

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**EMPREGO DE ANTENAS ADAPTATIVAS PARA  
ESTIMAÇÃO DE DADOS EM AMBIENTE CDMA**

**SAULO BENIGNO PUTTINI**

**ORIENTADOR: RICARDO ZELENOVSKY**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PUBLICAÇÃO: PPGENE.DM – 255A/06**

**BRASÍLIA/DF: MARÇO – 2006**

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**EMPREGO DE ANTENAS ADAPTATIVAS PARA ESTIMAÇÃO DE  
DADOS EM AMBIENTE CDMA**

**SAULO BENIGNO PUTTINI**

**DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO DE  
ENGENHARIA ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA DA  
UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO PARTE DOS REQUISITOS  
NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE.**

**APROVADA POR:**

---

**Prof Ricardo Zelenovsky, D.Sc - ENE/UnB**

---

**Prof Geovany Araújo Borges, D.Sc - ENE/UnB**

---

**Prof Alexandre Pimentel Mendonça, D.Sc – IME**

**BRASÍLIA/DF, 28 DE MARÇO DE 2006**

## **FICHA CATALOGRÁFICA**

PUTTINI, SAULO BENIGNO

Emprego de Antenas Adaptativas para Estimação de Dados em Ambiente CDMA

[Distrito Federal] 2006.

xvi, 102p., 210 x 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Engenharia Elétrica, 2006).

Dissertação de Mestrado – Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Arranjo de Antenas

2. Algoritmos Adaptativos

3. Estimação da Direção de Chegada

4. Sistemas CDMA

I. ENE/FT/UnB

II. Título

## **REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA**

Puttini, S. B. (2006). Emprego de Antenas Adaptativas para Estimação de Dados em Ambiente CDMA. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGENE.DM – 255A/06, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 100p.

## **CESSÃO DE DIREITOS**

AUTOR: Saulo Benigno Puttini.

TÍTULO: Emprego de Antenas Adaptativas para Estimação de Dados em Ambiente CDMA.

GRAU: Mestre

ANO: 2006

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta dissertação de mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte dessa dissertação de mestrado pode ser reproduzida sem autorização por escrito do autor.

---

Saulo Benigno Puttini  
SQN 111 Bloco B Apto 204, Asa Norte.  
70754-020 Brasília – DF – Brasil.

## **AGRADECIMENTOS**

- ao orientador deste trabalho, Professor Ricardo Zelenovsky, pela amizade e confiança depositada, mesmo nas condições adversas sob as quais a pesquisa foi iniciada;
- aos Professores Geovany Araújo Borges e Ricardo Staciarini Puttini, pela inspiração e auxílio neste trabalho;
- à minha esposa e família, Raquel Lemos Gonçalves Puttini, pela compreensão das horas dedicadas e perseverança, mesmo quando eu já desistira;
- aos meus grandes amigos e companheiros de trabalho, Alexandre Barreto, Andrea Maria, João Paulo Lustosa, Marcelo Gonçalves e Ramon Domingues, pela ajuda e apoio no dia-a-dia e nos momentos difíceis;
- a meus pais e irmãs, sem os quais jamais poderia ter começado qualquer estudo.

## **RESUMO**

### **EMPREGO DE ANTENAS ADAPTATIVAS PARA ESTIMAÇÃO DE DADOS EM AMBIENTE CDMA**

**Autor: Saulo Benigno Puttini**

**Orientador: Ricardo Zelenovsky**

**Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica**

**Brasília, março de 2006**

Este trabalho fundamenta-se em propor e avaliar o desempenho de um modelo receptor adaptativo, com utilização de arranjo de sensores, a ser empregado em meios de multiplicidade de acesso via divisão por códigos (CDMA) para fins de estimação de dados.

Inicialmente é apresentado um estudo sobre arranjos de antenas, desenvolvendo-se o equacionamento de um arranjo linear e uniforme (ULA). Enfatiza-se o emprego deste para fins de separação espacial de usuários, sendo relatadas e ilustradas algumas formas de conformação de feixe. A seguir, o trabalho aborda o emprego de algoritmos adaptativos, especialmente o método de Wiener e filtro de Mínima Média Quadrática (LMS), para arranjos de sensores, originando os tão conhecidos arranjos adaptativos.

Prosseguindo, aborda-se o problema de estimação da direção de chegada (DOA), sendo ilustrados alguns métodos amplamente difundidos na literatura especializada. Algumas simulações de espectro espacial de potência são realizadas, visando a avaliar, principalmente, a capacidade de resolução e a imunidade em relação ao ruído. É apresentado, então, uma metodologia de estimação de DOA como resultado secundário de arranjos adaptativos. Na continuidade, são mostradas algumas características da técnica de espalhamento espectral, essencial para a implementação do acesso múltiplo por divisão no código. Neste contexto, discute-se o problema de sincronismo nas aplicações CDMA, sendo apresentado um algoritmo de detecção de atrasos, baseado em correlação temporal.

Finalmente, exhibe-se o receptor CDMA adaptativo proposto, avaliado sob diferentes situações de ruído, interferência, controle de potência e quantidade de sensores. É dado tratamento especial às situações de acompanhamento de usuários em movimento, no qual se enfoca a capacidade do receptor em adaptar seu diagrama de radiação às condições de mudança de direção das fontes de sinal.

Por meio das simulações, constata-se que, tendo como única informação disponível os códigos de espalhamento, o receptor mostra-se capaz de recuperar o sinal original, separar espacialmente as fontes de interesse e rastrear os usuários do sistema, quando estes se encontravam em movimento. Os resultados apresentados são extremamente satisfatórios. Percebeu-se uma alta imunidade do modelo em relação ao aumento de ruído de fundo do ambiente e uma considerável robustez em relação à interferência co-canal.

## **ABSTRACT**

### **APPLYING ADAPTIVE ANTENNAS FOR DATA ESTIMATION IN CDMA MEDIUM**

**Author: Saulo Benigno Puttini**

**Supervisor: Ricardo Zelenovsky**

**Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica**

**Brasília, março of 2006**

This work founds in proposing and evaluating the performance of an adaptive receptor model, applying array of sensors, for use in code division multiple access (CDMA) mediums for data estimation.

First, a basic study about antenna arrays is presented, followed by the development of the algebraic equations of the linear uniform array (ULA). It is emphasized the use of these arrays for spatial separation, along with some considerations and illustrations of beamforming techniques. Moving forward, the thesis approaches the employment of adaptive algorithms, especially the Wiener and Least Mean Square (LMS) filters, in array of sensors, resulting in the widely known adaptive arrays.

Next, the problem of direction of arrival (DOA) estimation is attended, with several well recognized methods being displayed. Some simulations of power spatial spectrum are made, aiming to evaluate, mainly, the resolution ability and the noise immunity. Thus, a methodology applying adaptive algorithms for DOA estimation with array of sensors is signalized as a secondary result.

The spread spectrum technique, along with its features and peculiarities, is showed on the continuity, emphasizing the use of the Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) for CDMA mediums. Under this context, the synchronization problem is raised and treated, culminating in the presentation of an algorithm, based on temporal correlation, for delay detection. This algorithm was applied in the proposed receptor model.

Finally, a CDMA adaptive receptor model is proposed, exhibited and tested under different conditions of noise, interference, power control and number of sensors. Special treatment is dedicated to the tracking of mobile users, where it is witnessed the aptness of the model in adapting its radiation pattern for dynamic situations.

Through the simulations, it is showed that the receptor model is able to spatially separate the sources, recover the original signal and track the mobile users, having as sole previous information the code sequence of the sources itself. The attained results are pretty satisfactory. The model came up to be highly immune to medium noise and considerably robust to co-channel interference.

# SUMÁRIO

<b>1 – INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
<b>1.1 – Motivação</b>	<b>1</b>
<b>1.2 – Objetivos e Descrição da Tese</b>	<b>2</b>
<b>2 – ANTENAS INTELIGENTES</b>	<b>5</b>
<b>2.1 – Fundamentos de Arranjos de Antenas</b>	<b>5</b>
<b>2.2 – Considerações para a Modelagem de um Arranjo de Antenas</b>	<b>6</b>
<b>2.3 – Equacionamento do Arranjo Linear Uniforme</b>	<b>7</b>
<b>2.4 – Conformação de Feixe e Filtragem Espacial</b>	<b>11</b>
<b>2.5 – Analogia entre ULA e Filtros FIR</b>	<b>13</b>
<b>2.6 – Variáveis de Interesse</b>	<b>14</b>
<b>2.7 – Tipos de Conformadores de Feixe</b>	<b>15</b>
<b>2.7.1 – Conformador Clássico ou Convencional</b>	<b>16</b>
<b>2.7.2 – Conformador com Nulos Direceionais</b>	<b>17</b>
<b>2.7.3 – Conformadores Ótimos</b>	<b>18</b>
<b>3 – FILTROS E ALGORITMOS ADAPTATIVOS</b>	<b>20</b>
<b>3.1 – Conformadores de Feixe Ótimos em Bloco</b>	<b>20</b>
<b>3.1.1 – Conformador NAMI</b>	<b>20</b>
<b>3.1.2 – Conformador SPNMI</b>	<b>20</b>
<b>3.2 – Filtros Adaptativos: Conceitos e Definições</b>	<b>22</b>
<b>3.3 – Algoritmos Adaptativos para Arranjos de Antenas</b>	<b>24</b>
<b>3.3.1 – Filtros de Wiener</b>	<b>24</b>
<b>3.3.2 – Filtros LMS</b>	<b>26</b>
<b>3.3.3 – Algoritmos CM</b>	<b>28</b>
<b>3.4 – Utilização de Antenas Adaptativas para Estimação de DOA</b>	<b>30</b>
<b>4 – ESTIMAÇÃO DA DIREÇÃO DE CHEGADA</b>	<b>32</b>
<b>4.1 – Algoritmos para Determinação da DOA</b>	<b>32</b>
<b>4.1.1 – Métodos Convencionais</b>	<b>33</b>
<b>4.1.2 – Algoritmo MUSIC</b>	<b>36</b>

4.1.3 – Técnica de Máxima Verossimilhança	40
4.2 – Estimação de DOA como Resultado Secundário de Algoritmos Adaptativos	41
<b>5 – SISTEMAS DE ACESSO MÚLTIPLO POR DIVISÃO NO CÓDIGO</b>	<b>47</b>
5.1 – Acesso Múltiplo em Sistemas de Comunicações sem Fio	47
5.2 – A Técnica de Espalhamento Espectral	48
5.2.1 – Espalhamento Espectral por Seqüência Direta (DSSS)	48
5.2.2 – Representação de um Sistema DSSS com BPSK	52
5.3 – CDMA e Seqüências de Espalhamento	55
5.3.1 – Seqüências Pseudo-Aleatórias	56
5.3.2 – Códigos Ortogonais e Códigos de Walsh	57
5.4 – Sincronização em Ambientes CDMA	58
5.4.1 – Correlator Temporal para Detecção de Atrasos	58
5.4.2 – Receptor RAKE	60
<b>6 – RECEPTOR CDMA ADAPTATIVO</b>	<b>62</b>
6.1 – Objetivos do Trabalho	62
6.2 – Descrição do Receptor CDMA Adaptativo Proposto	63
6.3 – Considerações para Geração do Ambiente de Simulação	64
6.4 – Bloco de Estimação de Bit	66
6.5 – Condições de Simulação	70
6.6 – Influência dos Níveis de Ruído e Interferência	72
6.6.1 – Conclusões Parciais	76
6.7 – Controle Parcial de Potência dos Usuários	76
6.8 – Sistema para Detecção de Usuários em Movimento	78
6.8.1 – Conclusões Parciais	83
6.9 – Influência da Quantidade de Sensores no Arranjo	84
<b>7 – CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS</b>	<b>86</b>
7.1 – Conclusões	86
7.2 – Possibilidades de Trabalhos Futuros	88
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>90</b>

## **LISTA DE TABELAS**

<b>Tabela 6.1</b>	<b>Valores de SIR para diferentes usuários</b>	<b>71</b>
<b>Tabela 6.2</b>	<b>Parâmetros empregados nas simulações</b>	<b>72</b>
<b>Tabela 6.3</b>	<b>Resultados obtidos nas simulações originárias da Figura 6.9</b>	<b>80</b>
<b>Tabela 6.4</b>	<b>Resultados obtidos nas simulações originárias da Figura 6.10</b>	<b>81</b>
<b>Tabela 6.5</b>	<b>Resultados obtidos nas simulações originárias da Figura 6.11</b>	<b>83</b>

## LISTA DE FIGURAS

<b>Figura 2.1</b>	<b>Ilustração de uma frente de onda plana incidente, com DOA igual a <math>\theta</math>, em um arranjo linear uniforme (ULA) com distância entre elementos igual a <math>d</math></b>	<b>8</b>
<b>Figura 2.2</b>	<b>Ilustração de um arranjo linear uniforme (ULA), com a presença de conversores A/D nos terminais de seus elementos</b>	<b>10</b>
<b>Figura 2.3</b>	<b>Analogia entre um arranjo linear uniforme e um filtro temporal FIR de atrasos constantes de valor <math>T</math>. (a) Filtro Espacial e (b) Filtro Temporal</b>	<b>14</b>
<b>Figura 2.4</b>	<b>Representação do espectro espacial de potência de um arranjo com emprego de dois diferentes conformadores, ambos independente dos dados: (a) Conformador Convencional e (b) Conformador de Nulos Direcionais</b>	<b>18</b>
<b>Figura 3.1</b>	<b>Representação do espectro espacial de potência de um arranjo com emprego de diferentes técnicas de conformação de feixe, ambas independente dos dados: (a) NAMI e (b) SPNMI</b>	<b>22</b>
<b>Figura 3.2</b>	<b>Modelo genérico de um arranjo adaptativo linear</b>	<b>23</b>
<b>Figura 3.3</b>	<b>Algoritmo de Mínima Média Quadrática (LMS), com um determinado critério de parada (C.P.) para o erro médio</b>	<b>28</b>
<b>Figura 3.4</b>	<b>Ilustração do espectro espacial de potência de um arranjo adaptativo. O usuário procurado encontra-se em <math>30^\circ</math>, relativamente ao eixo do arranjo: (a) SNR = -10 dB e (b) SNR = -30dB</b>	<b>31</b>
<b>Figura 4.1</b>	<b>Algoritmo DS efetuando separação espacial de sinais de mesma potência sob diferentes SNR. As fontes encontravam-se nas direções <math>-60^\circ</math>, <math>0^\circ</math> e <math>60^\circ</math></b>	<b>34</b>
<b>Figura 4.2</b>	<b>Ilustração dos espectros espaciais de potência de um ULA, construídos por meio da utilização de dois métodos distintos: Atraso-e-Soma e Capon. Dois sinais de mesma potência foram gerados em <math>0^\circ</math> e <math>10^\circ</math> e submetidos a diferentes condições de relação sinal-ruído</b>	<b>36</b>
<b>Figura 4.3</b>	<b>Comparação entre os métodos (a) Capon e (b) MUSIC. Dois sinais de mesma potência e SNR = 10 dB são gerados nas direções <math>0^\circ</math> e <math>5^\circ</math></b>	<b>40</b>
<b>Figura 4.4</b>	<b>Comparação do desempenho dos métodos (a) MUSIC e (b) Wiener, sob ruído SNR = 10dB. Uma única fonte emissora foi posicionada em <math>-30^\circ</math></b>	<b>42</b>

<b>Figura 4.5</b>	<b>Comparação do desempenho dos métodos (a) MUSIC e (b) Wiener, para fins de estimação de DOA, sob SNR = -30dB e com uma única fonte emissora posicionada em -30°</b>	<b>43</b>
<b>Figura 4.6</b>	<b>Ilustração de um arranjo linear uniforme (ULA), com a presença de conversores A/D nos terminais de seus elementos</b>	<b>43</b>
<b>Figura 4.7</b>	<b>Espectro espacial de potência de um arranjo com filtragem de Wiener, para cinco sinais interferentes descorrelacionados de mesma potência: (a) usuário de interesse em 20°, distante de seus interferentes; (b) sinal de interesse em 20° e interferente em 25°</b>	<b>45</b>
<b>Figura 4.8</b>	<b>Gráfico do Erro Médio Absoluto, em graus, versus SNR</b>	<b>46</b>
<b>Figura 5.1</b>	<b>Um transmissor e um receptor CDMA, com <math>c^*(t)</math> representando o complexo conjugado do código de espalhamento</b>	<b>51</b>
<b>Figura 5.2</b>	<b>Exemplo de um sistema que emprega a técnica de espalhamento espectral por seqüência direta e aplica modulação BPSK ao sinal</b>	<b>54</b>
<b>Figura 5.3</b>	<b>Resultado da correlação temporal para detecção de diferentes atrasos inseridos nos sinais de informação: (a) sem atraso, (b) <math>20xT_c</math>, (c) <math>40xT_c</math> e (d) <math>60xT_c</math></b>	<b>60</b>
<b>Figura 5.4</b>	<b>Ilustração do princípio de funcionamento de um receptor RAKE</b>	<b>61</b>
<b>Figura 6.1</b>	<b>Diagrama de blocos do modelo receptor CDMA proposto</b>	<b>63</b>
<b>Figura 6.2</b>	<b>Esquema ilustrativo da geração do ambiente de simulação</b>	<b>65</b>
<b>Figura 6.3</b>	<b>Esboço do espectro espacial de potência do receptor proposto para fins de geração de sinal de referência: (a) estimação “cega”: espectro inicial, posicionado em DOA = 0°, antes da recepção de qualquer amostra de dados; (b) estimação “diretiva”: situação do arranjo após a convergência do algoritmo de adaptação, com DOA = 45°</b>	<b>68</b>
<b>Figura 6.4</b>	<b>Taxa de Erro de Bit (BER) em função da Relação Sinal-Ruído (SNR) do bloco de geração de sinal de referência, para diferentes valores de interferência. Trata-se do desempenho, medido em termos de BER, do bloco “Estimador de Bit”, apresentado na Figura 6.1</b>	<b>69</b>
<b>Figura 6.5</b>	<b>Taxa de Erro de Bit (BER) em função da Relação Sinal-Ruído (SNR) do receptor adaptativo, para diferentes valores de relação sinal-interferência (SIR). Também ilustrado o comportamento de um receptor clássico (DS) na presença de um único usuário no sistema</b>	<b>73</b>

<b>Figura 6.6</b>	<b>Erro Médio Absoluto versus relação sinal-ruído (SNR), para fins de estimação da direção de chegada de sinais incidentes no receptor adaptativo proposto</b>	<b>75</b>
<b>Figura 6.7</b>	<b>BER versus quantidade de usuários (SIR) para o receptor CDMA adaptativo, com diferentes valores de relação sinal-ruído (SNR)</b>	<b>75</b>
<b>Figura 6.8</b>	<b>BER versus SNR para o receptor CDMA adaptativo, com 7 assinantes, sob controle parcial de potência. Encontram-se representadas as curvas relativas aos ganhos do usuário de interesse (<math>G_{kk}</math>) de valores 0.4, 0.7 e 1.0</b>	<b>77</b>
<b>Figura 6.9</b>	<b>Representação do espectro espacial de potência para a situação de usuário de interesse em movimento e interferentes estáticos. O assinante procurado encontra-se representado pela letra P</b>	<b>80</b>
<b>Figura 6.10</b>	<b>Representação do espectro espacial de potência para a situação de usuário de interesse e interferentes em movimento, sem que haja cruzamento de direções. O assinante procurado encontra-se representado pela letra P</b>	<b>81</b>
<b>Figura 6.11</b>	<b>Representação do espectro espacial de potência do receptor para o caso de usuários que se cruzam no espaço. O assinante procurado encontra-se marcado com P e os gráficos foram gerados com relação sinal-ruído igual a 10dB</b>	<b>82</b>
<b>Figura 6.12</b>	<b>Espectro espacial do receptor para quantidades distintas de elementos: (a) 3 sensores, (b) 10 sensores, (c) 15 sensores e (d) 20 sensores</b>	<b>85</b>

# 1. INTRODUÇÃO

## 1.1. Motivação

A evolução das telecomunicações, desde o sistema telefônico fixo convencional até os serviços de comunicação pessoal móvel, impulsionou o desenvolvimento de novas tecnologias sem fio, as quais eram antigamente consideradas impraticáveis. O maior exemplo comercial disso é o constante aumento da demanda por telefones celulares e sistemas de comunicações portáteis de alta eficiência, para serviços de voz, dados e vídeo.

A capacidade de um sistema de comunicações sem fio pode ser diretamente expandida por meio do aumento da largura de banda dos canais existentes ou pela alocação de novas faixas de frequência para o serviço ao qual o sistema se propõe. Contudo, tendo em vista as limitações do espectro eletromagnético e o constante aumento das fontes de interferência intencionais e não intencionais, a abertura de novas bandas destinadas a serviços sem fio não é mais realizável. Uma maior demanda por serviços, sem um respectivo aumento na alocação do espectro de rádio frequência (RF), motiva a procura por novas técnicas, que melhor utilizem o espectro disponível. Assim, o uso mais eficiente dos recursos de frequência torna-se crítico para a expansão dos sistemas de telecomunicações.

Combinando os benefícios da codificação por fonte com a codificação por canal, as aplicações digitais foram capazes de reduzir significativamente a potência de transmissão requerida ou a largura de banda requisitada, além de atingir melhores níveis de qualidade do que os sistemas analógicos. Mais ainda, com o advento das técnicas digitais, a eficiência no uso das faixas de frequência pôde ser aumentada por meio da utilização de tecnologias de acesso múltiplo. Em geral, existem quatro domínios sobre os quais pode-se implementar o acesso de múltiplos usuários, isto é, a divisão de um canal de comunicações pode ser efetuada sobre os seguintes domínios: frequência, tempo, código e espaço.

As abordagens que exploram técnicas de espalhamento espectral por meio de codificação de sinais, originando o acesso múltiplo por divisão no código (CDMA), constituem uma das vertentes mais exploradas, principalmente em aplicações de telefonia móvel celular. As vantagens dos métodos CDMA, tais como segurança, robustez ao desvanecimento e imunidade à interferência e ao ruído, são amplamente empregadas em sistemas comerciais. Muito embora as discussões sobre esta tecnologia constantemente se restrinjam aos sistemas celulares, tal abordagem pode ser expandida para qualquer modelo de comunicações que necessite de melhorias na utilização dos recursos espectrais disponíveis.

As técnicas de filtragem espacial têm-se apresentado como realmente promissoras, principalmente no que tange às melhorias nas capacidades das comunicações móveis. Isso porque as implementações de acesso múltiplo por divisão espacial (SDMA) buscam direcionar lóbulos de alto ganho do diagrama de radiação da antena para cada usuário dentro de uma mesma área de cobertura. Em sistemas sem fio, o projeto de filtros espaciais usualmente emprega arranjos de antenas, aliados a alguma forma de processamento na estação base. Quando combinados com algoritmos de adaptação, tais arranjos originam as chamadas antenas adaptativas, ou inteligentes. Em aplicações RF, entende-se por “adaptação” a possibilidade do sistema em se ajustar dinamicamente, de acordo com as características dos sinais incidentes.

A história recente das comunicações móveis mostra que os sistemas de primeira e segunda geração utilizaram acessos múltiplos por divisão no tempo, na frequência e no código. Na atualidade, quando se presencia o início dos projetos de sistemas celulares de terceira geração, propõe-se o emprego de SDMA, através de arranjos de sensores.

Como as técnicas de acesso múltiplo não são mutuamente exclusivas, presume-se que a utilização conjunta de duas das mesmas otimize as comunicações. Neste contexto, aplicando um receptor adaptativo, com arranjo de antenas linear e uniforme, em um ambiente CDMA, espera-se reduzir a interferência co-canal, aumentar a capacidade do sistema e elevar a qualidade dos serviços propostos.

## **1.2. Objetivos e Descrição da Tese**

O alvo principal desta pesquisa foi desenvolver um receptor adaptativo, com emprego de arranjo de sensores, para ser aplicado em sistemas CDMA. Visando conferir a eficácia do modelo proposto, vários ensaios foram realizados, para diferentes condições de ambiente de simulação. No decorrer do estudo, focado na produção do modelo adaptativo, diversas implementações foram realizadas individualmente. Em virtude disto, o objetivo central do trabalho foi ramificado em:

- avaliar o emprego de arranjos adaptativos para fins de filtragem espacial;
- implementar algoritmos adaptativos, para aplicação em arranjos de antenas;
- apresentar a possibilidade de estimação da direção de chegada (DOA) de sinais com o uso de antenas adaptativas
- comparar os resultados obtidos com técnicas consagradas pela literatura para a localização de DOA;

- desenvolver, para um ambiente CDMA com aplicação em arranjos de antenas, um sistema de detecção de atrasos, por meio de correlação temporal;
- propor e avaliar de performance de um receptor CDMA adaptativo, com emprego de arranjos de antenas.

Tendo em vista a vasta quantidade de assuntos que foram abordados, esta tese encontra-se organizada em oito partes, sendo sete capítulos e um apêndice. Neste estão descritas algumas sugestões de aplicação do modelo proposto.

O Capítulo 1 é utilizado para fins de introdução dos assuntos. O Capítulo 2 fundamenta-se na aplicação dos arranjos de antenas, desenvolvendo o equacionamento de um arranjo linear e uniforme. Enfatiza-se a utilização de arranjos para fins de filtragem espacial, sendo relatadas e ilustradas algumas formas de conformação de feixe.

O Capítulo 3 propõe-se a resumir algumas das definições e aplicações de sistemas adaptativos. O Capítulo inicia-se com a apresentação dos conformadores de feixe ótimos, com equacionamentos e simulações, seguido dos conceitos e definições relativas a filtros de adaptação. O enfoque central desta parte é modelar o emprego dos algoritmos para aplicação em arranjos de antenas, sendo equacionados os filtros de Wiener e de Mínima Média Quadrática (do inglês *Least Mean Square* – LMS), além do Algoritmo de Módulo Constante (do inglês *Constant Modulus Algorithm* – CMA). Finalmente, mostra-se a possibilidade de estimação de DOA com utilização de antenas adaptativas.

O Capítulo 4 relaciona alguns algoritmos de estimação de DOA, vastamente abordados pela literatura especializada. Algumas simulações de espectro espacial de potência são realizadas, visando avaliar, principalmente, sua capacidade de resolução e sua imunidade em relação ao ruído. Contudo, o objetivo do Capítulo é apresentar estimação de DOA como resultado secundário de algoritmos adaptativos. Dessa forma, a performance deste tipo de abordagem é comparada com os métodos consagrados de estimação.

O Capítulo 5 discorre sobre sistemas CDMA, apresentando algumas características e considerações a respeito das técnicas de espalhamento espectral. O Capítulo encerra-se com uma discussão a respeito do problema de sincronismo nas aplicações CDMA, sendo desenvolvido um algoritmo de detecção de atrasos, baseado em correlação temporal.

O Capítulo 6 engloba a grande maioria dos resultados obtidos no decorrer deste trabalho. De início, exhibe-se o receptor CDMA adaptativo proposto, seguido de algumas condições aplicadas para geração do ambiente de simulação. O Capítulo prossegue com a descrição e avaliação do bloco Estimador de Bit, utilizado no modelo desenvolvido.

Posteriormente, são descritos alguns resultados, em relação a diferentes situações de ruído e interferência. É dado um breve tratamento às condições de controle de potência dos ambientes de codificação CDMA, apresentando algumas conclusões a respeito. Na seqüência, mostra-se o estudo efetuado sobre acompanhamento de usuários em movimento, onde se enfoca a capacidade do receptor em adaptar seu diagrama de radiação às condições de mudança de direção das fontes de sinal. Finalmente, o modelo é avaliado em relação à quantidade de sensores em seu arranjo.

Finalmente, o Capítulo 7 traz as conclusões deste trabalho, com considerações a respeito do desempenho e emprego do modelo proposto.

## 2. ANTENAS INTELIGENTES

### 2.1. Fundamentos de Arranjos de Antenas

Antenas omnidirecionais ou isotrópicas irradiam igual quantidade de potência para todas as direções, apresentando, assim, um diagrama de radiação uniforme com mesmo ganho direcional. Por outro lado, antenas diretivas são aquelas capazes de privilegiar determinadas localidades, oferecendo maior ganho em certas direções, bem como impondo nulos em outras.

Entende-se por arranjo de antenas o conjunto de antenas (sensores) espacialmente distribuídas em uma determinada geometria e que oferece como saída do sistema uma combinação dos sinais induzidos em seus diversos elementos. O processo de combinar sinais provenientes de diferentes elementos para privilegiar uma determinada direção de propagação é conhecido como conformação de feixe (do inglês *beam-forming*).

O termo antenas inteligentes, ou antenas adaptativas, refere-se às situações em que um sistema faz uso de um arranjo de antenas, sendo seu diagrama de radiação dinamicamente ajustado conforme a necessidade. O tipo de sensor a ser utilizado, bem como a informação adicional que deve ser inserida no sistema para realizar o ajuste dinâmico, dependem do tipo de aplicação.

Através da combinação dos sinais induzidos em seus sensores, antenas adaptativas são capazes de controlar seu diagrama de radiação, ajustando-o para as mais diferentes situações de ruído, interferência e multi-percurso. Dessa forma, antenas inteligentes oferecem diferentes formas de aperfeiçoar a performance de sistemas sem fio.

Antenas inteligentes podem dispor seus sensores em diferentes distribuições espaciais. Em geral, por motivos de simplicidade, as geometrias linear e circular são as mais empregadas. O arranjo linear de sensores, apesar de ser o mais simples de ser equacionado, apresenta a desvantagem de possuir ambigüidade em sua estimação devido à simetria de seu diagrama de radiação em relação ao eixo sobre o qual as antenas estão dispostas. Já no caso do arranjo circular, tal ambigüidade é suprimida, mas com o prejuízo da simplicidade do modelo.

O arranjo linear com elementos equidistantes ou ULA (do inglês *Uniform Linear Array*) é o tipo de estrutura mais aplicada e será alvo de pesquisa neste trabalho. Cabe salientar que tal restrição não particulariza os resultados obtidos nesta tese, uma vez que os mesmos podem ser estendidos, com certa adaptação, para qualquer tipo de geometria de arranjo de antenas.

## 2.2. Considerações para a Modelagem de um Arranjo de Antenas

O espaçamento entre os elementos é um parâmetro de extrema importância no projeto de um arranjo de antenas. Para que se garanta a completa recuperação dos sinais incidentes, evitando assim a aparição de lóbulos indesejáveis, deve-se assegurar que os elementos estejam separados de uma distância menor que  $\lambda/2$ , onde  $\lambda$  corresponde ao comprimento de onda, valendo aproximadamente  $3 \times 10^8 / f_c$ , e  $f_c$  representa a frequência da portadora para os casos de ondas eletromagnéticas propagando-se no vácuo. Esta consideração referente espaçamento mútuo entre os elementos é denominada versão espacial do Teorema da Amostragem [1].

O acoplamento mútuo é um efeito que limita consideravelmente o espaçamento entre elementos de um arranjo. Em geral, quanto maior for a proximidade entre sensores consecutivos, maior será o acoplamento mútuo entre os mesmos. Stutzman [1] apresenta resultados de medidas de impedância mútua para dois dipolos paralelos ressonantes, em função do espaçamento entre eles. Segundo tal estudo, os valores de impedância mútua tendem a aumentar consideravelmente para distâncias menores que  $\lambda/2$ . Dessa forma, é aconselhável que se mantenha um espaçamento de pelo menos  $\lambda/2$  entre elementos consecutivos em um arranjo de dipolos.

Levando em consideração as limitações acima descritas e, visando simplificar a análise dos arranjos de antenas, algumas simplificações devem ser adotadas:

- a. O espaçamento entre os elementos do arranjo é pequeno o suficiente para que sejam desconsideradas quaisquer variações de amplitude dos sinais recebidos por diferentes sensores, ou seja, considera-se que todos os sensores recebem sinais de mesma amplitude, mas com fases diferentes. Supõe-se também que não há diferenças no ângulo de incidência das ondas em diferentes elementos do arranjo;
- b. Existe um número finito de sinais incidentes, isto é, todos os sinais recebidos pelo arranjo são compostos por um número finito de ondas planas;
- c. As fontes que originam os sinais recebidos pelo arranjo encontram-se na região de campo distante, relativamente ao comprimento de onda, de forma que as ondas incidentes no arranjo são planas;
- d. Não há acoplamento mútuo entre os elementos do arranjo;
- e. A largura de banda do sinal incidente é pequena se comparada com a frequência da portadora, tratando-se, assim, de sinais banda estreita;

- f. Os sensores são isotrópicos e possuem o mesmo padrão de irradiação (ganho). Dessa forma, o diagrama de radiação do arranjo depende apenas da geometria e do processamento aplicado ao mesmo.

### 2.3. Equacionamento do Arranjo Linear Uniforme

Considere um conjunto de  $M$  elementos equidistantes, espaçados mutuamente de uma distância  $d$  e linearmente dispostos em um arranjo. O conjunto de sensores deste arranjo uniforme  $\mathbf{U} = \{u_m, m = 1..M\}$  recebe sinais emitidos por  $K$  diferentes fontes, dispostas cada uma segundo uma direção de chegada  $\theta$  (DOA). A figura 2.1 ilustra a situação de um arranjo linear uniforme sob a incidência de duas frentes de onda planas geradas por um único usuário, posicionado em um ângulo  $\theta$  em relação ao eixo do arranjo.

A distância que separa duas frentes de onda incidentes em dois elementos consecutivos do arranjo é igual a  $d \cdot \sin(\theta)$ . Assim, sendo  $c = 3 \times 10^8$  m/s a velocidade de propagação da frente de onda, lembrando que  $c = \lambda \cdot f$ , as equações 2.1 e 2.2 representam, respectivamente, o atraso entre os sinais recebidos por dois elementos consecutivos e a conseqüente defasagem percebida entre esses sinais.

$$t = \frac{d \cdot \sin \theta}{c} \quad (2.1)$$

$$\varphi = 2\pi \frac{d \cdot \sin \theta}{\lambda} \quad (2.2)$$

Para se garantir a versão espacial do Teorema da Amostragem e assegurar a recuperação unívoca de sinais recebidos pelo arranjo, as considerações referentes ao espaçamento mínimo entre elementos vizinho devem ser aplicadas, tomando-se valores de espaçamento  $d$  menores que  $\lambda/2$ . Por outro lado, deve-se levar em conta que tal espaçamento não pode atingir valores muito menores que  $\lambda/2$ , de modo a se evitar a influência do acoplamento mútuo entre elementos e manter a consistência dos resultados porventura obtidos. Dessa forma, para fins de simulação, serão considerados valores de espaçamento  $D$  menores que  $\lambda/2$ , porém próximos deste patamar.

A figura 2.1 ilustra também o vetor  $\mathbf{W} = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_M]^T$ , denominado vetor de pesos, no qual o peso  $w_m$  corresponde a um fator de ponderação associado ao  $m$ -ésimo sensor.

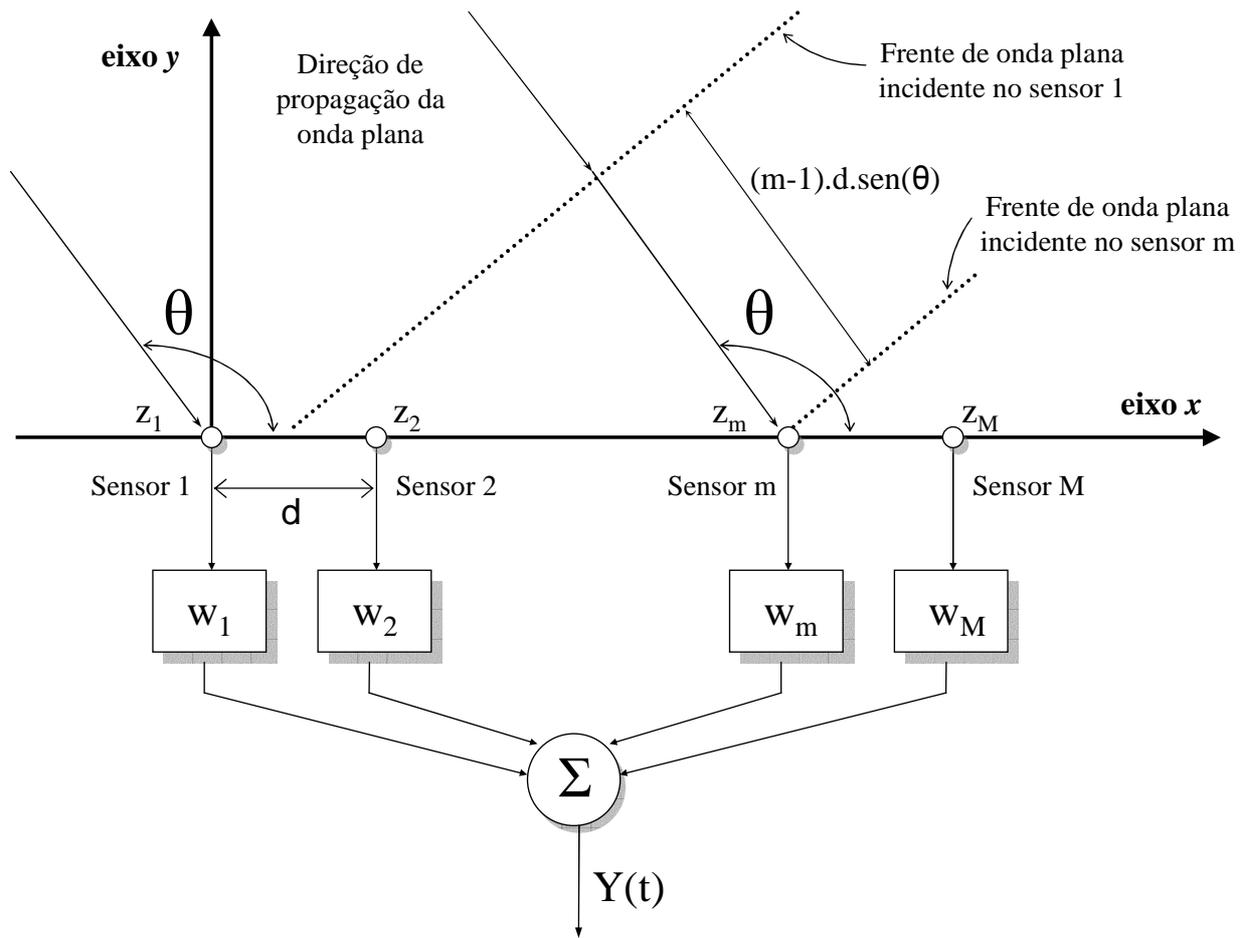


Figura 2.1 – Ilustração de uma frente de onda plana incidente, com DOA igual a  $\theta$ , em um arranjo linear uniforme (ULA) com distância entre elementos igual a  $d$ .

Tomando-se como referência um dos sensores do arranjo que, por simplicidade, passa a ser designado pelo índice 1 ( $z_1$ ), é possível descrever os sinais induzidos nos demais sensores do arranjo em função do sinal incidente na antena 1. Sendo  $\varphi$  a defasagem imposta a dois elementos consecutivos quaisquer e  $x(t)$  o sinal incidente no elemento 1 do arranjo, então o sinal percebido pelo sensor 2 será uma versão defasada de  $x(t)$ , com envoltória complexa de valor  $e^{j\varphi} \cdot x(t)$ .

Considera-se que o sistema está sob a influência de ruído branco Gaussiano aditivo, inerente ao meio e inserido em cada elemento do arranjo. Sendo  $n_m(t)$  o valor do ruído referente ao  $m$ -ésimo elemento e, em se tratando de um arranjo uniforme, sob efeitos de sinal originado por uma única fonte, as envoltórias complexas poderão ser modeladas conforme a expressão:

$$\begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \\ \vdots \\ z_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\varphi} \\ \vdots \\ e^{-j(M-1)\varphi} \end{bmatrix} \cdot X(t) + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Para o caso geral de K sinais incidentes no arranjo, provenientes de diferentes fontes (usuários), a expressão 2.3 expande-se para a seguinte equação matricial:

$$\begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \\ \vdots \\ z_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-j\varphi_1} & e^{-j\varphi_2} & \dots & e^{-j\varphi_K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(M-1)\varphi_1} & e^{-j(M-1)\varphi_2} & \dots & e^{-j(M-1)\varphi_K} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_K(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

onde  $x_i(t)$  é o sinal recebido pelo sensor 1e originado pela i-ésima fonte. A expressão 2.4 pode ser colocada na forma matricial, como indicada abaixo:

$$Z_M(t) = A_{MK}(\theta) \cdot X_K(t) + N_M(t) \quad (2.5)$$

Cada coluna da matriz de defasagens  $A(\theta)$  representa a forma como o arranjo responde para uma dada direção  $\theta$  e, em virtude disso, tais colunas são usualmente chamadas de vetores diretores (do inglês *steering vectors*). Dessa forma, designando o vetor diretor referente ao sinal proveniente da i-ésima fonte do sistema por  $a(\theta_i)$ , então a matriz de defasagens pode ser descrita conforme as expressões 2.6:

$$A(\theta) = [a(\theta_1) \quad a(\theta_2) \quad \dots \quad a(\theta_K)] \quad (2.6a)$$

$$\theta = [\theta_1 \quad \theta_2 \quad \dots \quad \theta_K]^T \quad (2.6b)$$

$$a(\theta_i) = [1 \quad e^{-j\varphi_1} \quad \dots \quad e^{-j(M-1)\varphi_1}]^T \quad (2.6c)$$

Antes de impor qualquer processamento, os sistemas que utilizam arranjos de antenas amostram os sinais de saída de seus diversos elementos. Considera-se, então, que cada sensor possui em seu interior alguma forma de conversor A/D (análogo para digital) e oferece para o restante do sistema uma versão discreta do sinal induzido em seu terminal. Dessa forma, a figura 2.2 ilustra uma maneira mais precisa de se representar um arranjo linear de sensores.

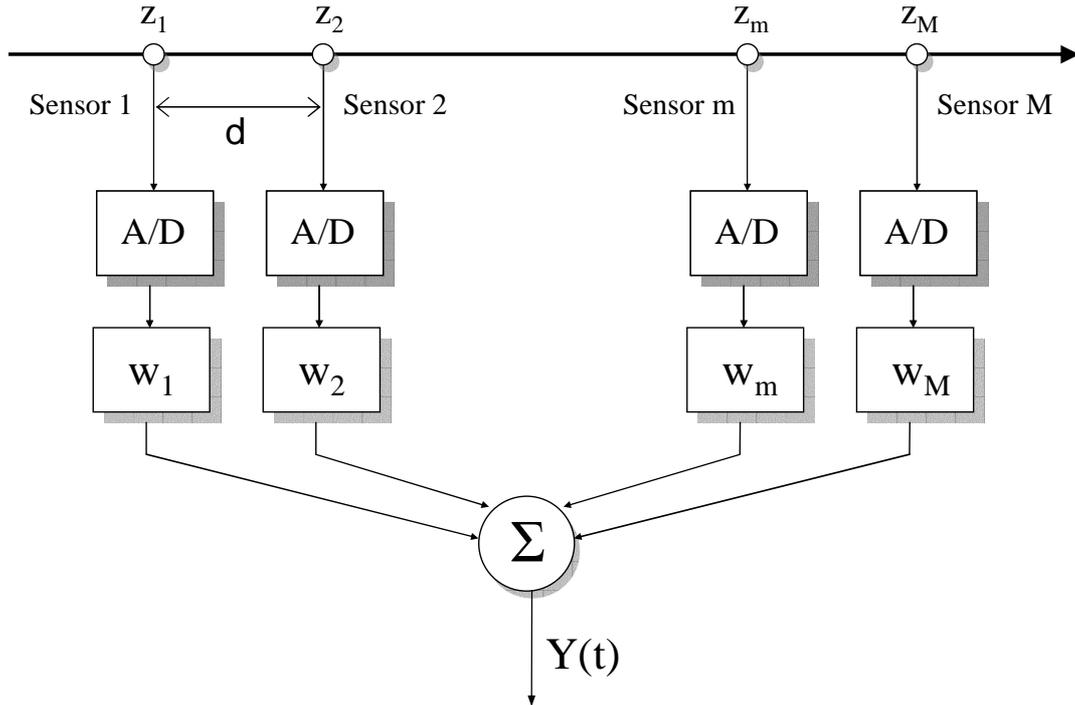


Figura 2.2 – Ilustração de um arranjo linear uniforme (ULA), com a presença de conversores A/D nos terminais de seus elementos.

O vetor de dados resultante da amostragem ocorrida em cada elemento do arranjo, num dado instante de tempo, recebe o nome de matriz de *snapshots*. A equação matricial do arranjo linear uniforme com  $N$  *snapshots* consecutivos origina, então, a versão discreta da expressão 2.5:

$$\begin{bmatrix} z_1(1) & \cdots & z_1(N) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_M(1) & \cdots & z_M(N) \end{bmatrix} = A(\theta) \cdot \begin{bmatrix} x_1(1) & \cdots & x_1(N) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_M(1) & \cdots & x_M(N) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(1) & \cdots & n_1(N) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ n_M(1) & \cdots & n_M(N) \end{bmatrix} \quad (2.7a)$$

$$Z_{MN} = A_{MK}(\theta) \cdot X_{KN} + N_{MN} \quad (2.7b)$$

As expressões 2.7 representam a modelagem usual empregada para um arranjo de  $M$  sensores, onde cada sensor responde a um sinal de amplitude unitária proveniente de uma dada direção  $\theta$  com um ganho  $a(\theta)$ . Após essas definições, é possível estimar diferentes parâmetros de interesse. Por exemplo, para o caso específico de estimação da direção de chegada, busca-se encontrar o vetor  $\theta$ , a partir de uma certa quantidade de amostras e da caracterização dos sinais  $X_{KN}$  juntamente com o ruído  $N_{MN}$  [2].

Tendo como referência a figura 2.2, é possível determinar a saída do arranjo através da combinação linear, ponderada por um vetor de pesos  $W = [w_1 \ w_2 \ \cdots \ w_M]^T$ , dos sinais

induzidos em cada sensor. Dessa forma, a saída do arranjo pode ser modelada em função da defasagem  $\varphi$  medida entre dois elementos consecutivos e do conjunto de pesos  $W$ . Designando o operador complexo conjugado pelo símbolo “\*” e o operador Hermitiano por “ $H$ ”, tem-se a equação de saída do arranjo linear uniforme:

$$Y_N = W^H \cdot Z_{MN} = \sum_{ii=1}^M w_{ii}^* \cdot z_{ii}(t) = z_1(t) \cdot \sum_{ii=1}^M w_{ii}^* \cdot e^{-j(ii-1)\varphi} \quad (2.8)$$

Através da manipulação do vetor de pesos  $W$ , é possível controlar o diagrama de radiação da antena. Este controle dos pesos de cada sensor faz com que o arranjo opere como um verdadeiro filtro espacial, apontando a antena virtualmente para determinadas direções de interesse, privilegiando características de um sinal incidente desejado e minimizando a influência de seus interferentes.

#### 2.4. Conformação de Feixe e Filtragem Espacial

Uma das maiores vantagens de se empregar antenas inteligentes é a capacidade de separar espacialmente os sinais recebidos, permitindo que diferentes usuários de um sistema compartilhem os mesmos recursos espectrais, uma vez que seus sinais de interesse serão espacialmente separados na estação receptora. Esse Acesso Múltiplo por Divisão Espacial (SDMA) permite que um sistema opere com diferentes usuários, na mesma frequência ou *time slot* disponível, usando a capacidade de adaptação e seleção da estação base para separá-los.

Esta forma de compartilhamento no domínio espacial tem sido vastamente empregada em comunicações sem fio. Por exemplo, em uma rede de telefonia celular, onde se busca estender a área de cobertura das estações receptoras e suportar o aumento contínuo da demanda de assinantes, as regiões costumam ser divididas em uma grande quantidade de células. Isso permite que se re-use a mesma frequência de portadora em células diferentes, aumentando assim a quantidade de usuários que o sistema pode empregar. Na realidade, esta é uma forma rudimentar de se efetuar SDMA, na qual os sinais transmitidos em uma mesma frequência em diferentes células são separados por uma distância espacial de modo a reduzir os níveis de interferência co-canal. Outras técnicas mais avançadas de se explorar o domínio espacial empregam arranjos de sensores, na busca de se direcionar eletronicamente lóbulos de alto ganho do diagrama de radiação da antena para cada usuário dentro de uma mesma região de cobertura. Dessa forma, os conformadores de feixe digitais desempenham um papel de extrema importância, permitindo a otimização do uso dos recursos disponíveis no canal de

comunicações, bem como viabilizando a combinação de diferentes formas de acesso múltiplo dentro de uma mesma área de cobertura.

O termo “conformação de feixe” deriva-se do fato de que, antigamente, os filtros espaciais eram projetados para formar diagramas de radiação com alta diretividade, de modo a receber ou transmitir um sinal de uma certa localidade e anular os sinais provenientes de outras direções.

Os sistemas projetados para sinais provenientes de diferentes localizações geralmente deparam-se com a presença de sinais interferentes. Se o sinal desejado e seus interferentes ocuparem a mesma banda de frequência, filtros temporais não serão capazes de efetuar a discriminação completa da informação de interesse. Contudo, o fato dos sinais estarem sendo gerado em diferentes posições espaciais pode ser utilizado para privilegiar uma direção de interesse e minimizar a ação dos interferentes.

Em geral, os filtros espaciais combinam linearmente as amostras espaciais coletadas por cada sensor e produzem uma saída escalar no tempo, tal qual um filtro temporal (ou filtro FIR), combina linearmente amostras nele inseridas. Algumas importantes vantagens de se efetuar filtragem espacial com arranjos de sensores são descritas abaixo:

- a. A capacidade de discriminação espacial depende do tamanho da abertura espacial da antena; quanto maior a abertura, maior a capacidade de discriminação. O tamanho absoluto da abertura não é importante e seu tamanho relativo também não representa um parâmetro crítico. Uma única antena capaz de oferecer a discriminação espacial requisitada é, em geral, suficiente para os casos de sinais em alta frequência, dado que seu comprimento de onda é pequeno. No entanto, para sinais em baixa frequência, um arranjo de sensores pode sintetizar uma abertura espacial muito maior que aquela porventura oferecida por uma única antena [3];
- b. A sua versatilidade, relevante para quaisquer comprimentos de onda, é uma característica interessante. Em muitas aplicações, visando manter a efetividade de supressão dos sinais interferentes, a mudança em tempo real dos parâmetros do filtro espacial faz-se necessária. Tal mudança é facilmente implementada em um arranjo de sensores por meio de um algoritmo de adaptação, capaz de alterar o vetor de pesos  $W$  de modo a lograr o resultado desejado [3];
- c. A performance de sistemas que empregam múltiplos receptores pode ser otimizada, tendo em vista que toda a informação que incide no arranjo está acessível para os sensores. Como o direcionamento dos feixes é todo feito completamente via

- software, diferentes lóbulos podem ser atribuídos para os usuários em tempo real, assegurando que todos os enlaces estabelecidos operem com ganho máximo [16];
- d. Um dos efeitos mais adversos com os quais os sistemas de comunicação sem fio se deparam é o desvanecimento por multi-percurso, causado pela superposição destrutiva dos sinais refletidos nos diversos objetos imersos no meio e que origina erros na transmissão digital. Uma das formas mais comuns de minimização deste efeito faz uso de duas ou mais antenas, separadas o suficiente de modo a garantir a ausência de correlação dos sinais induzidos em seus terminais [16].

## 2.5. Analogia entre ULA e Filtros FIR

Conforme pode ser observado na figura 2.3, o modelo utilizado para filtros temporais (FIR) guarda grande semelhança com o modelo proposto para filtros espaciais realizados por meio de arranjo linear de antenas. A equação (2.9) apresenta a saída de um filtro temporal FIR de atrasos constantes  $nT$ .

$$y(nT) = W^H \cdot z(nT) = \sum_{ii=1}^M w_{ii}^* \cdot z_{ii}(nT) = z_1(t) \cdot \sum_{ii=1}^M w_{ii}^* \cdot e^{-j \cdot \omega_c \cdot (ii-1)nT} \quad (2.9)$$

A analogia entre um filtro FIR e um conformador de feixe é mais evidente à medida que o filtro espacial encontra-se sincronizado para uma única portadora  $f_c$  e a geometria do arranjo é linear e uniforme. Como o atraso percebido entre dois elementos consecutivos é expresso por (2.1), efetuando a correspondência entre a frequência temporal  $\omega_c$  do filtro FIR e o seno da direção de chegada de um sinal no ULA, bem como a correspondência entre o atraso  $t$  imposto pelo filtro FIR e o espaçamento  $d$  entre os sensores, é possível estabelecer uma analogia completa entre os dois tipos de sistemas. Pelo estabelecimento de tal analogia, a antena adaptativa pode ser facilmente enquadrada nos modelos de filtros temporais, podendo-se estender às mesmas todas as técnicas já desenvolvidas para os filtros FIR.

O efeito geral da amostragem espacial é o mesmo que o percebido na amostragem temporal. Este *aliasing* espacial corresponde a uma ambigüidade na localização das fontes, uma vez que o resultado evidenciado pelo arranjo será a estimação de fontes em diferentes localidades com o mesmo vetor diretor. Em virtude disto, conforme já mencionado, o teorema da amostragem pode ser estendido para a versão espacial, devendo-se ter  $d < \lambda/2$ .

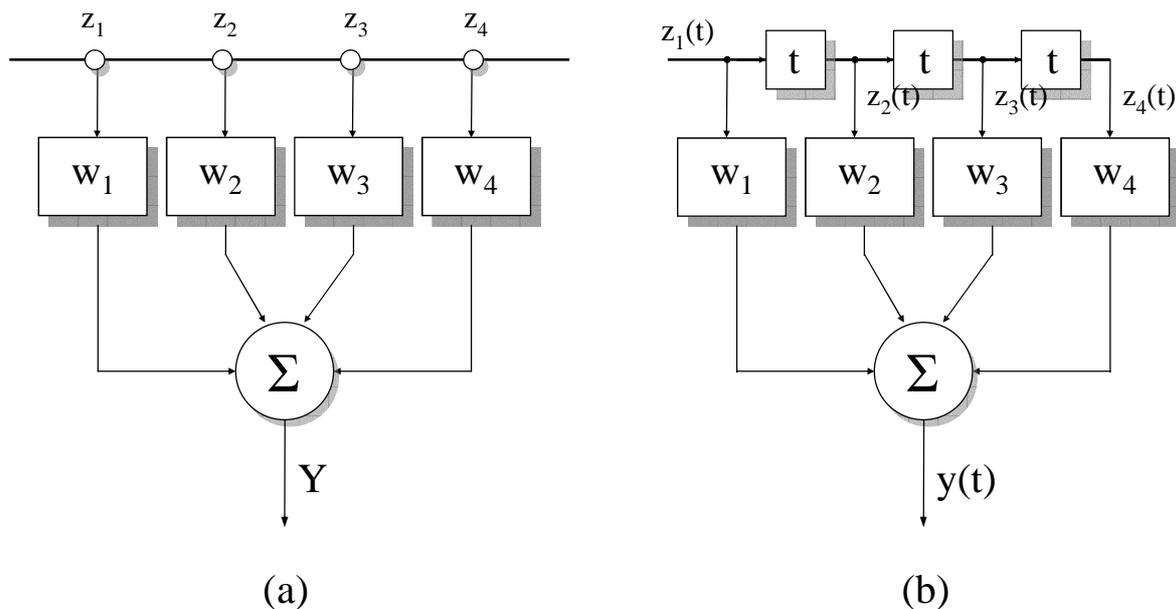


Figura 2.3. Analogia entre um arranjo linear uniforme e um filtro temporal FIR de atrasos constantes de valor T. (a) Filtro Espacial e (b) Filtro Temporal.

## 2.6. Variáveis de Interesse

Por se tratar de processamento de sinais discretos no tempo, a modelagem e o equacionamento dos sistemas baseados em arranjos de antenas são feitos através de variáveis estatísticas. Em se tratando de estimação, a completa descrição do processo estocástico vinculado ao problema pode ser obtida por meio da representação da função densidade de probabilidade (PDF). Assim sendo, parâmetros como a média  $\mu$  e a variância  $\sigma^2$  são de extrema importância. A média define o nível ao redor do qual o processo aleatório flutua, enquanto a variância estipula a medida de espalhamento do processo ao redor da média. Tendo em vista simplificar a modelagem dos sistemas que empregam arranjos de antenas, considera-se que os processos são estacionários no sentido amplo, ou seja, possuem média e variância constantes e valor médio quadrático finito.

Embora os conformadores adaptativos requeiram conhecimento de dados do sistema em geral não disponíveis, supondo-se a ergodicidade do modelo, eles podem fazer uma estimação dessas variáveis a partir dos dados disponíveis. Por ergodicidade, entende-se que o processo estocástico sob o qual o modelo se baseia é estacionário no sentido amplo e possui estimadores não polarizados, isto é, estimadores que, na média, convergem para a solução ótima à medida que a quantidade de amostras tomadas tende a infinito [4].

Muitas soluções para problemas de estimação com arranjos adaptativos empregam a matriz de correlação dos sinais induzidos nos sensores ( $R_{zz}$ ), a matriz de correlação dos sinais

gerados pelas fontes ( $R_{xx}$ ) e a matriz de correlação cruzada entre os sinais incidentes no arranjo e um determinado sinal de referência  $r(t)$  oferecido para o sistema ( $P_{zr}$ ). Considerando-se que o ruído aditivo branco inserido pelos elementos do arranjo possui variância  $\sigma_n^2$ , as expressões (2.10) apresentam as definições para tais variáveis de interesse e os respectivos estimadores empregados neste trabalho. Para tais expressões,  $Z_{MN}$  é tal qual (2.7) e  $R_{EF}$  representa a seqüência de referência amostrada a partir de um sinal de referência  $r(t)$ . Normalmente, como as matrizes  $R_{zz}$  e  $P_{zr}$  não são conhecidas, é necessário fazer uso de um estimador baseado nos  $N$  *snapshots* de dados. Haykin [4] demonstra que tais estimadores, representados nas partes finais das equações (2.10a) e (2.10c), em situações de processo ergódico, são não polarizados.

$$R_{zz} \stackrel{\Delta}{=} E\{Z \cdot Z^H\} = A_{MK} \cdot R_{xx} \cdot A_{MK}^H + \sigma_n^2 \cdot I_M \cong \frac{1}{N} \cdot Z \cdot Z^H \quad (2.10a)$$

$$R_{xx} \stackrel{\Delta}{=} E\{X \cdot X^H\} \quad (2.10b)$$

$$P_{zr} \stackrel{\Delta}{=} E\{Z \cdot r(t)^H\} \cong \frac{1}{N} \cdot Z \cdot R_{EF}^H \quad (2.10c)$$

Se as componentes  $z(t)$  do sinal incidente no arranjo puderem ser modeladas como processos estacionários de média nula, então, para um dado vetor de pesos  $W$ , a potência espectral média da saída do filtro espacial, tendo em vista a expressão (2.9), pode ser amostrada conforme a equação (2.11). A potência espectral também é usualmente denominada de espectro espacial de potência do arranjo e, para fins de ilustração, costuma ser amostrada em função das direções de cobertura da antena.

$$P(W) = E\{y(t) \cdot y(t)^*\} = W^H \cdot R_{zz} \cdot W \quad (2.11)$$

## 2.7. Tipos de Conformadores de Feixe

Os conformadores de feixe podem ser modelados para apresentarem diferentes formas de resposta para diferentes situações. Costuma-se classificar os arranjos de sensores em duas classes: independente dos dados e estatisticamente ótimos (ou adaptativos) [3]. Um filtro espacial independente dos dados é aquele que impõe pesos constantes, a serem aplicados em seus sensores, apresentando assim a mesma resposta em potência para todas as situações de sinal e interferência criadas. Já nos arranjos estatisticamente ótimos, os pesos do filtro espacial são escolhidos com base em fundamentos estatísticos dos dados recebidos pelo

arranjo, na tentativa de otimizar a saída do mesmo. Dentre os arranjos independentes de dados, encontram-se o Conformador Clássico (ou Convencional) e o Conformador com Nulos Direcionais. Já os arranjos estatisticamente ótimos podem ser projetados das mais diversas formas, visando atender as mais diversas finalidades.

### 2.7.1. Conformador Clássico ou Convencional:

Também conhecido como Conformador Atraso-e-Soma (DS), o conformador de feixe clássico é a forma mais simples de implementação com arranjos de sensores, uma vez que todos os pesos são mantidos com valores constantes, para todas as condições de sinais incidentes. As fases atribuídas para os pesos são escolhidas de modo a direcionar a antena para uma dada posição de interesse, conhecida como direção de visada  $\theta_0$ . Se designarmos  $a(\theta_0)$  como sendo o vetor diretor na direção de visada, então o vetor de pesos assumirá a forma  $W_{cte} = a(\theta_0)/M$ .

Um arranjo linear uniforme que opere com um vetor de pesos como este apresentará uma resposta unitária na direção de visada, isto é, a potência média de saída, na direção de visada, será a mesma que a potência induzida nos elementos do arranjo. Este processo de seleção de pesos é similar a apontar mecanicamente a saída do arranjo para a direção de visada, exceto pelo fato de que isso é feito eletronicamente. Esta técnica também é comumente comparada com sistemas que empregam receptores com antenas setorizadas, tendo em vista que o diagrama de radiação será mantido constante em ambos os sistemas.

Uma característica interessante do Conformador DS trata-se de sua capacidade de prover a máxima relação sinal ruído para o arranjo nas situações de ruído descorrelacionado. Considerando um meio com ruído descorrelacionado, a matriz de covariância do ruído será  $R_{nn} = \sigma_n^2 \cdot I$ , onde  $\sigma_n^2$  representa a variância do ruído e  $I$  é a matriz identidade. Dessa forma, analogamente ao cálculo da potência espectral (2.10), é possível calcular a potencia espectral do ruído  $P_{Ruido}$  para esse tipo de arranjo com  $M$  sensores. Sendo  $P_s$  a potência do sinal incidente no arranjo,  $SNR_{IN}$  a relação sinal-ruído na entrada, medida em cada elemento do arranjo, e  $SNR_{OUT}$  a relação medida na saída do sistema, então:

$$P_{Ruido} = W_{cte}^H \cdot R_{nn} \cdot W_{cte} = \frac{\sigma_n^2}{M} \Rightarrow SNR_{IN} = \frac{P_s}{\sigma_n^2} \Rightarrow SNR_{OUT} = \frac{P_s \cdot M}{\sigma_n^2} \quad (2.12)$$

Dessa forma, a potência do ruído na saída do arranjo será  $M$  vezes menor que a potência do ruído medida em cada elemento. Embora este conformador promova a maximização da

relação sinal-ruído para a situação descrita, em meios reais, com presença de interferência direcional operando na mesma frequência, ele se mostra pouco efetivo.

### 2.7.2. Conformador com Nulos Direcionais:

Este tipo de abordagem para arranjos é normalmente utilizado para maximizar a recepção uma frente de onda plana, incidente a partir de uma direção desejada, e produzir nulos nas direções estipuladas como direções de interferência. Tomando como direção desejada aquela que apresenta o vetor diretor  $a(\theta_0)$  e considerando um modelo com K diferentes sinais interferentes, de vetores diretores  $\{a(\theta_j), j=1..K\}$ , o equacionamento do vetor de pesos previsto para o Conformador com Nulos Direcionais será:

$$\begin{cases} W^H \cdot a(\theta_0) = 1 \\ W^H \cdot a(\theta_j) = 0, \forall j = 1..K \end{cases} \quad (2.13)$$

Embora o diagrama de radiação deste conformador produza nulos nas direções de interferência, ele não é projetado para minimizar o ruído na saída do arranjo, o que o torna pouco efetivo para situações de ambiente muito ruidoso. Além disso, uma grande restrição deste modelo é sua dependência do conhecimento prévio das direções de chegada dos sinais interferentes.

Para fins de ilustração e possibilidade de comparação entre o comportamento dos conformadores independentes dos dados, a Figura 2.4 apresenta a representação gráfica do espectro espacial de potência de dois arranjos, lineares e uniformes, com utilização de um Conformador Convencional e de um Conformador de Nulos Direcionais, respectivamente. As curvas foram amostradas em função da área de cobertura da antena, com resolução de  $1^\circ$ , tendo sido utilizados 10 sensores isotrópicos em cada arranjo. Como os valores do espectro foram normalizados, o eixo das ordenadas representa o ganho imposto à direção em questão.

Para a situação, quatro fontes interferentes foram posicionadas em  $-60^\circ$ ,  $-30^\circ$ ,  $0^\circ$  e  $60^\circ$ , ao passo que o usuário de interesse encontrava-se em  $30^\circ$ . A relação sinal-ruído do ambiente foi de 10 dB e todos os usuários foram marcados com linhas tracejadas na figura.

Como pode ser percebido, o Conformador Convencional (figura (2.4a)) prezou por posicionar um ponto de ganho máximo na direção de interesse, sem tomar qualquer ação em relação às posições interferentes. Já o Conformador de Nulos Direcionais (figura 2.4(b)) buscou anular as direções interferentes, ao mesmo tempo em que tentou impor ganho máximo

à direção de visada. É evidente ressaltar que este último método aplicado resultou em uma deformação considerável do diagrama de radiação da antena, o que poderia implicar na inserção de distorções no sinal de saída.

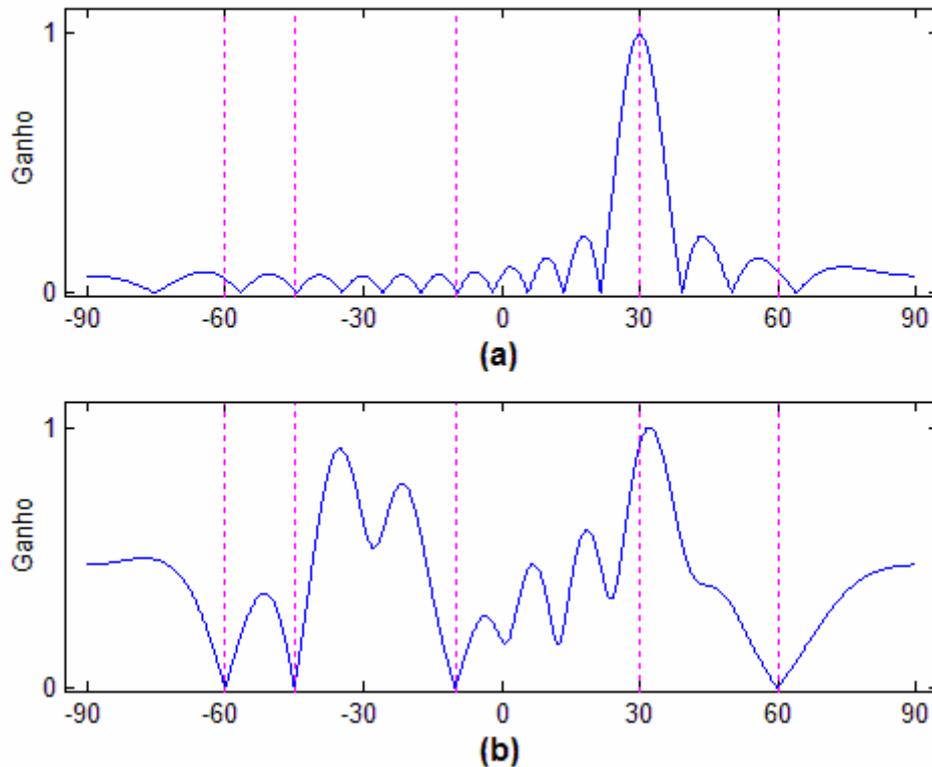


Figura 2.4: Representação do espectro espacial de potência de um arranjo com emprego de diferentes técnicas de conformação de feixe, ambas independente dos dados: (a) Conformador Convencional e (b) Conformador de Nulos Direcionais.

### 2.7.3. Conformadores Ótimos

Em geral, arranjos estatisticamente ótimos posicionam nulos nas direções das fontes interferentes e buscam maximizar a relação sinal ruído na saída do sistema. Os dois modelos básicos de arranjos adaptativos são:

- a. Adaptadores em bloco, que operam com uma massa de dados colhida em uma certa quantidade de *snapshots* e busca encontrar a solução ótima para aquele conjunto de amostras disponível. Neste grupo, enquadram-se os conformadores inverso-da-matriz-de-ruído (NAMI), inverso-da-matriz-de-sinal-mais-ruído (SPNMI) e o filtro de Wiener-Hopf;
- b. Adaptadores contínuos, que atualizam os pesos do sistema à medida que novas amostras são coletadas, de tal forma que o vetor de pesos do arranjo convirja para a

solução ótima. Neste grupo, enquadram-se o filtro de mínima média quadrática (LMS) e o filtro de mínima média quadrática recursivo (RLS).

Obviamente, situações onde a presunção de estacionariedade do meio não pode ser assumida, tal qual em ambientes de estatísticas variáveis no tempo, o uso de adaptadores contínuos é altamente aconselhável, a não ser que se tenha a capacidade de recalculer o vetor de pesos ótimo periodicamente. A apresentação de maiores propriedades dos arranjos ótimos será efetivada no Capítulo 3 deste trabalho.

## 3. FILTROS E ALGORITMOS ADAPTATIVOS

### 3.1. Conformadores de Feixe Ótimos em Bloco

Conforme apresentado no Capítulo 2, o conformador clássico possui severas restrições para uso em ambientes de grande interferência direcional, ao passo que o conformador com nulos direcionais requer o conhecimento prévio das direções das fontes interferentes, além de não maximizar a relação sinal-ruído na saída do filtro espacial. Os conformadores de feixe ótimos em bloco foram, então, desenvolvidos para superar tais limitações.

#### 3.1.1. Conformador NAMI

Um dos modelos de arranjo ótimo em bloco mais simples de ser implementado é o baseado no algoritmo inverso-da-matriz-de-ruído (NAMI). Tendo em vista obter resposta unitária em uma dada direção de visada  $\theta_o$ , correspondente a um vetor diretor  $a(\theta_o)$ , tal conformador utiliza somente a informação da matriz de correlação do ruído ( $R_{nn}$ ). O vetor de pesos  $W_{NAMI}$  do arranjo NAMI é então escolhido de modo a atender as restrições impostas na expressão (3.1a). Para tanto, Godara [5] apresenta uma forma de equacionamento de tal solução conforme (3.1b).

$$\begin{cases} \hat{W} = \arg \min_W W_N^H \cdot R_{nn} \cdot W_N \\ \text{com } W_N^H \cdot a(\theta_o) = 1 \end{cases} \quad (3.1a)$$

$$W_{NAMI} = W_N = \frac{R_{nn}^{-1} \cdot a(\theta_o)}{a^H(\theta_o) \cdot R_{nn}^{-1} \cdot a(\theta_o)} \quad (3.1b)$$

Na prática, a estimativa do método NAMI não é muito viável, tendo em vista a ausência de informação a respeito da matriz de correlação do ruído, bem como a exigência prévia de estimação de uma direção de visada para o arranjo.

#### 3.1.2. Conformador SPNMI

Uma versão mais factível do algoritmo NAMI, conhecido como conformador inverso-da-matriz-de-sinal-mais-ruído (SPNMI), estima o vetor de pesos  $W_{SPNMI}$  com base na matriz de correlação do sinal com ruído ( $R_{zz}$ ), ou seja, com a informação incidente no arranjo. Dessa forma, encontra-se o problema de minimizar a potência de saída do sistema mantendo-se

constante a resposta na direção de visada, conforme descrito na expressão (3.2a). A respectiva solução para tal problema pode ser expressa tal qual (3.2b) [5].

$$\begin{cases} \hat{W} = \arg \min_W W_S^H \cdot R_{zz} \cdot W_S \\ \text{com } W_S^H \cdot a(\theta_o) = 1 \end{cases} \quad (3.2a)$$

$$W_{SPNMI} = W_S = \frac{R_{zz}^{-1} \cdot a(\theta_o)}{a^H(\theta_o) \cdot R_{zz}^{-1} \cdot a(\theta_o)} \quad (3.2b)$$

Visando ilustrar o comportamento dos conformadores de feixe ótimos, a Figura 3.1 descreve o espectro espacial de potência de dois arranjos, lineares e uniformes, que empregam conformação ótima com algoritmos NAMI e SPNMI, respectivamente. Como os valores do espectro foram normalizados, o eixo das ordenadas representa o ganho imposto à direção em questão.

Para a situação destacada, quatro fontes interferentes descorrelacionadas foram posicionadas em  $-60^\circ$ ,  $-30^\circ$ ,  $0^\circ$  e  $60^\circ$ , ao passo que o usuário de interesse encontrava-se em  $30^\circ$ . A relação sinal-ruído do ambiente foi de 10 dB e todos os usuários foram marcados com linhas tracejadas na figura.

Como pode ser notado, o espectro originado pelo Conformador NAMI (figura (3.1a)) é mais diretivo, com um pico de potencia bem destacado na direção de visada. Já o SPNMI (figura (3.1b)), que utiliza a matriz de correlação dos sinais incidentes ( $R_{zz}$ ) para estimar sua potência espectral, impõe um lóbulo de ganho máximo na direção de interesse, mas não o destaca tanto quanto o NAMI. Segundo as simulações, vale ressaltar que os métodos não se preocuparam em aplicar nulos às direções de interferência.

É possível provar que, na ausência de erros, os pesos processados pelos algoritmos NAMI e SPNMI são idênticos e possuem a mesma performance [5]. Arranjos que empregam quaisquer destes dois tipos de abordagem são muitas vezes denominados de conformadores de máxima verossimilhança (ML), uma vez que eles buscam encontrar a estimação de máxima verossimilhança da potência do sinal, presumindo que todas as outras fontes são interferentes. No entanto, cabe ressaltar que nenhum deles é realmente adaptativo e que tais modelos exigem o trabalho em conjunto com algum algoritmo destinado à estimação da direção-de-chegada dos sinais incidentes. Uma forma bastante empregada para superar a necessidade de conhecimento de DOA é otimizar os conformadores ML com o uso de algoritmos adaptativos e geradores de sinais de referência.

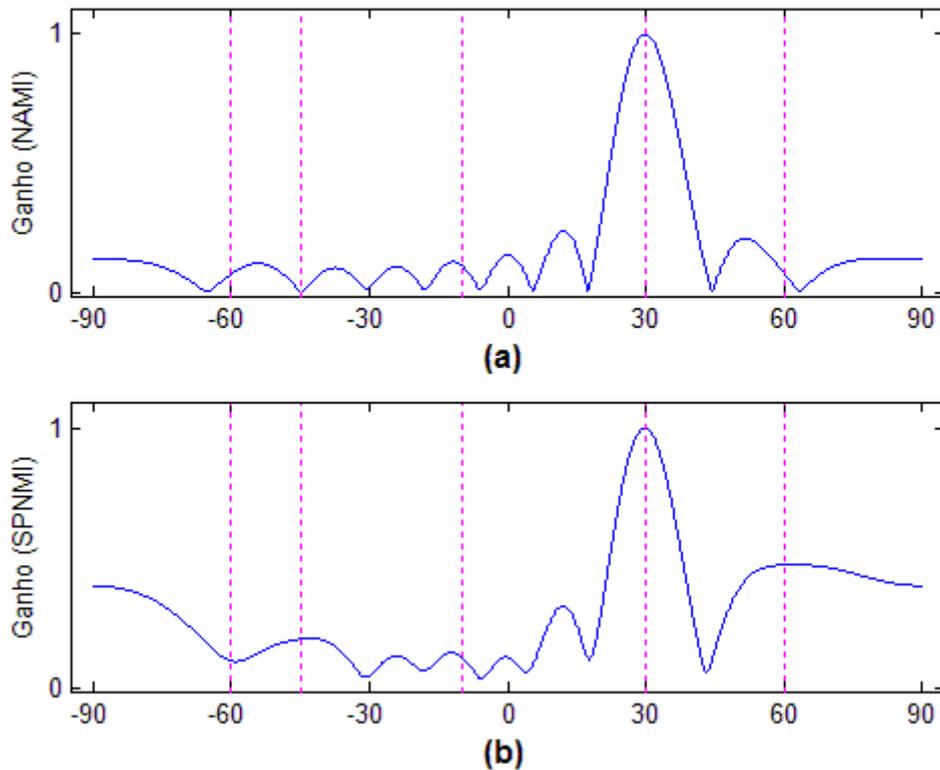


Figura 3.1: Representação do espectro espacial de potência de um arranjo com emprego de diferentes técnicas de conformação de feixe, ambas independentes dos dados:  
 (a) NAMI e (b) SPNMI

### 3.2. Filtros Adaptativos: Conceitos e Definições

Um filtro adaptativo é um filtro digital que realiza o processamento de sinais inseridos em seus terminais e busca adaptar sua resposta às condições criadas pelo meio. Em muitas aplicações que requerem filtragem, a resposta em frequência do sistema não é conhecida a priori ou pode variar com o tempo. Para tais situações, filtros adaptativos, capazes de efetuar auto-ajuste e rastrear as variações que o processo analisado sofre, mostram-se de extrema utilidade. Por essas razões, os filtros adaptativos são amplamente utilizados e em uma vasta variedade de aplicações, particularmente em telecomunicações

Conforme ressaltado no Capítulo anterior, o uso de adaptação em arranjos dá origem às antenas adaptativas. Dessa forma, arranjos de sensores que empregam algoritmos adaptativos constituem uma importante classe de receptores destinados a otimizar a filtragem espacial em sistemas sem fio.

Em comunicações sem fio, uma grande vantagem da utilização de abordagens adaptativas é a total independência do filtro em relação ao conhecimento da direção de

chegada dos sinais. A idéia central por traz dos algoritmos de adaptação é minimizar o erro médio quadrático (MSE) de sua saída, através da comparação entre o sinal incidente pelo arranjo e um sinal de referência, ou pela busca de características conhecidas do sinal recebido.

A figura 3.2 ilustra um modelo genérico de um arranjo adaptativo linear no qual um bloco de controle adaptativo realiza a correção dinâmica do vetor de pesos do arranjo. A saída  $Y(t)$  do sistema é comparada com um sinal de referência  $r(t)$ , dando origem a um sinal de erro  $\epsilon(t)$ , usado para recalculer o vetor de pesos  $W$  do processador. Os pesos  $w_m$  são, então, ajustados pelo algoritmo adaptativo de modo a minimizar o MSE entre os sinais de saída e referência.

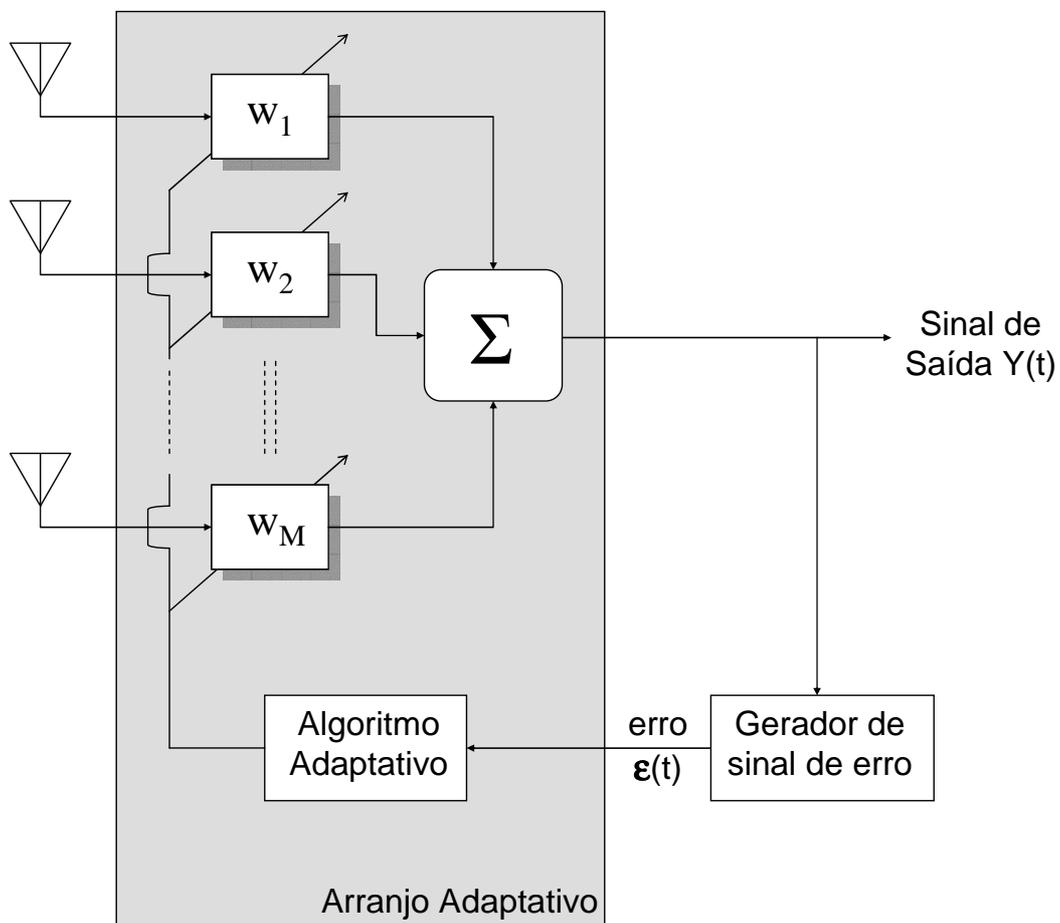


Figura 3.2: Modelo genérico de um arranjo adaptativo linear.

Em geral, a principal diferença entre as diversas implementações de filtros adaptativos surge da maneira como a resposta desejada para o sistema é extraída, isto é, surge da forma como o erro médio quadrático do modelo é minimizado. Para tanto, faz-se necessário o conhecimento de uma expressão que equacione o modelo receptor com uso de um sinal de referência. Assim, tendo em vista (2.10), é possível equacionar o cálculo do MSE:

$$\varepsilon(t) = Y_N - r(t) = W^H \cdot Z_{MN} - r(t) \quad (3.3)$$

$$MSE = E\{|\varepsilon(t)|^2\} = E\{|Y_N|^2 - 2 \cdot W^H \cdot Z_{MN} \cdot r(t)^H + |r(t)|^2\} \quad (3.4a)$$

$$MSE = W^H \cdot R_{zz} \cdot W - 2 \cdot W^H \cdot E\{Z_{MN} \cdot r(t)^H\} + E\{|r(t)|^2\} \quad (3.4b)$$

$$MSE = E\{|r(t)|^2\} + W^H \cdot R_{zz} \cdot W - 2 \cdot W^H \cdot P_{zr} \quad (3.4c)$$

Nas aplicações voltadas a antenas adaptativas, os algoritmos dividem-se em duas grandes classes: cegos e não-cegos (ou treinados). Os algoritmos treinados fazem uso de um sinal de referência previamente recebido ou estimado pelo filtro. Dentro desta classe encontram-se os filtros de Wiener-Hopf (Wiener), bem como o algoritmo de mínima média quadrática (LMS) e o algoritmo de mínima média quadrática recursivo (RLS). Já a classe de filtros que busca analisar o erro médio quadrático do sistema, conhecida como cegos, não utiliza qualquer sinal de referência para realizar o processamento digital do sinal incidente. Ao invés de uma seqüência de treinamento, tais algoritmos adaptam sua saída tentando restaurar alguma característica conhecida do sinal recebido. Dentre os modelos cegos, enquadram-se o algoritmo de módulo constante (CMA) e o algoritmo de mínimos quadrados com módulo constante (LS-CMA).

### 3.3. Algoritmos Adaptativos para Arranjos de Antenas

A utilização de abordagens adaptativas requer o conhecimento prévio de alguma informação a respeito do sinal recebido, quer seja alguma característica típica deste, quer seja um sinal de referência. Nos arranjos ótimos, os algoritmos adaptativos buscam ajustar o vetor de pesos do arranjo de modo a fazer com que o filtro espacial seja capaz de buscar aquela informação dentro das diversas direções de cobertura da antena. Para o desenvolvimento deste trabalho, foram implementados os filtros de Wiener e LMS, bem como o algoritmo de Módulo Constante (CM).

#### 3.3.1. Filtros de Wiener

Analisando a equação (3.4c), pode-se inferir que a função MSE é quadrática e apresenta segunda derivada positiva, isto é, possui mínimo único. Assim sendo, é possível minimizar o

erro médio quadrático de um sistema que empregue sinal de referência, por meio do cálculo de seu gradiente com respeito ao vetor  $W$ :

$$\frac{\partial}{\partial W}(MSE) = \frac{\partial}{\partial W}(P(W)) - 2 \cdot \frac{\partial}{\partial W}(W^H \cdot P_{zr}) = 0 \Leftrightarrow \quad (3.5a)$$

$$W = R_{zz}^{-1} \cdot P_{zr} \quad (3.5b)$$

A solução (3.5b) corresponde à equação de Wiener-Hopf, largamente difundida na literatura. Essa equação origina o Filtro de Wiener, também conhecido como filtro de mínimo erro médio quadrático (MMSE). Por se tratarem de filtros lineares, não variantes no tempo, que minimizam a variância do erro médio quadrático, os filtros de Wiener são usualmente classificados como filtros de solução ótima na média [6]. Em virtude do exposto, o vetor de pesos correspondente à solução MMSE será designado, doravante, como  $W_{MMSE}$ . Obviamente, a solução da equação de Wiener-Hopf, proposta em (3.5b), considera que a matriz de correlação das amostras incidentes no arranjo é não-singular. Haykin [6] demonstra que a matriz de correlação  $R_{zz}$  poderá ser invertida todas as vezes que o modelo analisado estiver imerso em um meio no qual a componente do ruído apresente variância não nula.

O modelo de filtro MMSE foi projetado para recuperar sinais de baixa potência imersos em meios extremamente ruidosos. Em geral, na presença de sinais com pouca potência, os filtros de Wiener provêm maiores relações sinal-ruído quando comparados com os filtros ML. Por outro lado, quando a potência do sinal incidente é muito maior que o ruído inserido pelo ambiente, os dois processos convergem para resultados equivalentes.

Quando aplicado a um arranjo de antenas, o Filtro de Wiener origina um conformador de feixes em bloco que apresenta solução ótima no ponto de vista do MSE. As duas quantidades necessárias para que a solução de Wiener seja determinada são a matriz de correlação do sinal incidente no arranjo e a matriz de correlação cruzada desse sinal com um sinal de referência fornecido ao sistema. Existem diversas formas de se gerar um sinal de referência, baseadas em seqüências de treinamento ou em blocos estimadores [7].

Não se trata de um algoritmo adaptativo em si, uma vez que o vetor de pesos é calculado analiticamente para o arranjo, a partir de estimações de matriz de correlação dos sinais incidente e de referência, o que torna a proposta de Wiener pouco efetiva para situações nas quais o ambiente seja variável no tempo. Por exemplo, em receptores que operam com usuários em movimento, a utilização de uma solução determinística limita a capacidade do sistema de rastrear os assinantes móveis com o diagrama de radiação da antena. Tal limitação pode ser minimizada por meio do emprego de algoritmos estocásticos, que realizam a

adaptação do arranjo através da estimação e atualização do vetor de pesos, buscando sempre convergir suas saídas para a solução ótima de Wiener.

### 3.3.2. Filtros LMS

Quando o arranjo de antenas opera em um meio com pouca informação, o conjunto de matrizes de correlação  $\{R_{zz}, P_{zr}\}$  não está disponível, tornando a solução ótima pouco efetiva. A superação de tais limitações pode ser alcançada por meio de soluções recursivas para a equação de Wiener-Hopf. O algoritmo de mínima média quadrática (LMS) é conhecido como a solução adaptativa do filtro de Wiener e, por meio da equivalência entre ULA e filtros FIR, grandes contribuições decorrentes do estudo do LMS podem ser aplicadas aos arranjos de antenas. Por se tratar da solução adaptativa, em condições de meio estacionário as soluções LMS e de Wiener são as mesmas. Para o caso de arranjos de antenas, as variáveis de interesse serão estacionárias caso os assinantes do sistema não se locomovam, mantendo sua direção de chegada ao arranjo constante.

Na abordagem LMS, o vetor de pesos  $W$  do arranjo é estimado durante um período prévio de treinamento e mantido constante enquanto a informação de interesse é transmitida. Esta janela de tempo  $\Delta\tau$ , para a qual o vetor  $W$  é mantido constante, equivale ao período necessário para a amostragem de uma matriz de dados com  $N$  *snapshots*. Na janela seguinte, serão recebidos novos dados, referentes a uma possível nova posição do usuário, e o vetor de pesos será atualizado a partir de seu valor anterior, originando assim um processo recursivo.

O processo de atualização do vetor de pesos do arranjo exige a estipulação de um passo  $\mu$  para o algoritmo, que será responsável por ponderar o valor segundo o qual o vetor  $W$  será atualizado. O parâmetro de correção  $\mu$  pode ser escolhido de diversas formas e seu valor está diretamente relacionado com a precisão e velocidade de convergência do algoritmo. A escolha de um passo muito grande pode inviabilizar a convergência do modelo ou implicar em um erro de estimação indesejável. Já a escolha de um parâmetro de correção muito pequeno pode implicar em um aumento desnecessário de processamento, tendo em vista que o algoritmo perseguirá a resposta ótima com passos muito pequenos. Assim, o projeto de um filtro LMS sempre se depara com duas hipóteses a serem analisadas: alcançar a vizinhança da solução ótima mais rapidamente, mas aumentar a incerteza e conseqüentemente o ruído de ajuste; ou chegar perto da solução ótima vagarosamente, mas se mover aos redores de sua vizinhança com maior precisão. Haykin [6] demonstra que o estimador LMS dos pesos do arranjo converge na média para a solução ótima  $W_{MMSE}$  (equação 3.7d) desde que o parâmetro de correção dos pesos  $\mu$  obedeça à restrição:

$$0 < \mu < \frac{1}{\text{traço}(R_{zz})} \quad (3.6)$$

Cabe notar que cada elemento diagonal de  $R_{zz}$  é igual à potência média medida no sensor correspondente do arranjo. Assim, para um arranjo linear uniforme,  $\text{traço}(R_{zz})$  equivale à potência média medida em qualquer dos sensores vezes a quantidade de sensores do arranjo.

Além da diversidade possível na escolha do passo do algoritmo LMS, a forma de equacionamento do filtro pode apresentar algumas variações: LMS sem restrições e LMS com restrições. A abordagem com restrições, em geral, exige o conhecimento prévio da direção de chegada do sinal procurado, uma vez que impõe ao algoritmo valores diferentes de passo de acordo com a DOA estimada em cada iteração. Nesta modelagem, impõe-se ao algoritmo uma resposta unitária na direção de visada da antena, tal qual efetivado pelo conformador convencional. Já a abordagem sem restrições não utiliza qualquer informação da DOA, uma vez que os pesos são atualizados por meio de um sinal de referência, na busca de se minimizar o MSE. Para o desenvolvimento deste trabalho, utilizou-se apenas a abordagem sem restrições, uma vez que o processo de atualização do vetor  $W$  foi feito por meio da geração local de um sinal de referência.

Sendo  $i$  um contador de iterações,  $r_i$  a seqüência de referência na  $i$ -ésima iteração e  $\varepsilon_i$  o sinal de erro que corrige o vetor de pesos na  $i$ -ésima iteração, é possível sumarizar as equações que modelam o algoritmo LMS sem restrições:

$$Y_N^i = \hat{W}_i^H \cdot Z_{MN}^i \quad (3.7a)$$

$$\varepsilon_i = Y_N^i - r_i \quad (3.7b)$$

$$\hat{W}_{i+1} = \hat{W}_i + \mu \cdot Z_{MN}^i \cdot \varepsilon_i^H \quad (3.7c)$$

$$\lim_{i \rightarrow \infty} \left( E \left\{ \hat{W}_i \right\} \right) = W_{MMSE} \quad (3.8)$$

Obviamente, uma variável de extrema importância para se atingir um nível aceitável de desempenho do algoritmo LMS é a boa escolha do vetor de pesos inicial  $W_{ini}$ . Quanto mais distante de seus valores ótimos forem os pesos iniciais, mais tempo levará o algoritmo para convergir à situação desejada. Em termos de tempo de processamento, quanto maior for o espalhamento dos autovalores de  $R_{zz}$ , maior será o tempo que o algoritmo levará para

convergir. Em termos práticos, costuma-se inicializar o algoritmo LMS com pesos que apontem o arranjo de antenas para  $\theta = 0^\circ$  ( $W_{ini} = 1$ ).

Se as escolhas tanto do peso inicial  $W_{ini}$  quanto do parâmetro  $\mu$  não forem tomadas com critério, o algoritmo LMS não apresentará bom desempenho em situações de rápida mudança de característica espacial do sinal, uma vez que o mesmo encontrará a solução ótima com uma baixa velocidade de convergência. Em sistemas de comunicações móveis, essa velocidade de convergência é um fator crucial; por exemplo, em sistemas veiculares, a convergência do filtro espacial deve ser mais rápida do que em sistemas portáteis manuais, tendo em vista a maior taxa de desvanecimento do sinal nos sistemas automotivos [5]. A Figura 3.3 resume os passos empregados em um algoritmo LMS.

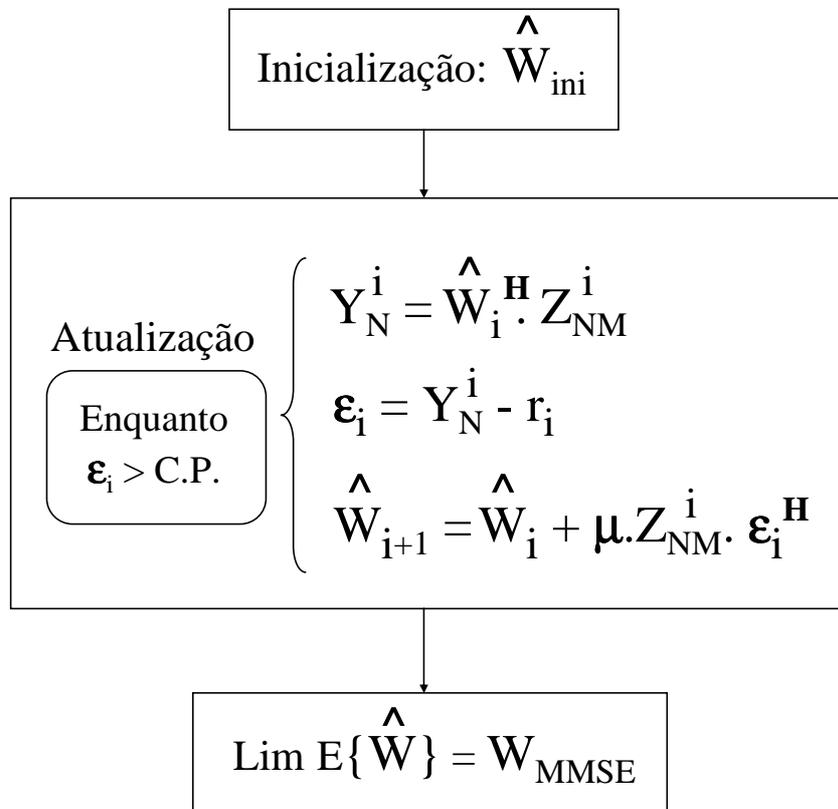


Figura 3.3: Algoritmo de Mínima Média Quadrática (LMS), com um determinado critério de parada (C.P.) para o erro médio.

### 3.3.3. Algoritmos CM

Quando pode ser aplicada, a abordagem de algoritmos de módulo constante (CM) é extremamente útil, Tais algoritmos só podem ser aplicados a situações, como o próprio nome diz, que lidam com sinais de envoltória constante. Se a informação é transmitida através do

meio com uma envoltória de amplitude constante  $\Lambda$ , conhecida pelo arranjo receptor, então o filtro espacial é capaz de efetuar a filtragem do sinal procurado sem que nenhuma sequência de referência seja utilizada. Um arranjo adaptativo projetado para ajustar seus pesos através de um CMA buscará originar um sinal de saída com a envoltória constante especificada.

O processo de atualização dos pesos de um arranjo baseado em algoritmos CM é idêntico ao praticado pelo filtro LMS sem restrições, apenas alterando-se a forma como o erro médio é calculado. Assim, para o CMA, utiliza-se o mesmo conjunto de equações (3.7), apenas se alterando a forma como a expressão (3.7b) é calculada. Na abordagem de módulo constante, surge a figura da função de custo  $J(W_i)$  que deverá ser minimizada para efetivar o ajuste do vetor  $W_i$  em cada iteração do processo. Esta função de custo depende da escolha de um conjunto de parâmetros  $\{\alpha, \beta\}$ , de acordo com a aplicação desejada:

$$J(W_i) = E \left\{ \left| |W_i^H \cdot Z_{MN}|^\alpha - |\Lambda|^\alpha \right|^\beta \right\} \quad (3.9)$$

Em geral, a escolha dos parâmetros  $\alpha$  e  $\beta$  limita-se a valores 1 ou 2. Através de permutações destes valores, diferentes versões do algoritmo CM são originadas a partir das respectivas representações da função de custo  $J(W_i)$ . As equações (3.10) a (3.13) sumarizam as quatro possíveis formas de modelagem da função de custo; nestas equações, adotou-se a nomenclatura “Forma  $\alpha$ - $\beta$ ” e a função  $sign(\cdot)$  representa a função sinal, descrita em (3.14).

Forma 1-1: 
$$\varepsilon_i = \frac{Y_N^i}{|Y_N^i|} \cdot sign(|Y_N^i| - 1) \quad (3.10)$$

Forma 1-2: 
$$\varepsilon_i = 2 \left( Y_N^i - \frac{Y_N^i}{|Y_N^i|} \right) \quad (3.11)$$

Forma 2-1: 
$$\varepsilon_i = 2 \cdot Y_N^i \cdot sign(|Y_N^i|^2 - 1) \quad (3.12)$$

Forma 2-2: 
$$\varepsilon_i = 4 \cdot Y_N^i \cdot \left( |Y_N^i|^2 - 1 \right) \quad (3.13)$$

$$sign(x) = \begin{cases} +1, & \forall x \geq 0 \\ -1, & \forall x < 0 \end{cases} \quad (3.14)$$

A convergência dos métodos baseados em algoritmos de módulo constante não é bem caracterizada como nos algoritmos LMS. As diferentes abordagens do CMA originam

diferentes condições de convergência e complexidade, muito embora se tenha provado que os algoritmos CM convergem sob uma vasta quantidade de condições [8].

Existem algumas limitações para a abordagem de módulo constante, a maioria delas relacionada ao fato do algoritmo simplesmente capturar o sinal de envoltória constante de maior potência na entrada do arranjo, o qual pode ser um sinal interferente. Por outro lado, o CMA é extremamente bem indicado para situações que requerem redução do desvanecimento em banda-estreita de sistemas e é de fácil implementação para os casos de modulação analógica, tal qual GMSK e QPSK [9].

Em virtude de sua exigência de controle de potência, o CMA por si só não é apropriado para sistemas de acesso múltiplo por divisão de código (CDMA). Algumas variações do algoritmo de módulo constante, desenvolvidas em conjunto com métodos de estimação da DOA, visam uma possível aplicação em receptores CDMA [5], através do uso de feixes espaciais direcionados para as posições de visada.

### 3.4 Utilização de Antenas Adaptativas para Estimação de DOA

Arranjos adaptativos, quando empregados em sistemas de comunicação sem fio, não são projetados, em geral, para estimar a direção de chegada do sinal procurado, mas sim para minimizar o MSE com base em alguma informação do sinal procurado conhecida pelo sistema. No entanto, após a convergência do filtro adaptativo, é possível visualizar o espectro espacial de potência resultante do arranjo, por meio de uma amostragem, dentro da faixa de operação da antena, do vetor de pesos encontrado. Esta amostragem permite representar a potência espectral do arranjo para as condições requeridas. Sendo  $A_{MK}(\theta)$  a matriz de vetores diretores do arranjo, tal qual em (2.6a), e  $W_{final}$  o vetor de pesos encontrado pelo algoritmo após a convergência, então a potência espectral  $S_{pow}$  da antena é:

$$S_{pow}(\theta) = \left| A_{MK}^H(\theta) \cdot W_{final} \right|, \quad \theta \in \left[ -\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right] \quad (3.11)$$

Muito embora o objetivo do filtro adaptativo não seja estimar a DOA do sinal procurado, as simulações mostram que, no intuito de minimizar o erro médio quadrático do arranjo, o filtro espacial é capaz de apontar o lóbulo principal de radiação da antena para a direção do usuário procurado, mesmo na presença de grande número de interferentes e em meios com altos níveis de ruído de fundo.

A Figura 3.4 ilustra espectro espacial de potência de um arranjo linear uniforme adaptativo, com o uso de algoritmo LMS, para duas diferentes condições de relação sinal-ruído ( $SNR = -10\text{dB}$  e  $SNR = -30\text{dB}$ ). Para a construção dos diagramas, simulou-se um arranjo linear uniforme com a presença de sinais originados por três usuários decorrelacionados, sendo que o assinante de interesse encontrava-se posicionado em  $30^\circ$ , relativamente ao eixo do arranjo.

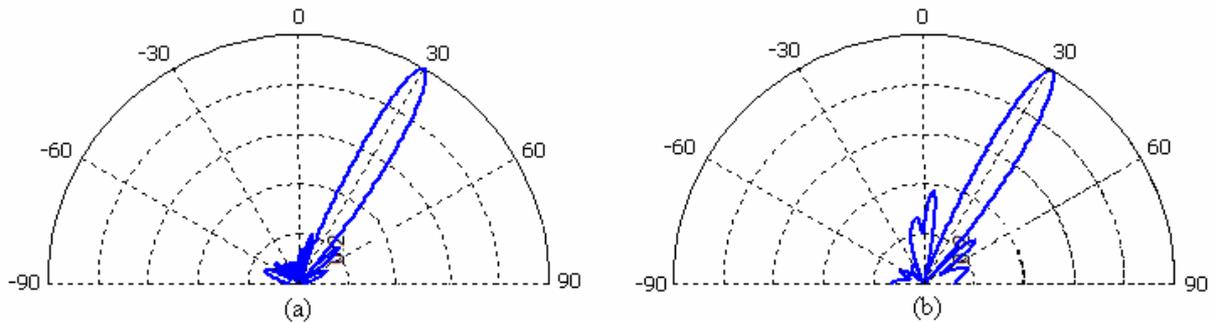


Figura 3.4: Ilustração do espectro espacial de potência de um arranjo adaptativo. O usuário procurado encontra-se em  $30^\circ$  em relação ao arranjo: (a)  $SNR = -10\text{ dB}$  e (b)  $SNR = -30\text{ dB}$ .

A eficácia da estimação de direção de chegada de sinais incidentes como resultado secundário do emprego de algoritmos adaptativos será exposta no Capítulo 4, onde a mesma será comparada, em termos de performance, com os métodos de estimação de DOA consagrados pela literatura especializada.

## **4. ESTIMAÇÃO DA DIREÇÃO DE CHEGADA**

### **4.1. Algoritmos para Determinação da DOA**

Em diversos sistemas, tais como radares, sonares e sismologia, a determinação da posição, ou ao menos da direção, das fontes emissoras de sinal é de fundamental importância. Através da análise de sinais induzidos em diferentes sensores espacialmente distribuídos, arranjos de antenas são capazes de estimar a direção de fontes que irradiam energia. O problema de localização de usuários em sistemas de comunicação sem fio que empregam arranjo de sensores passa pelo processo de determinação da direção de chegada (DOA) dos sinais incidentes. Tendo em vista analisar, em termos de capacidade de rastrear a posição do usuário de interesse, a performance dos algoritmos adaptativos propostos no Capítulo 3 é comparada com os métodos de estimação de DOA usualmente aplicados.

Considerando um arranjo de sensores banda estreita, com fontes localizadas no campo distante, é possível desenvolver uma vasta quantidade de métodos para estimação da direção de chegada dos usuários, que apresentam as mais diversas diferenças de comportamento e sensibilidade a perturbações. As técnicas de estimação de DOA baseadas em arranjo de antenas são geralmente divididas em quatro grandes grupos: técnicas convencionais, técnicas de máximo de verossimilhança, métodos baseados em subespaços e algoritmos integrados, os quais combinam os métodos de subespaços com propriedades de restauração de sinal.

Os métodos convencionais baseiam-se em conformadores de feixe independente dos dados e, por isso, necessitam de uma grande quantidade de sensores para atingir níveis aceitáveis de resolução. Os algoritmos baseados em subespaços são conhecidos por serem técnicas sub-ótimas de alta resolução que exploram a decomposição da matriz de correlação das amostras de sinal em subespaços do sinal e do ruído. Já as técnicas de máxima verossimilhança são consideradas como ótimas e de excelente comportamento sob condições de meio muito ruidoso, mas, por outro lado, mostram-se computacionalmente muito intensas.

Para fins de implementação, amostrou-se o espectro espacial de potência de um arranjo de sensores, linear e uniforme, em função dos ângulos de chegada da região de cobertura do receptor. Como os gráficos de potência espectral foram amostrados com valores normalizados, utilizou-se, no decorrer das simulações, a palavra “ganho” para representar o nível de diretividade do sistema receptor. Desta forma, todas as ilustrações representativas do diagrama de radiação da antena foram construídas em gráficos de “ganho” versus “ângulos de chegada” e tais definições serão utilizadas de agora em diante neste trabalho.

#### 4.1.1. Métodos Convencionais

Os métodos convencionais de determinação da direção de chegada de sinais são geralmente baseados nos conceitos dos conformadores clássicos de feixe e posicionamento de nulos, não explorando, assim, a natureza do sinal recebido ou o modelo estatístico da matriz de dados incidente. Em linhas gerais, as técnicas convencionais direcionam eletronicamente o diagrama de radiação do arranjo para todas as direções possíveis de cobertura da antena, buscando encontrar picos de potência na saída do sistema. Os métodos convencionais desenvolvidos deste trabalho foram o método de atraso-e-soma (DS) e o método de variância mínima de Capon.

O método de atraso-e-soma, também conhecido como método do conformador de feixe clássico, é uma das formas mais simples de estimação de DOA e faz uso tão somente da matriz de correlação dos sinais incidentes no arranjo  $R_{zz}$ . Considerando a estrutura de um conformador clássico, com sinal de saída conforme a expressão (2.8), a potência total de saída do arranjo pode ser expressa conforme a equação (2.11). A idéia por trás do DS é amostrar a potência de saída do sistema para os possíveis vetores diretores  $a(\theta_i)$  da antena.

$$P_{DS}(\theta_i) = A_{MK}^H(\theta_i) \cdot R_{zz} \cdot A_{MK}(\theta_i), \text{ com } -\frac{\pi}{2} < \theta_i < \frac{\pi}{2} \quad (4.1)$$

Através da expressão (4.1), o arranjo amostrará o espectro espacial DS com picos presentes nas direções das fontes, uma vez que a potência  $P_{DS}(\theta_i)$  medida para tais direções será máxima. O método DS opera com satisfatória eficiência na presença de apenas um usuário. Entretanto, em virtude de sua simplicidade, o DS possui grandes desvantagens. A largura do lóbulo principal e o ganho dos lóbulos laterais limitam a efetividade do algoritmo nas situações de múltiplos usuários, uma vez que todos os sinais presentes na região de visada do arranjo contribuem para a formação do diagrama de radiação. Além disso, em casos onde não há controle de potência, isto é, os sinais incidentes no arranjo podem apresentar valores distintos de amplitude, um interferente de muita potência pode anular o sinal de interesse procurado pelo sistema.

A Figura 4.1 apresenta simulações de estimação da direção de chegada de sinais incidentes em uma antena, empregando um arranjo linear uniforme de 10 sensores, espaçados de meio comprimento de onda. fazendo a representação do espectro espacial do arranjo para os diferentes ângulos de incidência. Como se pode observar na figura, a estimação da direção

das fontes é bastante satisfatória para situações de usuários espacialmente distantes: os assinantes foram posicionados em  $-60^\circ$ ,  $0^\circ$  e  $60^\circ$ .

No entanto, a diminuição da relação sinal-ruído do sistema diminui a eficiência no direcionamento dos lóbulos do diagrama de radiação, uma vez que os níveis de ruído começam a mascarar o espectro espacial de potência obtido. Para valores de SNR menores que  $-10$  dB, o sistema já não é capaz de separar as fontes. Por outro lado, as simulações foram construídas com sinais originados por fontes coerentes, demonstrando assim a capacidade do algoritmo em separar espacialmente sinais correlacionados.

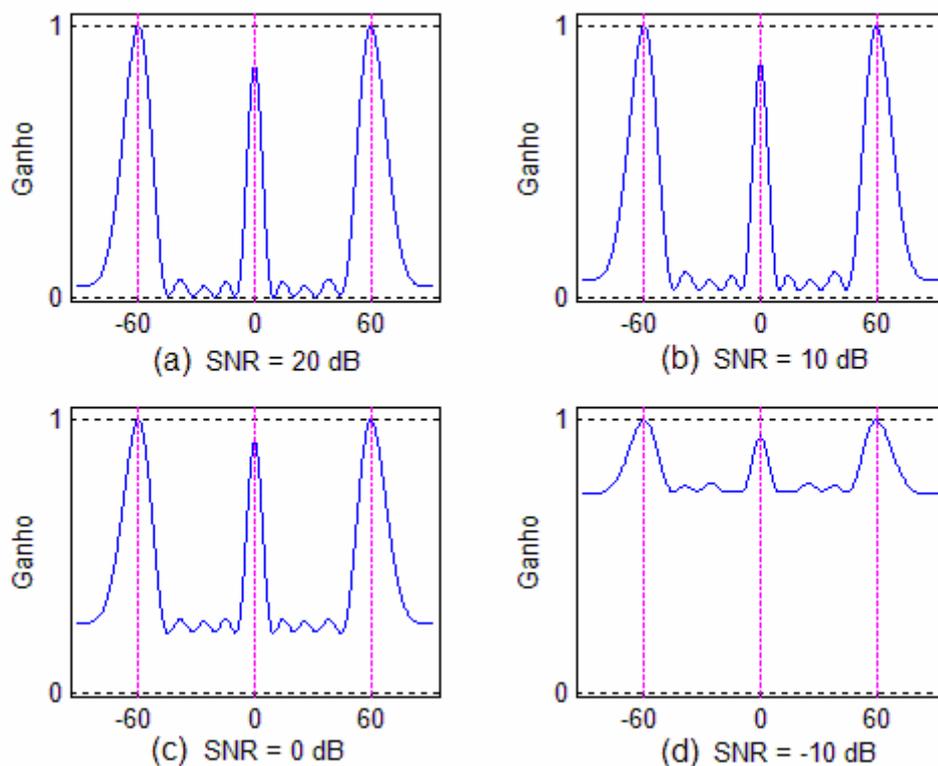


Figura 4.1 Algoritmo DS efetuando separação espacial de sinais de mesma potência sob diferentes condições de ruído. As fontes encontravam-se nas direções  $-60^\circ$ ,  $0^\circ$  e  $60^\circ$ .

Já o método de mínima variância de Capon [10] busca superar a baixa capacidade de resolução associada ao método DS. Para um arranjo com  $M$  sensores, a técnica utiliza alguns dos  $M$  graus de liberdade do sistema para impor um ganho unitário na direção de visada, enquanto faz uso dos demais graus de liberdade para formar nulos nas direções dos interferentes. O processo pode ser sumarizado em se tentar anular as contribuições das fontes interferentes indesejadas, minimizando a potência de saída de todo o arranjo, enquanto se impõe um ganho unitário na direção procurada  $\theta_0$ , conforme descreve a equação (4.2a).

O equacionamento da técnica de mínima variância de Capon é idêntico ao conformador de feixe SPNMI, com a ressalva de que a técnica de Capon visa simplesmente estimar DOA.

$$\hat{W}_{Capon} = \arg \min_W (W_Z^H \cdot R_{zz} \cdot W_Z), \text{ com } W_Z^H \cdot a(\theta_o) = 1 \quad (4.2a)$$

$$\hat{W}_{Capon} = \frac{R_{zz}^{-1} \cdot A_{MK}(\theta)}{A_{MK}^H(\theta) \cdot R_{zz}^{-1} \cdot A_{MK}(\theta)} \quad (4.2b)$$

Fazendo uso da expressão (4.2), é possível desenhar uma representação do espectro de potência do arranjo para os diversos valores de vetor diretor  $a(\theta_i)$ , sendo o espectro espacial de Capon equacionado conforme (4.3):

$$P_{Capon}(\theta_i) = \frac{1}{A_{MK}^H(\theta_i) \cdot R_{zz}^{-1} \cdot A_{MK}(\theta_i)}, \text{ com } -\frac{\pi}{2} < \theta_i < \frac{\pi}{2} \quad (4.3)$$

A Figura 4.2 apresenta a implementação de dois métodos distintos para amostragem do ganho de potência espectral, por meio da utilização da técnica de Atraso e Soma (DS) e do método de variância mínima de Capon, para um arranjo uniforme linear de 10 elementos, espaçados de meio comprimento de onda.

Conforme descrito, a resolução do método de Capon apresenta-se bastante superior na situação de fontes emisoras separadas de  $10^\circ$ , com  $SNR = 20\text{dB}$ , uma vez que o método DS, embora capaz de apontar lóbulos de ganho espectral para as direções das fontes emisoras, mostrou-se pouco eficaz em diferenciar espacialmente os dois sinais. Já para a situação de um meio mais ruidoso, com relação sinal-ruído igual a  $0\text{ dB}$ , as duas técnicas relacionadas apresentaram resultados semelhantes. Ambas foram capazes de apontar, de alguma forma, o diagrama de radiação, mas foram pouco eficazes em efetuar a separação espacial dos usuários, tendo em vista que, para os dois assinantes implementados, foi atribuído, praticamente, o mesmo lóbulo de ganho.

Em seu trabalho, Capon [11] demonstra que a potência espectral calculada conforme a expressão (4.3) corresponde à estimação de máxima verossimilhança da potência de um sinal incidente com direção  $\theta_i$ , na presença de ruído branco Gaussiano aditivo com características espaciais arbitrárias. Para fins de curiosidade, cabe ressaltar que este trabalho [11] foi inovador em sua época de apresentação, tendo se mantido como a melhor técnica já proposta até a desenvolvimento de novas formas de exploração da matriz de correlação de dados.

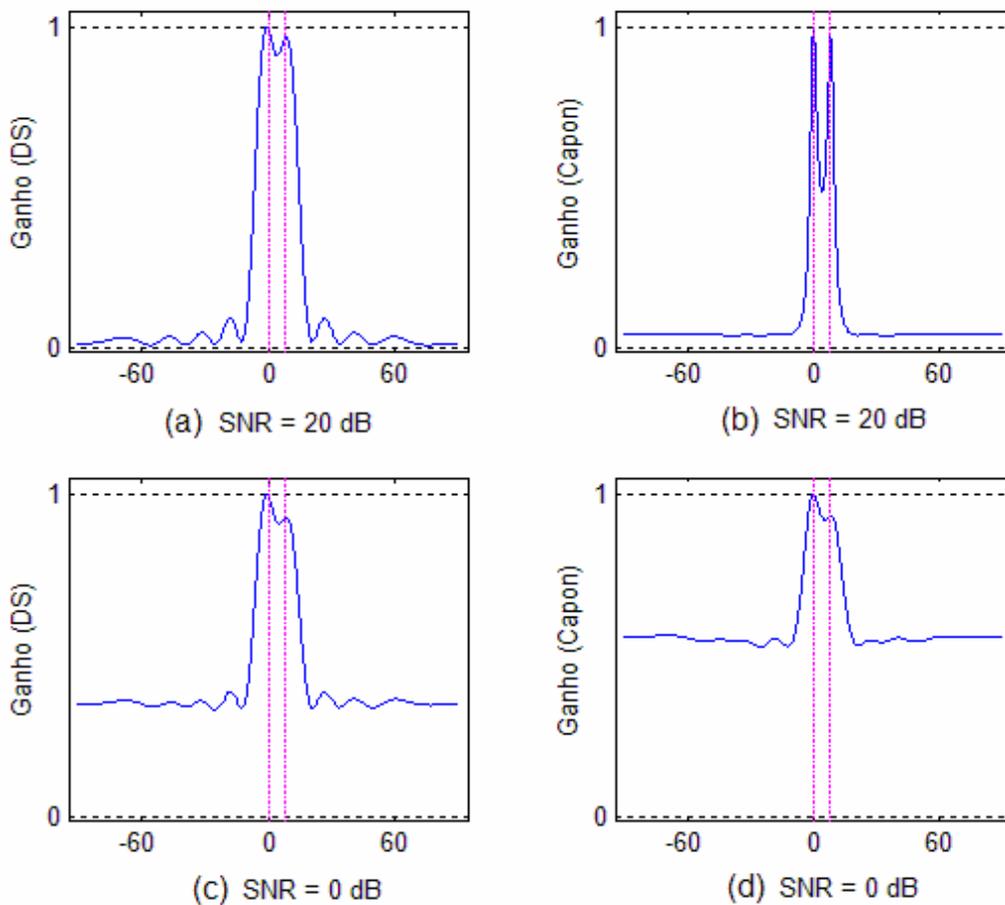


Figura 4.2. Ilustração dos espectros espaciais de potência de um ULA, construídos por meio da utilização de dois métodos distintos: Atraso-e-Soma e Capon. Dois sinais de mesma potência foram gerados em  $0^\circ$  e  $10^\circ$  e submetidos a diferentes condições de SNR.

Muito embora apresente uma capacidade de resolução superior ao método de DS, o método de Capon ainda sofre de inúmeras limitações. Uma delas relaciona-se à estimação de posição de usuário imerso em meio com sinais correlacionados ao sinal de interesse, uma vez que as componentes correlacionadas poderão ser combinadas destrutivamente no processo de minimizar a potência de saída do arranjo. Além disso, por necessitar do cálculo da inversa da matriz de correlação das amostras, o algoritmo mostra-se computacionalmente custoso para sistemas que empreguem arranjos com grande quantidade de sensores.

#### 4.1.2. Algoritmo MUSIC

Muito embora diversos métodos de estimação da direção de chegada baseados em conformadores independentes dos dados sejam vastamente utilizados, tais processos sofrem de severas limitações, principalmente no que tange à sua capacidade de resolução. A maioria

das limitações percebidas poderia ser contornada com a utilização de alguma forma de estrutura de dados, tal qual o modelo expresso na equação (2.5). Schmidt [12] propôs um algoritmo de decomposição do modelo de dados para o caso de um arranjo de sensores de forma arbitrária. Desde sua apresentação, o algoritmo MUSIC, do inglês *Multiple Signal Classification*, tem sido considerado como uma referência de comparação para as demais técnicas de estimação de DOA.

O algoritmo MUSIC baseia-se na decomposição da matriz de sinais incidentes no arranjo por meio da análise do modelo de dados que equaciona o mesmo. Em linhas gerais, ele explora a geometria dos subespaços gerados a partir da matriz de correlação dos sinais incidentes  $R_{zz}$ . Por esse motivo, o método MUSIC é também conhecido como a abordagem geométrica para o problema de estimação de parâmetros.

Seguindo o modelo de K fontes com banda estreita emitindo sinais no campo distante de um arranjo linear de M elementos, pode-se equacionar a combinação linear dos sinais incidentes conforme (2.5). Relembrando que  $A_{MK}(\theta)$  representa a matriz de vetores diretores,  $X_K(t)$  é a matriz dos K sinais gerados pelas fontes e  $N_N(t)$  é a matriz dos ruídos, tem-se:

$$Z_M(t) = A_{MK}(\theta) \cdot X_K(t) + N_M(t) \quad (4.4)$$

Em termos geométricos, desde que não haja fontes emitindo sinais de uma mesma direção, a matriz  $A_{MK}(\theta)$  representa um conjunto de M vetores diretores  $a(\theta_i)$  linearmente independentes entre si, podendo assim, ser tomada como a base de um espaço M-dimensional, gerado a partir de seus vetores diretores. Através da análise da expressão que representa a matriz de correlação dos sinais incidentes, expressa em (4.5), pode-se dizer que  $R_{zz}$  pertence a um espaço M-dimensional, do qual  $A_{MK}(\theta)$  é uma base.

$$R_{zz} = A_{MK} \cdot R_{xx} \cdot A_{MK}^H + \sigma_n^2 \cdot I_M \quad (4.5)$$

A matriz  $A_{MK}(\theta)$ , composta de vetores linearmente independentes, é uma matriz de *rank* completo, ao passo que a matriz de correlação das fontes  $R_{xx}$  é não singular desde que os sinais incidentes sejam descorrelacionados. Dessa forma, Schimidt [12] provou que se o número de sinais incidentes K for menor que a quantidade de sensores do arranjo M, então a matriz  $A_{MK} \cdot R_{xx} \cdot A_{MK}^H$  é positiva e semi-definida, com *rank* K. Fazendo uso de álgebra linear, isso implica que os ‘M-K’ autovalores desta matriz são nulos e que os ‘M-K’ autovalores da matriz  $R_{zz}$  são iguais à variância do ruído  $\sigma_n^2$ .

O algoritmo prossegue com a ordenação decrescente dos  $M$  autovalores de  $R_{zz}$  no conjunto  $\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{M-1}\}$ , onde:

$$\begin{cases} \lambda_k = \dots = \lambda_{M-1} = \sigma_n^2 \\ \lambda_0 \geq \lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_{K-1} \end{cases} \quad (4.6)$$

Como os ‘M-K’ menores autovalores de  $R_{zz}$  são iguais à variância  $\sigma_n^2$ , considera-se que seus ‘M-K’ autovetores correspondentes geram um subespaço sem qualquer contribuição dos sinais das fontes. Com isso, prova-se que este espaço do ruído, expresso por  $V_n$ , é ortogonal ao espaço gerado pelos  $K$  vetores diretores que geram a matriz  $A_{MK}(\theta)$ . Essa decomposição em subespaços mostra que os autovetores da matriz de correlação dos sinais incidentes pertencem a um dos dois subespaços ortogonais do arranjo: subespaço do sinal (ou subespaço principal) ou subespaço do ruído (ou subespaço secundário).

Os vetores diretores procurados, correspondentes às direções de chegada dos sinais incidentes, pertencem todos ao subespaço do sinal e, por isso, devem ser ortogonais ao subespaço do ruído. Dessa forma, procurando dentre todos os vetores diretores possíveis para o arranjo, é possível estimar a DOA dos sinais incidentes buscando-se os vetores que sejam perpendiculares ao espaço gerado pelos autovetores do ruído.

Denominando  $\{n_i, i = K, \dots, M-1\}$  como sendo o conjunto dos ‘M-K’ autovetores do ruído e na tentativa de se procurar dentro do subespaço do ruído, é necessário formar uma matriz correspondente ao subespaço gerado:

$$V_n = [n_k \quad n_{k+1} \quad \dots \quad n_{M-1}] \quad (4.7)$$

Como os vetores diretores dos sinais são ortogonais ao espaço do ruído, então o produto  $A_{MK}^H \cdot V_n \cdot V_n^H \cdot A_{MK}$  é nulo para os ângulos correspondentes às direções das fontes emissoras. Dessa forma, a direção de chegada dos sinais procurados pode ser estimada a partir dos picos encontrados no espectro espacial gerado pelo algoritmo MUSIC:

$$P_{MUSIC}(\theta_i) = \frac{1}{A_{MK}^H(\theta_i) \cdot V_n \cdot V_n^H \cdot A_{MK}(\theta_i)}, \text{ com } -\frac{\pi}{2} < \theta_i < \frac{\pi}{2} \quad (4.8)$$

É possível perceber que a ortogonalidade entre  $A_{MK}(\theta)$  e  $V_n$  minimizará o denominador da expressão (4.8), originando picos no espectro espacial do algoritmo MUSIC. Dessa forma,

os 'M-K' maiores picos no espectro de potência amostrado corresponderão às direções de chegada dos sinais incidentes no arranjo.

A capacidade de resolução do algoritmo MUSIC mostra-se extremamente superior à observada pelos métodos convencionais. De um modo geral, filtros espaciais que operam a estimação de DOA com uso do MUSIC são capazes de separar usuários extremamente próximos um do outro, desde que tais fontes emissoras não sejam totalmente correlacionadas ou coerentes. Obviamente, a resolução do algoritmo depende da quantidade de amostras disponíveis para a estimação da matriz de correlação dos sinais incidentes; quanto maior for o número de amostras que o sistema dispõe, melhor é a distinção dos espaços ortogonais e, conseqüentemente, mais eficiente será a resolução conseguida pelo espectro espacial de potência do sistema.

O algoritmo MUSIC costuma ser vastamente empregado nos sistemas que exigem reconhecimento prévio da posição de usuários, tais como os arranjos ótimos determinísticos. No entanto, a aplicação do algoritmo mostra-se viável apenas em situações de fontes não correlacionadas, uma vez que, do contrário, a condição de não singularidade da matriz de covariância das fontes  $R_{xx}$  não será satisfeita.

Para sistemas CDMA, de um modo geral, devido às técnicas que envolvem espalhamento de sinais, o método MUSIC é ineficaz para modelos projetados para mais de um usuário. No entanto, devido à sua reconhecida resolução, faz-se uso deste algoritmo como uma referência para se analisar a performance, no que tange à capacidade de rastreamento de assinantes, do receptor proposto. Esta comparação será efetuada no Capítulo 6 desta tese.

A Figura 4.3 representa os diagramas de radiação de um arranjo linear operando com o método de mínima variância de Capon e com o algoritmo MUSIC, para um arranjo uniforme de 10 elementos, espaçados de meio comprimento de onda, sob diferentes valores de relação sinal-ruído. Como se pode conferir, a resolução do algoritmo MUSIC apresentou-se bastante superior para a situação de fontes emissoras próximas, com níveis de sinal elevados em relação ao ruído de fundo do ambiente. Os gráficos também ilustraram o comportamento das técnicas quando do aumento dos patamares de ruído do sistema. Com este fim, foram implementadas curvas de espectro espacial de potência para os casos de usuários espaçados de  $5^\circ$  e com relação sinal ruído de 0 dB e 20 dB. Como é possível conferir, a capacidade dos métodos em encontrar um usuário de interesse foi notavelmente reduzida quando do aumento dos níveis de ruído do sistema. Mesmo o método MUSIC, consagrado por sua alta resolução, não foi eficaz para separar espacialmente os usuários do sistema.

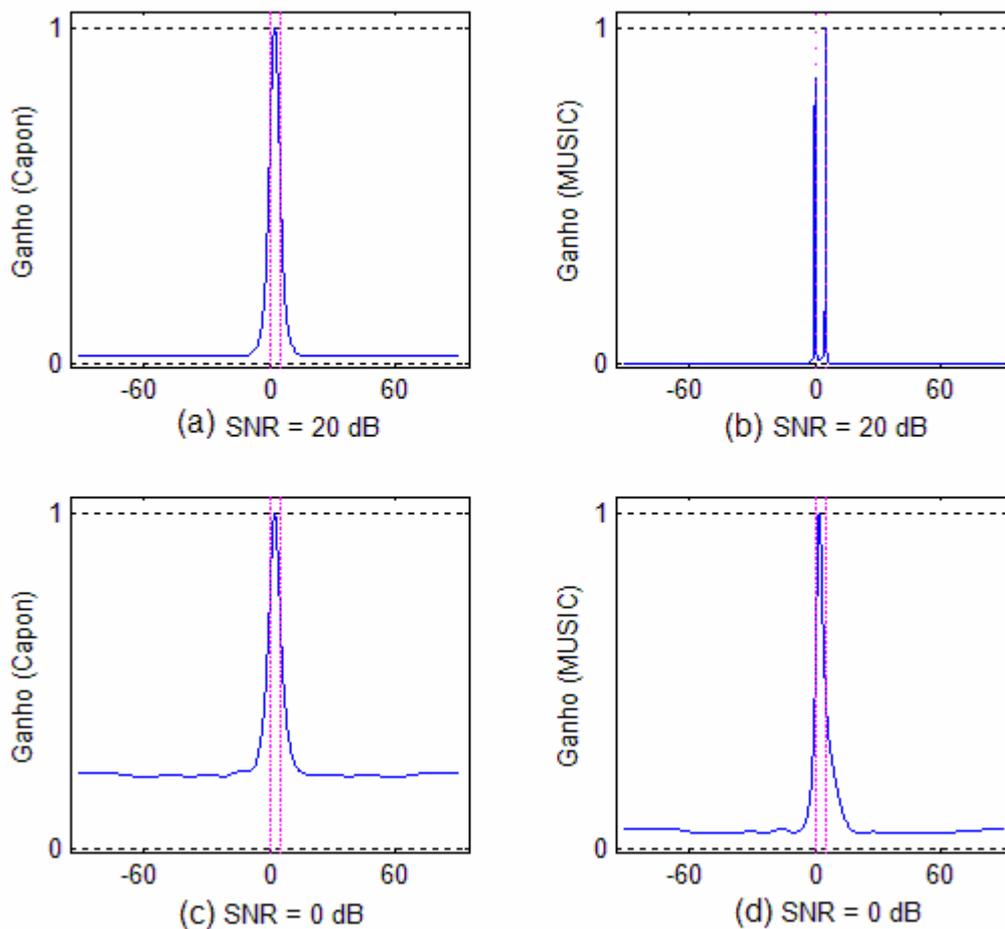


Figura 4.3. Comparação entre os métodos (a) Capon e (b) MUSIC. Dois sinais de mesma potência e 10 dB de relação sinal-ruído são gerados nas direções  $0^\circ$  e  $5^\circ$ .

#### 4.1.3. Técnica de Máxima Verossimilhança

Os métodos de estimação de DOA baseados em máxima verossimilhança (ML) foram os primeiros propostos e estudados, conforme descreve Ziskind [14]. Em virtude do alto custo computacional que tais métodos exigem, sua utilização foi substituída gradualmente pelos métodos sub-ótimos, baseados em decomposição de subespaços.

Em termos de performance, os algoritmos ML são superiores aos de subespaços, especialmente para baixas condições de relação sinal-ruído ou quando a quantidade de amostras disponível for pequena. Além disso, os métodos baseados em ML conseguem separar espacialmente sinais emitidos por fontes correlacionadas.

Tal qual proposto em [14], o estimador ML faz uso de um operador auxiliar,  $\Phi(A_{MK})$ , responsável por realizar a projeção de vetores no espaço gerado pelas colunas de  $A_{MK}$ , conforme descrito em (4.9):

$$\Phi(A_{MK}) = A_{MK}(\theta) \cdot \left( A_{MK}^H(\theta) \cdot A_{MK}(\theta) \right)^{-1} \cdot A_{MK}^H(\theta) \quad (4.9)$$

Stoica [13] demonstra uma forma de se encontrar uma função de custo equivalente à função máximo de verossimilhança convencional. Sendo  $R_{zz}$  a matriz de correlação dos sinais incidentes no arranjo tal qual (2.10a), então, de acordo com [13], o estimador ML da direção de chegada dos sinais pode ser obtido através da maximização da função de custo  $J(\theta)$ :

$$J(\theta) = \text{traço}(\Phi(A_{MK}) \cdot R_{zz}) \quad (4.9)$$

Obviamente, a maximização da função  $J(\theta)$  descrita acima é um problema não linear, multidimensional, o qual se mostra computacionalmente muito intenso. Algumas soluções paliativas que exploram a teoria de matrizes esparsas foram propostas de modo a se otimizar o problema de maximização da função ML apresentada [14] [15].

#### **4.2. Estimação da DOA como Resultado Secundário de Algoritmos Adaptativos**

Conforme expresso no Capítulo 3, algoritmos adaptativos não são, em geral, projetados para estimar a direção de chegada dos sinais incidentes, uma vez que os mesmos baseiam-se na minimização do erro médio quadrático na saída da antena, mesmo em detrimento do posicionamento do lóbulo principal da mesma. No entanto, em virtude da possibilidade de se amostrar o espectro espacial do arranjo, por meio do vetor de pesos resultante da adaptação, é possível utilizar o diagrama de radiação do arranjo para se estimar a posição das fontes emisoras. Essa solução paliativa de estimação de posição pode ser de grande ajuda em situações de fontes coerentes e meios não estacionários, tal como sistemas com fontes correlacionadas e em movimento.

Tendo em vista ilustrar a eficiência dos filtros adaptativos para estimação da direção de fontes emisoras, algumas simulações foram construídas para um arranjo linear uniforme de 10 sensores isotrópicos, espaçados de meio comprimento de onda. Neste contexto, as figuras 4.4 a 4.6 apresentam os gráficos de espectro espacial de potência, calculados a partir do algoritmo MUSIC e do filtro de Wiener, visando estimar a DOA dos usuários sob diferentes condições.

Em termos de implementação, os métodos de adaptação aplicados neste trabalho necessitaram do conhecimento de alguma sequência de referência, que, neste para este estudo de direção de chegada, foi fornecida ao modelo como se conhecida fosse. Este sinal de referência alimentado ao algoritmo de adaptação nada mais era que o próprio sinal emitido pela fonte, que seria rastreado dentro da área de cobertura do arranjo para fins de amostragem de seu espectro espacial de potência. A operação de amostragem do espectro espacial com utilização de métodos adaptativos foi efetuada da seguinte maneira: primeiramente, o filtro empregado calcula o vetor de pesos ótimo  $W_{MMSE}$  do sistema e, depois, verifica a direção para a qual o diagrama de radiação da antena foi apontado.

A Figura 4.4 ilustra a situação de uma fonte emissora, localizada em  $-30^\circ$ , sob condições de relação sinal-ruído de 10 dB. Como se pode perceber, para estas condições, a resolução do algoritmo MUSIC é bastante superior à apresentada pelo filtro de Wiener, tendo em vista que o diagrama de radiação originado pelo arranjo sob uso do método MUSIC é bem mais diretivo que o originado pelo arranjo adaptativo. Com isso, sob tais condições, o uso de métodos de adaptação para estimação de DOA não é aconselhável.

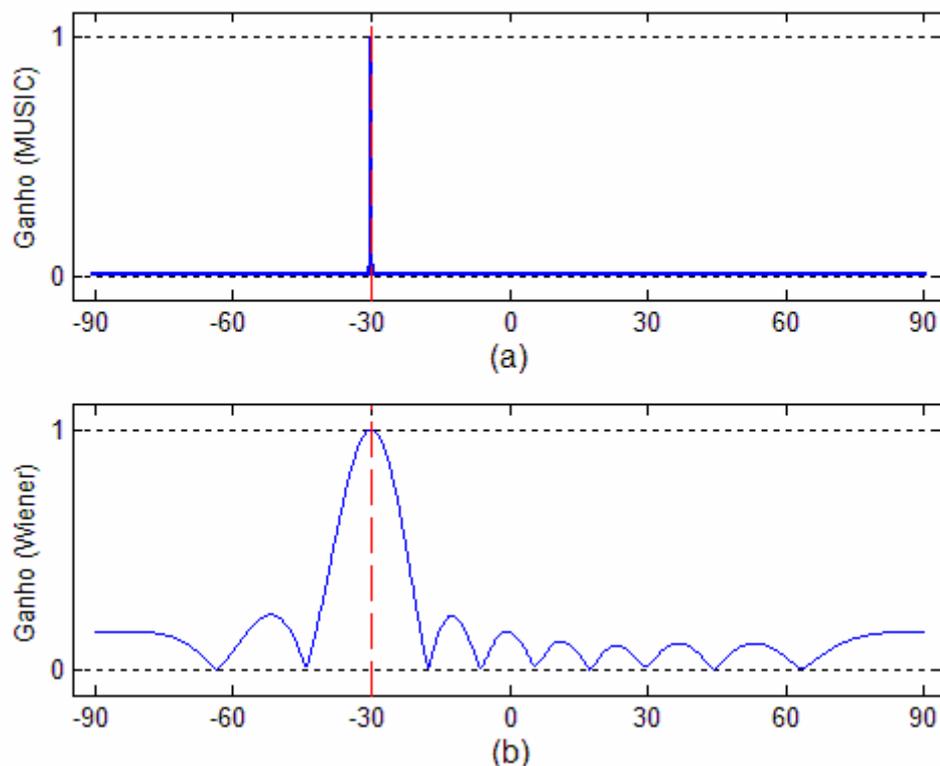


Figura 4.4. Comparação do desempenho entre os métodos (a) MUSIC e (b) Wiener, para níveis de ruído  $SNR = 10\text{dB}$ . Uma única fonte emissora foi posicionada em  $-30^\circ$

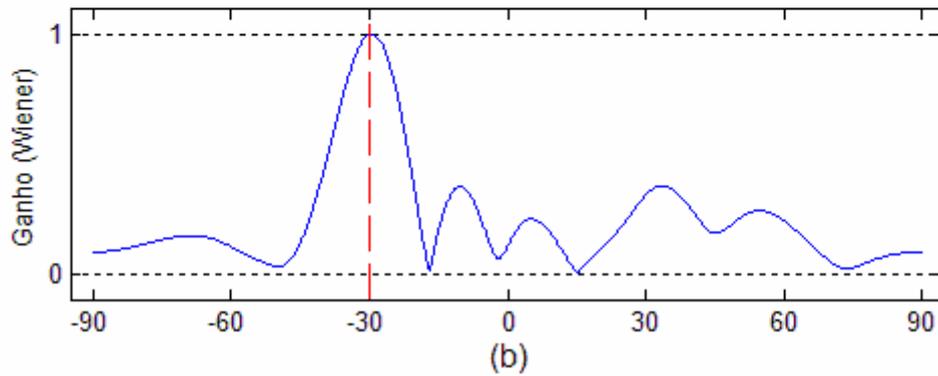
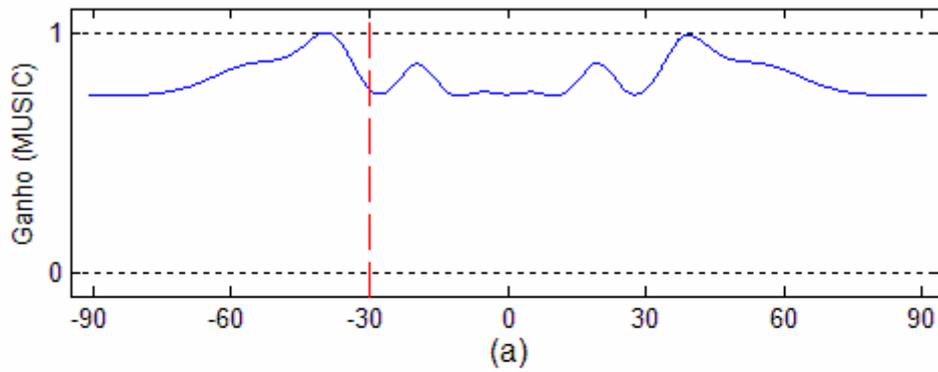


Figura 4.5. Desempenho dos métodos (a) MUSIC e (b) Wiener, para fins de estimação de DOA, sob  $\text{SNR} = -30\text{dB}$ . Uma única fonte emissora foi posicionada em  $-30^\circ$

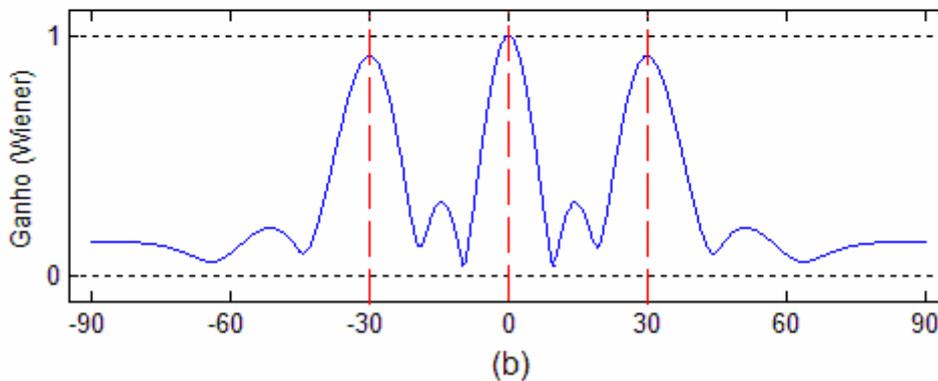
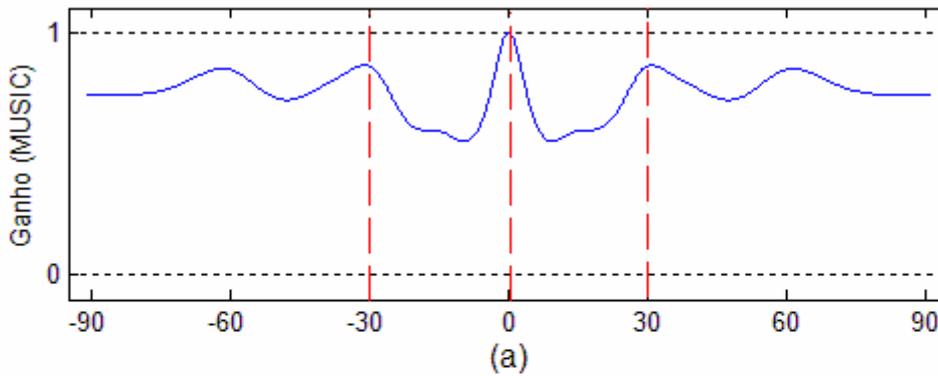


Figura 4.6. Desempenho dos métodos (a) MUSIC e (b) Wiener, para  $\text{SNR} = 10\text{dB}$ . Três fontes coerentes de mesma potência foram posicionadas em  $-30^\circ$ ,  $0^\circ$  e  $30^\circ$ .

Já a Figura 4.5 ilustra a mesma situação de uma única fonte emissora, em  $-30^\circ$ , porém sob condições de relação sinal-ruído de  $-30$  dB. Para este caso, o emprego do algoritmo de Wiener permitiu localizar a direção do usuário procurado, ao passo que o arranjo que empregava o método MUSIC mostrou-se ineficaz. Neste caso, para níveis de ruído muito elevado, a utilização de métodos com adaptação pode ser uma boa solução, embora paliativa, de se estimar DOA.

Na Figura 4.6, ilustra-se o desempenho dos dois algoritmos para situações de fontes emissoras coerentes de mesma potência, posicionadas respectivamente em  $-30^\circ$ ,  $0^\circ$  e  $30^\circ$ , e relação sinal ruído de 10dB.

Como pode ser percebido no gráfico 4.6a, o método MUSIC não se foi capaz de separar espacialmente os usuários de maneira aceitável. Já o arranjo que empregava filtro de Wiener, figura 4.6b, demonstrou relativa imunidade em relação à situação criada, tendo sido capaz de originar um diagrama de radiação que efetuassem a filtragem espacial desejada. Neste caso, o método adaptativo tem melhor desempenho que o MUSIC, tendo em vista que este não é apropriado para sinais incidentes totalmente correlacionados.

A Figura 4.7 descreve o comportamento de um arranjo adaptativo, empregando filtragem de Wiener, para a situação de cinco sinais interferentes, isto é, seis usuários. Conforme apresentam os gráficos, a solução adaptativa não teve por finalidade posicionar lóbulos de ganho máximo nas direções de interesse, mas sim encontrar a melhor forma de amostrar o diagrama de radiação do arranjo para as condições de sinal e interferência criadas.

Na Figura 4.7a, o usuário de interesse encontrava-se posicionado em  $20^\circ$  e seus interferentes estão distantes de no mínimo  $\pm 20^\circ$ . Como pode ser aferido pela figura, o arranjo, ao minimizar o erro médio quadrático do sistema, não só posicionou nulos em todas as direções de interferência, mas também foi capaz de direcionar o lóbulo principal da antena para a direção do usuário procurado. Já na Figura 4.7b, onde o usuário de interesse encontrava-se em  $20^\circ$  e seu interferente mais próximo em  $25^\circ$ , o filtro adaptativo posicionou nulos nas direções de interferência, mas não foi capaz de posicionar o lóbulo de ganho máximo na direção de interesse.

Assim, pela análise dos gráficos representados na Figura 4.7, é possível concluir que a finalidade da filtragem adaptativa dos arranjos não foi encontrar a direção de chegada do sinal desejado, mas sim minimizar o erro médio quadrático do sistema, buscando uma solução ótima em relação às condições de ruído e interferência aplicadas. Tal resultado já era esperado, tendo em vista as condições sobre as quais os métodos de adaptação se baseiam.

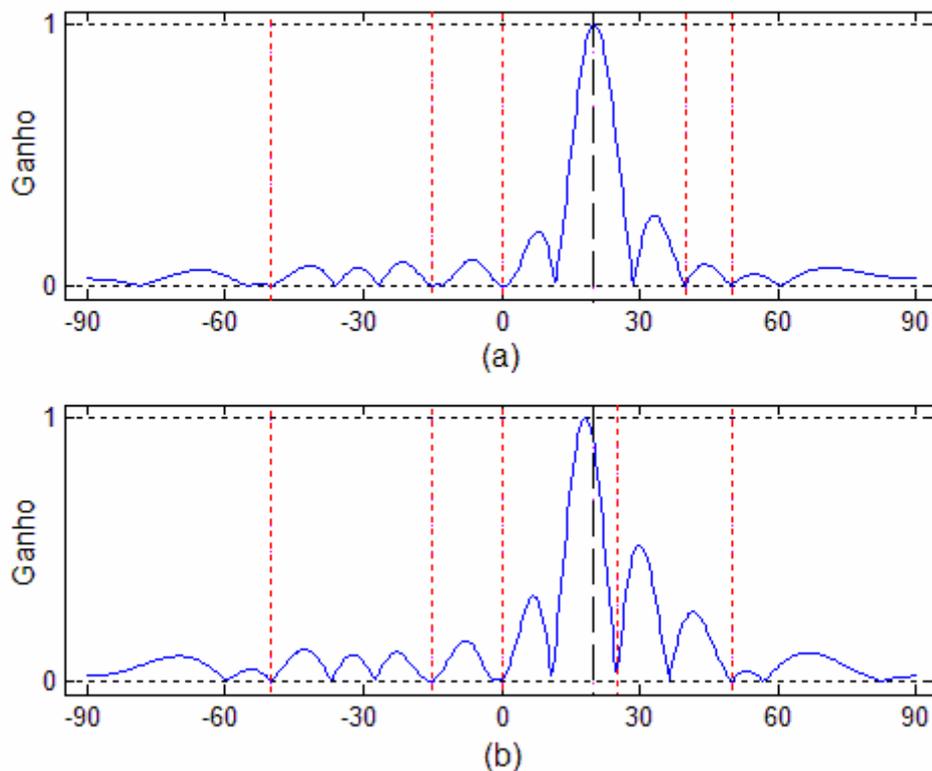


Figura 4.7. Espectro espacial de potência de um arranjo com filtragem de Wiener, para cinco sinais interferentes descorrelacionados de mesma potência: (a) usuário de interesse em  $20^\circ$ , distante de seus interferentes; (b) sinal de interesse em  $20^\circ$  e interferente em  $25^\circ$ .

Finalmente, na Figura 4.8, é apresentado um gráfico do desempenho dos algoritmos MUSIC e Wiener para localização de um único usuário em função de diferentes condições de relação sinal-ruído. Para fins de construção da curva, simulou-se uma única fonte emissora, posicionada em  $-30^\circ$ . A figura em questão desenvolve a curva do erro médio absoluto (EMA), em graus, da estimação da DOA para valores de SNR entre  $-45\text{dB}$  e  $-10\text{dB}$ . Conforme ilustra o gráfico, a imunidade do filtro de Wiener às situações de meio extremamente ruidoso foi bastante superior à apresentada pelo algoritmo MUSIC, tendo em vista que o erro médio do método de Wiener manteve-se em patamares aceitáveis (até  $\pm 5^\circ$ ) para valores de SNR superiores à  $-40\text{dB}$ . Já o MUSIC começou a se mostrar pouco eficaz, com erros de estimação superiores a  $\pm 10^\circ$ , a partir de valores de razão sinal-ruído menores que  $-30\text{dB}$ .

Com isso, pode-se concluir que, nas situações de meio extremamente ruidoso ou com grande quantidade de interferentes direcionais, os algoritmos destinados exclusivamente à estimação DOA mostraram-se pouco efetivos e susceptíveis às alterações das características do sinal incidente. Para tais situações, foi mostrado que o uso de filtros adaptativos aumentou consideravelmente a imunidade do arranjo em relação ao ruído do ambiente.

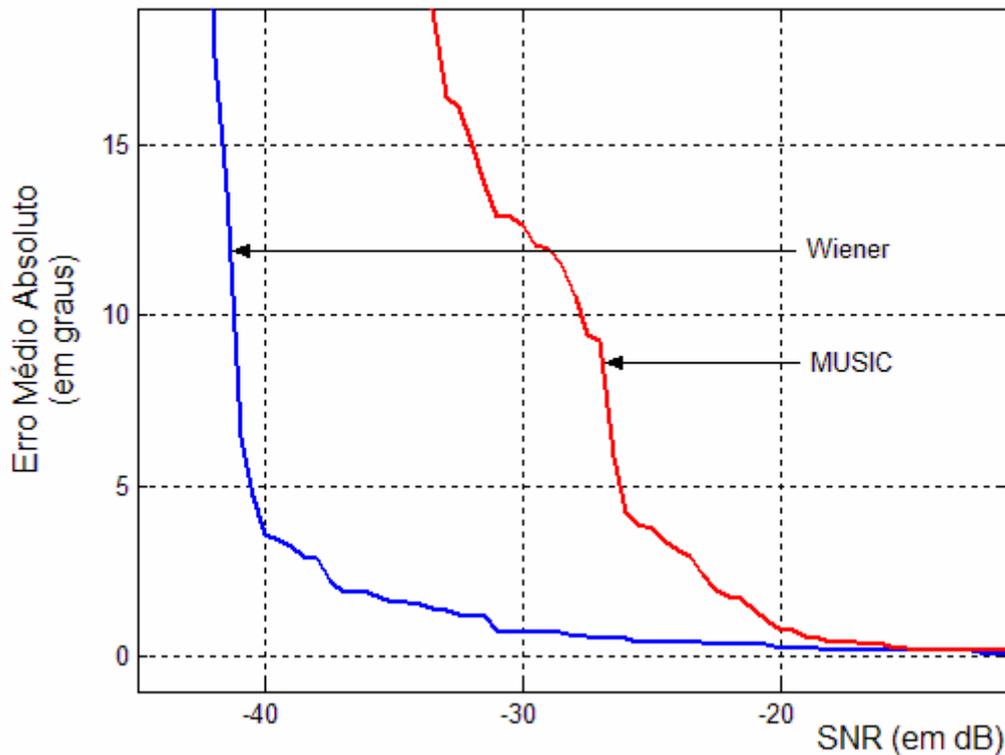


Figura 4.8. Gráfico do Erro Médio Absoluto, em graus, versus relação sinal-ruído (SNR).

Assim, se o sistema for capaz de gerar um sinal de referência confiável ou utilizar alguma característica marcante e conhecida do sinal incidente, o uso de arranjos adaptativos poderá melhorar consideravelmente a estimação da posição das fontes. No entanto, se o processo de geração do sinal de referência não apresentar resultados satisfatórios, ou se a característica conhecida do sinal incidente não for suficiente para efetuar a filtragem espacial, os erros na geração da seqüência de referência propagar-se-ão pelo modelo, podendo culminar em estimações pouco efetivas.

Cabe ressaltar que as simulações demonstraram a superioridade, em termos de resolução e diretividade, dos métodos destinados à estimação de DOA, em condições de pouco ruído de fundo. Dessa forma, para tais casos, é desaconselhável o uso de sistemas adaptativos para esta finalidade. Contudo, os resultados obtidos demonstram que os métodos de adaptação podem ser aplicados como uma solução razoável para estimação da direção de chegada, principalmente quando forem consideradas severas condições de relação sinal-ruído, para as quais os algoritmos destinados a encontrar as fontes emissoras falham.

## 5. SISTEMAS DE ACESSO MÚLTIPLO POR DIVISÃO NO CÓDIGO

### 5.1. Acesso Múltiplo em Sistemas de Comunicação sem Fio

Por “acesso múltiplo”, entende-se a capacidade de se transmitir sinais provenientes de diferentes fontes, simultaneamente, através de um mesmo canal de comunicação disponível. Em geral, existem quatro domínios sobre os quais é possível realizar a implementação de acesso por múltiplos usuários, isto é, a divisão do canal de comunicações pode ocorrer em um ou mais destes domínios: espaço, frequência, tempo e código. A forma de se explorar tais domínios não são exclusivas, sendo de extrema valia a aplicação conjunta das mesmas.

Conforme apresentado no Capítulo 2, uma das formas mais simples de implementação de acesso múltiplo é aquela que explora as características espaciais dos sinais transmitidos, denominada acesso múltiplo por divisão espacial (SDMA). Para implementação mais eficiente desta técnica, o uso de antenas inteligentes, que combinam sinais induzidos em seus sensores, vem a otimizar o uso da filtragem espacial, tornando os receptores capazes de rastrear fontes em movimento e posicionar seu diagrama de radiação em direções de interesse.

Já no acesso múltiplo por divisão em frequência (FDMA), projetado primordialmente para operação em sistemas analógicos, o espectro de frequência é dividido em segmentos que serão vinculados a diferentes usuários do canal. Dessa forma, a cada sinal transmitido em um canal FDMA atribui-se uma frequência de portadora própria, atingindo assim o objetivo de ortogonalidade dos sinais. Obviamente, esta tecnologia, quando utilizada como única forma de separação de sinais, encontra um forte limitante no espectro de frequência disponível, impossibilitando a expansão das comunicações via rádio.

O advento das tecnologias digitais, tornou o acesso múltiplo por divisão no tempo (TDMA) em uma técnica praticável. Neste método, para cada usuário aloca-se todo o recurso de frequência disponível no canal por um pequeno intervalo de tempo, conhecido como *time slot*. A ortogonalidade dos canais que compartilham o meio de comunicação é garantida pela separação temporal dos sinais originados pelas fontes, com todos os sinais utilizando a mesma frequência de portadora. Esta condição de divisão temporal depende intrinsecamente de algum tipo de processamento digital de dados, uma vez que, como os sinais gerados pelos usuários são intermitentes, o compartilhamento do meio só é viável com algum tipo de armazenamento dos bits e posterior transmissão a uma velocidade maior que aquela com a qual eles foram originados. Atualmente, diversos sistemas de comunicação sem fio fazem uso

de multiplexação temporal, tais como o *Global System for Mobile Communications* (GSM), o AMPS digital (IS-136) e o *Personal Access Communications System* (PACS).

O desenvolvimento das tecnologias digitais também viabilizou o método de acesso múltiplo por divisão em código (CDMA). A tecnologia CDMA utiliza modulação por espalhamento espectral, ou seja, cada sinal de interesse é espalhado sobre todo o espectro de frequência, a qual é alocada simultaneamente para todos os usuários do sistema, tal qual no TDMA. Esta forma de codificação baseia-se na aplicação de códigos, ortogonais entre si, sobre o sinal de informação de cada assinante. Cada um dos sinais gerados é modulado por um código único que identifica o emissor. No receptor, a separação dos sinais é feita com uma decodificação, que consiste em aplicar novamente o código de identificação de usuário, sobre a informação recebida. Dessa forma, o CDMA é uma tecnologia de comunicação sem fio que permite o acesso a uma mesma estação por múltiplos usuários, compartilhando uma mesma frequência e uma mesma janela de tempo. O CDMA efetua um uso bastante eficiente dos recursos espectrais limitados e permite comunicação robusta em canais variantes no tempo.

## **5.2. A Técnica de Espalhamento Espectral**

As técnicas de espalhamento espectral foram inicialmente desenvolvidas para emprego em comunicações militares, que aproveitavam suas intrínsecas características de segurança e imunidade à interferência. Em um sistema de espalhamento espectral, ao invés de se tentar minimizar a banda de frequência utilizada, busca-se modular o sinal a ser transmitido de modo que este utilize uma grande porção da largura de banda disponível. Existem dois tipos principais de espalhamento espectral: seqüência direta (DS, do inglês *Direct Sequence*) e salto em frequência (FH, do inglês *Frequency Hop*). Estes originam diferentes formas de codificação, que são, respectivamente, o CDMA por seqüência direta (DS-CDMA) e o Espalhamento Espectral por Salto em Frequência (FH-SS). Para fins de implementação neste trabalho, apenas o DS-CDMA foi considerado e, para fins de simplificação, a sigla CDMA será utilizada para representar sistemas de codificação por seqüência direta.

### **5.2.1. Espalhamento Espectral por Seqüência Direta (DSSS)**

Em sistemas DS, um sinal banda estreita, contendo uma mensagem com largura de banda  $B_1$ , é multiplicado por um sinal com uma largura de banda bem maior  $B_2$ , que costuma ser denominado de sinal de espalhamento. Esta propriedade é umas das características

essenciais do CDMA, qual seja, a largura de banda do sinal de interesse é muito menor que a largura de banda da seqüência de espalhamento ( $B_2 \gg B_1$ ). Outra propriedade fundamental reside na independência entre o sinal da mensagem e o sinal de espalhamento.

Assim, considerando que a faixa ocupada pelo sinal de espalhamento é muito maior que a faixa ocupada pelo sinal banda estreita que contém a informação de interesse, o sinal transmitido após codificação possuirá uma largura de banda ( $B_T$ ) essencialmente igual à largura de banda da seqüência de espalhamento ( $B_T \approx B_2$ ). O sinal de espalhamento é composto por uma seqüência de símbolos, conhecida tanto pelo transmissor quanto pelo receptor. Estes símbolos são usualmente conhecidos como *chips*. Tipicamente, a taxa de amostragem de *chips* é muito maior que a taxa da seqüência de dados original. Estas taxas estão diretamente relacionadas aos períodos de *chip*  $T_c$  e de bit  $T_b$  aplicados ao processo de espalhamento. O fator de espalhamento ( $SF$ ), ou ganho do processo de codificação, é definido como a razão entre as taxas de amostragem de chips e dados, ou seja,  $SF = T_b/T_c$ .

Essa seqüência de codificação tem natureza pseudo-aleatória e é também conhecida como seqüência de ruído aleatório (PN, do inglês *pseudo-noise*), uma vez que a densidade de potência espectral da seqüência PN parece com ruído branco de fundo. Em geral, as seqüências PN podem ser simples conjuntos de símbolos aleatoriamente escolhidos ou podem ser compostas por seqüências ortogonais.

De modo a se ilustrar um sistema CDMA, considere um sinal digital de informação  $b(t)$ , composto por uma seqüência de bits  $b_j$ , cada um destes com intervalo de duração  $T_b$ . Sendo  $\Gamma$  a função impulso unitário, definida em (5.1), então o sinal de dados pode ser modelado conforme (5.2). Do mesmo modo, se  $N_c$  é a quantidade de símbolos na seqüência de codificação antes que a mesma se repita e  $T_c$  o período de um *chip*, então o código de espalhamento  $c(t)$ , composto pela seqüência PN de *chips*, terá a forma da equação (5.3) [17].

$$\Gamma(t_1 / t_2) = \begin{cases} 1, & \text{para } 0 \leq t_1 < t_2 \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (5.1)$$

$$b(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j \cdot \Gamma\left(\frac{t - jT_b}{T_b}\right) \quad (5.2)$$

$$c(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N_c-1} a_i \cdot \Gamma\left(\frac{t - (i + jN_c) \cdot T_c}{T_c}\right) \quad |a_i| = 1 \quad (5.3)$$

Os sinais codificados, resultantes do produto  $c(t) \cdot b(t)$ , são então modulados de modo a serem inseridos em uma portadora BPSK (*Binary Phase-Shift Key*) de único tom e frequência central  $f_c$ . Dessa forma, o sinal a ser transmitido será  $x(t) = c(t) \cdot b(t) \cos(2\pi f_c t)$ . Assumindo que o canal de comunicações não insere distorções, o sinal recebido pelo receptor será uma versão ponderada por um ganho  $G$  do sinal  $x(t)$ , somando-se a presença do ruído aditivo Gaussiano  $n(t)$ , isto é:

$$z(t) = G \cdot x(t) + n(t) = G \cdot c(t) \cdot b(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_c t) + n(t) \quad (5.4)$$

No receptor, uma réplica local da seqüência de codificação,  $c(t - \tau_0)$ , é gerada com uma certa defasagem  $\tau_0$ , a qual pode apresentar qualquer valor dentro do intervalo de 0 a  $N_c T_c$ . Conforme será apresentado adiante neste trabalho, para que o receptor possa efetuar o desespalhamento do sinal recebido e estimar cada bit de informação recebida, o código de espalhamento  $c(t - \tau_0)$  deve estar sincronizado com o sinal recebido  $z(t)$ , isto é, deve-se conhecer  $\tau_0$ .

Com as seqüências devidamente sincronizadas, Liberti e Rappaport [7] propõem um estimador  $\Psi_j$ , formado pela multiplicação do sinal recebido pela seqüência PN e por um oscilador local, seguido por uma integração dentro de um período de bit  $T_b$ :

$$\begin{aligned} \Psi_j &= \int_{jT_b}^{(j+1)T_b} z(t) \cdot c^*(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_c t) \cdot dt \\ &= \int_{jT_b}^{(j+1)T_b} (G \cdot x(t) + n(t)) \cdot c^*(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_c t) \cdot dt \end{aligned} \quad (5.5)$$

Considerando-se que  $c(t) \cdot c^*(t) = 1$ , com o operador “\*” representando o complexo conjugado do sinal em voga, e sendo  $\eta$  a variável aleatória que representa o nível de influência do ruído de canal  $n(t)$  para o estimador  $\Psi_j$ , então:

$$\begin{aligned} \Psi_j &= \int_{jT_b}^{(j+1)T_b} \left[ G \cdot b(t) \cdot \cos^2(2\pi \cdot f_c t) + n(t) \cdot c^*(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_c t) \right] \cdot dt \\ &= \int_{jT_b}^{(j+1)T_b} \left[ G \cdot \left[ \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j \cdot \Gamma\left(\frac{t - jT_b}{T_b}\right) \right] \cdot \cos^2(2\pi \cdot f_c t) + n(t) \cdot c^*(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_c t) \right] \cdot dt \\ &= G \cdot \int_{jT_b}^{(j+1)T_b} \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j \cdot \Gamma\left(\frac{t - jT_b}{T_b}\right) \cdot \cos^2(2\pi \cdot f_c t) \cdot dt + \int_{jT_b}^{(j+1)T_b} n(t) \cdot c^*(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_c t) \cdot dt \\ &= G \cdot b_j \left( \frac{T_b}{2} + \frac{1}{8\pi \cdot f_c} \left( \text{sen}(4\pi \cdot f_c \cdot (j+1) \cdot T_b) - \text{sen}(4\pi \cdot f_c \cdot j \cdot T_b) \right) \right) + \eta \end{aligned} \quad (5.6)$$

A Figura 5.1 ilustra um transmissor e um receptor que aplicam espalhamento espectral por seqüência direta.

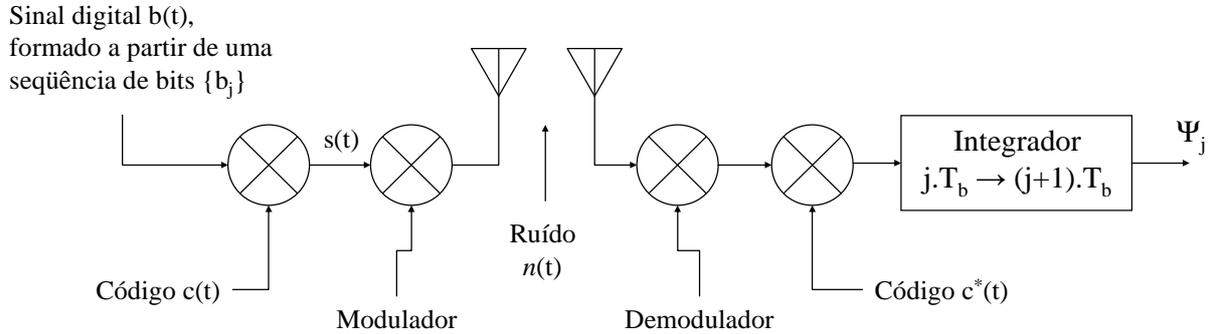


Figura 5.1. Um transmissor e um receptor CDMA, com  $c^*(t)$  representando o complexo conjugado do código de espalhamento.

Tendo em vista que  $B_2 \gg B_1$ , isto é, a largura de banda do sinal de informação é muito menor que a largura de banda da seqüência de espalhamento, é possível presumir que a frequência de portadora é muito maior que o inverso do período de bit. Tem-se, então, que:

$$\frac{G \cdot b_j \cdot T_b}{2} \gg \frac{1}{8 \cdot \pi \cdot f_c} \Rightarrow \Psi_j \cong \frac{G \cdot b_j \cdot T_b}{2} + \eta \quad (5.7)$$

Pela análise da expressão (5.7), é possível concluir que  $\Psi_j$  representa uma estimação do bit transmitido  $b_j$ . Se o ruído do canal for Gaussiano aditivo e branco, com uma densidade espectral de potência igual a  $N_o/2$  em cada lado do espectro, então a variável aleatória  $\eta$  apresentará distribuição normal, com média nula e variância igual a  $N_o \cdot T_b/4$  [7]. Dessa forma, fazendo uso da equação (5.7), a energia por bit ( $E_{bit}$ ) do estimador  $\Psi_j$  será:

$$E_{bit} = \frac{G^2 \cdot T_b^2}{4} \quad (5.8)$$

Se os sinais dos usuários forem amostrados dentro de um conjunto binário de valores  $\Omega = \{-1, 1\}$ , então a taxa de erro de bit (BER) do filtro receptor casado será dada por:

$$BER = Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_{bit}}{N_o}}\right) \quad (5.9a)$$

$$Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{y^2}{2}} dy \quad (5.9b)$$

A função  $Q(\cdot)$  é decrescente monótona, de modo que quanto maior for a razão entre a energia de bit pela potência do ruído, menor será a BER do receptor e mais eficiente será o filtro empregado no sistema. É possível provar que a taxa de erro apresentada em (5.9a) seria a mesma, caso não se utilizasse espalhamento espectral [18], ou seja, a técnica de espalhamento espectral não insere ou retira qualquer energia do sistema de comunicação.

Uma importante propriedade que sistemas empregando técnicas DS apresentam é a ortogonalidade das seqüências de codificação, que viabiliza o acesso de múltiplos usuários. Seja  $c_k(t)$  a seqüência PN do k-ésimo usuário. Assim, considerando a presença de dois assinantes em um sistema, compartilhando a mesma faixa de freqüência no mesmo tempo, os sinais transmitidos pelos usuários 1 e 2 serão considerados ortogonais entre si se a convolução temporal, em um período de símbolo  $T_b$ , entre seus respectivos códigos for nula, isto é, se:

$$c_1(t) * c_2(t) = \int_{jT_b}^{(j+1)T_b} c_1(t) \cdot c_2^*(t) \cdot dt = 0 \quad (5.10)$$

Os sistemas CDMA buscam a separação de canais através ortogonalidade entre os códigos. Para que se garanta a recuperação sem perdas dos sinais transmitidos no meio de comunicação, a propriedade de ortogonalidade dos códigos deve ser totalmente garantida, isto é, deve-se ter:

$$c_k(t) * c_i(t) = \begin{cases} 0, & \text{se } i \neq k \\ 1, & \text{se } i = k \end{cases} \quad (5.11)$$

Liberti e Rappaport [7] demonstram que não é possível construir seqüências de espalhamento ortogonais que possam ser aplicadas em sistemas CDMA assíncronos. Dessa forma, se a sincronização dos sinais espalhados não for estabelecida, os sinais codificados de diferentes usuários originarão interferência co-canal, resultando em maiores taxas de erro.

### 5.2.2. Representação de um Sistema DSSS com BPSK

Tendo em vista visualizar a técnica de espalhamento espectral por seqüência direta (DSSS), considere um sistema de comunicação com modulação BPSK (*Binary Phase-Shift Key*). Supondo que os bits de informação originados pelas fontes de sinal assumam valores polarizados  $\{-1, 1\}$ , sendo  $A$  a amplitude do sinal modulante,  $f_c$  a freqüência da portadora e  $b(t)$  a seqüência contendo a os bits de interesse (conforme 5.2), então o sinal BPSK, preparado para ser transmitido, pode ser representado por [19]:

$$x(t) = A.b(t).\cos(2\pi.f_c t) \quad (5.12)$$

De modo a se codificar o sinal a ser transmitido e proceder assim o espalhamento espectral, efetua-se o produto entre  $x(t)$  e o código  $c(t)$ , resultando no sinal  $x_{Spread}(t)$ :

$$x_{Spread}(t) = x(t).c(t) = A.b(t).c(t).\cos(2\pi.f_c t) \quad (5.13)$$

No receptor, onde o código de cada usuário é conhecido, o sinal incidente é multiplicado pelo código conjugado  $c^*(t)$ , que, para o caso de seqüências binárias, corresponde à simples multiplicação aritmética pelo complemento de 1 do código original.

Tendo em vista a ortogonalidade dos códigos, expressa em (5.11), o sinal original poderá ser novamente recuperado na estação base:

$$x_{Spread}(t).c^*(t) = A.b(t).c(t).c^*(t).\cos(2\pi.f_c t) = A.b(t).\cos(2\pi.f_c t) = x(t) \quad (5.14)$$

A Figura 5.2 ilustra o processo apresentado, com dois bits de informação (+1 e -1) sendo modulados e posteriormente codificados para transmissão. Na figura apresentada, os códigos de espalhamento são compostos por três *chips*, de tal forma que o fator de espalhamento  $SF$  vale  $T_b/T_c = 3$ . Muito embora se tenha considerado uma implementação que primeiramente realiza a modulação da informação e depois aplica o código de espalhamento, o processo inverso culminaria no mesmo resultado.

A robustez da técnica de espalhamento espectral pode ser facilmente analisada do ponto de vista da sua efetividade para rejeição de interferência e ruído. Considerando um único usuário interferente, na mesma freqüência de portadora  $f_c$  e com potência  $P_I$ , é possível representar este sinal de interferência  $x_I(t)$  conforme a expressão:

$$x_I(t) = \sqrt{2.P_I}.\cos(2\pi.f_c t) \quad (5.15)$$

Dessa forma, fazendo uso de (5.4), sendo  $n(t)$  o ruído inserido pelo meio e denominando por  $G_I$  o ganho do sinal  $x_I(t)$ , então o sinal recebido pelo receptor terá a forma:

$$z(t) = G \cdot x(t) + G_I \cdot x_I(t) + n(t) \quad (5.16)$$

O sinal recebido será então multiplicado pelo código de espalhamento  $c^*(t)$  do sinal de interesse. Assim, a componente de sinal referente ao interferente será:

$$G_I \cdot x_I(t) \cdot c^*(t) = G_I \cdot \sqrt{2.P_I} \cdot c^*(t) \cdot \cos(2\pi.f_c t) \quad (5.17)$$

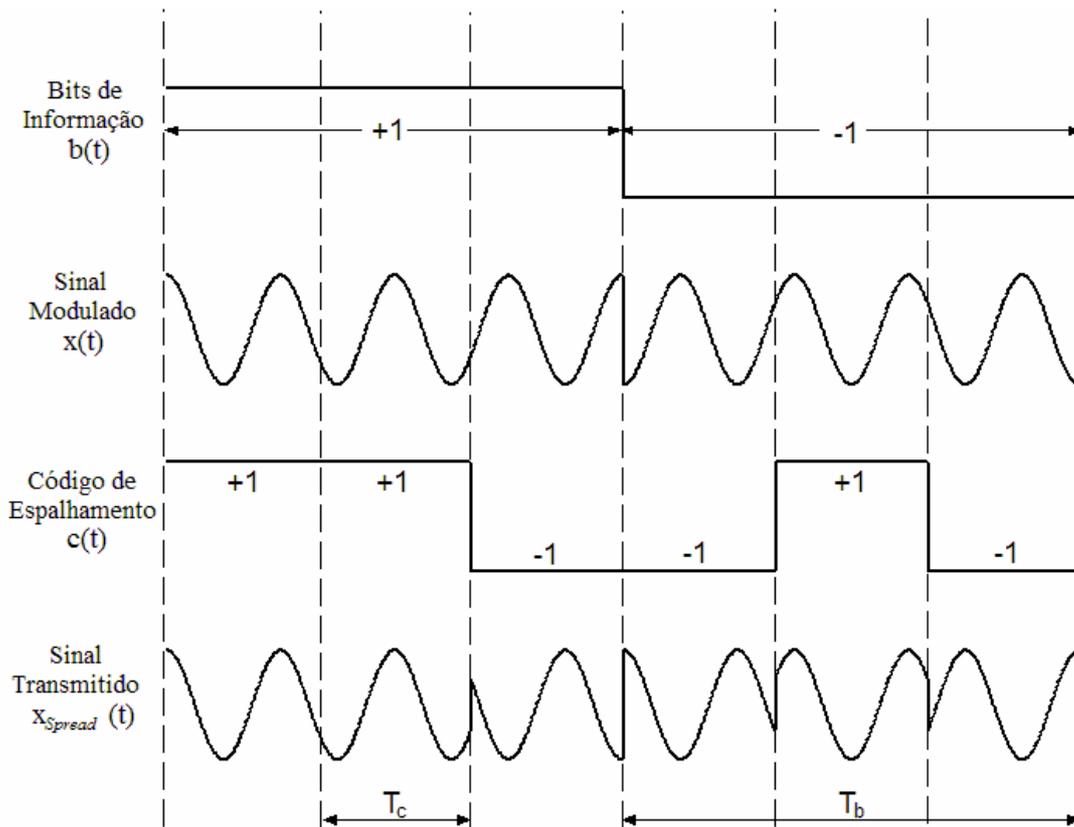


Figura 5.2. Exemplo de um sistema que emprega a técnica de espalhamento espectral por sequência direta e aplica modulação BPSK ao sinal.

Presumindo-se que o sinal interferente aplicado ao meio não foi codificado por uma sequência de espalhamento, o efeito percebido pela aplicação da técnica de desespalhamento à componente de sinal interferente será o de se espalhar o sinal interferente, de potência  $P_I$ , em uma largura de banda  $B_2$ , muito maior que a banda original do sinal interferente. Esse efeito de espalhar a potência interferente em uma faixa maior deve-se ao fato do código de espalhamento  $c^*(t)$  possuir banda  $B_2 = 2/T_c$ .

Após a multiplicação do sinal recebido  $z(t)$  pelo código do usuário de interesse  $c(t)$ , o demodulador presente no receptor efetuará a retirada da portadora, aplicando um filtro casado passa faixa ao sinal BPSK, com largura de banda  $B_1 = 2/T_b$ . Dessa forma, como  $B_2 \gg B_1$ , a maioria da potência do sinal interferente será filtrada e a potência final deste será reduzida pelo inverso do fator de espalhamento do sistema, isso é, será proporcional à razão  $T_c/T_b$ . Do mesmo modo como a componente do sinal interferente é espalhado sobre a largura de banda da sequência de codificação  $c(t)$ , a componente referente ao ruído  $n(t)$  também será espalhada sobre  $B_2$  e posteriormente filtrada a uma faixa  $B_1$ . Assim, o sistema modelado apresentará um ganho na relação sinal ruído do receptor proporcional à razão  $T_b/T_c$ .

Foi mostrada acima a eficiência de um sistema CDMA para reduzir a interferência de usuários na mesma frequência, sem codificação. Obviamente, tendo em vista a propriedade de ortogonalidade dos códigos CDMA, expressa em (5.11), o efeito da aplicação do código  $c(t)$  no receptor sobre um sinal interferente que tenha sido codificado por uma sequência  $c_i(t)$ , será o de anular o mesmo. Dessa forma, a interferência co-canal entre usuários CDMA é suprimida pela aplicação dos códigos de espalhamento desde que os sinais estejam devidamente sincronizados.

Muito embora se tenha apresentado em sistema CDMA com modulação BPSK, o efeito de redução de ruído e cancelamento e/ou supressão de interferentes pode ser estendido, sem perda de generalidades, para outras formas de modulação. Conforme apresentado, o ganho de espalhamento  $SF$ , inversamente proporcional à razão entre o período atribuído para um *chip*  $T_c$  e aquele atribuído para um bit  $T_b$ , funciona como um fator de qualidade em sistemas de espalhamento espectral. De um modo geral, como as potências das componentes de interferência e ruído serão reduzidas de um fator  $T_c/T_b$ , quanto menor for  $T_c$  em relação à  $T_b$ , melhor será a qualidade do sinal recebido. No entanto, quanto maior a quantidade de *chips* por bit de informação, menor será o rendimento de transmissão do canal (*throughput*), uma vez que mais banda de frequência será utilizada para transmitir o mesmo sinal faixa estreita.

Assim, sistemas CDMA, que empregam a técnica de espalhamento espectral por sequência direta, devem ser projetados de modo a se obter a melhor relação custo-benefício entre rendimento de transmissão e capacidade de rejeição à interferência e ruído de fundo. Steele [20] apresenta um estudo com maiores detalhes e considerações a respeito da escolha das taxas de *chip* e de bit para ambientes CDMA.

### 5.3. CDMA e Sequências de Espalhamento

Conforme mencionado anteriormente, em sistemas CDMA, o código de espalhamento  $c(t)$  é formado por uma sequência de *chips*, conhecida tanto pelo transmissor quanto pelo receptor. A técnica de espalhamento consiste na multiplicação dos dados de usuário pelo código, na qual a taxa de *chips* de espalhamento é consideravelmente maior que a taxa de bits de informação. Em alusão à Figura 5.1, quando o sinal é recebido, o espalhamento da informação de interesse é removido através de uma nova multiplicação pela mesma sequência  $c(t)$ , totalmente sincronizada com o sinal recebido. Como  $T_b \gg T_c$ , a taxa de transmissão do sinal será praticamente a mesma da sequência de espalhamento, qual seja,  $1/T_c$ .

As seqüências de espalhamento são escolhidas de modo que o sinal resultante da codificação seja semelhante a um sinal de ruído. Na aplicação em ambientes CDMA, uma propriedade que se espera dos códigos é a total ausência de correlação entre os sinais transmitidos, uma vez que cada sinal codificado deve-se comportar como uma seqüência decorrelacionada com os demais sinais do sistema. Usualmente, sistemas de espalhamento espectral empregam duas categorias de códigos: seqüências pseudo-aleatórias e códigos ortogonais. Conforme dito anteriormente, ambientes CDMA exigem que os códigos de espalhamento sejam ortogonais entre si.

### 5.3.1. Seqüências Pseudo-Aleatórias

Um código pseudo-aleatório (PN) ideal seria uma seqüência aleatória binária de zeros e uns. A maior vantagem desse tipo de abordagem para espalhamento espectral reside na segurança imposta pelo uso de seqüências com caráter aleatório. Contudo, tendo em vista a necessidade de conhecimento do código de espalhamento pelo transmissor e pelo receptor, alguma forma previsível de geração é necessária para que os componentes do sistema de comunicação possuam a mesma seqüência de caracteres. Dessa forma, os sistemas que utilizam seqüências PN necessitam de um algoritmo de geração de código que efetuará um processo aparentemente aleatório de ordenação de *chips*.

Em geral, os algoritmos de geração de seqüências PN partem de um valor inicial comum, denominado semente do processo. Como o processo de geração é determinístico, os números originados não são estatisticamente aleatórios, pois mantêm algumas propriedades de previsibilidade. Tais números são geralmente denominados números pseudo-aleatórios, ou seqüências de pseudo-ruído, e devem ser imprevisíveis ao menos que tanto a semente quanto o algoritmo de geração sejam conhecidos. Dessa forma, as propriedades mais importantes que as seqüências PN devem guardar são a aleatoriedade e a imprevisibilidade.

Stallings [19] propõe diferentes formas de criação de seqüências PN. Para atingir os critérios desejados, os algoritmos de geração PN costumam observar algumas características, tais como distribuição uniforme de valores lógicos e independência na geração destes. Contudo, para aplicações de espalhamento espectral, outra propriedade de fundamental importância é a não correlação entre as seqüências geradas, de modo a garantir a minimização da interferência co-canal. Em virtude disto, nas aplicações CDMA, embora se deseje que os códigos possuam caráter pseudo-aleatório para garantir maior segurança na transmissão das informações, os mesmos devem ser configurados de modo a serem ortogonais entre si.

### 5.3.2. Códigos Ortogonais e Códigos de Walsh

Diferentemente dos números PN, os códigos ortogonais são gerados para garantir correlação cruzada nula para qualquer par de seqüências criada. Um conjunto ortogonal de códigos seria aquele que apresentasse as características descritas em (5.11). Conforme já mencionado, para aplicações CDMA, cada usuário  $k$  é codificado com uma seqüência de espalhamento  $c_k(t)$ .

A forma mais simples de escolha de seqüências ortogonais baseia-se nos códigos de Walsh. O conjunto de códigos de Walsh, originado recursivamente a partir das matrizes de Hadamard, consiste em matrizes quadradas de ordem  $2^j$ , com  $j$  inteiro, sendo cada código correspondente a uma linha ou coluna desta matriz. A matriz de Hadamard, originada a partir de uma semente “ $a$ ”, pode ser representada por:

$$H_2(a) = \begin{bmatrix} a & a \\ a & -a \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

A geração das matrizes de Walsh utiliza a forma da expressão (5.17), com  $a \in \{0, 1\}$ :

$$W_2 = H_2(a) \quad W_4 = \begin{bmatrix} W_2 & W_2 \\ W_2 & -W_2 \end{bmatrix} \quad W_{2^n} = \begin{bmatrix} W_n & W_n \\ W_n & -W_n \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Como os códigos de espalhamento correspondem às linhas das matrizes  $W_{2^n}$ , a utilização de códigos de Walsh, tomados a partir de uma matriz de  $2^j$  linhas, limita o sistema CDMA a uma capacidade de, no máximo,  $2^j$  usuários por canal. Por exemplo, se um sistema CDMA utiliza códigos de Walsh de 64 chips, a codificação dos sinais será feita com as linhas da matriz  $W_{64}$  e o número máximo de usuários por canal será 64.

Códigos de espalhamento ortogonais, tais como códigos de Walsh, só podem ser aplicados com sucesso se todos os usuários do mesmo canal CDMA estiverem sincronizados, com precisão de um período de *chip*  $T_c$ . Se a sincronização dos sinais não for garantida, a ortogonalidade dos códigos não será alcançada e a correlação entre os mesmos será não nula, inserindo erros de estimação no processo de desespalhamento.

Os sistemas CDMA desenvolvidos costumam empregar um processo de duplo espalhamento de sinais, com códigos pseudo-aleatórios longos (LPNC, do inglês *Long Pseudo-Noise Codes*). Em tais processos, primeiramente codifica-se a informação com um conjunto de seqüências ortogonais, garantindo assim a ortogonalidade dos sinais, para posteriormente recodificar os sinais já espalhados com seqüências PN de grande

comprimento, empregando assim maior segurança e imunidade à interferência nas comunicações. As tecnologias CDMA mais modernas empregam também códigos de espalhamento ortogonais, com natureza pseudo-aleatória e taxas de *chip* variáveis [20].

Para a implementação das simulações propostas nesta tese, visando gerar o ambiente CDMA requisitado, utilizou-se codificação com matriz de Walsh de 64 *chips* ( $W_{64}$ ), espalhando, dessa forma, cada bit de informação em 64 *chips* de código.

#### **5.4. Sincronização em Ambientes CDMA**

Uma característica de vital importância para o bom funcionamento de sistemas CDMA é a necessidade de sincronização dos sinais com os códigos. Em cada fonte de sinal, a informação gerada é codificada com uma seqüência de espalhamento antes da transmissão. Como os usuários são independentes e se encontram em diferentes distâncias em relação à estação receptora, cada sinal é gerado em um instante aleatório de tempo, originando um certo atraso também aleatório. Como os sinais dos usuários são superpostos no mesmo meio de transmissão, a onda incidente no receptor será composta da soma de todas as contribuições dos assinantes, cada uma com seu respectivo atraso.

Para que o processo de desespalhamento tenha sucesso e a taxa de erro de bits do receptor seja mínima, é necessário que os atrasos de todos os usuários sejam detectados e retirados, de modo a se obter a sincronização entre os códigos e o sinal espalhado. A propriedade de ortogonalidade dos códigos (5.11) só será mantida caso esse sincronismo tenha precisão de no mínimo um período de *chip*.

Existem diversos algoritmos desenvolvidos para detecção de atrasos em sinais CDMA. Contudo, as técnicas mais simples de implementação de tais algoritmos exploram as propriedades de ortogonalidade dos códigos de espalhamento.

##### **5.4.1. Correlator Temporal para Detecção de Atrasos**

A forma mais simples de se detectar atrasos baseia-se na correlação temporal entre o código e o sinal espalhado. Muito embora esta técnica apresente limitações, ela é constantemente empregada como um recurso adicional para o projeto de algoritmos de detecção de atraso mais sofisticados.

Quando o sinal espalhado e o código estão sincronizados, o processo de desespalhamento resulta em valores  $\pm 1$ , de acordo com o nível lógico da informação que

originou o sinal transmitido. Quando se efetua o desespalhamento com um código diferente daquele que espalhou a informação de interesse, o processo resulta em valores nulos (0), tendo em vista que o código usado e o sinal recebido são perfeitamente ortogonais entre si. Com isso, pode-se dizer que o processo de recuperação do sinal, em sistemas síncronos, somente gera valores dentro do conjunto  $\{-1, 0, 1\}$ .

Porém, nas situações que lidam com sistemas assíncronos, o processo de correlação temporal entre o sinal recebido e o código do usuário procurado resulta em valores diversos dentro do intervalo  $[-1,1]$ . Quanto mais próximo da ortogonalidade, maior será o valor absoluto resultante de tal correlação, e, para a situação de atraso nulo, valores  $\pm 1$  serão encontrados. Assim, é possível construir um sistema de detecção de atrasos que realize o translado, com passos de um período de *chip*  $T_c$ , do código de espalhamento ao longo do sinal recebido e calcule a correlação temporal entre as duas seqüências, para um período de bit  $T_b$ . A posição correspondente a um valor absoluto unitário representará o atraso detectado pelo sistema receptor. Uma vez detectado este atraso, o sistema efetuará a sincronização daquele usuário, tomando seu desespalhamento a partir daquele atraso estimado.

A Figura 5.3 ilustra o resultado da correlação temporal, dentro de três períodos de bit, entre o código de espalhamento e o sinal recebido pelo receptor. As curvas amostram a porcentagem de sincronismo entre um sinal espalhado e o código de espalhamento versus as posições de possíveis atrasos. Para a construção das figuras, utilizou-se uma seqüência de espalhamento de 64 *chips*, sendo que cada *chip* de atraso corresponde a um período de *chip*  $T_c$ . Tomou-se o resultado da média da correlação temporal em três períodos de bit. A resolução mínima aplicada ao correlator foi de um período  $T_c$ , ou seja, o sistema implementado busca sincronizar os sinais em relação aos códigos com precisão de um período de *chip*.

Conforme pode ser observado nos gráficos, os pontos de máximo das curvas apresentadas correspondem às posições de máxima correlação temporal, o que, em outras palavras, indica os atrasos detectados pelo correlator. Ao se efetuar a correlação em mais períodos de bit e comparar os resultados obtidos, aumenta-se a confiabilidade do estimador de atrasos. Alguns sistemas CDMA operam com um período de sincronização, utilizando seqüências pré-definidas de dados para efetuar a detecção de atrasos. No sistema desenvolvido neste trabalho, operou-se o sincronismo do receptor por meio de um bloco de algoritmo que efetuava a correlação temporal entre o código do usuário procurado e um bloco de 10 bits de informação, espalhado em 64 *chips*.

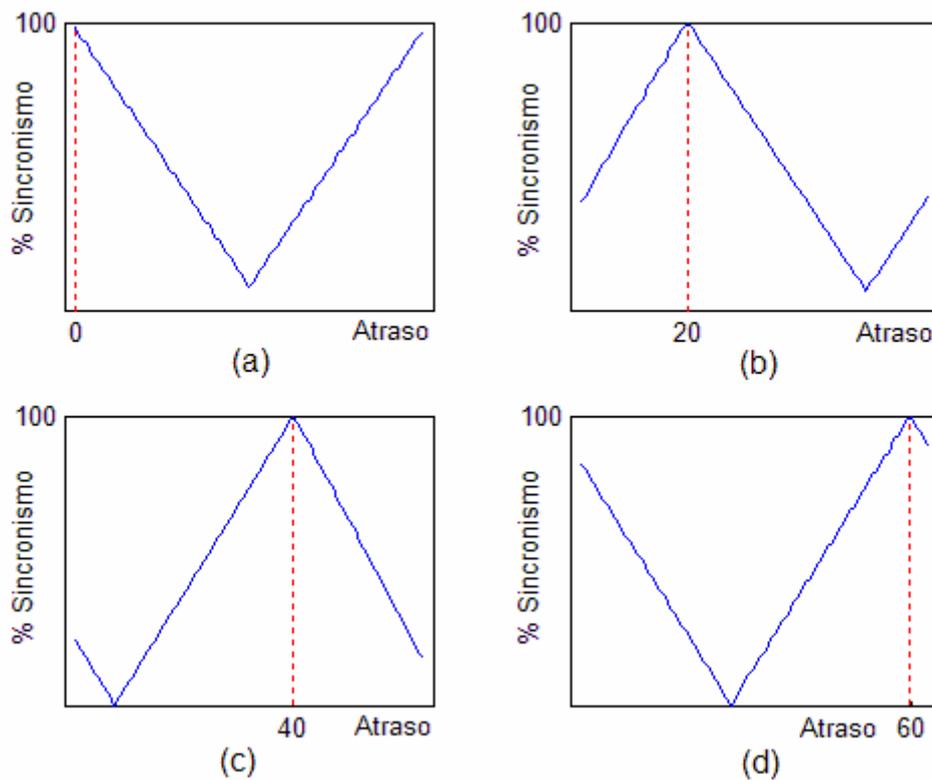


Figura 5.3. Resultado da correlação temporal para detecção de diferentes atrasos inseridos nos sinais de informação: (a) sem atraso, (b)  $20 \times T_c$ , (c)  $40 \times T_c$  e (d)  $60 \times T_c$ .

#### 5.4.2. Receptor RAKE

Em ambientes CDMA com multi-percursos, as versões de um sinal podem ser utilizadas para otimizar o processo de recuperação da informação de interesse no receptor. Para tanto, as componentes multi-percurso do sinal desejado devem atingir o receptor com um intervalo de tempo não inferior a um intervalo de *chip*  $T_c$ . Essa é a metodologia básica sobre a qual os receptores RAKE baseiam-se: utilizam cada versão multi-percurso do sinal recebido para estimar diferentes possibilidades de saída para o filtro, combinando-as, posteriormente, em uma saída única otimizada. A literatura tem explorado com muita ênfase o emprego de receptores RAKE em sistemas de comunicação sem fio. Boas fontes de consulta a respeito do assunto podem ser encontradas em [21], [22] e [23].

A Figura 5.4 ilustra o princípio básico de funcionamento de um receptor RAKE. Considere que um sinal de dados originado é espalhado por um código  $c(t)$  e modulado para que possa ser transmitido através de um canal qualquer. Em virtude dos efeitos de multi-percurso, o canal gera  $n$  cópias do sinal, cada uma com um certo atraso no tempo ( $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$ ) e com diferentes fatores de atenuação ( $P_1, P_2, \dots, P_n$ ).

No receptor, cada uma das componentes multi-percurso do sinal de dados, superpostas dentro do canal, são demoduladas e alimentam um ramo do receptor RAKE, sendo que cada um destes ramos corresponde a um correlator temporal com diferente valor de atraso. Estes sinais são então ponderados por fatores estimados a partir das características do canal e combinados de modo a fornecer a saída otimizada do sistema.

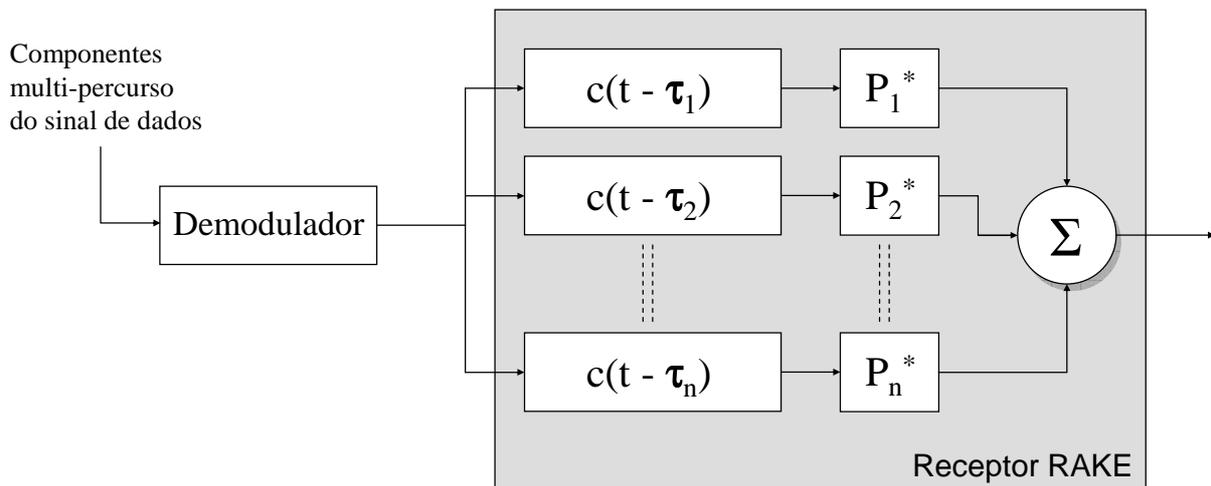


Figura 5.4. Ilustração do princípio de funcionamento de um receptor RAKE.

Receptores RAKE são amplamente utilizados em sistemas que empregam arranjos de sensores. Em geral, tais receptores são compostos por um banco de correlatores temporais dispostos em ramos. Cada ramo efetua a correlação temporal entre o sinal recebido em seu terminal e uma versão, atrasada de um valor  $\tau$ , do código de espalhamento. Dessa forma, cada ramo utiliza o arranjo para rejeitar as componentes multi-percurso que são descorrelacionadas com o seu código. Ao mesmo tempo, os fatores de ganho, também atrelados aos ramos e aferidos de acordo com observações das características de propagação do meio analisado, ajustam-se de modo a obter vantagem de todas as componentes correlacionadas do sinal que chegam no receptor com atraso inferior a um período de *chip*. Finalmente, os sinais processados em cada ramo são combinados em uma saída única, que será amplamente otimizada quando comparada à saída de um receptor que não considera multi-percursos.

A aplicação de receptores RAKE é vastamente explorada na área de comunicações veiculares, onde as fontes podem apresentar velocidades de deslocamento muito altas, exigindo alguma forma de processamento mais elaborado da estação receptora, de modo a manter a qualidade do serviço oferecido.

## 6. RECEPTOR CDMA ADAPTATIVO

### 6.1. Objetivo do Trabalho

Um resultado fundamental da teoria das comunicações estipula que sinais provenientes de múltiplas fontes podem compartilhar um mesmo meio físico, sem perda de informações, desde que se garanta a não correlação estatística entre elas. Do contrário, a posterior separação dos sinais emitidos não poderá ser feita univocamente, comprometendo o desempenho do sistema comunicante. Obviamente, deve-se considerar que os níveis de potência sejam altos o suficiente quando comparados com o ruído intrínseco ao meio.

Conforme apresentado no Capítulo 2, arranjos de sensores viabilizam a implementação da filtragem espacial por meio de conformadores de feixe. Tais conformadores possibilitam a discriminação de usuários coerentes através de suas respectivas assinaturas espaciais, posicionando os lóbulos principais do receptor para determinadas direções de interesse e buscando minimizar os efeitos dos sinais interferentes. Juntamente com o emprego de sistemas adaptativos, antenas adaptativas são capazes de controlar seu diagrama de radiação, ajustando-o para as mais diferentes situações de ruído, interferência e multi-percurso.

No Capítulo 5 foram expostas algumas vantagens e peculiaridades do emprego de sistemas CDMA. Dentre elas, as que mais chamaram a atenção foram aquelas diretamente relacionadas com a técnica de espalhamento espectral, a qual apresenta alta robustez ao ruído e interferência, bem como considerável resistência ao desvanecimento e ao multi-percurso.

O emprego conjunto das técnicas de acesso múltiplo por divisão no código e divisão espacial promete revolucionar o campo das comunicações sem fio. Tendo isso em vista, o objetivo principal deste trabalho é propor um receptor inteligente para sistemas sem fio, combinando as técnicas de divisão no código (CDMA) com aquelas referentes à divisão espacial (SDMA). Com isso, pretende-se fazer uso das vantagens inerentes às duas metodologias, implementando assim um receptor CDMA adaptativo com emprego de arranjos de sensores.

A idéia central por trás deste receptor inteligente é viabilizar a detecção de sinais, sob altas condições de ruído e interferência, tendo como única informação disponível os códigos de espalhamento de cada usuário. A performance do sistema será analisada sob diferentes condições de ruído, interferência e quantidade de antenas. Alguns resultados referentes à detecção simultânea de múltiplos sinais e rastreamento de fontes em movimento serão ilustrados, apresentando, ao final, possibilidades de aplicação do sistema desenvolvido.

## 6.2. Descrição do Receptor CDMA Adaptativo Proposto

A Figura 6.1 ilustra o diagrama de blocos simplificado do receptor CDMA proposto. Muito embora se tenha adotado o nome de *receptor*, não foram descritos os aplicativos de adequação do modelo às características do meio, tal como sintonizador de frequência, PLL (*Phase Locked Loop*), modulador e demodulador, conversores A/D, filtros passa-baixa e amplificadores de baixo ruído. Contudo, o fato do sistema proposto operar em banda-base não restringe os resultados obtidos nas simulações, uma vez que, para fins de implementação em condições reais de operação, o modelo desenvolvido será parte integrante de um sistema de recepção mais completo.

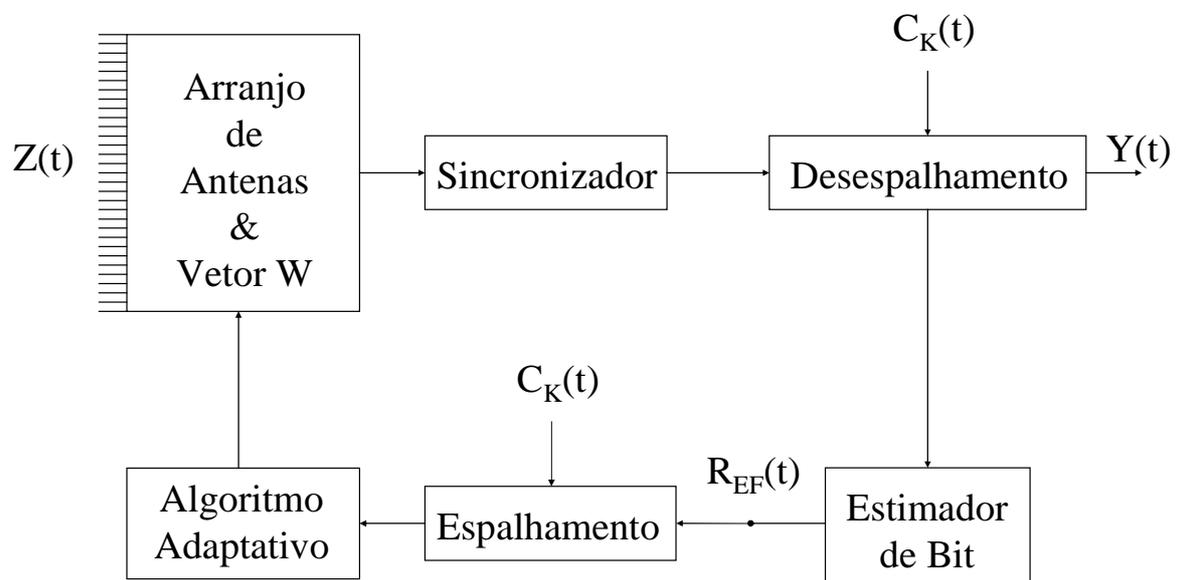


Figura 6.1. Diagrama de blocos de um receptor CDMA com emprego de antenas adaptativas.

O sistema proposto é composto por um **Arranjo de Antenas**, linear e uniforme, operando em conjunto com um **Vetor W**, de modo que cada elemento do arranjo é ponderado por um peso  $w_m$  deste vetor, viabilizando assim a separação espacial desejada. O sinal incidente  $Z(t)$  é composto pela superposição dos sinais emitidos por cada uma das fontes imersas no sistema e induzidos nos elementos do arranjo.

Conforme já evidenciado, um fator crítico para sistemas CDMA é a sincronização entre o sinal e o código de espalhamento. Tendo isto em vista, o modelo desenvolvido dispõe de um **Sincronizador**, responsável por detectar os atrasos aleatórios dos sinais incidentes e alinhar estes com seus respectivos códigos. O processo de sincronização utiliza o correlator temporal apresentado no Capítulo 5 deste trabalho.

Para que o sistema seja capaz de operar em ambientes CMDA, dois blocos de **Espalhamento** e **Desespalhamento** implementam as técnicas relativas ao processo de espalhamento espectral e sua conseqüente aplicação no modelo proposto. Para tanto, as seqüências de espalhamento  $C_k(t)$ , exclusivas de cada usuário, são aplicadas aos blocos em questão.

Explorando a alta imunidade à interferência e ruído dos sistemas de espalhamento espectral, o receptor desenvolvido dispõe de um **Estimador de Bit**, responsável por gerar um sinal de referência  $R_{EF}(t)$  para o arranjo adaptativo com base na informação recebida por seus sensores e processada pelo modelo.

Por fim, um **Algoritmo Adaptativo** é utilizado para efetuar o controle do vetor de pesos do arranjo, adaptando sua resposta de acordo com o sinal de referência, gerado e espalhado pelo próprio sistema. Os filtros adaptativos empregados no modelo foram o Filtro de Wiener e o Filtro *Least Mean Square* (LMS), com considerações a respeito da escolha do parâmetro de convergência  $\mu$  para relações sinal-ruído muito baixas (inferior à -30dB). Dessa forma, o sinal de saída  $Y(t)$  do receptor representa uma estimação do sinal de um usuário de interesse, filtrado a partir de  $Z(t)$  em termos de código e assinatura espacial.

Maiores detalhes a respeito dos procedimentos adotados por cada um dos blocos do receptor proposto serão apresentados mais adiante neste capítulo, juntamente com os resultados obtidos nas simulações realizadas.

### 6.3. Considerações para Geração do Ambiente de Simulação

O sistema ilustrado no item anterior foi simulado sob diferentes condições de meio e quantidade de usuários. Cada assinante do sistema gera uma informação de interesse, que alimenta um processo de inserção de assinatura espacial, variável de acordo com a posição inicial do usuário. Posteriormente, cada sinal, já com sua respectiva característica espacial passa por um codificador, que realiza o espalhamento espectral com o uso da seqüência de espalhamento, exclusiva de cada assinante. Buscando criar um ambiente de simulação o mais próximo da realidade possível, um atraso aleatório  $\tau$  é inserido na mensagem codificada, antes que a mesma seja superposta às mensagens oriundas das outras fontes imersas no sistema.

A Figura 6.2 ilustra o diagrama de blocos utilizado para criação do ambiente de simulação, para o processo de geração de sinais provenientes de  $K$  assinantes distintos. Cada usuário gera seqüências de dados que serão codificadas e posteriormente superpostas no meio, originando o sinal  $Z(t)$ , que incidirá no arranjo receptor.

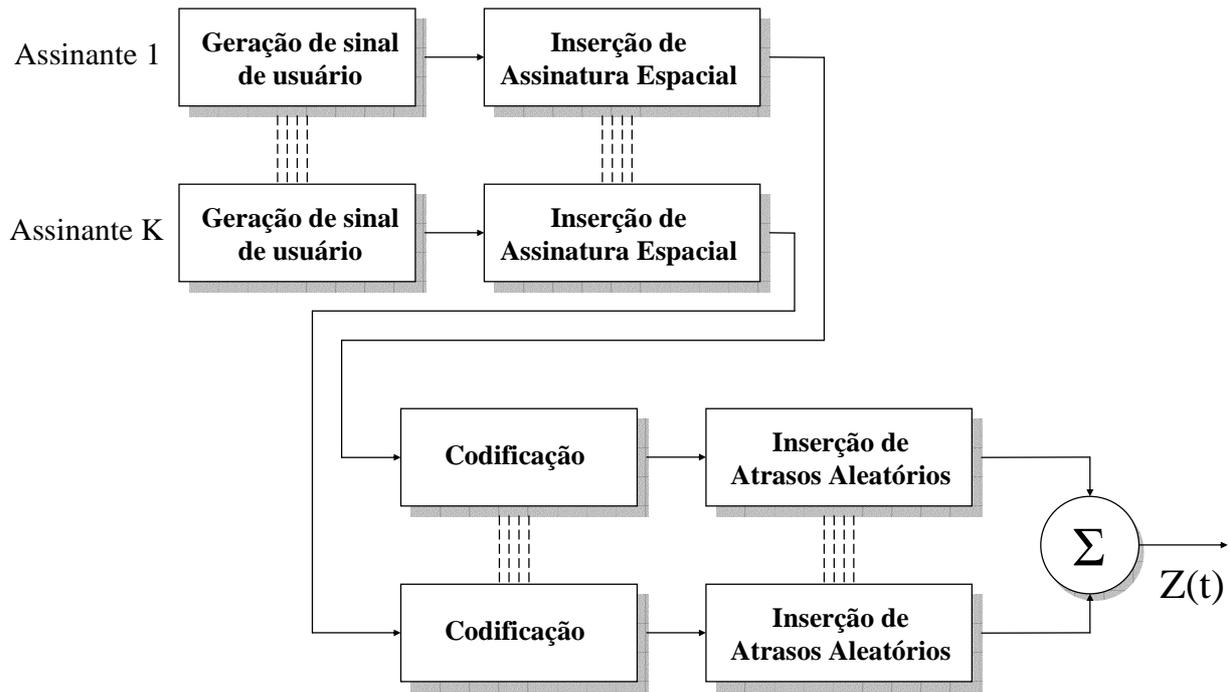


Figura 6.2. Esquema ilustrativo da geração do ambiente de simulação.

Para fins de implementação, trabalhou-se com janelas de dados, que nada mais eram que um conjunto de amostras a serem consideradas para cada iteração do algoritmo de adaptação do receptor proposto. Dessa forma, o receptor buscava adaptar-se para as novas condições do meio, tendo como informação disponível o último conjunto de amostras recebido. Como será exposto mais adiante, foi também implementado um método de processamento considerando-se a superposição dessas janelas, visando suavizar os efeitos de mudança de posição para os casos de usuários em movimento.

Os sinais de usuário, divididos em conjuntos de amostras compostos por seqüências de 10 bits de informação, foram quantizados em 100 amostras por bit, de modo a totalizar uma matriz de informação de interesse com 1000 entradas por janela de processamento.

A codificação dos sinais de interesse foi efetuada através do emprego da Matriz de Walsh de 64 *chips*, sendo atribuído, a cada assinante, um código correspondente a uma linha desta matriz. Conforme já elucidado no Capítulo 5, cada linha da matriz de Walsh corresponde a um código ortogonal em relação às demais, garantindo-se, assim, a ausência total de correlação entre os sinais codificados.

Como o processo de codificação foi realizado com seqüências de 64 *chips*, o fator de espalhamento  $SF$  do sistema considerado foi 64. Tendo em vista o fato dos sinais provenientes das diversas fontes terem sido superpostos no ambiente antes de serem aplicados

ao receptor, a matriz de dados incidente no arranjo constituiu-se em um vetor com 64000 *snapshots*, sendo cada bloco de 6400 entradas correspondente a um bit de informação.

Por fim, o bloco de inserção de atrasos injetou, nos sinais de usuário codificados, valores de defasagem múltiplos de um período de chip  $T_c$ , dentro do intervalo  $[1 \times T_c, 64 \times T_c]$ . Desse modo, no ato de superposição dos sinais de interesse, cada seqüência de usuário apresentou um atraso aleatório de no máximo um período de bit ( $T_b$ ), ou seja, 64 períodos de *chip* ( $T_c$ ). Tendo em vista os valores de implementação já mencionados, um período de bit correspondeu à janela de tempo necessária para a recepção de 6400 amostras de dados.

#### **6.4. Bloco de Estimação de Bit**

Conforme apresentado no Capítulo 5, sistemas que operam com técnicas de espalhamento espectral apresentam alta imunidade ao ruído e interferência. Baseando-se nesta vantagem, inerente à tecnologia CDMA, o bloco Estimação de Bit efetua uma geração de um sinal de referência, que será utilizado pelo algoritmo adaptativo para rastrear o usuário de interesse dentro do espaço de cobertura do arranjo.

Em linhas gerais, o sinal de referência foi criado por meio da exploração de características intrínsecas dos sistemas CDMA, aliadas a vantagens do emprego de filtros espaciais. Tendo em vista os resultados obtidos nas simulações, a metodologia empregada no bloco Estimador de Bit mostrou-se de extrema precisão, apesar de sua simplicidade.

Para cada janela de dados, o que correspondia a 10 períodos de bit de informação, o vetor de pesos do arranjo era atualizado, posicionando o espectro espacial da antena de modo a se obter um ganho maximizado em uma determinada direção de interesse. Com isso, buscou-se aumentar a confiabilidade do bloco Estimador, que já explorava as vantagens de imunidade dos sistemas CDMA.

A geração do sinal de referência foi feita estimando-se cada bit de informação individualmente. Como a quantidade de amostras relativas a um período de bit era conhecida, considerando os dados de simulação já expostos, processou-se cada conjunto de 6400 amostras de modo a gerar uma estimação de bit por vez.

A estimação do primeiro conjunto de 10 bits do sinal de referência era realizada de forma “cega”, uma vez que, de início, nenhuma informação a respeito da localização do usuário de interesse era conhecida. Dessa forma, o vetor de pesos do arranjo era iniciado de modo a posicionar o lóbulo principal do diagrama de radiação para a direção  $\theta = 0^\circ$ , que corresponderia a uma frente de onda incidente paralelamente ao eixo do arranjo.

Em termos de implementação, para que a antena estivesse apontada para a direção citada, utilizou-se um vetor de pesos inicial  $W = 1$ . Após proceder a geração da referência com 64000 amostras, isto é, após a estimação dos 10 bits da janela de dados, este sinal era codificado e alimentado no algoritmo de adaptação do receptor. Tão logo a convergência deste algoritmo adaptativo ocorria e a atualização do vetor de pesos completava-se, o bloco Estimador começava a processar dados colhidos pelo arranjo, estando este já apontado para alguma direção de interesse.

A Figura 6.3 ilustra as condições utilizadas pela antena, em termos de seu diagrama de radiação, para fins de geração de sinal de referência. Para a amostragem dos diagramas de radiação da figura, posicionou-se uma fonte estática em  $\theta = 45^\circ$ , com relação sinal-ruído de 10dB, incidente sobre um arranjo linear e uniforme com 10 sensores espaçados de meio comprimento de onda.

Para as situações de usuários estáticos, embora o vetor de pesos do arranjo fosse atualizado para cada janela de dados, como as assinaturas espaciais eram mantidas constantes, o espectro espacial da antena não se alterava. Dessa forma, a Figura 6.3 ilustraria as condições do diagrama de radiação do receptor operando em ambiente de fontes estáticas.

Conforme pode ser notado na figura 6.3a, que correspondia à situação inicial do vetor de pesos ( $W = 1$ ), o diagrama de radiação do arranjo encontrava-se direcionado verticalmente em relação ao seu eixo, de modo que o processamento realizado pelo bloco Estimador de Bit foi realizado de maneira totalmente “cega”, não explorando qualquer forma de filtragem espacial.

Já a figura 6.3b ilustra o diagrama de radiação do receptor após a convergência do algoritmo adaptativo, que utilizou como sinal de referência em seu processamento aquele gerado pelo Estimador de Bit em sua primeira iteração. Como o ganho do receptor foi maximizado para uma determinada posição de visada, operava-se, no bloco analisado, um processo de estimação “diretiva”, reduzindo seu erro e otimizando seu funcionamento.

Resumindo, em termos da exploração das características espaciais do receptor, as amostras aplicadas no processo de geração da seqüência de referência atual eram coletadas conforme o espectro espacial resultante da última adaptação do arranjo. O processo de estimação continuava, do mesmo modo como descrito, sempre utilizando, para o bloco Estimador, o espectro espacial gerado na última convergência do algoritmo adaptativo. Com isso, conforme será exposto adiante nesta Seção, através da aplicação de processamento espacial, conseguiu-se reduzir consideravelmente a taxa de erro de bit (BER) do bloco de estimação, melhorando-se a performance e a confiabilidade do receptor proposto.

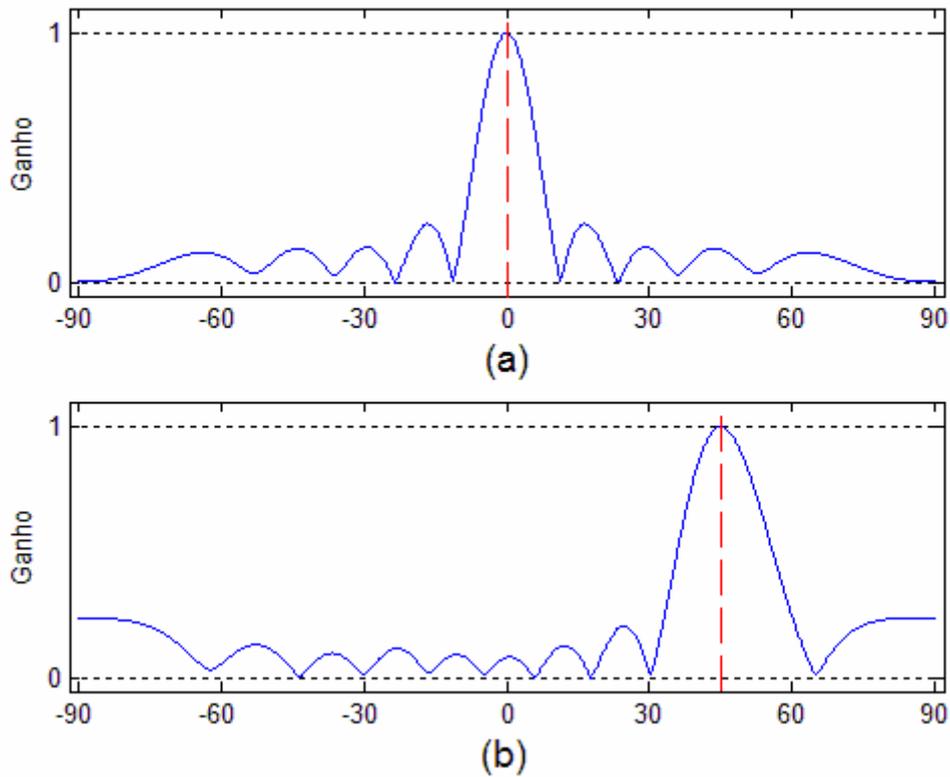


Figura 6.3. Esboço do diagrama de radiação do receptor proposto para fins de geração de sinal de referência: (a) estimacão “cega”: diagrama de radiação inicial, posicionado em DOA ( $\theta$ ) = 0°, antes da recepção de qualquer amostra de dados; (b) estimacão “diretiva”: situacão do arranjo após a convergência do algoritmo de adaptacão, com DOA ( $\theta$ ) = 45°.

O algoritmo implementado no Estimador de Bit para fins da estimacão em si também primava por sua simplicidade. Em geral, o método consistia em se efetuar a média aritmética de cada conjunto de 6400 amostras, correspondentes a cada período de bit, induzidas nos sensores do arranjo e utilizar a função sinal para geração da referência. Esta função foi tal qual aquela descrita na equação (3.14), com a diferença de que a variável  $X$  aqui aplicada correspondia à média de 6400 amostras colhidas pelo receptor. As expressões (6.1) descrevem a metodologia aplicada ao Estimador, sendo a variável  $amostra(j)$  correspondente à  $j$ -ésima amostra alimentada ao bloco de estimacão, referente ao bit em questão.

$$X = \mu_x = \frac{1}{6400} \sum_{j=1}^{6400} amostra(j) \quad (6.1a)$$

$$\hat{BIT} = sign(X) = \begin{cases} +1, & \text{se } X \geq 0 \\ -1, & \text{se } X < 0 \end{cases} \quad (6.1b)$$

A performance do bloco de geração de sinal de referência foi simulada em termos da taxa de erro de bit (BER), medida para valores distintos de ruído e interferência. Neste contexto, a Figura 6.4 descreve o comportamento do Estimador de Bit proposto, variando-se a relação sinal-ruído (SNR) do ambiente, para diferentes quantidades de usuários.

Para a construção das curvas descritas, utilizou-se um ULA com 10 sensores espaçados de meio comprimento de onda, com sinais de 1,5 GHz de frequência sem modulação e fontes estáticas geradoras de sinal com mesma potência. O incremento aplicado à relação sinal-ruído foi de 1dB e cada valor de BER foi calculada 1000 vezes para fins de amostragem na figura. Os usuários foram posicionados ao longo do espaço de cobertura da antena de modo a apresentarem as maiores distâncias possíveis, dentro do intervalo de  $-90^\circ$  a  $90^\circ$ .

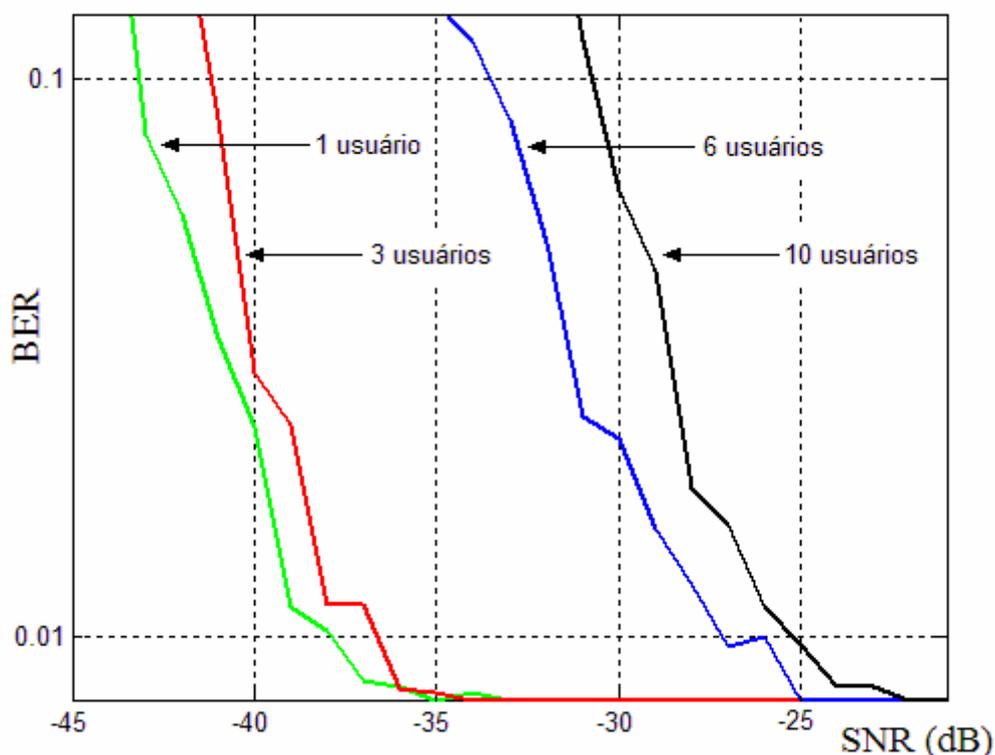


Figura 6.4. Taxa de Erro de Bit (BER) em função da Relação Sinal-Ruído (SNR) do bloco de geração de sinal de referência, para diferentes valores de relação sinal-interferência.

Conforme pode ser percebido na figura acima, apesar da simplicidade dos métodos aplicados ao bloco Estimador de Bit, o processo de geração de sinal de referência mostrou extrema precisão, mesmo sob severas condições de ruído e interferência. Como era esperado, o aumento da quantidade de usuários no sistema implicou numa elevação do erro de estimação, ainda que este se mantivesse em patamares aceitáveis (menores que  $10^{-2}$ ) para valores de SNR maiores que -25dB.

Com isso, buscou-se, através das simulações apresentadas, quantificar a eficácia do bloco de geração de sinal de referência do receptor proposto, que explorou características do acesso múltiplo por divisão espacial, junto às já conhecidas vantagens de imunidade apresentadas por sistemas CDMA.

Serão apresentadas adiante simulações referentes ao receptor como um todo. Tendo em vista a confiabilidade da estimação do sinal de referência, espera-se otimizar a performance do receptor proposto, uma vez que a taxa de erro, advinda do processo de geração da seqüência a ser rastreada pelo sistema de adaptação, foi extremamente pequena para as condições apresentadas.

## **6.6. Condições de Simulação**

Foram realizadas diversas simulações para verificar o comportamento do modelo adaptativo proposto, empregado para recepção de sinais em ambiente CDMA. Como será apresentado, procurou-se abordar diversas condições de operação, de modo a quantificar a performance deste receptor.

A seguir serão apresentadas as condições de simulação utilizadas para fins de quantificar a performance do sistema desenvolvido. O desempenho do receptor CDMA adaptativo foi estudado em função dos seguintes parâmetros:

- relação sinal-ruído (SNR);
- relação sinal-interferência (SIR);
- controle da potência das fontes emissoras;
- assinantes em movimento;
- quantidade de sensores no arranjo.

Para as simulações desenvolvidas, a não ser que seja expresso o contrário, foram utilizadas fontes emissoras controladas em potência, isto é, supôs-se que todos os sinais incidentes chegam ao arranjo (receptor) com igual potência espectral. Esta imposição não possui caráter muito restritivo quando se trata de sistemas celulares CDMA, que operam com controle total de potência. Conforme será apresentado adiante, foram realizados alguns ensaios com o receptor operando sob condições de controle parcial de potência, no qual, visando dimensionar a eficiência do sistema para condições sem controle total da potência dos usuários, atribuiu-se ganhos variáveis aos sinais dos assinantes.

Um fator crítico a ser considerado no projeto de sistemas que suportam uma grande quantidade de usuários é a relação sinal-interferência. A expressão (6.2) apresenta uma fórmula, proposta por Zelenovsky [2], utilizada para calcular a relação sinal-interferência (SIR) de um sistema para o caso de K fontes emissoras de sinal com mesma potência.

$$SIR = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{Sinal}}{P_{Interferentes}}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{1}{K-1}\right) = -10 \cdot \log(K-1) \quad (6.2)$$

Para situações de assinantes imersos em um ambiente de potência totalmente controlada, a Tabela 6.1 expõe diferentes valores de SIR com as respectivas quantidades de usuários.

Tabela 6.1: Valores de SIR para diferentes usuários

Nº Usuários	SIR (em dB)	Nº Usuários	SIR (em dB)	Nº Usuários	SIR (em dB)
2	0,00	8	-8,45	18	-12,30
3	-3,01	9	-9,03	20	-12,79
4	-4,77	10	-9,54	24	-13,62
5	-6,02	12	-10,41	32	-14,91
6	-6,99	14	-11,14	48	-16,72
7	-7,78	16	-11,76	64	-17,99

A separação no código foi provida com o uso de espalhamento espectral com codificação de Walsh em 64 *chips*. Dessa forma, o ganho de espalhamento *SF* do sistema utilizado foi de 1:64, ou seja, nas implementações realizadas, um período de chip  $T_c$  foi 64 vezes menor que um período de bit  $T_b$ .

Como já exposto anteriormente, os atrasos inseridos aos sinais gerados pelas fontes foram tomados aleatoriamente dentro do intervalo de 1 a 64 *chips*, com resolução mínima de 1 *chip*. A geometria do arranjo empregado foi linear e uniforme, com elementos espaçados sempre de meio comprimento de onda, o que correspondeu a um distanciamento de 10 cm entre sensores consecutivos. A não ser que seja dito o contrário, o arranjo utilizado apresentava 10 sensores isotrópicos.

Para fins de amostragem do espectro espacial do arranjo, considerou-se uma resolução de 0,2° e a faixa de cobertura do receptor foi o espaço compreendido entre as direções -90° e 90°. Para a amostragem das figuras de taxa de erro de bit (BER), foram realizadas 1000 observações para cada valor de abscissa considerada.

Como já apresentado na Seção 6.3 deste Capítulo, os sinais gerados pelas fontes usuárias do sistema consistiram de seqüências de 10 bits de informação quantizadas em 100 amostras por bit e sem modulação.

De uma maneira genérica, a Tabela 6.2 lista os parâmetros utilizados em todas as simulações. De acordo com os ensaios realizados, alguns desses parâmetros foram variados.

Tabela 6.2: Parâmetros empregados nas simulações

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
Quantidade de antenas (M)	10
Espaçamento entre elementos	$\frac{1}{2}\lambda = 10 \text{ cm}$
Resolução para amostragem do espectro espacial	$0,2^\circ$
Quantidade de bits processados por iteração	10
Quantidade de amostras por <i>chip</i>	1
Quantidade de amostras por bit	100
Faixa de cobertura do arranjo	$\pm 90^\circ$
Resolução para geração de atrasos aleatórios	$1 \times T_c$
Atraso mínimo	$1 \times T_c$
Atraso máximo	$64 \times T_c$
Quantidade de observações	1000
Código de Espalhamento	Walsh 64 <i>chips</i>
Fator de espalhamento ( <i>SF</i> )	64
Algoritmo de adaptação empregado	LMS
Restrições do parâmetro de correção dos pesos ( $\mu$ )	$0 < \mu < 1/\text{traço}(\mathbf{R}_{zz})$
Condições iniciais do vetor de pesos do receptor	$\theta = 0^\circ$

## 6.6. Influência dos Níveis de Ruído e Interferência

A apresentação da performance do receptor adaptativo inicia-se com a análise do seu desempenho em função da relação sinal-ruído do sistema, cujos resultados estão ilustrados na Figura 6.5. Nesta figura estão representadas as curvas de taxa de erro de bit (BER) em função do ruído do ambiente de simulação (SNR). Para esta simulação, corrompeu-se o sinal de dados com ruído aditivo Gaussiano branco de fundo.

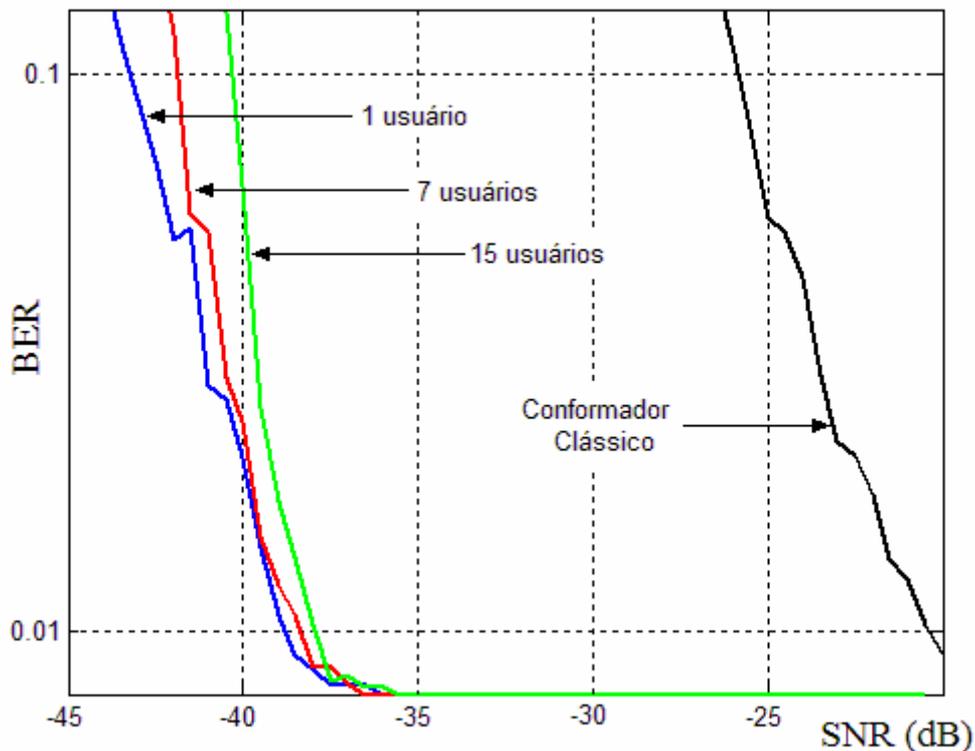


Figura 6.5. Taxa de Erro de Bit (BER) em função da Relação Sinal-Ruído (SNR) do receptor adaptativo, para diferentes valores de relação sinal-interferência. Também ilustrado o comportamento de um receptor clássico na presença de um usuário no sistema.

Para fins de comparação, amostrou-se também a taxa de erro de bits de um conformador clássico, tal qual aquele descrito no Capítulo 2, operando em um ambiente com uma única fonte emissora. Quando comparado à performance de um receptor clássico, o modelo proposto apresentou um comportamento bem mais robusto em relação aos níveis de ruído de fundo, mesmo nas situações de vários sinais interferentes.

Comparando as figuras 6.4 e 6.5, é possível observar que a utilização do receptor adaptativo implicou em um aumento da imunidade do sistema em relação ao ruído de fundo do meio. Esta melhoria já era esperada, tendo em vista que o receptor proposto operava a estimação do sinal de saída  $\mathbf{Y}(t)$  com o arranjo apontado para a direção de interesse. Dessa forma, constatou-se um aumento considerável na robustez do modelo em relação à interferência. Esta percepção é notável quando se considera a curva de taxa de erro de bit (BER) para as situações de 7 e 15 usuários, uma vez que estas apresentaram patamares de erro bastante próximos à da curva representativa de uma única fonte emissora.

Nas situações de um único usuário, para valores de SNR superiores a -37dB, a curva de erro do receptor apresentou patamares bem próximos de zero, ou seja, quando comparada com

o bloco Estimador de Bit, a imunidade do sistema proposto foi elevada de uma ordem de apenas 4 dB.

Contudo, na presença de várias fontes interferentes, a melhoria apresentada no comportamento do receptor CDMA foi considerável, aumentando-se esta imunidade em até 20 dB. Sob este contexto, a conclusão evidente a ser tomada a respeito da performance do modelo proposto, em relação à influência dos níveis de ruído, é seu aumento de robustez para condições de várias fontes interferentes. Como pode ser observado, a simples utilização do bloco de estimação de bit já apresenta, por si só, valores bastante aceitáveis para as situações de pouca interferência co-canal.

Tendo em vista conferir a precisão do receptor em termos de sua capacidade de direcionar o lóbulo principal de seu diagrama de radiação para a direção de interesse, a Figura 6.6 apresenta os valores de erro médio absoluto medidos para a estimação da direção de chegada do sinal de interesse em função da relação sinal-ruído do sistema. Para a simulação apresentada, implementou-se um sistema operando com 3 fontes geradoras de sinal, posicionadas respectivamente em  $-30^\circ$ ,  $0^\circ$  e  $45^\circ$ , sendo este último o usuário de interesse rastreado pelo sistema de adaptação. Tal qual apresentado no Capítulo 4, o uso de algoritmos adaptativos para estimação de DOA elevou consideravelmente a precisão do sistema.

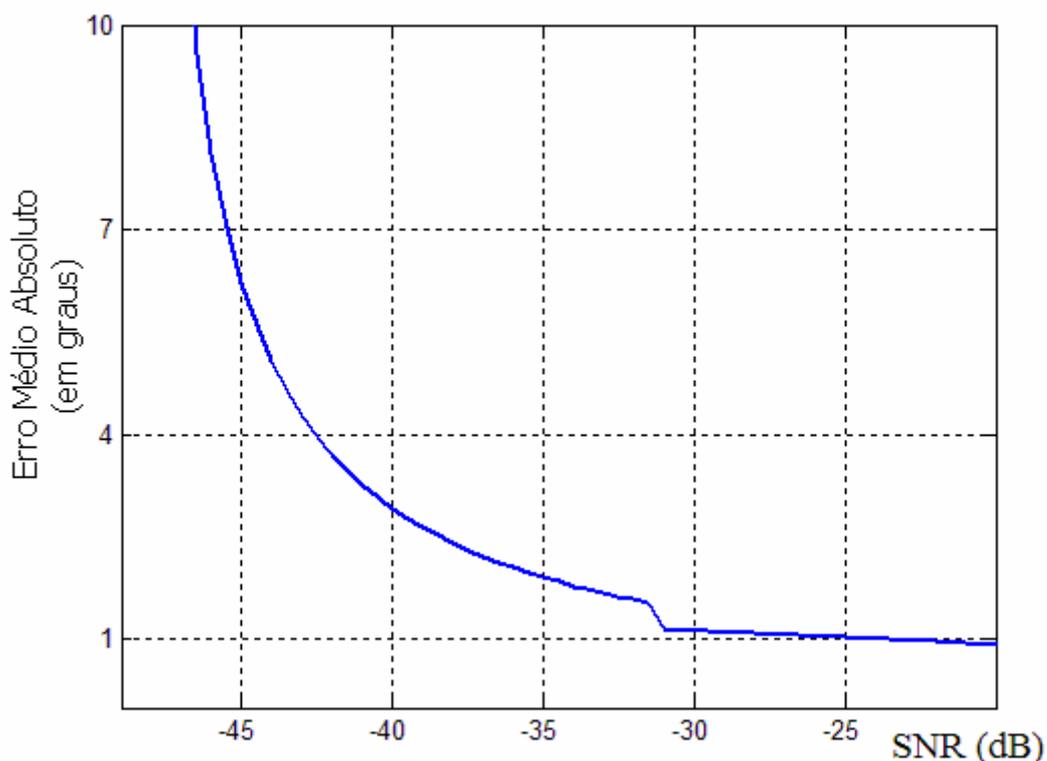


Figura 6.6: Erro Médio Absoluto versus relação sinal-ruído (SNR), para fins de estimação da direção de chegada de sinais incidentes no receptor adaptativo proposto.

Visando avaliar os impactos do aumento de usuários no sistema, a Figura 6.7 apresenta a taxa de erro de bit (BER) em função da quantidade de assinantes, para dois diferentes valores de relação sinal-ruído do ambiente, quais sejam -38 dB e -42 dB, respectivamente. As curvas representativas das simulações com níveis de relação sinal-ruído superiores a -37 dB apresentaram resultados muito próximos de zero e, em virtude disto, não foram ilustradas na figura. Com já era esperado, o aumento percebido no erro de estimação foi bastante sutil, mantendo os níveis de BER sempre em patamares aceitáveis (menores que  $10^{-1}$ ) de operação. Com isso, pode-se concluir que o receptor adaptativo é robusto em relação às variações de interferência do meio.

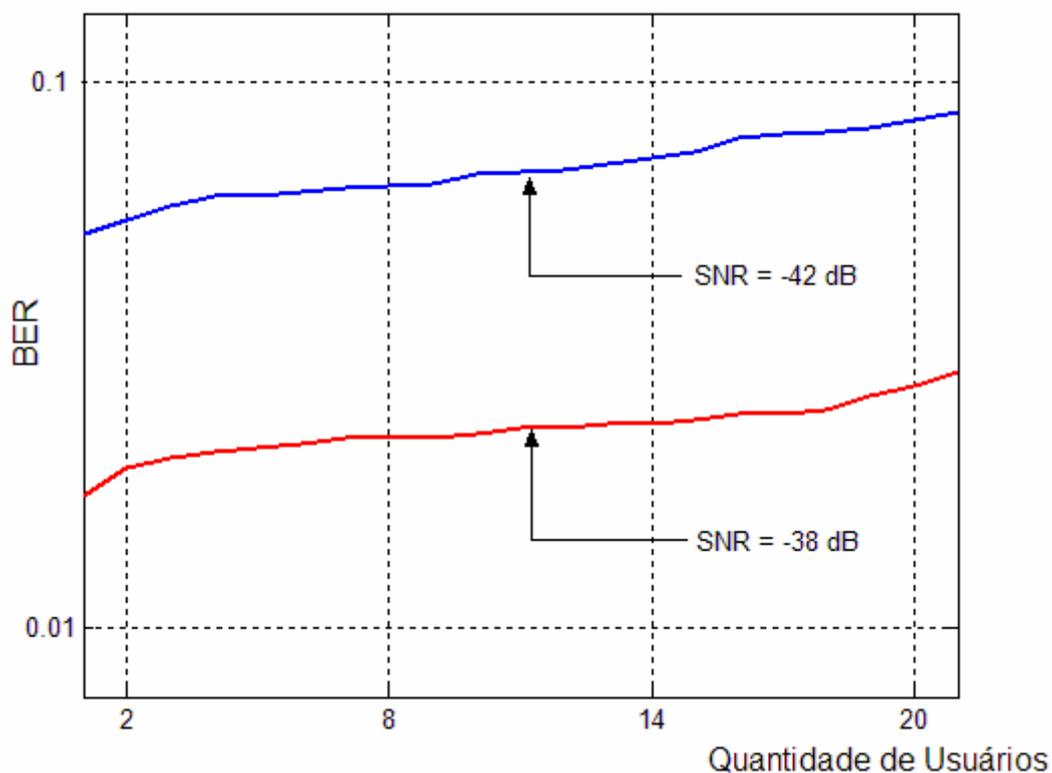


Figura 6.7: BER versus quantidade de usuários (SIR) para o receptor CDMA adaptativo, com diferentes valores de relação sinal-ruído (SNR).

#### 6.6.1. Conclusões Parciais

Como se pode inferir dos resultados descritos, a contribuição mais marcante do receptor adaptativo residiu em aumentar a imunidade do sistema em relação aos níveis de interferência. Por exemplo, pela análise da Figura 6.5, o modelo proposto apresentou valores baixos de BER (menores que  $10^{-2}$ ), mesmo para situações de meio extremamente ruidoso (próximo de -35 dB) e sob influência de uma grande quantidade de interferentes (15 usuários).

Para as situações de pouco ou nenhum sinal interferente, o comportamento do modelo adaptativo foi próximo do apresentado pelo bloco de geração de sinal de referência.

Também na Figura 6.5, quando comparado a um receptor convencional, com uma única fonte emissora, o sistema desenvolvido mostrou-se bem mais preciso em termos de recuperação do sinal de interesse, demonstrando, assim, uma maior imunidade em relação aos níveis de ruído do ambiente de simulação. Como as curvas de erro foram traçadas para diferentes quantidades de usuários, foi possível conferir também o comportamento do modelo em função de diferentes quantidades de assinantes interferentes.

Sob este aspecto, a Figura 6.7 apresentou o quão sutil foi o incremento percebido no erro de estimação quando do aumento da quantidade de usuários no sistema, ilustrando, a notável robustez do modelo em relação à interferência co-canal.

Finalmente, a Figura 6.6 demonstrou a alta capacidade do receptor proposto em direcionar o lóbulo principal de seu espectro espacial para uma posição de interesse, uma vez que o erro médio absoluto da direção de chegada apresentou valores inferiores a  $\pm 7^\circ$  para a grande maioria dos níveis de ruído aos quais o receptor foi submetido. Dessa forma, pôde-se garantir que o ganho espectral na direção de interesse esteve quase sempre maximizado, otimizando o processo de recepção do sinal procurado.

## **6.7. Controle Parcial de Potência dos Usuários**

Conforme já mencionado, sistemas que operam com espalhamento espectral necessitam da certificação de que os códigos originarão seqüências ortogonais entre si, de modo a viabilizar a recuperação unívoca dos sinais. Muito embora cada linha da Matriz de Walsh, utilizadas para fins de implementação, corresponda a uma seqüência de *chips* ortogonal em relação às demais, se o meio de simulação impuser atenuações aos usuários, a condição de ortogonalidade dos sinais codificados poderá não ser garantida. Por este motivo, sistemas CDMA reais usualmente trabalham com uma realimentação de potência em seus assinantes, de modo a assegurar que todos os sinais incidentes na estação base possuirão mesmos valores de potência espectral.

Visando quantificar o efeito do controle total da potência dos usuários, foram realizados alguns ensaios com controle parcial de potência. Para tanto, simulou-se um sistema de recepção adaptativo operando com 7 fontes codificadas, espacialmente distribuídas ao longo da faixa de cobertura do arranjo de sensores. Atribuiu-se, ao assinante de interesse, um ganho em amplitude de valor  $G_{kk}$  e, para os interferentes, foram impostos ganhos aleatórios  $G$  de

valores entre 0,7 e 1,0. Neste contexto, a Figura 6.8 ilustra as curvas de taxa de erro de bit (BER), em função dos valores de ruído, para diferentes ganhos  $G_{kk}$ .

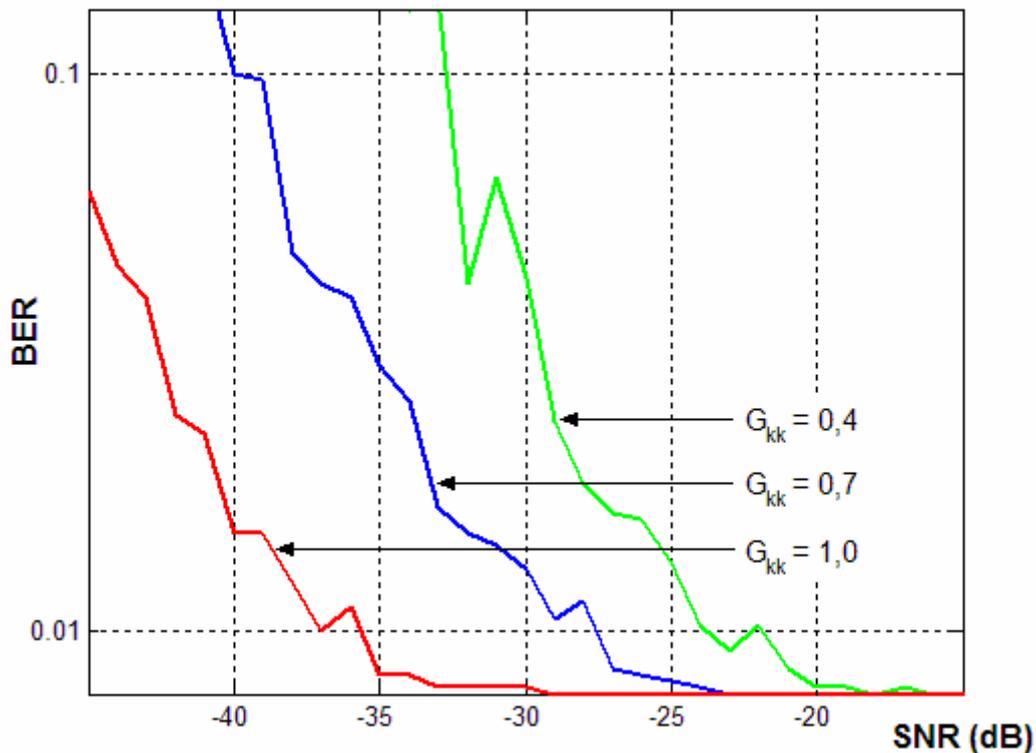


Figura 6.8: BER versus Relação Sinal-Ruído (SNR) para o receptor CDMA adaptativo, para 7 assinantes codificados, com controle parcial de potência. Encontram-se representadas as curvas relativas aos ganhos do usuário de interesse ( $G_{kk}$ ) iguais a 0,4, 0,7 e 1,0.

Conforme pode ser percebido na figura acima, o controle parcial de potência eleva a instabilidade do sistema em relação às variações dos níveis de ruído. Comparando o resultado obtido com a Figura 6.5 para a situação de 7 assinantes, pode-se perceber que o comportamento do receptor com potência totalmente controlada é mais regular no que tange às alterações da relação sinal-ruído do meio. Este resultado era esperado, tendo em vista que, nas situações de fontes com potências distintas, a simples codificação dos usuários não garante a ortogonalidade completa dos sinais. Embora não se tenha ilustrado o comportamento do bloco Estimador de Bit para tais condições, os resultados advindos das simulações revelam que o processo de geração do sinal de referência apresenta uma considerável elevação em sua taxa de erro, também em virtude da ausência de ortogonalidade entre os assinantes codificados.

Com isso, pode-se concluir que sistemas de espalhamento espectral, operantes com alguma forma de realimentação e controle de potência, tendem a apresentar maior

regularidade em seu funcionamento, uma vez que o processo de controle parcial de potência revelou o surgimento de valores espúrios de estimação, com representativa elevação da taxa de erro do modelo.

## 6.8. Sistema para Detecção de Usuários em Movimento

Serão apresentados agora alguns dos resultados mais interessantes relevados pela implementação do receptor adaptativo proposto. Conforme já descrito no Capítulo 3, sistemas que empregam o algoritmo *Least Mean Square* (LMS) para fins de cálculo do vetor de pesos do arranjo, em meios de fontes estáticas, convergem para a solução ótima do ponto de vista da média (solução de mínimo erro médio quadrático - MMSE). Para essas situações, o receptor não efetua qualquer forma de adaptação, uma vez que o mesmo não será aplicado com sinais de assinatura espacial variável.

No entanto, caso os usuários estiverem em movimento, a atualização do vetor de pesos do arranjo, partindo-se do valor obtido na última iteração do algoritmo LMS, corresponderá a uma verdadeira adaptação do sistema. Este foi o método aplicado ao modelo proposto: o vetor  $W$  da antena adaptativa foi atualizado, para cada nova janela de 10 bits de informação, a partir de seu último valor, obtido pela convergência do LMS.

Para um ambiente real de simulação, não é muito restritivo impor que as fontes não se movimentem com velocidades muito superiores à taxa de processamento da estação base, de modo que, entre duas janelas de dados subseqüentes, a assinatura espacial dos sinais não apresentará mudanças abruptas. Este foi o critério utilizado para garantir que a melhor condição inicial do vetor de pesos  $W$  do arranjo seria aquela correspondente às condições do vetor após sua última convergência.

A literatura [6] estipula que o algoritmo LMS apresenta severas restrições em relação ao seu tempo de processamento. Esta característica representa, sem dúvida, uma variável de grande importância quando se deseja acompanhar um usuário de interesse em tempo real. Dessa forma, esperava-se, com a escolha de um vetor de pesos inicial o mais próximo possível da situação atual, reduzir consideravelmente o tempo de convergência do sistema de adaptação.

Sob este aspecto, algumas situações serão ilustradas visando verificar a performance do receptor com emprego das formas de acesso múltiplo propostas, no código e no espaço. A variação da posição das fontes emissoras foi simulada discretamente, operando-se com duas

janelas de dados para cada posição ocupada, isto é, em cada ponto da trajetória dos assinantes, 20 bits de informação foram codificadas e processadas na estação receptora.

Primeiramente, na Figura 6.9, encontram-se representados os espectros espaciais de potência do receptor adaptativo sob a interferência de 4 usuários estáticos, de mesma potência, posicionados respectivamente em  $-60^\circ$ ,  $-30^\circ$ ,  $0^\circ$  e  $45^\circ$ , e com assinante de interesse movimentando-se dentro do espaço entre  $-25^\circ$  e  $10^\circ$ .

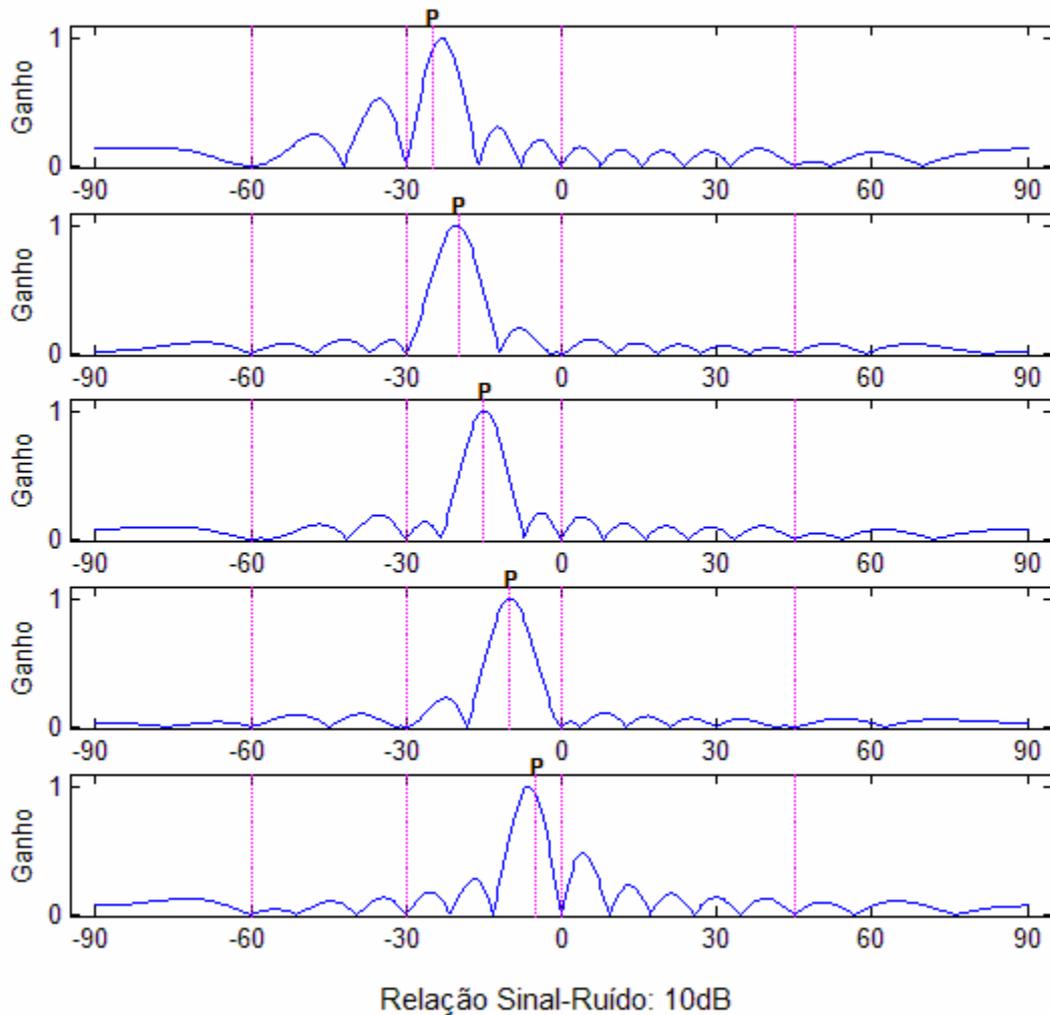


Figura 6.9: Representação do espectro espacial de potência para a situação de usuário de interesse em movimento e interferentes estáticos. O assinante procurado encontra-se representado pela letra **P**.

Como pode ser percebido na figura acima, o arranjo foi capaz de rastrear o usuário de interesse com eficiência aceitável, sempre buscando convergir seus pesos para a solução mais próxima possível do vetor ótimo  $W_{MMSE}$ . Ao se aproximar de um outro assinante, tal qual descreveram o primeiro e o último diagrama, o sistema optou por posicionar um nulo direcional na posição interferente, mesmo em detrimento do direcionamento de seu lóbulo

principal. Conforme já exposto no Capítulo 4, isto se trata de uma característica típica dos algoritmos de adaptação, quando utilizados para fins de estimação de DOA, que perseguem a solução de mínimo erro médio quadrático (MMSE), buscando a melhor escolha de espectro espacial para a situação ao qual estão submetidos.

A seguir, na Figura 6.10, encontram-se representados os diagramas de radiação do receptor adaptativo para a condição de interferentes em movimento. Nota-se que o sistema precisou-se adaptar para o surgimento e desaparecimento de usuários no decorrer do processo de recepção. Dessa forma, buscou-se modelar a situação de assinantes registrando-se na estação base e, eventualmente, desvinculando-se da mesma. Mais uma vez foi possível perceber a capacidade do modelo proposto em rastrear o usuário de interesse satisfatoriamente.

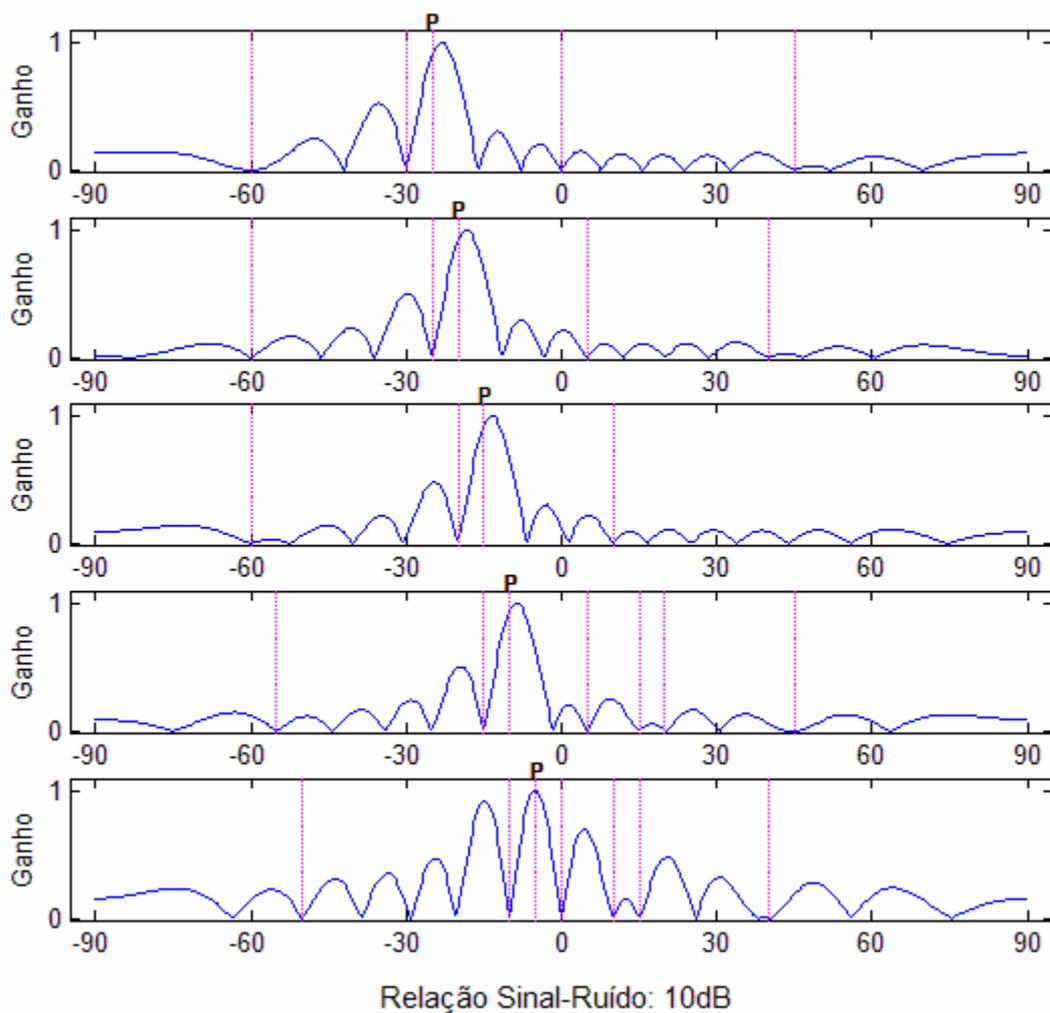


Figura 6.10: Representação do espectro espacial de potência para a situação de usuário de interesse e interferentes em movimento, sem que haja cruzamento de direções. O assinante procurado encontra-se representado pela letra **P**

Analisando os diagramas esboçados na figura anterior e enfatizando o resultado amostrado no último daqueles, constatou-se que o sistema de adaptação gerou lóbulos laterais muito próximos da direção de visada do arranjo, nos casos de interferentes movimentando-se ao redor do assinante de interesse. Ainda assim, como mostram os gráficos, percebeu-se que o algoritmo foi capaz de impor nulos direcionais em todos os interferentes descritos, mesmo em detrimento da direção procurada.

Uma ressalva que mereceu destaque, muito embora já fosse esperada, foi o aumento considerável no tempo de processamento para os casos de alteração da quantidade de assinantes. Isso se deveu ao fato de que o vetor de pesos, a ser atualizado pelo algoritmo LMS, apresentou variações abruptas em seus valores em virtude da mudança do número de usuários no sistema. Esta característica também se mostrou pungente quando se analisou o comportamento do bloco Estimador de Bit, que apresentou uma diminuição de sua eficiência quanto às taxas de erro medidas.

Finalmente, simulou-se um ensaio no qual um usuário de interesse, muito próximo de um interferente, movimenta-se em sentido convergente, de modo a se cruzarem, relativamente ao eixo do arranjo. A Figura 6.11 ilustra este caso.

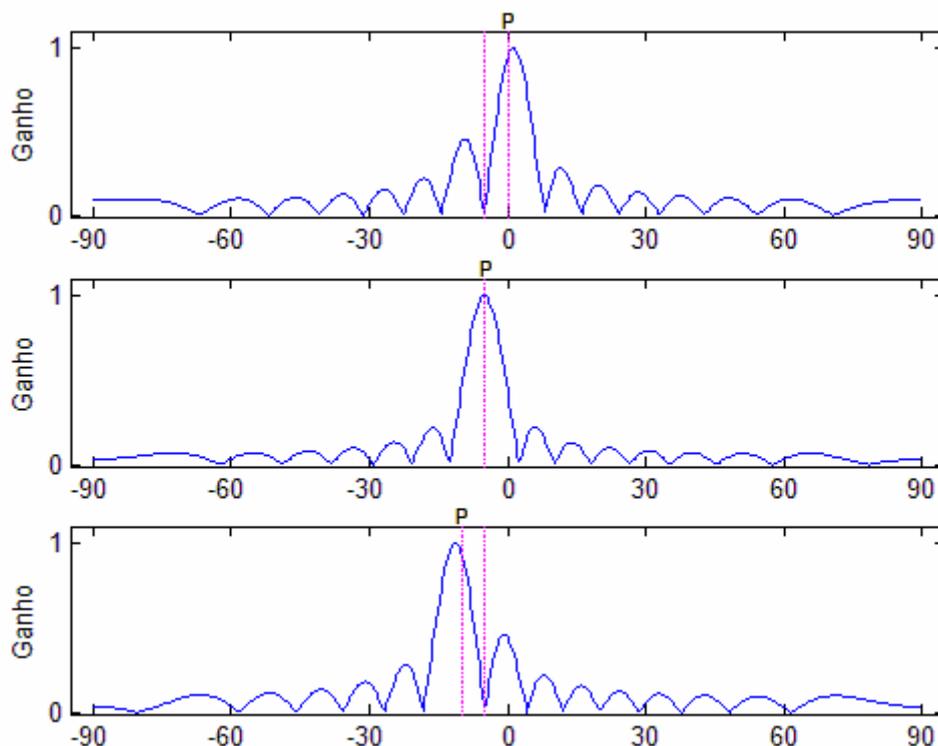


Figura 6.11: Representação do Diagrama de radiação do receptor para o caso de usuários que se cruzam no espaço. O assinante procurado encontra-se marcado com **P** e os gráficos foram gerados com relação sinal-ruído igual a 10dB.

A última figura ilustrou a situação de dois usuários posicionados em uma mesma direção de chegada, relativamente ao eixo do arranjo. As simulações mostraram que, para tais situações, a filtragem espacial dos sinais é ineficaz, uma vez que o arranjo não possui resolução suficiente para separar os mesmos.

Se o método de acesso múltiplo por divisão espacial fosse utilizado de maneira isolada, isso implicaria que o arranjo não seria capaz de separar os sinais incidentes em seus terminais. No entanto, tendo em vista o emprego de sistemas de espalhamento espectral, como as fontes emissoras compartilhavam a mesma direção de chegada e, conseqüentemente, a mesma assinatura espacial, seus sinais codificados apresentaram correlação cruzada muito próxima a zero, isto é, os sinais incidentes nos elementos do arranjo eram perfeitamente ortogonais entre si. Dessa forma, embora o arranjo por si só não tenha sido capaz de separar espacialmente os usuários do sistema, o receptor, explorando as vantagens das técnicas CDMA, efetuou a recuperação unívoca e sem erros do sinal de interesse, para os patamares de ruído ao qual o sistema foi aplicado.

As simulações mostraram também que, para o caso de fontes extremamente próximas, as taxas de erro medidas no receptor foram maiores do que as aferidas anteriormente, quando os usuários interferentes foram posicionados com pelo menos 5° de distância. Este resultado era esperado, tendo em vista que, com a proximidade dos assinantes, o arranjo pode não ter sido capaz de impor nulos direcionais aos interferentes, o que certamente implicaria em uma perda de performance.

#### 6.8.1. Conclusões Parciais

É possível concluir que o comportamento do receptor, em termos de sua capacidade de acompanhar um usuário de interesse, mostrou-se bastante satisfatório, tanto nas condições de fontes dinâmicas com interferentes estáticos, quanto nas situações de fontes e interferentes em movimento. Foi demonstrado que o algoritmo LMS, no processo de amostragem do espectro espacial de potência, prezou por buscar a solução MMSE, para as condições as quais o receptor foi submetido.

Em vista das simulações e considerando os efeitos de ortogonalidade das seqüências codificadas, pode-se estipular que, para o modelo proposto, a situação de usuários muito próximos foi crítica, mas não impediu, para os níveis de ruído estipulados, seu perfeito funcionamento, uma vez que o receptor foi implementado de modo a operar conjuntamente com dois sistemas de acesso múltiplo, SDMA e CDMA.

Cabe ressaltar que as trajetórias escolhidas para os assinantes do sistema foram percorridas discretamente, tendo sido tomadas, para fins de processamento, duas janelas de dados, correspondentes a 10 bits de informação, para cada ponto do trajeto. Não foram consideradas variações abruptas nas posições das fontes, que se moveram com passos inferiores a  $\pm 6^\circ$ , relativamente ao eixo do arranjo.

Uma ressalva imposta que mereceu destaque foi o tempo de processamento do algoritmo LMS, que serviu como um fator limitante da velocidade de locomoção das fontes. De um modo geral, se as fontes se movimentarem a uma velocidade superior ao tempo de processamento do sistema, a adaptação conferida pelo modelo, em termos de seu espectro espacial de potência, será inócua, uma vez que a direção ao qual o arranjo de sensores encontra-se apontado estará sempre defasada em relação à posição do usuário de interesse. No entanto, para as situações de codificação e taxa de amostragem escolhidas, o receptor proposto funcionaria sem restrições para assinantes em movimento com velocidade não superior a 60 km/h.

Finalmente, ressalta-se que não foram impostas quaisquer restrições ao parâmetro de correção dos pesos ( $\mu$ ), além daquelas já apresentadas na Tabela 6.2. Para implementações futuras, espera-se que, com alguns cuidados em relação à escolha do passo de convergência, possa-se reduzir o tempo de processamento do algoritmo, estendendo, assim, as possibilidades de aplicação do receptor proposto para situações mais abrangentes.

## **6.9. Influência da Quantidade de Sensores do Arranjo**

Por fim, visando ilustrar as variações percebidas quando da alteração da quantidade de sensores do arranjo, alguns ensaios foram simulados variando-se o número de elementos do receptor adaptativo.

A quantidade de elementos está diretamente relacionada ao volume de informação com o qual o modelo opera, isto é, quanto mais sensores o arranjo apresentar, maior será a quantidade de amostras colhidas em seus terminais e, mais preciso, embora mais custoso, será o processamento efetuado.

Visando avaliar os impactos, a Figura 6.12 descreve o comportamento do receptor adaptativo sob a influência de duas fontes de sinal, imersas em um meio de relação sinal-ruído igual a 10 dB, posicionadas em  $0^\circ$  e  $5^\circ$ , respectivamente. Os gráficos construídos representam o espectro espacial de potência do receptor desenvolvido, para 4 diferentes situações do arranjo, com 3, 10, 15 e 20 sensores.

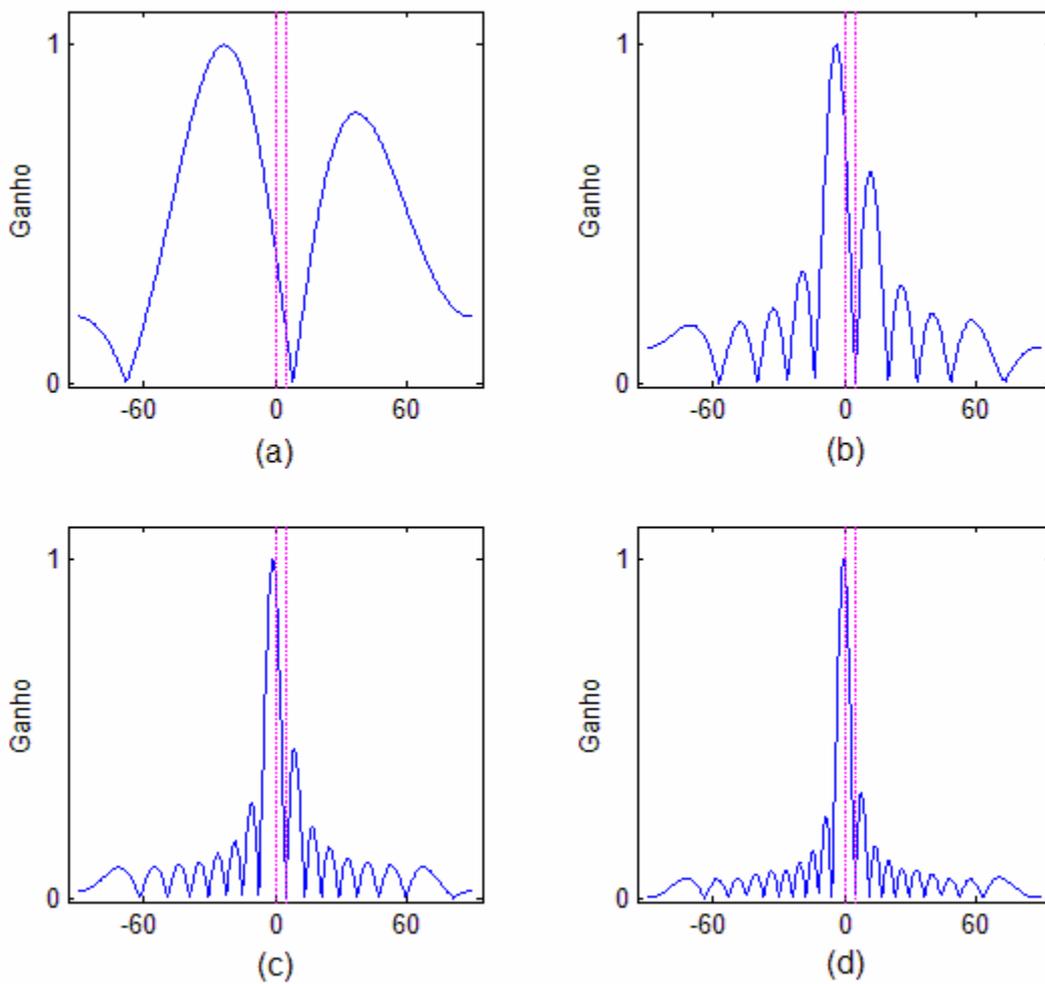


Figura 6.12: Espectro espacial do receptor para quantidades distintas de elementos: (a) 3 sensores, (b) 10 sensores, (c) 15 sensores e (d) 20 sensores.

Como se pode conferir, a resolução do diagrama de radiação do modelo mostrou-se diretamente proporcional ao número de elementos do arranjo. As ilustrações descritas na figura acima mostram que, à medida que o número de elementos é aumentado, mais precisão se obtém na filtragem espacial do sistema. Por exemplo, o arranjo que operava com 3 sensores (figura 6.12(a)) não foi capaz de apontar corretamente o lóbulo principal e nem sequer posicionar um nulo na direção de interferência. Já o caso em que se emprega um arranjo com 20 elementos, a separação espacial percebida pelo sistema foi praticamente perfeita, muito embora o custo computacional percebido tenha sido maior.

## 7. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

### 7.1. Conclusões

A explosão tecnológica das últimas décadas do século XX impulsionou o mundo das comunicações móveis. As aplicações sem fio rapidamente tornaram-se parte integrante do dia-a-dia das grandes sociedades, demandando, assim, constantes progressos em quantidade e principalmente em qualidade dos serviços oferecidos. Como os atuais espectros destinados a comunicações RF encontram-se em seu limite de capacidade, novas aplicações baseadas no emprego de arranjos de antenas prometem redimensionar o universo das aplicações móveis, particularmente no tocante à otimização do uso dos recursos espectrais disponíveis.

Neste trabalho, um receptor adaptativo foi proposto e testado para diferentes situações criadas. O modelo desenvolvido baseou-se no emprego conjunto de duas formas de acesso múltiplo, por divisão espacial e divisão no código (SDMA e CDMA, respectivamente). Para tanto, um arranjo de sensores, linear e uniforme, foi equacionado para operação em ambientes CDMA, com espalhamento espectral sendo efetuado por meio das seqüências ortogonais.

As diversas técnicas abordadas foram tratadas individualmente, de modo a serem posteriormente empregadas no receptor. Primeiramente, desenvolveu-se um breve estudo sobre arranjos adaptativos visando filtragem espacial. Neste contexto, alguns conformadores de feixe, vastamente comentados pela literatura, foram apresentados e simulados para efeito de ilustração de sua performance. Uma grande porção deste trabalho focou em aplicar algumas formas de filtragem adaptativa para utilização em arranjos de sensores, também visando conformação de feixe. Para este fim, o filtro de Wiener e os algoritmos de Mínima Média Quadrática (LMS) e de Módulo Constante (CMA) foram implementados.

Em seguida, apresentou-se um estudo relativo à estimação da direção de chegada (DOA) de sinais em arranjos de antenas. Alguns métodos consagrados pela literatura especializada foram apresentados e implementados, tendo-se focado, com destaque, a possibilidade de se estimar DOA como um resultado secundário dos algoritmos de adaptação. Dessa forma, foram comparadas as performances dos algoritmos adaptativos e dos tais métodos consagrados, em função dos níveis de ruído do ambiente. Os resultados obtidos apontaram uma considerável superioridade, em termos de erro médio absoluto (EMA), dos sistemas adaptativos, uma vez que, para condições de meio muito ruidoso ( $SNR < -20\text{dB}$ ), os métodos de adaptação mantiveram valores satisfatórios de erro de estimação, ao passo que os processos consagrados falharam.

A tese prosseguiu com uma abordagem a respeito de sistemas de espalhamento espectral por seqüência direta. Alguns conceitos fundamentais foram apontados e considerados, para fins de implementação em um ambiente de comunicação. Nesta parte, mostrou-se o crítico problema de sincronização, entre dados e códigos, para sistemas CDMA, tendo sido apresentado um método de detecção de atrasos, por meio de correlação temporal. Este algoritmo foi responsável por efetuar, posteriormente, o sincronismo entre dados e seqüências de espalhamento no receptor desenvolvido.

Finalmente, o receptor adaptativo para sistemas CDMA foi apresentado e dissecado minuciosamente, tendo sido simulado para diversas situações distintas.

Um dos enfoques centrais para o desenvolvimento do receptor CDMA adaptativo foi, explorando a intrínseca imunidade em relação ao ruído e interferência dos sistemas de espalhamento espectral, construir um método de decisão direta para fins de geração de um sinal de referência, a ser aplicado na adaptação. Esta técnica de decisão direta foi implementada em um bloco Estimador de bit. Os níveis medidos de erro na estimação (BER) do sinal de referência foram baixos, aumentando a confiabilidade na adaptação efetuada. Este resultado era esperado, uma vez que as aplicações CDMA costumam se mostrar robustas às variações do meio.

O comportamento do modelo proposto foi avaliado em termos de sua imunidade em relação aos níveis de ruído e interferência, efeitos do controle de potência no ambiente, capacidade de adaptação às condições de usuários em movimento e influência da quantidade de sensores no arranjo. Através de uma grande quantidade de simulações, foi possível analisar e quantificar a eficiência do receptor proposto. Em algumas situações, as taxas de erro de bit (BER) foram amostradas em função das variáveis de interesse e, em outras simulações, apresentou-se o espectro espacial de potência do receptor, com o intuito de avaliar sua capacidade de rastrear os assinantes de interesse.

O sistema proposto mostrou ser capaz de efetuar a separação espacial dos usuários e recuperação dos sinais transmitidos, conhecendo somente as seqüências de espalhamento aplicadas na codificação das fontes. Mais ainda, os resultados apontaram que o receptor apresentou taxas de erro extremamente baixas, ou até mesmo nulas, mesmo para valores consideravelmente baixos de razão sinal-ruído ( $SNR = -40dB$ ), bem como mostrou uma grande imunidade em relação ao aumento da quantidade de usuários, tendo sido, então, considerado robusto no tocante à interferência co-canal.

## 7.2. Possibilidades de Trabalhos Futuros

Ao longo deste trabalho, alguns pontos que merecem aprofundamento em pesquisas futuras foram levantados. Algumas sugestões são listadas abaixo.

1. Atualmente, o receptor adaptativo encontra-se implementado em plataforma MATLAB™, com sistema operacional Windows™. De modo a viabilizar simulações em um ambiente real, seria interessante adaptar o modelo proposto para um chip de processamento digital de sinais (DSP), a ser acoplado em um arranjo de elementos. Esta adaptação passaria por um processo de tradução dos programas criados para linguagens de mais baixo nível, como C++ ou Java.
2. No trabalho desenvolvido, as simulações fundaram-se em arranjos de sensores lineares e uniformes. No futuro, poder-se-ia expandir o modelo para utilização de diferentes geometrias e formas de ponderação dos elementos, visando avaliar sua performance.
3. O código de espalhamento aplicado foi retirado das linhas da Matriz de Walsh com 64 *chips*. Em sistemas CDMA realísticos, utiliza-se seqüências maiores, com geradores de códigos pseudo-aleatórios longos (LPNC). Esta abordagem seria de fácil implementação para o modelo desenvolvido.
4. No modelo, aplicou-se um método de detecção de atrasos baseado em correlação temporal. Uma boa forma de melhorar o desempenho do modelo seria implementar um receptor RAKE em duas dimensões, de modo a aproveitar algumas componentes multi-percurso dos sinais incidentes e expandir as capacidades do sistema.
5. Nesta dissertação, foram apresentadas algumas simulações referentes a controle parcial de potência. Contudo, os critérios utilizados tiveram fins puramente ilustrativos. Acredita-se que maiores estudos em relação à forma de se controlar a potência das fontes emissoras poderia acarretar em melhorias de desempenho.
6. O bloco Estimador de Bit foi implementado com decisões diretas, baseadas na média aritmética das amostras induzidas. Melhorias neste processo de geração de referência, com aplicação de algoritmos mais sofisticados de estimação, podem acarretar em grandes avanços no comportamento do receptor.
7. O algoritmo de adaptação escolhido foi o de Mínima Média Quadrática (LMS), que se mostrou bastante confiável e robusto. No entanto, essa abordagem envolveu considerações a respeito do passo de convergência, de modo a assegurar períodos

de processamento aceitáveis. Dessa forma, um trabalho interessante a ser desenvolvido seria simular o modelo proposto com outros métodos de adaptação, como métodos baseados em gradiente ou filtragem de Kalman, de modo a comparar a precisão e os tempos de convergência alcançados.

8. Por fim, o rastreamento aplicado ao receptor foi considerado *a posteriori*, isto é, o modelo efetuava adaptação de seu espectro espacial de potência com base nas amostras já recebidas pela antena. Uma forma bastante eficiente de elevar a confiabilidade do processo seria efetuar alguma forma de predição para o cálculo do vetor de pesos do arranjo, de modo que este esteja sempre apontado para a direção de visada antes da recepção de novos dados. Para isto, sugere-se uma modelagem do sistema em cadeias de Markov ou com processos de aprendizagem reversa (do inglês *Back-Propagation Learning*).

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] W.L.Stutzman e G.A.Thiele, “Antenna Theory and Design”, John Wiley & Sons, Nova Iorque EUA, 1981.
- [2] R.Zelenovsky, “Emprego de Arranjo de Antenas na Recuperação de Dados Digitais em Ambiente CDMA”, Tese de Doutorado, Pontifícia Universidade Católica – Rio de Janeiro Brasil, Julho 2001.
- [3] B.D.Van Veen e K.M.Buckley, “Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering”, IEEE ASSP Magazine, Abril 1988.
- [4] S.Haykin, “Adaptive Filter Theory”, Prentice Hall, Nova Jersey EUA, 2002.
- [5] L.C.Godara, “Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beamforming and Direction-of-Arrival Considerations”, Proc of IEEE, vol 85, No. 8, Agosto 1997.
- [6] S.Haykin, “Modern Filters”, Macmillan Publ Company, Nova Iorque EUA, 1989.
- [7] J.C.Liberti e T.S.Rappaport, “Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications”, Prentice Hall, Nova Jersey EUA, 1999.
- [8] M.G.Larimore e J.R.Treichler, “Convergence Behavior of the Constant Modulus Algorithm”, IEEE ICASSP, Boston EUA, 1983.
- [9] M.G.Larimore e J.R.Treichler, “Noise Capture Properties of the Constant Modulus Algorithm”, Proc IEEE ICASSP, pág. 30.6.1-30.6.4, Abril 1985.
- [10] J.Capon, “High Resolution Frequency-Wavenumber Spectral Analysis”, Proc do IEEE, vol. 57, No. 8, pp 1408-1418, Agosto 1969.
- [11] J.Capon, “Maximum Likelihood Spectral Estimation: Nonlinear Methods of Spectral Analysis”, Springer, Nova Iorque EUA, 1979.
- [12] R.O.Schmidt, “Multiple emitter location and signal parameter estimation”, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-34, pp. 276-280, Março 1986.
- [13] P.Stoica, A.Eriksson e T.Söderström, “Subspace-Based Algorithms without Eigendecomposition for Array Signal Processing”, IEEE Trans. ASSP, 1993.
- [14] I.Ziskind and M.Wax, “Maximum Likelihood Localization of Multiple Sources by Alternating Projection,” IEEE Trans. ASSP, vol. 36, pp. 1553-1560, Oct-1988.
- [15] J.Li e R.T.Compton, “Maximum Likelihood Angle Estimation for Signals with Known Waveforms”, IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 41, no 9, Setembro 1993.
- [16] J.Litva e T.Kwok-Yeung, “Digital Beamforming in Wireless Communications”, Artech House Publishers, Boston EUA, 1996.

- [17] Telecommunications Industry Association, "TIA/EIA Interim Standard, Mobile Station-Base Station Compability Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System, TIA/EIA/IS-95", Telecommunications Industry Association, EUA, Julho 1993.
- [18] J.G.Proakis, "Digital Communications", McGraw-Hill, Nova Iorque-EUA, 1989.
- [19] W.Stallings, "Wireless Communications and Networks", Prentice Hall, Nova Jersey-EUA, 2002.
- [20] R.Steele ,C.C.Lee, P.Gould, "GSM, cdmaOne and 3G Systems", John Wiley & Sons, West Sussex-Inglaterra, 2001.
- [21] A.Kansal, S.N.Batalama, D.A.Pados, "Adaptive Maximum SINR RAKE Filtering for DS-CDMA Multipath Fading Channels", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 16, Dez 1998.
- [22] B.N.Vejlgaard, P.Mogensen, J.B.Knudsen, "Grouped RAKE Finger Management Principle for Wideband CDMA", Proc on the 51st IEEE Vehicular Technology Conference, Vol. 1, 2000.
- [23] J.H.Andersson, K.Johansson, O.Mauritz, "A Generalized RAKE Receiver for WCDMA TDD", Proc on the 55th IEEE Vehicular Technology Conference, Vol. 2, 2002.
- [24] J.P.Lustosa, S.B.Puttini e R.Zelenovsky: 'Estudo de Viabilidade de Prótese Auditiva Inteligente', publicado no Iberdiscap 2006;
- [25] J.P.Lustosa, S.B.Puttini e R.Zelenovsky: 'Simulação da Prótese Auditiva Inteligente', publicado no Iberdiscap 2006;
- [26] S.B.Puttini, J.P.Lustosa, e R.Zelenovsky: 'Applying Adaptive Algorithms for DOA Estimation with Array of Sensors', enviado p/ IEEE ICAASP 2005;
- [27] J.P.Lustosa, S.B.Puttini e R.Zelenovsky: 'Improved EM for Stochastic Model Applying Smart-Antennas', enviado p/ IEEE ICAASP 2005;
- [28] S.B.Puttini, J.P.Lustosa, e R.Zelenovsky: 'Performance Analysis of an Adaptive CDMA Receptor Applying Array of Sensors', enviado p/ EUSIPCO 2006.