Q}_n e \mathbf{Q}_i formam duas bases ortonormais, relacionadas abaixo:

- \mathbf{Q}_i é uma base ortonormal para $I(\mathbf{G}\mathbf{E}_i)$;
- \mathbf{Q}_n é uma base ortonormal para $I(\mathbf{G}\mathbf{E}_i)^\perp$.

Operador $I(\cdot)$ é o espaço coluna da matriz ou sua imagem [23]. Por exemplo, considere uma matriz \mathbf{A} qualquer ($n \times r$) e um vetor $\mathbf{b} \in \mathfrak{R}^n$. O vetor \mathbf{b} está no espaço coluna de \mathbf{A} se e somente se $\mathbf{b} = \mathbf{A}\mathbf{x}$ e $\mathbf{x} \in \mathfrak{R}^r$, ou seja, se o vetor \mathbf{b} for o resultado de uma combinação linear de um vetor coluna da matriz \mathbf{A} , o mesmo está inserido no seu espaço coluna.

Retornando ao problema de autoanálise, a matriz \mathbf{Q}_i forma uma base ortonormal para gerar o espaço coluna da matriz $\mathbf{G}\mathbf{E}_i$ e a matriz \mathbf{Q}_n , uma base ortonormal para um espaço coluna ortogonal, caracterizado pelo operador $(\cdot)^\perp$, ao espaço coluna gerado pela matriz \mathbf{Q}_i . Portanto, o vetor de pesos gerado pela matriz \mathbf{Q}_n , cancela totalmente os sinais com direções indesejadas contidos no subespaço da interferência gerado por $\mathbf{G}\mathbf{E}_i$.

Considerando a base ortonormal \mathbf{Q}_n , as relações entre o vetor de pesos transformados, \mathbf{u}_n , e vetor \mathbf{w} , são relacionadas em seguida:

$$\mathbf{u}_n = \mathbf{Q}_n^H \mathbf{w}, \quad (3.21)$$

$$\mathbf{w} = \mathbf{Q}_n \mathbf{u}_n. \quad (3.22)$$

Usando a base ortonormal \mathbf{Q}_n , a restrição (3.19) pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} \min \quad & \sigma_n^2 \mathbf{u}_n^H \mathbf{u}_n, \\ \text{sujeito a} \quad & \mathbf{u}_n^H \mathbf{Q}_n^H \mathbf{d}_1 = 1. \end{aligned} \quad (3.23)$$

Sabendo que \mathbf{d}_1 é o vetor de direcionamento do sinal desejado, o vetor de pesos \mathbf{w} é obtido por

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \mathbf{d}_1}{\|\mathbf{Q}_n^H \mathbf{d}_1\|^2}. \quad (3.24)$$

3.3 Resultados de Simulação do Arranjo Linear

O resultados foram obtidos a partir do cálculo da matriz de correlação espacial, usando a Equação (3.5) e o uso de pré-processamento espacial. As atenuações obtidas são profundas porque os subespaços gerados (o subespaço da interferência e do ruído) são totalmente ortogonais e o vetor de pesos atua sobre a subespaço da interferência aplicando nulos profundos nas direções indesejadas.

O primeiro resultado considera três ângulos indesejados (10, 20 e 30 graus), um ângulo desejado igual a 60 graus e um arranjo linear com 9 elementos, ver Figura 3.4. Nos ângulos indesejados, o método de autoanálise assegurou um atenuação em torno de -300dB e para o ângulo desejado, o menor valor de atenuação, 0dB. Nessa primeira simulação fica evidente a eficiência do método no cancelamento de interferência. Entretanto, o método de autoanálise apresenta uma deficiência no seu desempenho quando a proximidade entre os ângulos diminuem [16]. Considerando um arranjo com poucos elementos, os lóbulos estreitos gerados pela proximidade dos ângulos são compensados pela geração de lóbulos largos com ganho acima do valor estipulado ao sinal desejado em posições angulares distintas a dos ângulos desejados e indesejados. Essa situação “fere” a restrição de que o ângulo desejado deveria ser privilegiado com o maior ganho. Além do mais, ocorre uma redução da atenuação aplicada aos sinais indesejados. Esse problema é verificado na Figura 3.5.

Vale salientar que o método de autoanálise ainda consegue manter atenuação dos ângulos indesejados e ganho unitário ao sinal desejado, como pode ser visto na Figura 3.5. O problema em questão é garantir o maior ganho ao sinal desejado. Uma solução é aumentar o número de elementos do arranjo, conforme a Figura 3.6. Em suma, o aumento do número de elementos do arranjo, melhora a resolução do arranjo e a capacidade de gerar lóbulos mais estreitos e em maior quantidade. Entretanto, o aumento do número de elementos gera problemas sérios, como o custo de implementação e a necessidade de mais espaço para construção do arranjo de antenas. Uma proposta mais viável é avaliar o desempenho do método de autoanálise com outras configurações de arranjo. A próxima seção propõe o uso do método em arranjo circular.

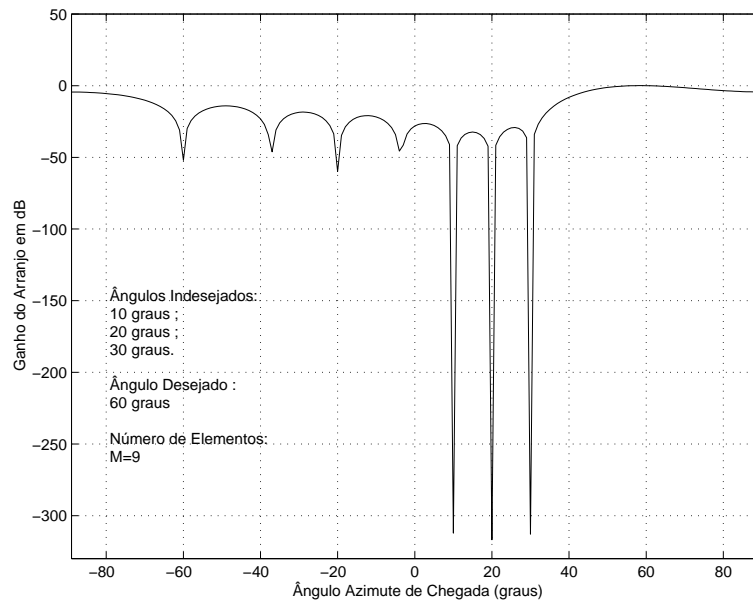


Figura 3.4: Resultado de simulação do método de autoanálise considerando um arranjo com 9 elementos.

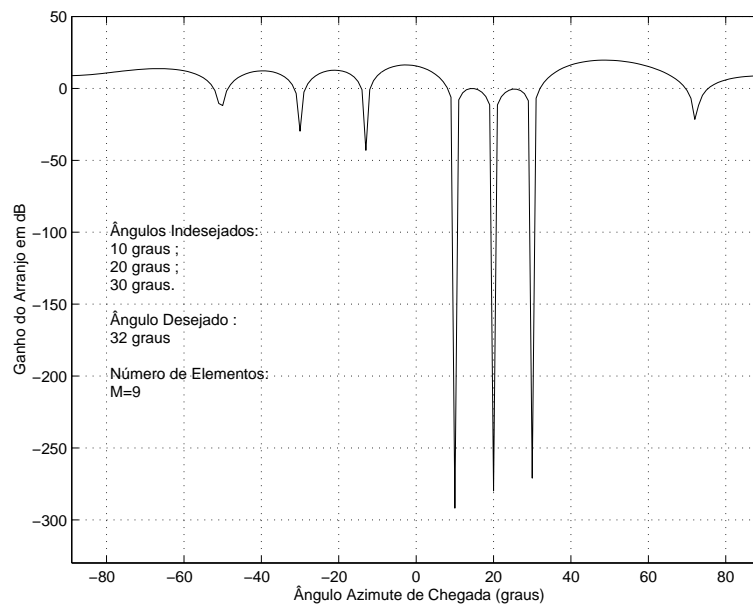


Figura 3.5: Resultado de simulação considerando um ângulo desejado muito próximo dos ângulos interferentes. Verifica-se uma redução da atenuação aplicada aos sinais indesejados.

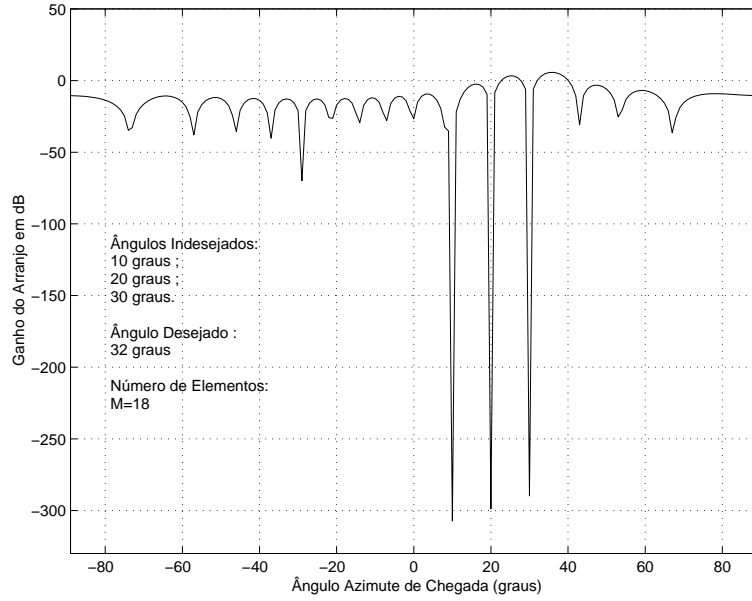


Figura 3.6: Desempenho do método de autoanálise considerando o aumento do número de elementos.

3.4 Método de Autoanálise Aplicado a Arranjos Circulares

O arranjo circular é uma configuração com muito interesse prático, bastante usado em aplicações militares, com o uso em radar [1].

O uso do arranjo circular não altera, de forma significativa, o método de autoanálise. A introdução de uma nova configuração redefine apenas o conceito matemático da matriz de direcionamento, \mathbf{D} . Uma vez definidos os elementos da matriz, o método de autoanálise segue conforme discutido na seção anterior, autodecomposição da matriz \mathbf{R} , geração dos subespaços e cálculo do vetor de pesos, \mathbf{w} .

Considere um arranjo circular com centro na origem do plano cartesiano com M elementos e raio r , ver Figura 3.7. Os elementos são localizados no plano cartesiano pelas coordenadas $\left(r \cos\left(\frac{2\pi}{M}m\right), r \sin\left(\frac{2\pi}{M}m\right)\right)$.

A variação da fase do sinal incidente ao longo do arranjo é dado por

$$\Phi_{m,l}(\theta, \phi) = kr \sin(\theta_l) \cos(\phi_l - \phi_m), \quad (3.25)$$

em que $m = 1, 2, \dots, M$.

Os elementos da matriz \mathbf{D} são dados por

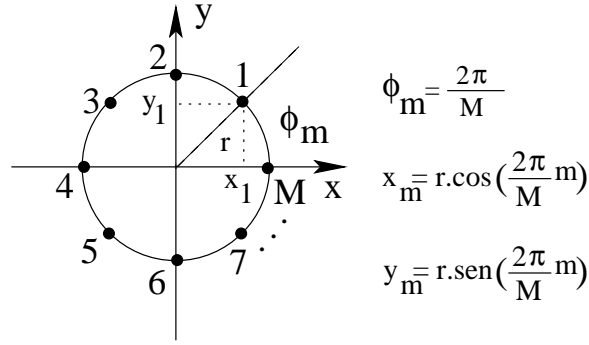


Figura 3.7: Arranjo Circular com M elementos e raio r .

$$d_{m,l} = \exp(-jkr \sin(\theta_l) \cos(\phi_l - \phi_m)), \quad (3.26)$$

em que:

r é o raio do arranjo circular;

$k = 2\pi/\lambda$;

ϕ_m é o ângulo de posicionamento dos elementos ao longo do arranjo circular, dado por $(\frac{2\pi}{M}m)$, conforme Figura 3.7;

ϕ_l é o ângulo azimute de chegada do l -ésimo sinal incidente sobre o arranjo.

Em aplicações práticas, o ângulo de elevação é considerado igual a 90 graus ($\pi/2$). Portanto, a equação dos elementos da matriz \mathbf{D} pode ser reescrita de uma forma mais simplificada como

$$d_{m,l} = \exp(-jkr \cos(\phi_l - \phi_m)). \quad (3.27)$$

O sinal presente em cada elemento do arranjo circular é dado por

$$x_m = \sum_{l=1}^L a_l \exp(-j(\omega_0 t + \varphi_l)) \exp(-jkr \cos(\phi_l - \phi_m)) + n_m(t). \quad (3.28)$$

3.5 Resultados de Simulação do Arranjo Circular

A matriz de correlação espacial foi obtida precisamente com a solução da Equação (3.5). Neste caso, não foi usado pré-processamento espacial para excluir o sinal desejado porque foi

usada somente a matriz de direcionamento dos sinais indesejados, \mathbf{D}_i , e o vetor de pesos foi obtido a partir do critério estabelecido em (3.7).

As simulações foram geradas em conjunto com os resultados obtidos com o arranjo linear. O objetivo é observar a diferença de comportamento entre as duas configurações quando submetidas a ângulos desejados e/ou indesejados próximos. Numa primeira simulação, foi observado o comportamento do arranjo circular submetido ao cancelamento dos ângulos indesejados, 50, 60 e 70 graus e ângulo desejado igual a 75 graus. O número de elementos nos dois arranjos é igual a 5 e o parâmetro kr (arranjo circular), igual a 5 (Figura 3.8) e 15 (Figura 3.9).

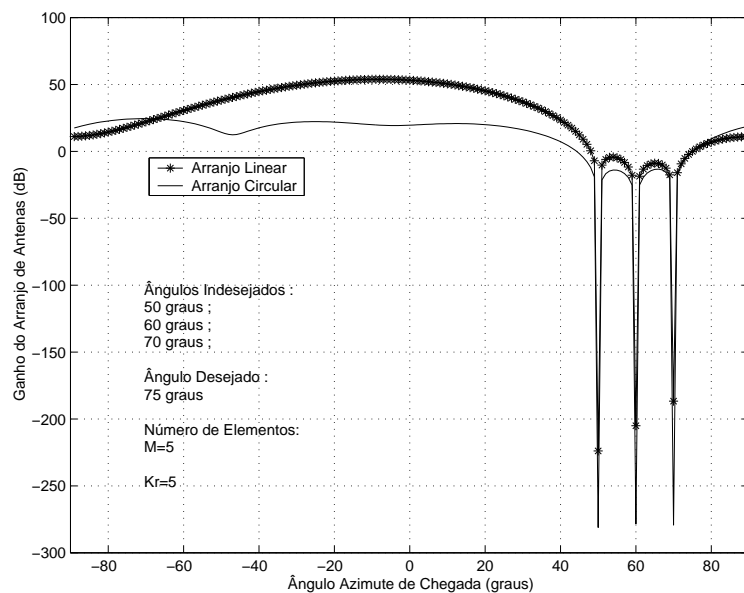


Figura 3.8: Avaliação do desempenho do método de autoanálise considerando duas configurações de arranjo, linear e circular.

Novamente, a proximidade entre os ângulos descumpriu a restrição estabelecida pelo critério (3.7) quando o método é aplicado em arranjos lineares. Entretanto, o arranjo circular apresenta comportamento mais favorável. Além de introduzir nulos mais profundos nas direções indesejadas e ganho unitário na direção desejada, o arranjo circular minimiza o ganho excedente nas vizinhanças dos ângulos desejados e indesejados [16]. Verifica-se, também, que o aumento do parâmetro kr melhora o desempenho do arranjo sem precisar aumentar o número de elementos, conforme Figura 3.9.

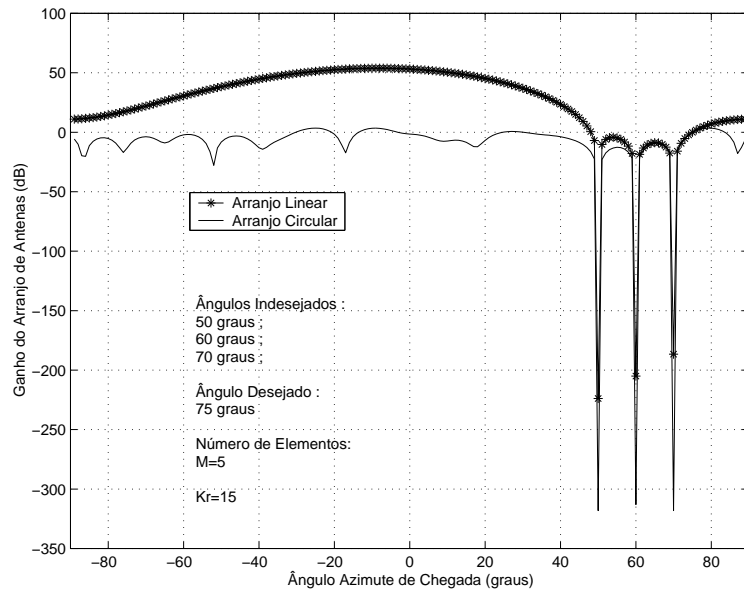


Figura 3.9: Avaliação do desempenho do método de autoanálise considerando duas configurações de arranjo, linear e circular.

O desempenho do arranjo pode ser avaliado considerando o parâmetro kr igual a 15 e aumentando o número de elementos. Nessa simulação, mudou-se os ângulos indesejados, mas manteve-se a proximidade entre eles.

Nos resultados obtidos nas Figuras 3.10 e 3.11, verificou-se que o desempenho do arranjo circular não é muito sensível ao aumento do número de elementos.

Nessas quatro simulações, verifica-se que o arranjo circular provê o cancelamento de ângulos interferentes próximos, aplicando nulos mais profundos do que o arranjo linear, além de garantir ganho máximo na direção desejada e reduzir, de forma significativa, os ganhos maiores do que aquele aplicado ao sinal de interesse. Todas essas vantagens são obtidas com um menor número de elementos. Isto representa um benefício no uso dessa tecnologia porque combate um importante obstáculo ao seu uso, o custo [16].

Segundo o artigo [9], o método de autoanálise usando arranjo linear depende fortemente dos seus graus de liberdade. Um arranjo linear com M elementos pode colocar $M - 1$ nulos, ou $n - 1$ usando o pré-processamento espacial. Quando o número de fontes indesejadas aproxima-se desse limitante, a atenuação dos sinais indesejados é reduzida e ocorre ganhos excedentes (maior do que o ganho atribuído ao sinal desejado) nas vizinhanças dos ângulos

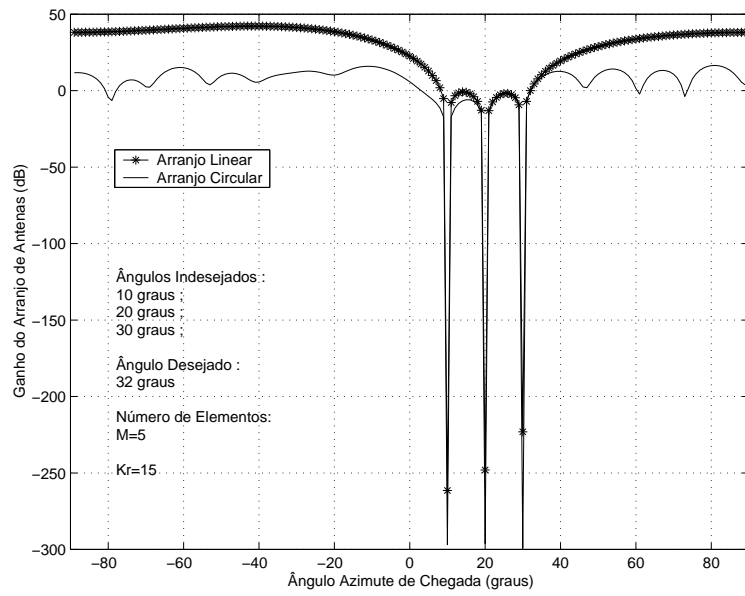


Figura 3.10: Ganho (G_a) do arranjo considerando ângulo desejado próximo aos ângulos indesejados.

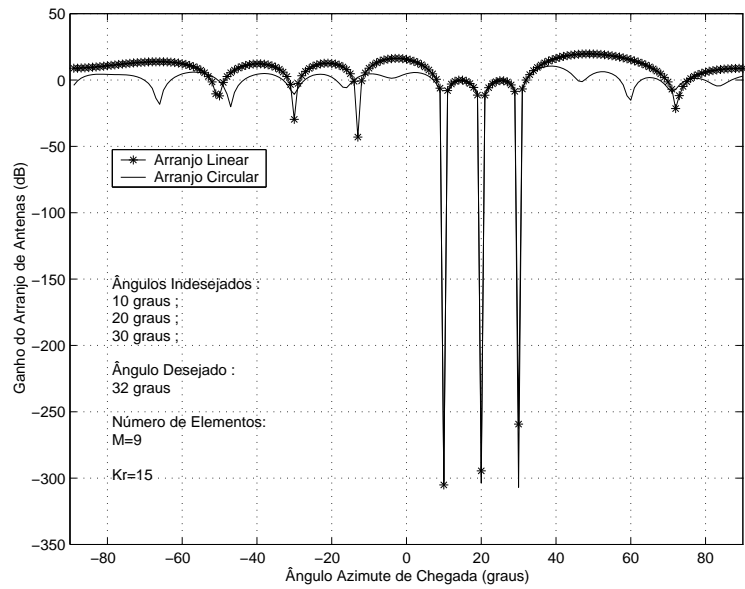


Figura 3.11: Ganho (G_a) do arranjo com 10 elementos e $kr = 10$.

desejados e indesejados. O próximo resultado avalia a aplicação do método de autoanálise usando arranjos circular e linear sobre os ângulos indesejados 20, 25, 30, 40 e 45 graus e ângulo desejado igual a 35 graus.

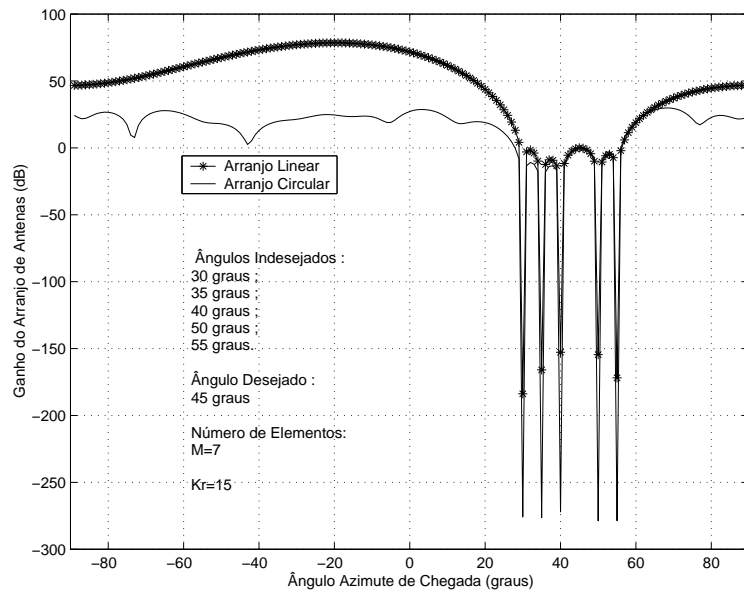


Figura 3.12: Simulação do método de autoanálise considerando um número grande de fontes indesejadas.

O resultado da Figura 3.12 comprova a eficiência do arranjo circular. Apesar do arranjo circular produzir ganho excedente, o arranjo linear aplica, fora dos ângulos de interesse (desejado e indesejado), ganhos maiores do que o arranjo circular. Além do mais, o arranjo circular introduz no fator de arranjo (F_a) atenuações mais profundas.

Um outro tema importante na avaliação do uso de qualquer método de controle do fator de arranjo é o tipo de vetor de pesos gerado pelo método. As duas tabelas, mostradas em seguida, apresentam a amplitude e a fase de cada elemento do vetor de pesos para duas situações. A Tabela 3.1 considera um arranjo com 5 elementos, ângulos indesejados iguais a 10, 20 e 30 graus, ângulo desejado igual a 40 graus e parâmetro $kr = 10$. A Tabela (3.2) mantém as mesmas características da primeira tabela, exceto o número de elementos que passa a ser igual a 10.

Antes de iniciar a análise dos dados apresentados nas duas tabelas, vale lembrar que o vetor de pesos é constituído por coeficientes complexos, portanto pode ser representado pela

sua amplitude e pela sua fase.

Arranjo Linear		Arranjo Circular	
Amplitude	Fase	Amplitude	Fase
17,23	-141,66°	0,5967	-65,45°
47,26	-22,26°	0,6612	60,03°
17,23	96,48°	0,5395	163,23°
47,23	-144,49°	0,0303	47,43°
		0,5912	-13,4°

Tabela 3.1: Vetor de pesos gerados pelo método de autoanálise com $M = 5$ elementos e $kr = 15$.

Na Tabela 3.1, a amplitude dos coeficientes do arranjo linear possui uma grande variação (17,23 e 47,23). Entretanto, no arranjo circular, ocorre uma pequena variação, permitindo dessa forma aplicações práticas com boa eficiência. Entretanto, existe uma vantagem de importância prática na amplitude dos coeficientes do arranjo linear, a existência de simetria.

Arranjo Linear		Arranjo Circular	
Amplitude	Fase	Amplitude	Fase
2,12	-158,58°	0,45	-150°
0,89	-55,96 °	0,18	34,5°
1,65	-146,84°	0,65	-136,76°
0,87	-121,12°	0,34	120,16°
0,87	-68,82°	0,19	100,73°
1,65	-160,86°	0,33	31,86°
0,89	-108,26°	0,58	73,47°
2,12	-106,27°	0,42	-164,72°
		0,48	32,43°

Tabela 3.2: Vetor de pesos gerados pelo método de autoanálise com $M = 9$ elementos e $kr = 15$.

O aumento do número de elementos melhorou o desempenho do arranjo linear. Os dados expostos na Tabela 3.2 são mais adequados em aplicações práticas devido a sua pequena variação na amplitude e a existência de simetria nos dados.

3.6 Conclusão

Nesse capítulo foi estudado o uso do método de autoanálise em arranjo linear e foi proposto o uso desse método em arranjo circular. Ainda nesse capítulo, foi abordado o uso de pré-processamento espacial para excluir o sinal desejado da matriz de correlação. O uso do pré-processamento é necessário numa aplicação prática porque os sinais recebidos estão misturados, portanto não é possível distinguir entre sinais desejados e indesejados antes da geração dos subespaços ortogonais.

As aplicações voltadas para o uso de arranjo linear na presença de ângulos de chegada próximos não mostraram resultados satisfatórios. Entretanto, a proximidade não impediu a introdução no fator de arranjo de nulos profundos nas direções indesejadas e ganho unitário (pré-estabelecido pelo projetista) na direção desejada. Em contrapartida surgiram ganhos nas vizinhanças dos ângulos desejados e indesejados acima do valor estabelecido para o ângulo desejado. Isso motivou o uso do método de autoanálise no arranjo circular que mostrou resultados melhores do que a estrutura linear. Além de introduzir atenuações mais profundas aos sinais indesejados, minimizou o ganho excedente nas vizinhanças dos ângulos de interesse.

Uma segunda característica determinante no uso de antenas inteligentes é o custo associado à implementação dessa tecnologia. O arranjo circular reduz o custo devido ao uso de um número reduzido de elementos sem prejudicar, de forma significativa, o desempenho do método de autoanálise. O uso reduzido de elementos também se traduz em economia de espaço na construção dos arranjos. Devido à distância estabelecida entre os elementos igual a $\lambda/2$ para o arranjo linear, o aumento do seu número de elementos não é uma solução eficaz. Outra vantagem é a redução do número de autovetores e autovalores a serem determinados, permitindo uma diminuição no esforço computacional necessário a implementação do método de autoanálise.

A terceira vantagem está vinculada ao processamento digital de sinais, ou melhor, a geração do vetor de pesos. Um conjunto de pesos que atenda a um determinado critério de funcionamento do sistema deve, se possível, conter uma pequena variação na sua amplitude. O arranjo circular, mesmo submetido a ângulos próximos, atende de forma mais adequada a essa restrição gerando coeficientes mais próximos.

Capítulo 4

Canal Direcional

4.1 Introdução

O canal funciona como um meio de comunicação entre o transmissor e o receptor, apresentando um comportamento aleatório que prejudica a recepção do sinal transmitido. O conhecimento sobre o seu comportamento constitui a chave principal para o desenvolvimento de técnicas para compensar os efeitos danosos ao sinal transmitido e, conseqüentemente, garantir a recuperação do sinal de recepção. Portanto, um importante ponto na avaliação do desempenho de um sistema de comunicação é a definição de um modelo de canal que melhor represente uma situação prática de funcionamento.

A escolha de um modelo apropriado está, principalmente, vinculada a duas importantes características: precisão e esforço computacional. A precisão está relacionada ao acréscimo de novas variáveis ao modelo do canal na busca de uma melhor representação do seu comportamento real. Em contrapartida, a busca por uma representação precisa se contrapõe à redução do esforço computacional. Por isso, é necessário estabelecer um critério que pondere a precisão do canal e a demanda por esforço computacional necessária para sua simulação. Tal critério depende da precisão exigida pela avaliação do sistema de comunicação em questão.

Nos sistemas de comunicações móveis o canal é modelado a partir do perfil de atrasos e do efeito Doppler. As variáveis envolvidas no processo de simulação são a amplitude complexa, o tempo de atraso de cada percurso e a frequência Doppler. Na maioria das simulações, esses parâmetros são suficientes na caracterização do canal que será usado no teste de novos esquemas de recepção. Entretanto, com o advento do arranjo de antenas, foi necessário a inserção de um parâmetro que modelasse a sua dependência espacial. O novo parâmetro

inserido foi o ângulo de chegada do sinal de recepção.

A inserção do parâmetro espacial aparece na forma de uma alteração de fase na função do canal, dependente do ângulo de chegada, da disposição de obstáculos em torno da estação móvel, da distância entre os elementos do arranjo, da geometria do arranjo (linear, circular ou planar), da altura da antena na estação radiobase (ERB) e do ambiente (rural, suburbano ou urbano).

Nesse capítulo, serão discutidos os conceitos básicos do canal temporal. Em seguida, será estudado o modelo matemático do canal direcional baseado em um processo estocástico em que suas características são definidas mediante análise das funções de autocorrelação e densidade espectral de potência, considerando o ângulo de chegada modelado por uma densidade de probabilidade gaussiana.

4.2 Canal: Conceitos Básicos

Nos canais de rádio móvel, existem dois tipos de efeitos que afetam os sistemas de comunicações móveis: Desvanecimento em Grande Escala e Desvanecimento em Pequena Escala [18]. No desvanecimento em grande escala ocorre atenuação da potência do sinal, ou perdas de percursos, devido à movimentação da estação móvel sobre grandes áreas. Entretanto, o desvanecimento em pequena escala é caracterizado por mudanças drásticas na amplitude e na fase do sinal recebido devido a pequenas movimentações, da ordem de $\lambda/2$, na separação espacial entre o transmissor e o receptor. Os efeitos do desvanecimento em pequena escala são o Espalhamento Temporal devido ao desvanecimento por multipercurso e a Variação no Tempo do Canal devido à movimentação da estação móvel. Ambos os efeitos podem ser analisados no domínio do tempo e da frequência. A Figura 4.1 ilustra os efeitos do desvanecimento em pequena escala, objeto de estudo dessa seção.

O canal de rádio móvel ainda pode ser classificado quanto à existência da linha de visada direta entre o transmissor e o receptor. O desvanecimento em pequena escala pode ser modelado por uma densidade de probabilidade de Rayleigh, portanto nesse caso não existe linha de visada direta, ou pela densidade de probabilidade de Rice, caso exista uma linha de visada direta chamada de componente especular [17][18].

A maioria dos efeitos já citados ocorrem devido à presença de obstruções naturais, como morros e árvores, e obstáculos colocados pelo homem, como edifícios, carros, entre outros obstáculos típicos de um ambiente urbano. Todas as obstruções são responsáveis, dependendo

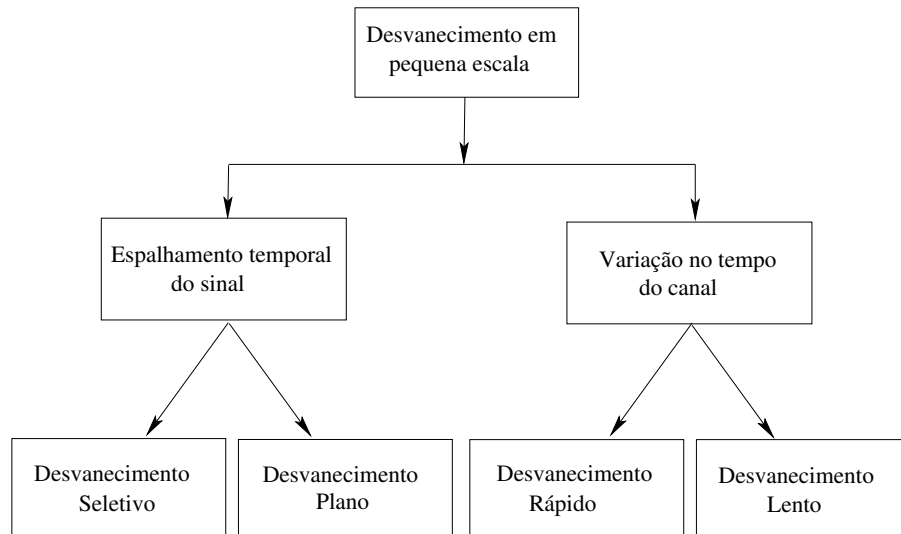


Figura 4.1: Efeitos do desvanecimento em pequena escala.

de suas dimensões, por três tipos de efeitos sobre o sinal de transmissão:

1. Reflexão: Ocorre quando a onda eletromagnética atinge uma superfície muito grande comparada ao comprimento de onda, λ .
2. Difração: Ocorre quando o percurso entre o transmissor e o receptor é obstruído por um corpo denso com grande dimensões (maior do que λ).
3. Espalhamento: Ocorre quando a onda eletromagnética atinge uma grande superfície rugosa ou qualquer superfície cuja dimensão é da ordem de λ , provocando o espalhamento da energia em todas as direções.

As próximas subseções discutem as duas conseqüências do desvanecimento em pequena escala, o espalhamento temporal e a variação no tempo do canal.

4.2.1 Espalhamento Temporal

O espalhamento temporal consiste na “fuga” de energia contida no intervalo T_s para símbolos vizinhos devido à recepção de várias réplicas atrasadas do símbolo transmitido. Cada uma das réplicas tomou um percurso distinto e chegou ao receptor com um atraso τ relativo aos outros percursos. No canal de rádio móvel, o sinal recebido é composto por um conjunto de percursos

discretos cujo modelo probabilístico é baseado no conceito *WSS-US* (*Wide Sense Stationary-Uncorrelated Scattering*). Segundo esse conceito, os percursos são descorrelacionados e o canal experimenta estacionaridade no sentido amplo [18].

O espalhamento temporal provocado pelo canal pode ser visto no domínio do tempo de atraso τ , pela função $S(\tau)$, ou no domínio da frequência, pela função $|R_H(\Delta f)|$, Figura 4.2.

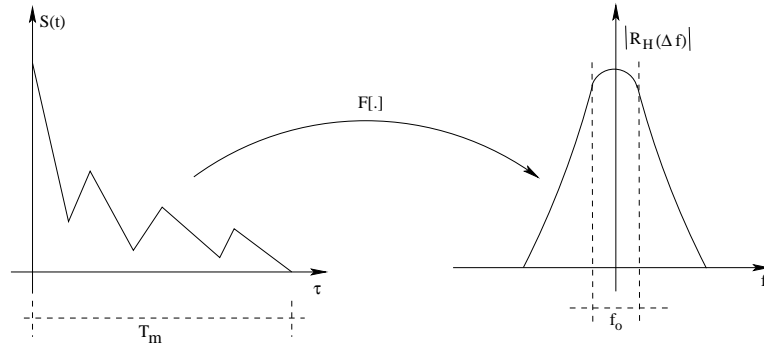


Figura 4.2: Espalhamento temporal no domínio do tempo e da frequência.

Uma informação importante extraída da função $S(\tau)$ é o Excesso de Atraso Máximo (*Maximum Excess Delay*), representado pela variável T_m , que informa o tempo de atraso τ entre o primeiro e o último componente recebido considerando um impulso como sinal de transmissão.

A variável T_m , em conjunto com o tempo de símbolo T_s , é fundamental na classificação do tipo de degradação provocada pelo desvanecimento por multipercursos. Os dois tipos de degradações são relacionados em seguida:

1. **Desvanecimento Plano:** Quando $T_s > T_m$, a energia contida no intervalo T_s não se espalha em direção aos símbolos vizinhos. No desvanecimento plano, o sinal experimental degradação na relação sinal-ruído (SNR) devido à composição destrutiva entre todas as réplicas do sinal transmitido que atinge a antena de recepção.
2. **Desvanecimento Seletivo:** Quando $T_s < T_m$, a energia de um símbolo se espalha, somando-se à energia de símbolos vizinhos. Esse efeito é chamado de interferência intersimbólica (ISI). Além da interferência, o espalhamento temporal provoca mutilação do pulso transmitido, redução da taxa de transmissão de dados e perda irreversível da taxa de erro de bit (BER) [18].

O excesso de atraso máximo, T_m , não define adequadamente o canal [18]. Diferentes canais exibem vários perfis de atrasos, mas o mesmo valor para T_m . Uma variável mais adequada à caracterização do canal é a dispersão de atraso, σ_τ , que é o desvio padrão da variável aleatória τ , dado por

$$\sigma_\tau = \sqrt{E[\tau^2] - E[\tau]^2}. \quad (4.1)$$

A transição do domínio do tempo para o domínio da frequência é obtida a partir da transformada de Fourier inversa da função $S(\tau)$ que é uma densidade de potência em função do tempo de atraso (τ). A função obtida é a autocorrelação espaçada na frequência representada pela variável $R_H(\Delta f)$.

No domínio da frequência aparece uma nova variável reciprocamente relacionada com T_m , cujo valor especifica a faixa de frequência em que o canal está fortemente correlacionado. Essa variável é chamada de largura de banda de coerência do canal, representada por f_0 .

De forma similar à análise no domínio do tempo de atraso, o canal pode ser classificado, com o uso da variável f_0 , em desvanecimento plano ou seletivo. Entretanto, nesse caso, é usada a largura de banda do símbolo transmitido, B_s . Quando $f_0 > B_s$, o desvanecimento é plano, caso contrário ($f_0 < B_s$), o desvanecimento é seletivo.

Apesar de não existir uma relação exata entre a variável σ_τ e a largura de banda de coerência, f_0 , algumas aproximações podem ser feitas a partir de valores atribuídos a autocorrelação mínima do canal. Por exemplo, para um autocorrelação igual a 0,9, a largura de banda de coerência do canal é dada por

$$f_0 = \frac{1}{50\sigma_\tau}. \quad (4.2)$$

Considerando um canal urbano com difusores uniformemente distribuídos em torno da estação móvel e coeficientes de reflexão com magnitudes iguais; a autocorrelação mínima é igual a 0,5. A largura de banda de coerência deste canal é dada por

$$f_0 = \frac{0,276}{\sigma_\tau}. \quad (4.3)$$

Conceitualmente, a largura de banda de coerência especifica a faixa de frequência em que as componentes espectrais do sinal transmitido são afetadas uniformemente pelo canal. As componentes espectrais fora dessa faixa sofrem atenuação seletiva em que algumas componentes são realçadas e outras são fortemente atenuadas. Além disso, f_0 determina um

limitante superior para a taxa de transmissão de dados que pode ser usada sem incorporar um equalizador no receptor.

4.2.2 Variação no Tempo do Canal

Similarmente ao espalhamento temporal do canal, os efeitos da variação no tempo do canal podem ser observados mediante análise no domínio do tempo e na frequência. No domínio do tempo, usando a função de correlação espaçada no tempo $R_h(\sigma)$, e no domínio da frequência, o espectro Doppler, $S(f)$.

Esse último efeito do desvanecimento em pequena escala se traduz numa dependência do canal relativa à posição do transmissor e do receptor. A variação temporal, nesse caso, é equivalente à variação espacial. Se a estação móvel está parada em relação à estação radiobase, a amplitude e a fase do sinal recebido permanecem constantes. Caso contrário, haverá mudanças ao longo do tempo. A dependência do canal ao longo do tempo é tratada adequadamente, no domínio do tempo, pela função de autocorrelação $R_h(\sigma)$.

Considerando um canal com difusores distribuídos em torno da estação móvel e ângulo de chegada uniforme no intervalo de $-\pi$ a π , a função de autocorrelação é dada por

$$R(\sigma) = J_0(2\pi f_{D,max}\sigma), \quad (4.4)$$

em que $f_{D,max} = \frac{v}{\lambda}$.

Se a estação móvel não se movimenta, $v = 0$. A função de autocorrelação é constante e igual a 1, o que significa que o canal é invariante no tempo. Caso contrário, o canal é fortemente correlacionado apenas no intervalo de tempo T_0 , chamado de tempo de coerência.

A natureza variante do canal implica em dois tipos de degradações, conforme a Figura 4.1: Desvanecimento Lento e Desvanecimento Rápido. A classificação do canal segundo esses dois tipos de degradações depende do tempo de símbolo, T_s , e do tempo de coerência, T_0 . Se $T_s > T_0$, o canal apresenta forte correlação num curto período de tempo comparado ao tempo de símbolo, portanto o canal é rápido. Caso contrário, o canal é lento, ou seja apresenta forte correlação num período de tempo maior do que o tempo de símbolo, ou seja $T_0 > T_s$.

O desvanecimento rápido provoca distorção do pulso em banda básica resultando em perda na relação sinal ruído que produz uma degradação na taxa de erro de bit irreversível.

No domínio da frequência, a densidade espectral de potência, $S_h(f)$, é obtida a partir da transformada de Fourier da autocorrelação do canal, $R_h(\sigma)$. A nova função é chamada de

Densidade Espectral de Potência do Canal ou Espectro Doppler e é dada por

$$S_h(f) = \frac{1}{\pi f_{D,max} \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_{D,max}}\right)^2}}. \quad (4.5)$$

A função $S_h(f)$ permite saber em quanto o sinal transmitido será dilatado espectralmente em função da taxa de mudança do estado do canal.

Um canal de rádio móvel, típico, com um ambiente de multipercurso em que os sinais chegam de vários percursos distintos com diferentes ângulos de chegada possui o deslocamento Doppler diferente para cada percurso. Entretanto, o efeito sobre o sinal recebido é visto como uma dilatação espectral da frequência do sinal transmitido e não um deslocamento da frequência transmitida.

A variável $f_{D,max}$ é usada na classificação da dinâmica do canal em conjunto com a largura de banda do sinal transmitido, B_s . O desvanecimento lento ocorre quando $B_s > f_{D,max}$. Entretanto, quando $B_s < f_{D,max}$, o canal experimenta desvanecimento rápido.

Nos sistemas de comunicações móveis, a variável $f_{D,max}$ estabelece um limitante inferior para a largura de banda do sinal transmitido. Uma vez respeitado esse limitante, o símbolo transmitido não experimentará a distorção provocada por um canal com desvanecimento rápido.

4.3 Abordagem Matemática do Canal Direcional

O canal é representado por linhas de atraso, em que cada linha representa um percurso modelado por uma estatística Rayleigh ou Rice [18] [17]. Nesse trabalho não será considerada a existência de linhas de visadas, portanto o modelo de Rayleigh é mais adequado ao estudo.

No canal direcional, a inserção do parâmetro espacial segmenta o canal em vários processos estocásticos entre a transmissão e um dos elementos do arranjo de antenas. Por exemplo, considerando um arranjo com M elementos, o canal possui M processos estocásticos. A partir dessa consideração, o canal direcional é mais adequadamente descrito pelo vetor

$$\mathbf{h}(t, \tau) = \sum_{l=1}^L p_l \mathbf{a}(\phi_l) \left[\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N \alpha_{n,l} e^{-j2\pi f_{D,n,l} t} \right] \delta(t - \tau), \quad (4.6)$$

em que:

$\mathbf{a}(\phi_l)$ é o vetor de direcionamento (o parâmetro espacial do canal), no qual ϕ_l é o ângulo de chegada do l -ésimo percurso;

τ_l -atraso de percurso;
 p_l é um coeficiente associado a cada percurso. O valor de p_l deve ser tal que $\sum_{l=1}^L p_l^2 = 1$;
 f_D -frequência Doppler;
 α -amplitude complexa dada por $e^{-j\varphi}$, no qual φ é a fase associada a cada percurso modelada por uma densidade de probabilidade uniforme no intervalo $[0, 2\pi]$;

O vetor de direcionamento especifica a fase do sinal de transmissão $s(t)$ em cada elemento do arranjo, cujos valores dependem do número de elementos M , da geometria do arranjo (linear, circular ou planar), da distância d entre os elementos e do ângulo de chegada ϕ_l . Os elementos do vetor $\mathbf{a}(\phi_l)$ são calculados considerando um arranjo linear com M elementos dispostos no eixo y e desprezando o ângulo de elevação θ , dados por

$$\mathbf{a}(\phi_l) = [1 \ a_1(\phi_l) \ a_2(\phi_l) \ \dots \ a_{M-1}(\phi_l)], \quad (4.7)$$

em que $a_m(\phi_l) = e^{-jmkdsen(\phi_l)}$ para $m = 0, 1, 2, \dots, (M-1)$ e $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

O ângulo de chegada ϕ é uma variável aleatória cuja distribuição de probabilidade depende do ambiente em questão. Considerando a estação móvel (EM), o ângulo de chegada é modelado por uma densidade de probabilidade uniforme no intervalo de $-\pi$ a π . No entanto, o ângulo de chegada do sinal incidente sobre a estação radiobase pode ser modelado por uma densidade de probabilidade gaussiana [3]. Vale salientar, que alguns trabalhos consideram a densidade de probabilidade uniforme para modelar o ângulo de chegada sobre a ERB, mas não é uma consideração adequada devido à distribuição de difusores em torno da estação móvel [14]. O número de difusores cai com o aumento da distância medida a partir da estação móvel, como pode ser visto na Figura 4.3, portanto é mais coerente aceitar que os difusores mais próximos da estação móvel são responsáveis por boa parte dos desvios de trajetória do sinal de transmissão $s(t)$ no enlace de subida. Portanto, existe uma maior probabilidade de recepção do sinal com ângulo de chegada em torno do ângulo ϕ_o .

De acordo com o modelo geométrico do canal ilustrado na Figura 4.3, um círculo em torno da estação móvel define uma região de difusores. O movimento da estação móvel modifica o cenário porque desloca o círculo de difusores, alterando o ângulo ϕ_o . Entretanto, vale salientar, que para pequenos movimentos da estação móvel (dezenas de comprimentos de onda) a posição angular (ϕ_o) do círculo permanece constante, assim como o cenário de difusores locais [19].

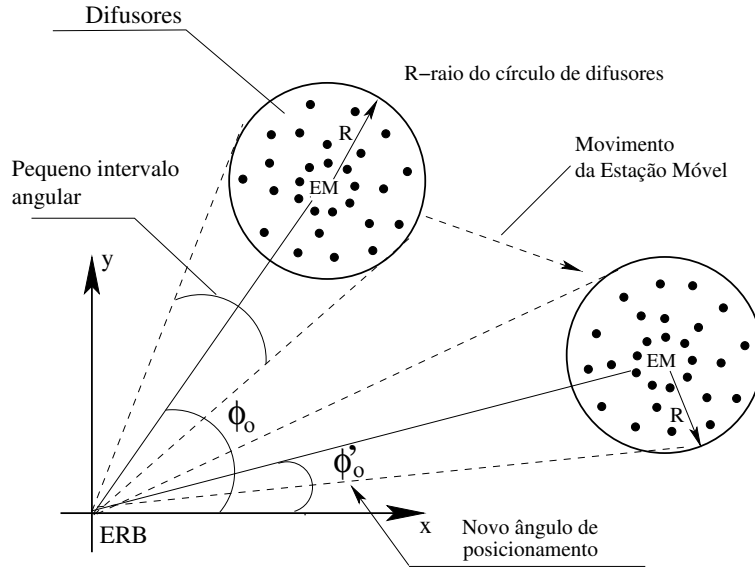


Figura 4.3: Modelo geométrico do canal.

O uso de arranjo de antenas, atualmente, é mais adequado nas estações radiobase. A partir dessa consideração, o ângulo de chegada ϕ deve ser modelado por uma densidade de probabilidade gaussiana,

$$p_\phi(\phi) = \frac{Q_3}{\sqrt{2\pi}\sigma_\phi} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\phi-\phi_0}{\sigma_\phi}\right)^2}, \quad (4.8)$$

na qual Q_3 deve satisfazer a condição

$$\int_{-\pi/2+\phi_0}^{\pi/2+\phi_0} \frac{Q_3}{\sqrt{2\pi}\sigma_\phi} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\phi-\phi_0}{\sigma_\phi}\right)^2} = 1 \quad (4.9)$$

Considerando a restrição estabelecida pela Equação (4.9), o desvio padrão (σ_ϕ) é igual à dispersão angular S_ϕ o parâmetro Q_3 pode ser obtido por

$$Q_3 = \frac{1}{\text{erf}\left(\frac{\pi}{\sqrt{8}S_\phi}\right)}. \quad (4.10)$$

A dispersão angular define um intervalo de ângulos de chegada assumidos pela variável aleatória ϕ , ou seja, especifica matematicamente o intervalo angular.

O primeiro parâmetro a ser analisado sob a influência do ângulo ϕ modelado por uma densidade de probabilidade gaussiana é a frequência Doppler, dada por

$$f_D = f_{D,max} \cos(\phi), \quad (4.11)$$

em que $\phi \sim N(\phi_o, S_\phi^2)$.

Aplicando o conceito de transformação de fdp's, a frequência Doppler é modelada pela função de densidade de probabilidade

$$p_{f_d}(f_d) = \frac{Q_3}{\sqrt{2\pi (f_{D,max}^2 - f_D^2)} S_\phi} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\arccos\left(\frac{f_D}{f_{D,max}}\right) - \phi_o}{S_\phi} \right)^2 \right]. \quad (4.12)$$

Um meio mais adequado de estudar a influência da dispersão angular e do ângulo ϕ_o sobre a dinâmica do canal dá-se mediante análise da função de autocorrelação do canal $R_h(\sigma)$. No entanto, a determinação da função de autocorrelação passa, inicialmente, por uma discussão sobre a estrutura de recepção usada nos sistemas que empregam arranjo de antenas. O objetivo é simplificar a equação vetorial do canal (4.6) por uma representação escalar do canal baseada no conhecimento do fator de arranjo (F_a).

A Figura 4.4 ilustra a estrutura de recepção, cujo funcionamento é baseado na ponderação dos sinais captados pelos elementos do arranjo pelo vetor de pesos \mathbf{w} . O sinal de saída do arranjo pode ser obtido conforme

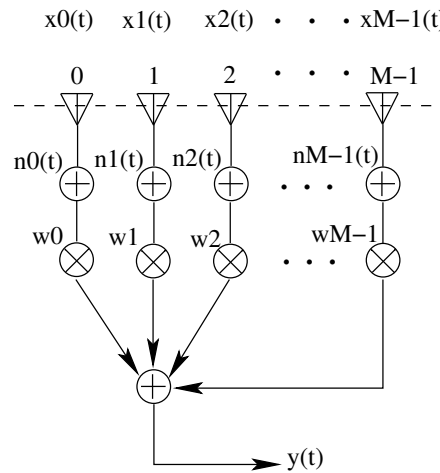


Figura 4.4: Estrutura de recepção.

$$y(t) = \mathbf{w}^H [\mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t)], \quad (4.13)$$

em que:

$$\mathbf{x}(t) = [x_0(t) \ x_1(t) \ \dots \ x_{M-1}(t)]^T;$$

$$\mathbf{w} = [w_0 \ w_1 \ \dots \ w_{M-1}]^T;$$

$$\mathbf{n}(t) = [n_0(t) \ n_1(t) \ \dots \ n_{M-1}(t)]^T;$$

$(\cdot)^H$ significa complexo conjugado transposto.

Os elementos do vetor $\mathbf{x}(t)$ representam o sinal presente em cada elemento do arranjo, cujos valores são dados pela convolução entre $\mathbf{h}(t, \tau)$, Equação (4.6), e $s(t)$, o sinal de transmissão. O vetor $\mathbf{x}(t)$ pode ser representado por

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{l=1}^L p_l \mathbf{a}(\phi_l) \underbrace{\left[\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N \alpha_{n,l} e^{-j \cdot 2\pi f_{D,n,l} t} \right]}_{g_l(t)} s(t - \tau_l). \quad (4.14)$$

O termo da Equação (4.14) sobre a chave será chamado de $g_l(t)$, que representa a variável aleatória gaussiana complexa associada ao l -ésimo percurso. Usando $g_l(t)$, o vetor $\mathbf{x}(t)$ pode ser representado de uma forma mais simplificada, ou seja

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{l=1}^L p_l \mathbf{a}(\phi_l) g_l(t) s(t - \tau_l). \quad (4.15)$$

O sinal $y(t)$ de saída do arranjo, obtido a partir da Equação (4.13), depende do vetor de pesos \mathbf{w} . O vetor de pesos \mathbf{w} do arranjo atua diretamente no fator de arranjo (F_a). Tendo em vista esse comportamento, a equação do sinal $y(t)$ pode ser reescrita em função do fator de arranjo, conforme o desenvolvimento matemático apresentado em seguida. O operador $(\cdot)^*$ representa conjugado complexo.

$$y(t) = \mathbf{w}^H \left[\sum_{l=1}^L p_l \mathbf{a}(\phi_l) g_l(t) s(t - \tau_l) + \mathbf{n}(t) \right], \quad (4.16)$$

$$y(t) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m^* \left[\sum_{l=1}^L p_l a_m(\phi_l) g_l(t) s(t - \tau_l) + n_m(t) \right], \quad (4.17)$$

$$y(t) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m^* \left[\sum_{l=1}^L p_l a_m(\phi_l) g_l(t) s(t - \tau_l) \right] + \sum_{m=0}^{M-1} w_m^* n_m(t), \quad (4.18)$$

$$y(t) = \sum_{l=1}^L p_l g_l(t) s(t - \tau_l) \sum_{m=0}^{M-1} w_m^* a_m(\phi_l) + \sum_{m=0}^{M-1} w_m^* n_m(t). \quad (4.19)$$

O fator de arranjo F_a é o resultado do produto escalar entre o vetor de direção $\mathbf{a}(\phi_l)$ e o vetor de pesos \mathbf{w} . Portanto, a Equação (4.19) pode ser simplificada.

$$y(t) = \sum_{l=1}^L p_l g_l(t) s(t - \tau_l) F_a(\phi_l) + n_w(t), \quad (4.20)$$

em que:

$F_a(\phi_l)$ é um número complexo que representa o fator de arranjo calculado no l -ésimo ângulo azimute ϕ_l de chegada;

$n_w(t)$ é o ruído gaussiano ponderado pelo vetor de pesos w .

Sabe-se que

$$y(t) = h(t, \tau) * s(t) + n_w(t), \quad (4.21)$$

logo a equação da função de transferência do canal considerando o fator de arranjo e excluindo o ruído é dada por

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L p_l g_l(t) \delta(t - \tau_l) F_a(\phi_l). \quad (4.22)$$

A função de autocorrelação do canal é dada por

$$R_h(\sigma) = \text{E}[h(t, \tau) h^*(t + \sigma, \tau)]. \quad (4.23)$$

O desenvolvimento matemático é mostrado em seguida, considerando apenas os passos principais da dedução. Vale salientar que algumas considerações são usadas no desenvolvimento. As variáveis de atraso τ_l , o coeficiente p_l e o fator de arranjo F_a são conhecidos. Os L percursos são descorrelacionados, conforme o conceito de canal WSS-US .

$$R_h(\sigma) = \text{E} \left[\left(\sum_{l=1}^L p_l g_l(t) \delta(t - \tau_l) F_a(\phi_l) \right) \left(\sum_{k=1}^L p_k g_k^*(t + \tau) \delta(t + \sigma - \tau_k) F_a^*(\phi_k) \right) \right], \quad (4.24)$$

$$R_h(\sigma) = \sum_{l=1}^L p_l^2 G_a(\phi_l) \text{E}[g_l(t - \tau_l) g_l^*(t - \tau_l + \sigma)], \quad (4.25)$$

em que a variável aleatória $g_l(t)$ é dada pelo termo da Equação (4.14) sobre a chave e $G_a(\phi_l) = |F_a(\phi_l)|^2$.

Usando a definição de $g_l(t)$, Equação (4.14), o cálculo do valor esperado na Equação (4.25), é dado por

$$R_g(\sigma)_l = \mathbb{E} \left[\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N \alpha_{n,l} \exp(-j2\pi f_{D,n,l}(t - \tau_l)) \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N \alpha_{k,l}^* \exp(j2\pi f_{D,k,l}(t - \tau_l + \sigma)) \right]. \quad (4.26)$$

Segundo o conceito de canal *WSSUS*, os N percursos são descorrelacionados. Portanto, a Equação (4.26) pode ser reescrita, na forma

$$R_g(\sigma)_l = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbb{E} [\alpha_{n,l} \alpha_{n,l}^*] \mathbb{E} [\exp(-j2\pi f_{D,n,l} \sigma)]. \quad (4.27)$$

A autocorrelação da variável aleatória α associada ao n -ésimo percurso é igual a 1, ou seja $\mathbb{E} [\alpha_{n,l} \alpha_{n,l}^*] = 1$ e a definição matemática da frequência Doppler f_D (Equação 4.11) é usada no desenvolvimento que segue .

$$R_g(\sigma)_l = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbb{E} [\exp(-j2\pi f_{D,max} \cos(\phi_{n,l}) \sigma)], \quad (4.28)$$

$$\bar{R}_g(\sigma)_l = \mathbb{E} [\exp(-j2\pi f_{D,max} \cos(\phi_l) \sigma)]. \quad (4.29)$$

A Equação (4.28) representa o valor médio da autocorrelação $R_g(\sigma)$ para N realizações elementares do canal. A partir desse último resultado, a Equação (4.25) pode ser reescrita como

$$R_h(\sigma) = \sum_{l=1}^L p_l^2 \cdot G_a(\phi_l) \mathbb{E} [\exp(-j2\pi f_{D,max} \cos(\phi_l) \sigma)]. \quad (4.30)$$

O valor esperado nas Equações (4.25) e (4.30), corresponde à função de autocorrelação da variável aleatória $g_l(t)$, $R_g(\sigma)$. O cálculo do valor esperado na Equação (4.30), é obtido com o uso da definição matemática do valor esperado dado por

$$\bar{R}_g(\sigma)_l = \int_{-\frac{\pi}{2} + \phi_o}^{\frac{\pi}{2} + \phi_o} p_{\phi_l}(\phi_l) \exp(-j2\pi f_{D,max} \cos(\phi_l) \sigma) d\phi_l. \quad (4.31)$$

Sabendo que $p_{\phi_l}(\phi_l)$ é dado por uma densidade de probabilidade gaussiana, tem-se

$$\overline{R}_g(\sigma)_l = \frac{Q_3}{\sqrt{2\pi} \cdot S_\phi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\phi_o}^{\frac{\pi}{2}+\phi_o} \exp\left(-\frac{\phi_l - \phi_o}{\sqrt{2S_\phi}}\right)^2 \exp(-j2\pi f_{D,max} \cos(\phi_l) \sigma) d\phi_l. \quad (4.32)$$

A autocorrelação pode ser decomposta em parte real e parte imaginária, como mostram as Equações (4.33) e (4.34).

$$\text{Re}[\overline{R}_g(\sigma)_l] = \frac{Q_3}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{-\pi}{\sqrt{8}\sigma_\phi}}^{\frac{\pi}{\sqrt{8}\sigma_\phi}} \exp(-u^2) \left[\cos\left(x \cos\left(u\sqrt{2}\sigma_\phi + \phi_o\right)\right) \right] du, \quad (4.33)$$

$$\text{Im}[\overline{R}_g(\sigma)_l] = \frac{Q_3}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{-\pi}{\sqrt{8}\sigma_\phi}}^{\frac{\pi}{\sqrt{8}\sigma_\phi}} \exp(-u^2) \left[\text{sen}\left(x \cos\left(u\sqrt{2}\sigma_\phi + \phi_o\right)\right) \right] du, \quad (4.34)$$

em que $u = \frac{\phi_l - \phi_o}{\sqrt{2S_\phi}}$ e $x = 2\pi f_{D,max}\sigma$.

As componentes real e imaginária da autocorrelação do canal, calculadas a partir das Equações (4.33) e (4.34), são relacionadas em seguida.

$$\begin{aligned} \text{Re}[\overline{R}_g(\sigma)_l] &= J_0(x) + Q_3 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(x) (-1)^k e^{-2k^2 S_\phi^2} \\ &\cdot (\cos(2k\phi_o) A(2k, S_\phi) - \text{sen}(2k\phi_o) B(2k, S_\phi)), \end{aligned} \quad (4.35)$$

$$\begin{aligned} \text{Im}[\overline{R}_g(\sigma)_l] &= Q_3 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k-1}(x) (-1)^k e^{-\frac{(2k-1)^2 S_\phi^2}{2}} \\ &\cdot (\cos((2k-1)\phi_o) A(2k-1, S_\phi) - \text{sen}((2k-1)\phi_o) B(2k-1, S_\phi)). \end{aligned} \quad (4.36)$$

As funções A(a, b), Equação (4.37) e B(a, b) Equação (4.38), são definidas a seguir.

$$A(a, b) = \text{Re} \left\{ \text{erf} \left(\frac{\pi}{\sqrt{8} \cdot b} - j \frac{ab}{\sqrt{2}} \right) \right\} - \text{Re} \left\{ \text{erf} \left(-\frac{\pi}{\sqrt{8}b} - j \frac{ab}{\sqrt{2}} \right) \right\}, \quad (4.37)$$

$$B(a, b) = \text{Im} \left\{ \text{erf} \left(\frac{\pi}{\sqrt{8}b} - j \frac{ab}{\sqrt{2}} \right) \right\} - \text{Im} \left\{ \text{erf} \left(-\frac{\pi}{\sqrt{8}b} - j \frac{ab}{\sqrt{2}} \right) \right\}. \quad (4.38)$$

Considerando a função de autocorrelação $\overline{R}_g(\sigma)$, a função de autocorrelação $R_h(\sigma)$ do canal é reescrita conforme a Equação (4.39).

$$R_h(\sigma) = \sum_{l=1}^L p_l^2 G_a(\phi_l) \left| \overline{R_g(\sigma)}_l \right|. \quad (4.39)$$

4.4 Resultados

As Figuras 4.5 e 4.6 ilustram o comportamento de $p_{f_D}(f_D)$. A primeira figura ilustra o comportamento de $p_{f_D}(f_D)$ para diferentes valores de dispersão angular, 10° , 50° , 80° e 120° , ângulo ϕ_o igual a 0° e frequência Doppler máxima igual a 100Hz. A segunda figura considera uma dispersão angular fixa, igual a 80° , e diferentes valores de ϕ_o .

As alterações no comportamento do canal são dependentes, além da frequência Doppler máxima, da dispersão angular S_ϕ e do ângulo ϕ_o , conforme resultados ilustrados nas Figuras 4.5 e 4.6. Estas últimas dependências (S_ϕ, ϕ_o) reforçam, ainda mais, o vínculo entre o canal e o ambiente em que a estação móvel e a estação radiobase estão localizadas.

Uma escolha apropriada do valor da dispersão angular depende do ambiente, da altura da antena (ERB) e da distância entre a estação móvel e a estação radiobase. Para ambientes urbanos com uma antena alta, em média igual a 30m, considera-se uma dispersão angular igual a 20 graus. No entanto, considerando, uma antena com altura igual a 13m, a dispersão angular é igual a 100 graus.

Conforme os resultados obtidos na Figura 4.5, um intervalo de ângulo de chegada estreito reduz a dinâmica do canal. Vale lembrar que a dispersão angular é numericamente igual ao desvio padrão do ângulo de chegada e atua diretamente sobre a especificação dessa faixa. Portanto, um pequeno intervalo de ângulo de chegada é caracterizado por uma dispersão angular pequena.

A segunda dependência do canal, Figura 4.6, corresponde ao valor médio da fdp gaussiana responsável pelo modelamento do ângulo de chegada, o ângulo ϕ_o . Devido ao comportamento da função cossenoidal (4.11), uma escolha de ϕ_o em torno de 0° ou 180° reduz a faixa de valores de frequência Doppler e conseqüentemente, a dinâmica do canal.

As Figuras 4.7, 4.8, 4.9 e 4.10 ilustram o comportamento da autocorrelação do canal para diferentes valores de dispersão angular, frequência Doppler e ângulo ϕ_o . Uma análise inicial desses resultados comprova as conclusões obtidas pelos resultados das Figuras 4.5 e 4.6. A dinâmica do canal não depende somente do valor da frequência Doppler, conforme observação das Figuras 4.9 e 4.10, mas, também, de características espaciais do canal como a dispersão angular S_ϕ e o ângulo ϕ_o . De forma similar aos resultados anteriores, a escolha de

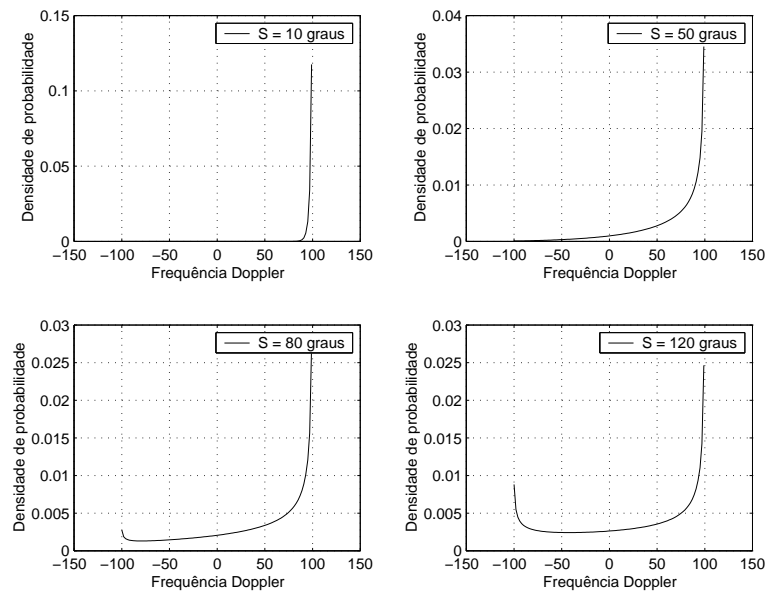


Figura 4.5: Comportamento da densidade de probabilidade da variável aleatória f_D), considerando quatro valores de dispersão angular, ângulo ϕ_o igual a 0° e frequência Doppler máxima igual a 100Hz.

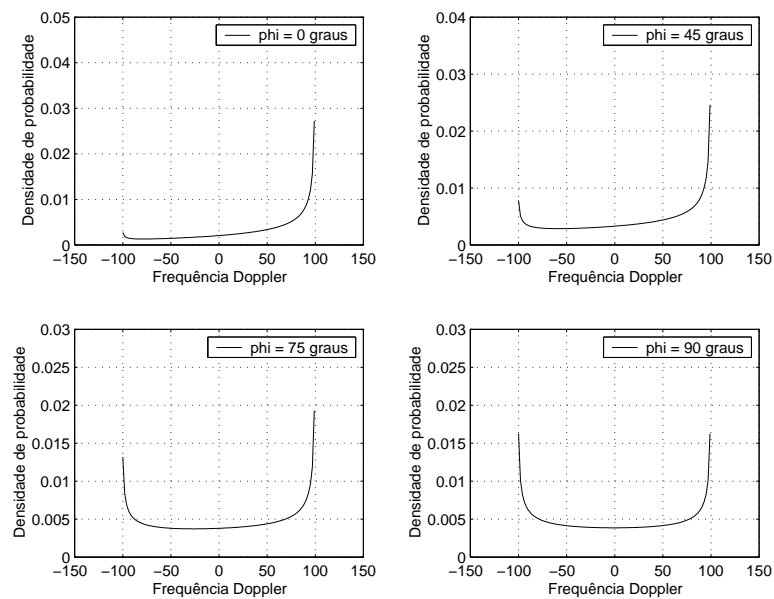


Figura 4.6: Comportamento da densidade de probabilidade da variável aleatória f_D , considerando o ângulo ϕ_o igual a 0° , 45° , 75° e 90° , dispersão angular igual a 80° e frequência Doppler máxima igual a 100Hz.

um ângulo nas proximidades de 0° ou 180° , diminui a faixa de valores gerados pela variável aleatória f_d devido ao comportamento da função cossenoidal. Nesse caso, o canal tende a um comportamento lento.

Um outro ponto importante a ser considerado é o efeito da dispersão angular. A dinâmica do canal aumenta, conforme o crescimento da dispersão angular, como mostraram as Figuras 4.7 e 4.8. Uma dispersão angular pequena, tal como os valores encontrados em canais urbanos, reduz a velocidade do canal.

As Figuras 4.9 e 4.10 ilustram o comportamento do canal em função da frequência Doppler para dois valores de dispersão angular.

Além da função de autocorrelação, um outro parâmetro de avaliação da dinâmica do canal é a densidade espectral de potência do canal $S_h(f)$, cuja definição matemática, é dada pela transformada de Fourier da função de autocorrelação do canal. Sabendo que a densidade espectral de potência está relacionada com a função densidade de probabilidade (fdp) da frequência Doppler, Equação (4.12), a análise do comportamento da autocorrelação pode ser baseada no comportamento da fdp da frequência Doppler, a partir da sua transformada de Fourier inversa.

Considerando uma dispersão angular igual a 10 graus, a fdp tende a uma função impulso (Figura 4.5), cuja transformada de Fourier inversa assemelha-se a uma função constante. Por outro lado, o aumento da dispersão angular impõe um comportamento oscilatório conforme o resultado da Figura 4.9. Matematicamente, o aumento da dispersão angular reduz a componente imaginária da autocorrelação e torna o efeito da função de Bessel de ordem zero na componente real da autocorrelação (4.35) mais significativo, conseqüentemente, a fdp se assemelha ao espectro de Jakes.

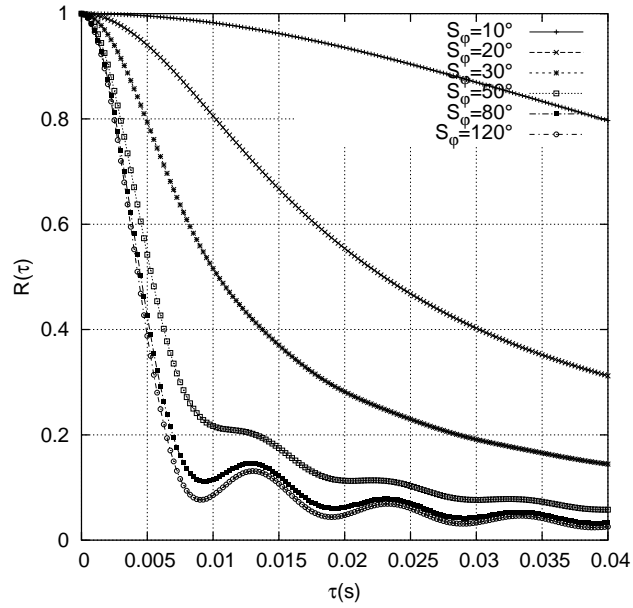


Figura 4.7: Autocorrelação do canal para diferentes valores de dispersão angular, frequência Doppler máxima igual a 100Hz e ângulo ϕ_o igual a 0° .

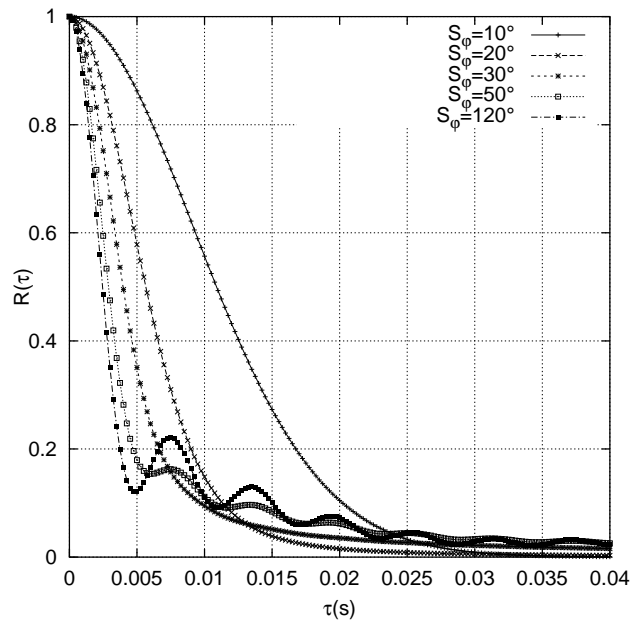


Figura 4.8: Autocorrelação do canal para diferentes valores de dispersão angular, frequência Doppler máxima igual a 100Hz e ângulo ϕ_o igual a 45° .

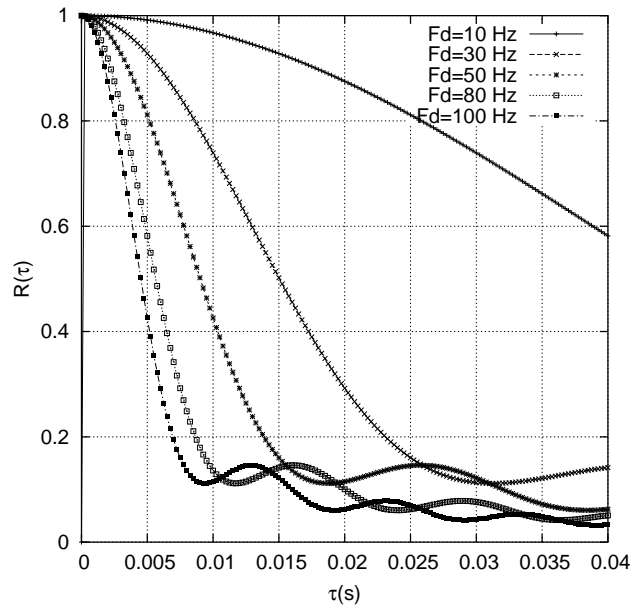


Figura 4.9: Autocorrelação do canal para diferentes valores de frequência Doppler, dispersão angular igual a 80° e ângulo ϕ_o igual a 0° .

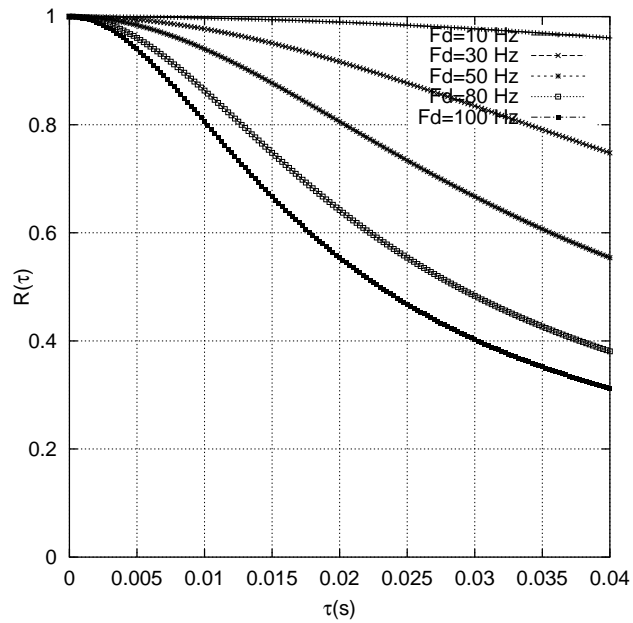


Figura 4.10: Autocorrelação do canal para diferentes valores de frequência Doppler, dispersão angular igual a 20° e ângulo ϕ_o igual a 0° .

4.5 Conclusão

O conhecimento sobre o comportamento do canal direcional é importante no estudo, projeto e avaliação do uso de antenas inteligentes. Sobretudo, porque as aplicações atualmente restritas à estação radiobase, estão associadas a um tipo de canal ligeiramente mais complexo do que o canal “visto” pela estação móvel, devido aos pequenos valores de dispersão angular encontrados na prática. Ainda nesse contexto, o ângulo de chegada é modelado por uma densidade de probabilidade gaussiana, o que torna as expressões de autocorrelação mais complexas. Por outro lado, a estação móvel tem o seu ângulo de chegada modelado por uma densidade de probabilidade uniforme definida no intervalo de $-\pi$ a π , simplificando a análise sobre esse tipo de canal.

Ainda nesse capítulo, verificou-se a dependência do canal com os parâmetros espaciais. A dispersão angular e o ângulo de posicionamento do círculo de difusores em torno da estação móvel (ângulo ϕ_o) influenciam diretamente a dinâmica do canal, ou seja, a variação do canal no tempo. Os resultados mostraram que uma dispersão angular pequena diminui a dinâmica do canal porque reduz o intervalo de ângulos de chegada modelado pela densidade de probabilidade gaussiana. Em contrapartida, a dinâmica do canal aumenta quando a dispersão angular cresce. O outro parâmetro, ϕ_o , possui dois ângulos críticos, em que o canal torna-se muito lento, 0 graus e 180 graus. Por outro lado, a dinâmica do canal aumenta quando o ângulo ϕ_o cresce na direção de 90 graus e volta a diminuir quando se aproxima de 180 graus. Tal comportamento deve-se à função cossenoidal que compõe o conceito matemático de frequência Doppler.

Cabe ressaltar que os parâmetros espaciais dependem do ambiente (urbano, suburbano ou rural) em que a estação móvel e a estação radiobase (ERB) estão localizadas. Como também, da altura da antena da estação radiobase e da distância entre a estação móvel e a estação radiobase. Diferentemente do canal convencional, que modela os atrasos de percursos a partir da definição de um tipo de ambiente, o canal direcional modela parâmetros de tempo e espaço a partir de um conjunto de características que vão além de uma simples escolha do tipo de ambiente.

Capítulo 5

Equalização Espacial Usando o Método de Autoanálise

5.1 Introdução

Devido à existência de obstáculos, o sinal de recepção é o resultado de uma composição de L réplicas atrasadas de um símbolo transmitido. Cada réplica se propaga por um percurso diferente, originando a Propagação por Multipercurso, e incide sobre a antena de recepção com um tempo de atraso relativo diferente. A superposição dos sinais recebidos, dependendo do tempo de atraso, reduz o desempenho do sistema de comunicação.

O desempenho é prejudicado devido ao espalhamento temporal do símbolo transmitido cujo efeito é mais proeminente quando a diferença de atraso máxima entre os percursos, comparado com o tempo de símbolo (T_s), é maior. Nesse caso o canal exerce sobre o sinal recebido uma atenuação seletiva em frequência, chamada de Desvanecimento Seletivo. Em suma, a seletividade corresponde a uma atenuação não-uniforme dentro da largura de banda do sinal transmitido. Outra consequência do espalhamento temporal é a limitação na taxa de transmissão de dados no canal móvel.

Para combater esse tipo de desvanecimento, o receptor tem um sistema de equalização para compensar os efeitos da seletividade em frequência do canal. O equalizador funciona como um filtro adaptativo cuja função de transferência é alterada em função das mudanças do canal no domínio do tempo, com o objetivo de reduzir as distorções do sinal recebido. Entretanto, o uso de antenas inteligentes deu abertura a uma nova possibilidade de combater

o desvanecimento seletivo, mediante o conhecimento do comportamento espacial do canal, chamada de **Equalização Espacial**. Esse método implica na escolha apropriada do padrão de irradiação que atenda a um determinado critério de projeto. Esse critério consiste em reduzir o maior número possível de percursos, privilegiando o percurso com a melhor relação sinal-ruído.

Neste capítulo, será feita, inicialmente, uma discussão genérica, sem especificar o tipo de algoritmo que será usado no controle do fator de arranjo, sobre o uso de antenas inteligentes para reduzir o desvanecimento por multipercurso. Em seguida, será discutido o uso do método de autoanálise como algoritmo de controle do fator de arranjo na equalização espacial.

5.2 Estudo sobre a Equalização Espacial

Antes de iniciar o estudo, é necessário fazer as seguintes considerações:

1. Considere um canal com L percursos e apenas um usuário usando o sistema;
2. Considere um arranjo linear uniforme com M elementos;
3. Os valores de atrasos associados a cada percurso são conhecidos;
4. Dentre os L percursos, somente um corresponde ao sinal desejado. Vale salientar, que um arranjo de antenas com M elementos pode eliminar até $M - 1$ sinais indesejados. Portanto, obrigatoriamente, $M > L$.

De acordo com a função de transferência do canal, expressa pela Equação (4.22), o efeito do fator de arranjo $F_a(\phi_l)$ sobre cada percurso é equivalente ao de um filtro cuja atenuação varia com o ângulo de chegada do sinal (ϕ_l). Esse filtro, $F_a(\phi_l)$, associado ao ângulo de chegada, produz um ganho ou uma atenuação em função do vetor de pesos \mathbf{w} . Dependendo da curva de resposta de $F_a(\phi_l)$, o arranjo de antenas pode privilegiar um determinado percurso (sinal desejado) e atenuar significativamente os demais percursos (sinais indesejados). É importante ressaltar que é necessário conhecer o ângulo de chegada de cada percurso.

A exclusão de um número fixo de percursos pode ser analisada no domínio da frequência. Para isto, é necessário o cálculo da transformada de Fourier da função de transferência do canal, dada pela Equação (4.22). Nesse cálculo, o ruído gaussiano $n_w(t)$ não foi incluído. O objetivo dessa análise no domínio da frequência é verificar se o canal se comporta como um

canal com desvanecimento plano ou seletivo com a atenuação dos percursos indesejados. Os resultados dessa análise estão discutidos na Seção 5.4.

A transformada de Fourier de $h(t, \tau)$ no instante t_0 é

$$H(t_0, w) = \sum_{l=1}^L p_l g_l(t_0) F_a(\phi_l) e^{-jw\tau_l}. \quad (5.1)$$

Um segundo critério de avaliação do comportamento do canal quando submetido ao uso da equalização espacial, que será muito usado nessa seção, é a análise da densidade espectral de potência (DEP) do sinal transmitido, recebido e equalizado.

A determinação da DEP do sinal $y(t)$, considerando o intervalo de 0 a -30dB de atenuação aplicada aos percursos indesejados, é fundamental como resultado de comprovação sobre o uso de antenas inteligentes na redução do efeito do desvanecimento por multipercurso.

A densidade espectral de potência do sinal $y(t)$ em função do canal $H(t_0, w)$, Equação (5.1), é dada por

$$S_y(t_0, w) = |H(t_0, w)|^2 S_s(w). \quad (5.2)$$

A determinação da densidade espectral de potência da modulação GMSK pode ser aproximada pela aplicação de uma filtragem da densidade espectral de potência da modulação MSK por um filtro cuja função de transferência é gaussiana, como pode ser visto na equação

$$S_s(w) = \left[\exp \left(- \left(\frac{f}{B} \right)^2 \ln 2 \right) \right] \frac{16T_s}{\pi^2} \left(\frac{\cos(2\pi f T_s)}{1 - 16f^2 T_s^2} \right)^2, \quad (5.3)$$

em que $BT_s = 0.3$.

Teoricamente, a função de transferência gaussiana tem duração infinita, porém na prática, é truncada por uma quantidade múltipla do tempo de símbolo T_s que define o tipo de resposta do modulador. A Equação (5.3) não considera o truncamento da função de transferência do filtro.

O parâmetro $|H(t_0, w)|^2$ é obtido conforme o desenvolvimento matemático em seguida.

$$|H(t_0, w)|^2 = H(t_0, w)H(t_0, w)^*, \quad (5.4)$$

$$|H(t_0, w)|^2 = \sum_{l=1}^L p_l F_a(\phi_l) g_l(t_0) e^{-jw\tau_l} \sum_{n=1}^L p_n F_a^*(\phi_n) g_n^*(t_0) e^{jw\tau_n}, \quad (5.5)$$

$$\begin{aligned}
|H(t_0, w)|^2 &= \sum_{l=1}^L p_l^2 |F_a(\phi_l)|^2 |g_l(t_0)|^2 + \\
&+ \sum_{l=1}^L \sum_{n=1, n \neq l}^L p_l p_n F_a(\phi_l) F_a^*(\phi_n) g_l(t_0) g_n^*(t_0) e^{-jw(\tau_l - \tau_n)}.
\end{aligned} \tag{5.6}$$

O primeiro termo da Equação (5.6) não depende dos valores de atraso τ_l de cada percurso e funciona como um ganho ou uma atenuação, independente da frequência, aplicado sobre a densidade espectral de potência do sinal transmitido $s(t)$. O segundo termo determina o comportamento seletivo do canal.

Um adequado controle sobre o fator de arranjo $F_a(\phi_l)$ pode reduzir, principalmente, o efeito do segundo termo da equação que define o comportamento do canal como filtro. A variável $S_y(t_0, w)$ é dada por

$$\begin{aligned}
S_y(t_0, w) &= S_s(t_0, w) \left[\sum_{l=1}^L p_l^2 G_a(\phi_l) |g_l(t_0)|^2 \right] + \\
&+ S_s(t_0, w) \left[\sum_{l=1}^L \sum_{n=1, n \neq l}^L p_l \cdot p_n F_a(\phi_l) F_a^*(\phi_n) g_l(t_0) g_n^*(t_0) e^{-jw(\tau_l - \tau_n)} \right],
\end{aligned} \tag{5.7}$$

em que:

$$\begin{aligned}
|F_a(\phi_l)|^2 &= F_a(\phi_l) F_a^*(\phi_l); \\
|g_l(t_0)|^2 &= g_l(t_0) g_l^*(t_0).
\end{aligned}$$

5.3 Uso do Método de Autoanálise na Equalização Espacial

Anteriormente, foi discutido o comportamento do canal quando submetido a uma filtragem espacial aplicada pelos arranjos de antenas. Entretanto, é necessário usar um algoritmo de cancelamento de interferência para gerar e controlar os coeficientes de excitação dos elementos do arranjo. Adotou-se o método de autoanálise como algoritmo de geração do vetor de pesos devido a sua capacidade de cancelamento de sinais indesejados já discutida no Capítulo 3.

Na prática, o método de autoanálise necessita da estimação da matriz de correlação espacial, portanto a sua capacidade de produzir nulos profundos nas direções indesejadas é reduzida. De forma similar à equalização temporal que depende da estimação do canal, a

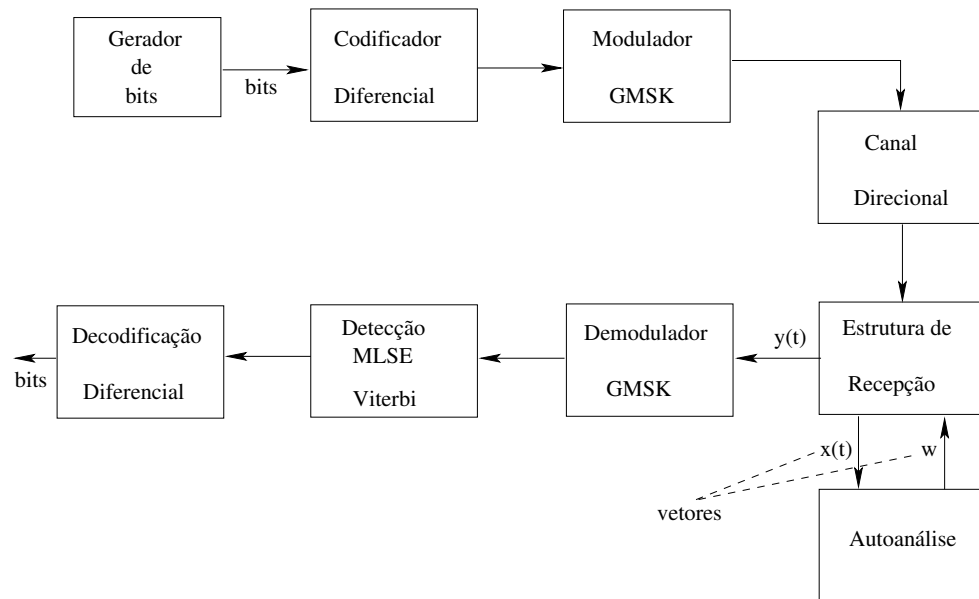


Figura 5.1: Diagrama de simulação em bloco.

equalização espacial depende de uma boa estimativa da matriz de correlação espacial para produzir bons resultados.

O desempenho da equalização espacial foi avaliado a partir da simulação de um sistema que faz uso de modulação GSMK e codificação diferencial, como pode ser visto na Figura 5.1.

As simulações foram realizadas com base nas seguintes considerações:

1. Os ângulos de chegada são conhecidos, portanto não foi necessário estimá-los
2. O ruído AWGN é descorrelacionado entre os elementos do arranjo e possui a mesma variância (potência) para todos os elementos;
3. O critério de escolha do sinal desejado é baseado na relação sinal-ruído (SNR). Escolhe-se o sinal com a melhor relação sinal-ruído, portanto o sinal desejado corresponde àquele que possui maior energia.
4. O canal é lento, possui seis linhas de atraso e ângulo de posicionamento do círculo de difusores igual a 45 graus;
5. O receptor estima perfeitamente a fase do sinal recebido;

6. O arranjo linear é formado por 10 elementos dispostos no eixo y espaçados por $\lambda/2$.

A estimação da matriz de correlação espacial é calculada com um vetor de 150 amostras, usando o estimador dado por

$$\mathbf{R}_{est}[k+1] = \frac{k\mathbf{R}_{est}[k] + \mathbf{x}[k+1]\mathbf{x}^H[k+1]}{k+1}. \quad (5.8)$$

Nesse caso, não é usado uma seqüência de treino, a equalização apenas usa uma parte da informação para estimar a matriz de correlação espacial, caracterizando um sistema de equalização cega. A vantagem dessa técnica consiste no aproveitamento do quadro para transmitir somente informação de interesse do usuário.

Uma desvantagem do processo é a redução da energia do símbolo recebido devido à exclusão (ou cancelamento) dos sinais indesejados. Diferentemente da equalização no tempo que recupera a energia que foi espalhada pelo canal nos símbolos vizinhos.

A potência do ruído de saída do arranjo é obtida a partir da autocorrelação $R_{n_w}(\tau)$.

$$R_{n_w}(\tau) = \mathbb{E}[n_w(t)n_w^*(t+\tau)], \quad (5.9)$$

$$R_{n_w}(\tau) = \mathbb{E} \left[\sum_{m=0}^{M-1} w_m^* n_m(t) \sum_{m=0}^{M-1} w_m n_m^*(t+\tau) \right], \quad (5.10)$$

$$R_{n_w}(\tau) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m^* w_m \mathbb{E}[n_m(t)n_m^*(t+\tau)], \quad (5.11)$$

$$R_{n_w}(\tau) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m^* w_m \frac{N_o}{2} \delta(\tau). \quad (5.12)$$

Sabe-se que a potência do ruído é determinada em $\tau = 0$, ou seja, $P_{n_w} = R_{n_w}(0)$.

$$P_{n_w} = R_{n_w}(0) = \sigma_n^2 \sum_{m=0}^{M-1} |w_m|^2 = \sigma_n^2 (\mathbf{w}^H \mathbf{w}). \quad (5.13)$$

A potência do sinal $s(t)$ na saída do arranjo é calculada mediante o conhecimento da autocorrelação do sinal $y(t)$, cuja equação é dada por

$$y(t) = \sum_{l=1}^L p_l g_l(t) s(t - \tau_l) F_a(\phi_l). \quad (5.14)$$

A autocorrelação é obtida segundo o desenvolvimento matemático em seguida

$$R_y(\tau) = E[y(t)y^*(t + \tau)]. \quad (5.15)$$

$$R_y(\tau) = E \left[\sum_{l=1}^L p_l g_l(t) s(t - \tau_l) F_a(\phi_l) \sum_{l=1}^L p_l g_l^*(t + \tau) s^*(t + \tau - \tau_l) F_a^*(\phi_l) \right], \quad (5.16)$$

$$R_y(\tau) = \sum_{l=1}^L p_l^2 G_a(\phi_l) E[s(t - \tau_l) s^*(t + \tau - \tau_l)] R_g(\tau)_l, \quad (5.17)$$

Fazendo $\tau = 0$, a potência do sinal na saída do arranjo é obtida por

$$P_y = R_y(0) = \sum_{l=1}^L p_l^2 G_a(\phi_l) E[s(t - \tau_l) s^*(t - \tau_l)] R_g(0)_l, \quad (5.18)$$

$$P_y = \sum_{l=1}^L p_l^2 G_a(\phi_l) P_s, \quad (5.19)$$

em que P_s é a potência do sinal transmitido.

A relação sinal-ruído de saída do arranjo é dada por

$$SNR_o = \frac{\sum_{l=1}^L p_l^2 G_a(\phi_l) P_s}{\sigma_n^2 (\mathbf{w}^H \mathbf{w})} \quad (5.20)$$

Considerando o caso ideal, ou seja, exclusão de $L - 1$ percursos pelo método de autoanálise e sabendo que $SNR_i = P_s / \sigma_n^2$, a relação sinal-ruído de saída (SNR_o) pode ser reescrita como

$$SNR_o = SNR_i \frac{p_d^2 G_a(\phi_d)}{(\mathbf{w}^H \mathbf{w})}, \quad (5.21)$$

em que :

p_d é o coeficiente associado ao percurso desejado;

$G_a(\phi_d)$ é o ganho associado ao percurso desejado;

\mathbf{w} é o vetor de pesos.

5.4 Resultados de Simulação

A análise do comportamento do canal no domínio da frequência precisa da definição dos valores de atraso τ_l que devem atender a algum modelo padrão de simulação. Nesse trabalho

optou-se por um canal GSM com seis percursos definidos na referência [20]. Os valores de atraso são citados na Tabela 5.1.

Percurso	Atraso em μs
1	0
2	3,2 μs
3	6,4 μs
4	9,6 μs
5	12,8 μs
6	16 μs

Tabela 5.1: Atrasos de percurso.

Os resultados da análise no domínio da frequência foram obtidos a partir do cálculo do valor médio da magnitude do canal no domínio da frequência, Equação (5.1), de um conjunto de realizações do canal no instante de tempo t_0 . A Figura 5.2 ilustra a aplicação de antenas inteligentes sobre um canal lento.

O resultado foi obtido a partir das considerações relacionadas abaixo:

1. Cada percurso corresponde a um ângulo de chegada ϕ_l ;
2. A mesma atenuação é aplicada a todos os percursos indesejados;
3. A magnitude do canal no domínio da frequência, Equação (5.1), está normalizada e especificada em dB.

A Figura 5.2 ilustra o comportamento do canal considerando a atenuação de $L - 1$ percursos indesejados.

O canal é praticamente plano quando o módulo do fator de arranjo, $|F_a(\phi_l)|$, aplica uma atenuação próxima a 30dB. Independente do método usado na geração do vetor de peso \mathbf{w} , fica evidente que um adequado controle do fator de arranjo pode reduzir de forma significativa a seletividade do canal e melhorar o desempenho do receptor.

A Figura 5.3 ilustra a densidade espectral de potência do sinal transmitido $s(t)$ e o efeito do fator de arranjo sobre o comportamento da densidade espectral de potência do sinal de recepção $y(t)$.

O uso da Equalização Espacial como meio de redução do efeito do desvanecimento por multipercurso é possível, conforme os resultados mostrados na Figura 5.3. Entretanto, vale

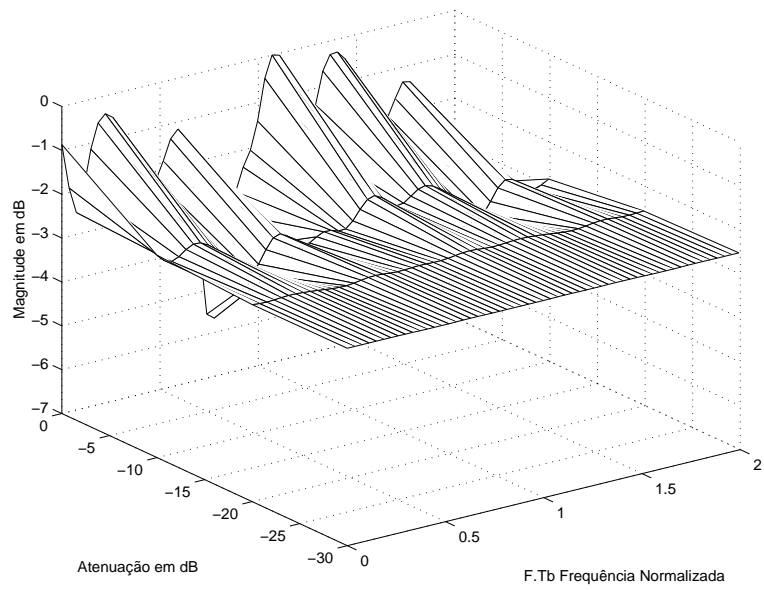


Figura 5.2: Redução da seletividade em frequência do canal com o uso de antenas inteligentes.

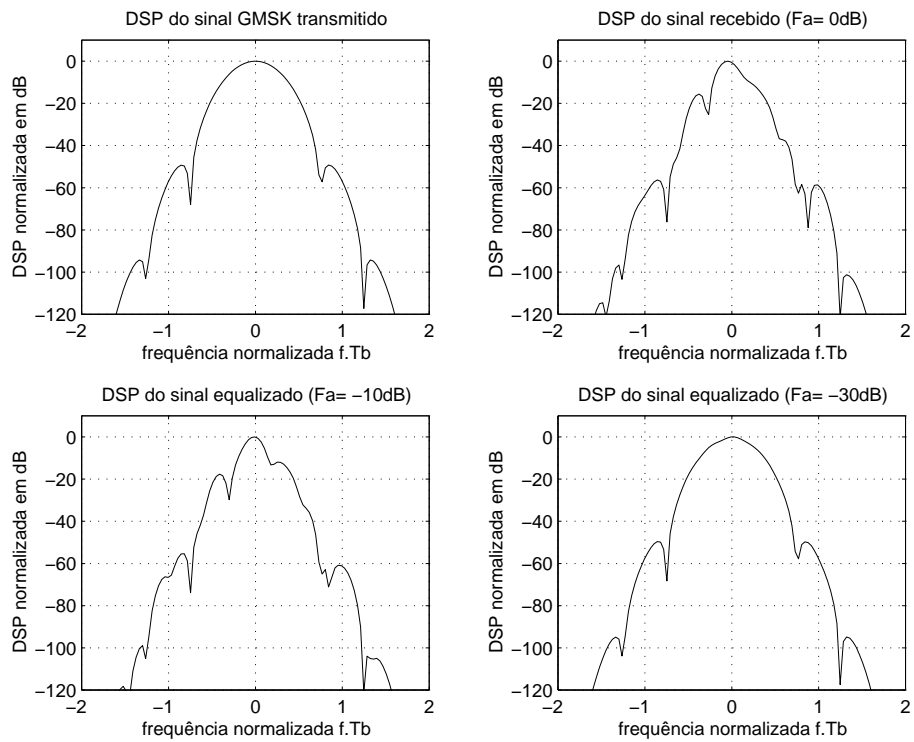
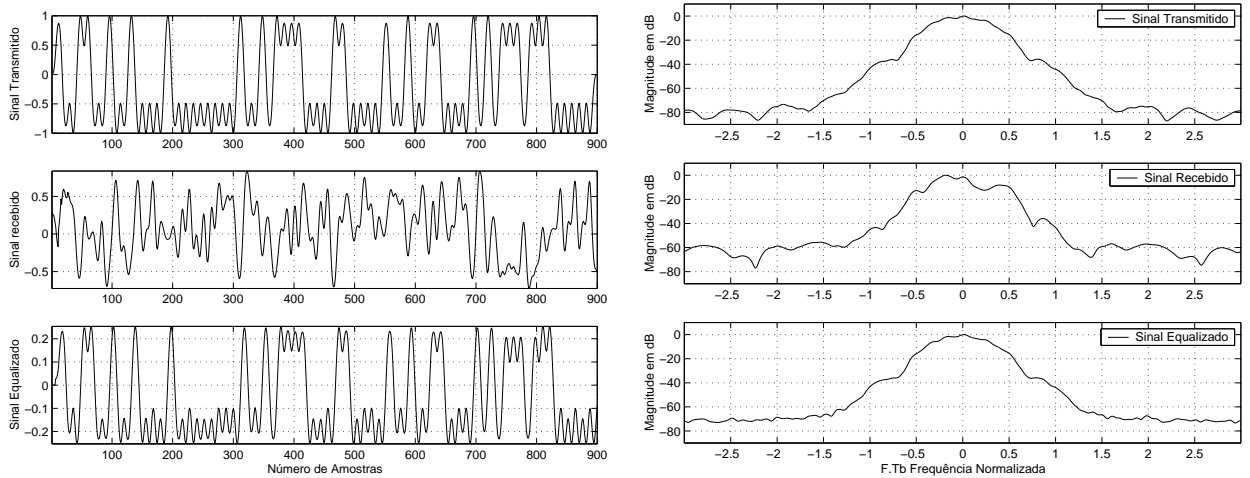


Figura 5.3: Efeito da Equalização Espacial sobre a densidade espectral de potência do sinal recebido para três valores de atenuação, 0dB, -10dB e -30dB.



(a) Domínio do tempo.

(b) Domínio da frequência.

Figura 5.4: Análise da equalização espacial de um quadro de bits.

salientar, que a eficiência dessa equalização está diretamente relacionada, também, com o número de elementos do arranjo e conseqüentemente, com o número de percursos que podem ser atenuados. Numa aplicação prática, o número de percursos é grande. Sabendo disso, o projetista deve estabelecer previamente quantos percursos significativos devem ser atenuados.

Os resultados ilustrados nas Figuras 5.4(a) e 5.4(b) considerando o uso do método de autoanálise no processamento espacial do sinal GMSK recebido mostram que a distorção introduzida pelo canal pode ser compensada

As curvas de taxa de erro de bit (BER) são mostradas na Figura 5.5. De acordo com a figura, o desempenho da equalização espacial melhora com o aumento da dispersão angular. Este comportamento deve-se a baixa resolução do método de autoanálise aplicado a arranjos lineares, ou seja, a redução de sua eficiência quando os ângulos dos percursos desejados e/ou indesejados são próximos. Este comportamento é mais provável em canais com baixa dispersão angular.

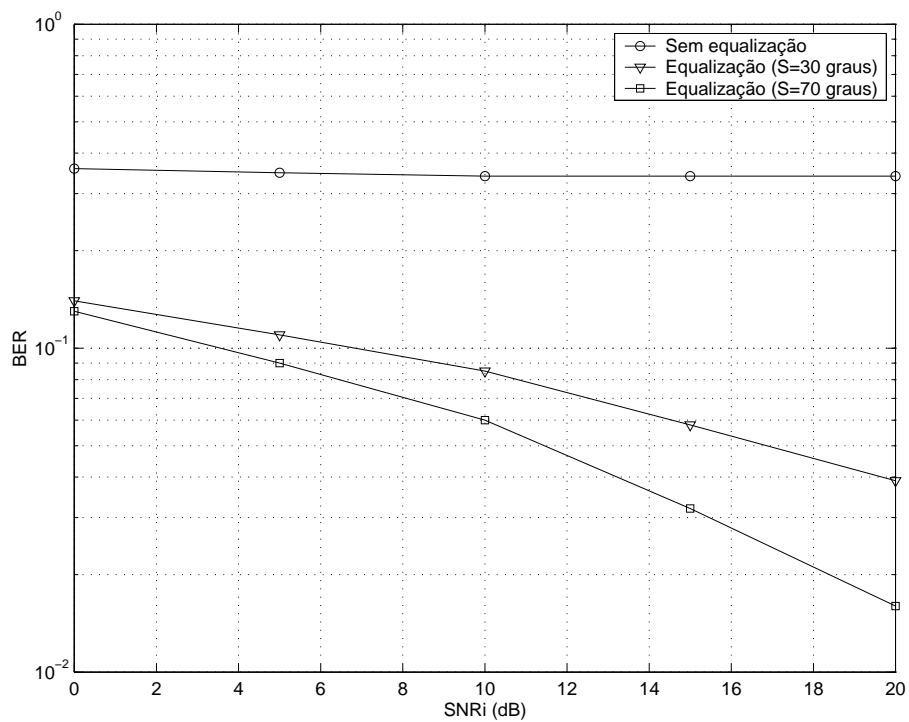


Figura 5.5: Desempenho da equalização espacial considerando a dispersão angular do canal direcional igual a 30 e 70 graus

5.5 Conclusão

Esse capítulo avalia o uso de antenas inteligentes na redução do efeito do Desvanecimento por Multipercurso. Inicialmente, a avaliação foi desenvolvida sem especificar um tipo particular de algoritmo para geração do vetor de pesos \mathbf{w} . Foi atribuído ao fator de arranjo um valor arbitrário de atenuação aplicado aos percursos indesejados e ganho unitário para um percurso desejado. Os resultados obtidos comprovam a tese de que um adequado controle adaptativo do fator de arranjo reduz significativamente o efeito do Desvanecimento por Multipercurso.

Ainda neste capítulo, as simulações serviram para mostrar um valor eficiente de atenuação. O método de geração do vetor de pesos não precisa aplicar atenuações profundas aos percursos indesejados. Um valor de atenuação dentro do intervalo $[-20\text{dB}, -30\text{dB}]$, segundo as simulações, já é suficiente para garantir um canal plano dentro da largura de banda do sinal transmitido. Cabe lembrar, que nesse caso, as simulações são geradas com um número pequeno de percursos, portanto o sistema consegue eliminar todos os indesejados, privilegiando apenas um percurso. Uma aplicação prática é limitada pelo número de percursos que podem ser eliminados dentre um número grande de sinais incidentes sobre o arranjo. Entretanto, existe apenas um número pequeno de percursos significativos agindo nocivamente sobre o sinal transmitido, portanto a Equalização Espacial pode se deter nesse pequeno conjunto de percursos, buscando estimar o ângulo de chegada, escolher o percurso com melhor relação sinal-ruído (ou reduzir os percursos com maior tempo de atraso) e atenuar os demais.

Com o uso do método de autoanálise e fazendo estimação da matriz de correlação espacial, as curvas de taxa de erro de bit mostraram que o desempenho da equalização melhora com o aumento da dispersão angular do canal devido ao aumento da diferença (distância) entre os ângulos de chegada. Caso contrário, uma baixa dispersão angular reduz o desempenho devido a baixa resolução do método de autoanálise aplicado a arranjos lineares.

Capítulo 6

Conclusão

O uso de arranjos de antenas na estação radiobase é mais viável devido à flexibilidade de projeto das estruturas de *software* e *hardware* necessárias ao uso desta tecnologia. Devido a estas facilidades, foram estudados e simulados: um método de geração de coeficientes de excitação dos elementos do arranjo, aplicação do arranjo circular no cancelamento de interferência usando o método de autoanálise e o uso de antenas inteligentes e do método de autoanálise numa proposta de equalização espacial.

A primeira técnica fez uso de um método baseado em processos aleatórios para geração dos coeficientes de excitação de um arranjo linear de antenas. Tal método mostrou resultados satisfatórios quando comparado às técnicas clássicas, como os coeficientes binomiais e os coeficientes de Dolph-Tschebyscheff. O método proposto apresentou como vantagem a pequena variação da amplitude dos coeficientes de excitação e reduzida complexidade computacional. A primeira vantagem corresponde à redução da faixa de variação da intensidade de corrente elétrica nos elementos do arranjo, permitindo uma resposta mais linear ao circuito de excitação dos elementos. A segunda vantagem é importante no desenvolvimento de sistemas que funcionem em tempo real. Entretanto, o método proposto não conseguiu eliminar os lóbulos secundários.

O segundo método referiu-se ao uso dos arranjos de antenas no cancelamento de interferência. Nesta parte foi discutido o uso do método de autoanálise na implementação de um cancelador de interferência para ser usado em arranjos lineares. No estudo foi constatado que o método de autoanálise perde sua eficiência quando os ângulos de chegada são próximos. Procurando solucionar este problema foi proposto o uso do método de autoanálise aplicado a arranjos circulares. Esta nova proposta mostrou maior capacidade de cancelamento de inter-

ferência e pequena variação na amplitude dos coeficientes do arranjo com um menor número de elementos quando comparado ao uso de autoanálise em arranjos lineares. Essa vantagem reflete numa redução dos custos associados à implantação do arranjo.

Para finalizar o trabalho, avaliou-se o uso de antenas inteligentes para fins de equalização. O método de autoanálise foi usado como algoritmo de controle do padrão de irradiação do arranjo visando cancelar os percursos indesejados e reduzir o efeito da propagação por multipercurso. Os resultados no domínio do tempo e da frequência provaram que a distorção introduzida pelo canal pode ser compensada. As curvas de taxa de erro de bit mostraram que o desempenho da equalização espacial melhora quando a dispersão angular do canal aumenta. Isto comprova as conclusões obtidas no estudo sobre o método de autoanálise de que o seu uso associado aos arranjos lineares apresenta baixo desempenho quando submetido a ângulos de chegada próximos.

A proposta de equalização espacial avaliada neste trabalho pode ser utilizada em conjunto com uma técnica de equalização temporal. O objetivo é aproveitar a redução da taxa de erro de bit (BER) oferecida pelo equalizador espacial para aumentar o desempenho do equalizador temporal.

6.1 Perspectivas para Trabalhos Futuros

Para continuação das atividades de pesquisa realizadas podem ser citadas as seguintes sugestões:

- Avaliação do uso de coeficientes de excitação aleatórios em arranjos circulares;
- Estudo do comportamento dos arranjos lineares e circulares na sua região de campo próximo;
- Projeto e implementação de um sistema de pré-processamento espacial para ser usado no método de autoanálise em arranjos circulares;
- Implementação do equalizador espacial considerando o uso de estimadores de ângulo de chegada;
- Avaliação da complexidade do equalizador espacial e comparação com métodos clássicos de equalização temporal;
- Implementação do equalizador espacial usando arranjos circulares.

Apêndice A

Modulação GMSK

A modulação GMSK faz parte de uma classe especial de modulações em que as transições de fase na portadora são suaves e o sinal em banda básica é submetido a uma filtragem cuja função de transferência é gaussiana. Atualmente esse tipo de modulação é usado no sistema GSM e o seu estudo será feito inicialmente com uma abordagem teórica sobre modulação CPFSK.

No sistema de modulação FSK, as transições de frequência em sucessivos intervalos de sinalização implicam em mudanças abruptas na fase da portadora, responsáveis pela distorção do sinal no domínio do tempo. Esses problemas podem ser reduzidos com o uso de uma modulação com memória em que a continuidade da fase é garantida com uma transição suave entre a fase anterior e a próxima fase decorrente do próximo símbolo a ser transmitido. Esse comportamento garante continuidade nas transições, mas exige o conhecimento sobre a fase anterior. A modulação FSK com continuidade na fase é chamada de CPFSK e sua representação matemática é discutida inicialmente com um sinal PAM, dado por

$$d(t) = \sum_n I_n g(t - nT_s), \quad (\text{A.1})$$

em que $I_n = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(M - 1)$ e $g(t)$ é um pulso em banda básica, chamado de pulso de frequência.

O sinal modulado CPFSK é descrito matematicamente por

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos[2\pi f_c t + \phi(t, \mathbf{I}) + \phi_o], \quad (\text{A.2})$$

em que:

f_c é a frequência da portadora;
 T_s é tempo de duração de um símbolo;
 E_s é a energia de um símbolo;
 ϕ_0 é a fase inicial do processo de modulação;
 $\phi(t, \mathbf{I})$ é o sinal mensagem dado por

$$\phi(t, \mathbf{I}) = 2\pi h \int_{-\infty}^t d(u)du, \quad (\text{A.3})$$

no qual h é o índice de modulação.

A Equação (A.3) pode ser reescrita usando (A.1), como pode ser visto na Equação (A.4).

$$\phi(t, \mathbf{I}) = 2\pi h \sum_n I_n q(t - nT_s), \quad (\text{A.4})$$

em que $\int_{-\infty}^t g(u - nT_s)du = q(t - nT_s)$ e $q(t)$ é um pulso de fase. A Figura A.1 ilustra um pulso $g(t)$ retangular e o seu equivalente $q(t)$.

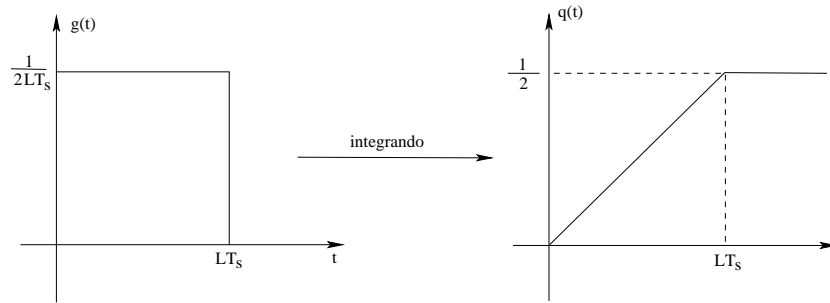


Figura A.1: Pulso $g(t)$ e $q(t)$.

Quando a modulação é especificada segundo a Equação (A.4), a modulação CPFSK torna-se parte de uma classe especial de modulações chamada CPM.

A dependência da modulação CPM sobre a fase anterior pode ser observada com a decomposição da Equação (A.4), como pode ser visto pela equação em seguida.

$$\phi(t, \mathbf{I}) = \pi h \sum_{k=-\infty}^{n-1} I_k + 2\pi h q(t - nT_s) I_n. \quad (\text{A.5})$$

A duração do pulso em banda básica $g(t)$ define dois tipos de resposta para o modulador CPM:

- Resposta Completa: Ocorre quando a duração (LT_s) do pulso em banda básica $g(t)$ é igual a um tempo de símbolo, ou seja $L = 1$. Nesse caso, $g(t) = 0$ para $t < 0$ e $t > T_s$
- Resposta Parcial: Ocorre quando o pulso tem duração maior do que T_s , ou seja $L \geq 2$, portanto $g(t) = 0$ para $t < 0$ e $t > LT_s$.

Incorporando o parâmetro L na modulação CPM, a Equação (A.5) é reescrita como

$$\phi(t, I) = \pi h \sum_{k=-\infty}^{n-L} I_k + 2\pi h \sum_{k=n-L+1}^n I_k q(t - kT_s), \quad (\text{A.6})$$

em que $nT_s \leq t \leq (n+1)T_s$.

O primeiro termo da Equação (A.6) refere-se à fase acumulada em $t = nT_s$, sendo sua representação dada por θ_n . O segundo termo é chamado de $\theta(t, \mathbf{I})$, em que \mathbf{I} é uma seqüência de símbolos ($I_n, I_n - 1, \dots, I_{n-L+1}$).

Uma vez definido o sinal mensagem $\phi(t, \mathbf{I})$ da modulação CPM, o sinal GMSK é um caso particular daquela modulação definida por um índice de modulação, h , igual a $1/2$, pulso $g(t)$ gaussiano e parâmetro L igual a 3 [21]. Portanto o sinal mensagem da modulação GMSK com resposta parcial ($L = 3$) é dado por

$$\phi(t, I) = \pi/2 \sum_{k=-\infty}^{n-3} I_k + \pi \sum_{k=n-3+1}^n I_k q(t - kT_s), \quad (\text{A.7})$$

A modulação GMSK pode ser obtida segundo uma modificação da modulação MSK. Tal modificação consiste na inclusão de um filtro de pré-modulação com função de transferência gaussiana responsável pela filtragem do pulso retangular (Figura A.1) usado na modulação MSK. Essa filtragem reduz a energia irradiada fora da largura de banda de transmissão.

Teoricamente, o pulso gaussiano obtido na saída do filtro tem duração infinita, portanto, numa realização prática, o mesmo deve ser truncado. O truncamento do pulso é obtido a partir das durações estabelecidas pelo parâmetro L . Quanto maior o valor de L , maior a duração do pulso e conseqüentemente, menor a largura de banda e a energia irradiada fora da largura de banda de transmissão. Entretanto, a redução da largura de banda corresponde a um espalhamento no tempo do símbolo transmitido que reduz o desempenho do receptor.

Matematicamente, o pulso gaussiano $g(t)$ é obtido à partir de uma convolução entre a função $\text{rect}(x)$, cujo comportamento matemático é dado pela Equação (A.8), e $h_g(t)$, dado por

$$\text{rect}(t/T_s) = \begin{cases} t = 1/2T_s & \text{para } |t| \leq T_s/2 \\ t = 0 & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

$$h_g(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma T_s}} \exp\left[-\frac{t^2}{2\sigma^2 T_s^2}\right], \quad (\text{A.9})$$

em que $\sigma = \frac{\sqrt{\ln 2}}{2\pi BT_s}$, sendo $BT_s = 0.3$ para o sistema GSM.

A Figura A.2 ilustra o comportamento da modulação GMSK no domínio do tempo.

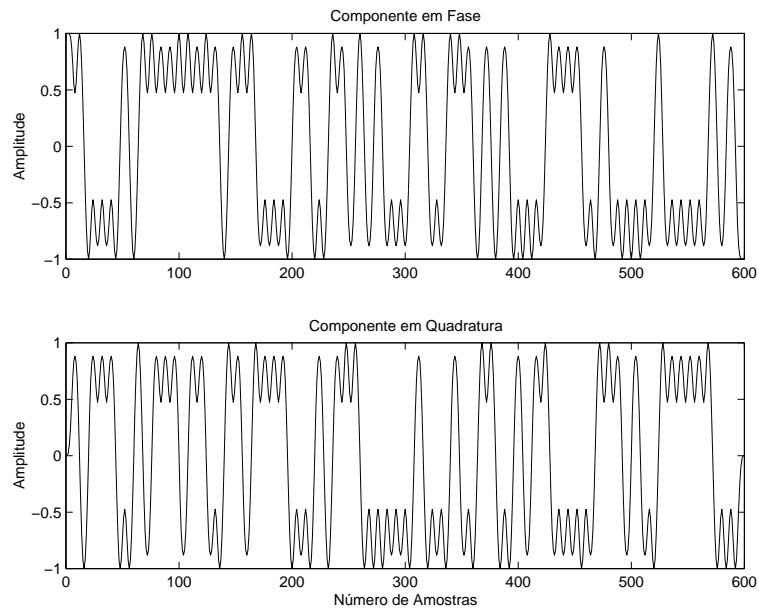


Figura A.2: Sinal GMSK no domínio do tempo.

Bibliografia

- [1] Ballanis, Constantine A. *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons, Inc, 2nd edition, 1997.
- [2] Osorio, Alexandre Freire da Silva. “Antenas Adaptativas: Conceitos e Aplicações em Comunicações Móveis”, *Dissertação de Mestrado*, Julho de 1998, Campinas -SP, Brasil.
- [3] Bonek, Ernst. “Smart Antennas for Second Third Generation Mobile Communications Systems”. *Ph.D Thesis*, Technische Universität Wien, im März, 1997.
- [4] Pérez-Neira, Ana, Mestre, Xavier and Fonollosa, Javier Rodriguez “Smart Antennas in Software Radio Base Stations”. *IEEE Communications Magazine*, February 2001, pp.166-173.
- [5] Winters, Jack H. “Smart Antennas for Wireless Systems”. *IEEE Personal Communications*, February 1998, pp.23-27.
- [6] Fulgum, Tracy L., Molnar, Karl J. and Duel-Hallen, Alexandra. “The Jakes Fading Model for Antenna Arrays Incorporating Azimuth Spread”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 51, No 5, September 2002, pp.968-977.
- [7] Birchels, Mark A. “E911 Phase II Location Technologies”. *IEEE Vehicular Technology Society News*, November 2002, pp.4-9.
- [8] Bhobe, Alpesh U. and Perini, Patrick L. “An Overview of Smart Antenna Technology for Wireless Communication”. *IEEE* 2000, pp.875-883.
- [9] Cavalcanti, F. R. P., Fernandes, C. E. R., de Almeida, A. L. F., Mota, J. C. M. “Performance Evaluation of Sub-Space Techniques for Array Processing in TDMA Systems”. 2001, pp.1264-1268.

- [10] Wamberto J. L. Queiroz e Marcelo Sampaio de Alencar. “Análise de Distúrbios na Estrutura de um Autocancelador”. *Anais do X Símpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica - SBMO2002*, pp.490-494.
- [11] Haimovich, Alexander M. and Bar-Ness, Yeheskel. “An Eigenanalysis Interference Canceler”. *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol.39, No 1, January 1991, pp.76-84.
- [12] Bar-Ness, Yeheskel and Panayirch, Erdal “Eigenanalysis for Interference Cancellation with Minimum Redundancy Array Structure”. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. Vol.33, No. 3, July 1997, pp.977-988.
- [13] Mayrargue, Sylvie. “Spatial Equalization of a Radio-Mobile Channel without Beamforming Using the Constant Modulus Algorithm (CMA)”, 1993, pp.344-347.
- [14] Liberti, Joseph C. and Rapaport, Theodore S. *Smart Antennas for Wireless Communications : IS-95 and Third Generation CDMA Applications*. Prentice Hall, 1999.
- [15] Queiroz, Wamberto J. L., Alencar, Marcelo Sampaio and Silva, Fabrício G. S. “Analysis of Antenna Arrays Configurations with Random Parameters”. *Proceedings of International Telecommunications Symposium 2002-ITS(2002)*, October 2002, Natal, Brazil, pp.73-76.
- [16] Queiroz, Wamberto J. L., Silva, Fabrício G. S. and Alencar, Marcelo Sampaio. “Design of Eigencancelers with Circular Array Structures”. Artigo aceito para publicação no ConfTele2003 a ser realizado em Aveiro, Portugal no mês de junho.
- [17] Yacoub, Michel D. *Foundations of Mobile Radio Engineering*. CRC Press, Inc, 1993.
- [18] Bernard Sklar. “Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communications Systems Part I: Characterization”. *IEEE Communications Magazine*, July 1997, pp.90-100.
- [19] Correia, L. M. *Wireless Personalized Communications: COST 259, European Cooperation in Mobile Radio Reserach*, John Wiley & Sons, 2001.
- [20] European Telecommunications Standard Institute. “GSM 05.05: Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Radio transmission and reception ”. Version 5.8.1, 1998.
- [21] Barbosa, Sérgio Gonçalves Donato. “Plataforma de Simulação para um Sistema de Comunicações Móveis GSM”. *Dissertação de Mestrado*, Campina Grande-PB, UFPB, Abril de 2002.

- [22] Proakis, John G. *Digital Communications*. McGraw-Hill, 1995, 3rd edition.
- [23] Leon, Steven J. *Álgebra Linear com Aplicações*. LTC-Livros Técnicos e Científicos Editora S.A, 1999, Quarta Edição.
- [24] Bernard Sklar. “Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communications Systems Part II: Mitigation”. *IEEE Communications Magazine*, September 1997, pp.148-155.
- [25] Haimovich, A. and Bar-Ness, Y. (1988). “Adaptative antenna arrays eigenvector methods”. *Presented at the IEEE International Conference on Antennas and Propagation*, 1988, pp.980-983.
- [26] Haimovich, A. and Vadhri, A. “Rejection of Narrow-Band Interference in PN Spread Spectrum Systems Using an Eigenanalysis Approach”. June 1994, pp.1002-1006.