

Este exemplar corresponde a redação final da tese
defendida por Francisco Rodrigo
P. Cavalcanti e aprovada pela Comissão
Julgada em 07/07/99
[Assinatura]
Orientador

Antenas Inteligentes e Processamento Espaço-Temporal para Sistemas de Comunicação Sem Fio

Francisco Rodrigo Porto Cavalcanti

Tese de Doutorado

Orientador: Prof. Dr. João Marcos T. Romano

Banca Examinadora:

Prof. Dr. João César M. Mota, UFCE

Prof. Dr. Michel D. Yacoub, UNICAMP

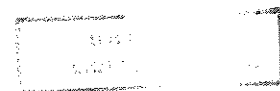
Prof. Dr. Max Gerken, USP

Prof. Dr. Jaime Portugheis, UNICAMP

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica
e de Computação da Universidade Estadual de Campinas
como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor
em Engenharia Elétrica

Campinas, 07 de Julho de 1999

8259166



UNIDADE	BC
N.º CHAMADA:	UNICAMP
	C314a
V.	Ex.
TOMPO BC	38642
PRCO	229/99
0	☐ 0 ☒
PRCO	R\$ 11,00
DATA	01/09/99
N.º CPD	

CM-00125808-5

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

C314a

Cavalcanti, Francisco Rodrigo Porto

Antenas inteligentes e processamento espaço-temporal para sistemas de comunicação sem fio. / Francisco Rodrigo Porto Cavalcanti.--Campinas, SP: [s.n.], 1999.

Orientadores: João Marcos T. Romano.

Tese (doutorado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Antenas ajustáveis. 2. Processamento de sinal adaptativo. 3. Sistemas de comunicação móvel. I. Romano, João Marcos T. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Resumo

Esta tese trata de técnicas de processamento digital de sinais voltadas para a melhoria de desempenho de sistemas de comunicações sem fio, com ênfase em telefonia celular digital. Tais técnicas se baseiam fundamentalmente na teoria de filtragem ótima e de processamento adaptativo, e as contribuições aqui apresentadas concentram-se nos casos de adaptação não-supervisionada ou cega.

As estruturas de filtragem ótima e adaptativa adequam-se tanto à configuração de processamento temporal quanto ao domínio espacial. Um número crescente de trabalhos vem abordando ultimamente o problema do processamento espaço-temporal, combinação dos domínios clássicos de filtragem. Neste trabalho, a filtragem espacial é investigada no contexto de antenas inteligentes, notadamente antenas adaptativas, aplicadas aos sistemas celulares. Para tanto, aspectos inovadores da modelagem espaço-temporal do canal de transmissão são abordados.

A melhoria de desempenho obtida pelas técnicas aqui propostas e analisadas se dá a partir da redução dos níveis de diferentes tipos de interferência. Com a diminuição das interferências intersimbólica, cocanal e de múltiplo acesso, torna-se possível aumentar a capacidade dos sistemas em termos de número de usuários ou da taxa de transmissão da informação.

As principais contribuições abordam aspectos de equalização temporal, espacial e espaço-temporal, com a introdução de novos critérios e algoritmos de adaptação autodidata bem como de estruturas de processamento e técnicas alternativas para detecção multi-usuário em sistemas com múltiplo acesso por divisão de código (CDMA) ou espacial (SDMA) onde tal problema é relevante. Finalmente aspectos de eliminação de interferência em ambientes com presença de multi-percursos são abordados.

Os critério e algoritmo do módulo constante generalizado (GCM), aqui propostos, permeiam diversas das soluções investigadas ao longo da tese. Destaca-se também a visão unificada fornecida pela modelagem espaço-temporal proposta e empregada nas diversas configurações analisadas ao longo do trabalho.

De uma maneira geral, as contribuições originais desta tese obtiveram melhores resultados do que técnicas já existentes, quando comparadas sob as mesmas condições sistêmicas. Tais melhorias são verificadas através de nossa metodologia de análise que envolve o tratamento teórico em conjunto com procedimento sistemático de simulação de Monte Carlo bem como de simulação semi-analítica.

Abstract

This thesis deals with signal processing techniques aiming the improvement of the performance of wireless communications systems, with emphasis on digital wireless cellular systems. These techniques are based on optimum filtering theory and adaptive processing while most of our contributions are related with unsupervised or blind adaptation.

The signal processing is performed in the temporal and spatial domains, as well as in a combination of those in the case of space-time processing. In this thesis the spatial processing is achieved by means of smart antenna techniques, with emphasis on adaptive antennas. For such application, aspects of the space-time wireless channel are introduced.

The performance improvement achieved by the signal processing techniques is possible by reducing the level of different types of interferences such as intersymbol, cochannel and multiple access ones. With such reduction, the system capacity in terms of number of users or information transmission rate can be enhanced.

The main contributions in the thesis deals with the proposal of new algorithms, criteria, processing structures and alternative techniques for equalization and interference reduction in different wireless systems such as those based on code and spatial division multiple access. Special attention is given to blind adaptive techniques. One of the main contributions is the generalized constant modulus criterion and algorithm for blind adaptation which can be employed in different processing domains. Another important contribution is the unified approach for the space-time channel modeling.

The proposed techniques showed improved performance when compared with existing ones under the same system conditions. Such improvements are verified through a mix of theoretical analysis as well as Monte Carlo and semi-analytical simulation methods.

Agradecimentos

O autor gostaria de expressar seus sinceros agradecimentos às seguintes pessoas e instituições:

Ao Prof. Dr. João Romano, pela orientação cuidadosa, apoio, confiança e amizade.

Ao Governo brasileiro, através da CAPES, pelo apoio financeiro.

Ao Prof. Dr. André Brandão pelas inúmeras discussões técnicas proveitosas.

À banca examinadora pela atenção e contribuições.

À minha família, pelo apoio, mesmo que à distância.

Aos amigos Rubens Viana e Roger Hoefel pela amizade sincera, apoio e companhia.

Aos amigos do laboratório de processamento de sinais para comunicações móveis pela amizade e companhia.

Aos demais amigos e funcionários do Departamento de Comunicações e da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Unicamp, pela amizade e presteza no decorrer do curso de Doutorado.

Sobre o Autor

Francisco Rodrigo Porto Cavalcanti, nasceu em 1972, em Fortaleza, Ceará. Graduiu-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará em Dezembro de 1994. Entre Março de 1995 e Julho de 1996 prestou o curso de Mestrado em Engenharia Elétrica no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, obtendo o correspondente título de Mestre. Entre Agosto de 1996 e Julho de 1999 prestou o curso de Doutorado em Engenharia Elétrica no Departamento de Comunicações, da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, da Universidade Estadual de Campinas.

Durante o ano de 1998, participou do projeto "Diversidade Aplicada em Terminais Hand-Held para Telefonia Móvel Celular", parceria entre a Unicamp e a Motorola do Brasil, onde coordenou a implementação prática de técnicas de equalização adaptativa no contexto de um sistema de telefonia celular digital.

É membro do Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (IEEE) e revisor da *IEEE Transactions on Communications*. Suas áreas de interesse incluem processamento de sinais para comunicações em geral, filtragem adaptativa e sistemas de comunicações sem fio, tendo mais de 10 artigos publicados nestas áreas. Já participou de algumas das principais conferências internacionais nestes setores, tais como, o ICC - *International Conference on Communications*, o Globecom - *Global Telecommunications Conference*, o ICASSP - *International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing* e o VTC - *Vehicular Technology Conference*.

Índice

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Motivação, Objetivo e Estrutura	1
1.2	Aspectos de Simulação e Implementação	3
1.3	Modelagem de Canal e Tipos de Interferência	6
1.4	Sistemas de Telefonia Celular	18
1.5	Domínios de Processamento	20
1.6	Resumo das Contribuições	21
2	CRITÉRIO E ALGORITMO DO MÓDULO CONSTANTE GENERALIZADO	23
2.1	Fundamentos de Equalização Adaptativa	23
2.2	Equalização Adaptativa: uma revisão das aplicações emergentes	29
2.3	Critério da Minimização do Erro Quadrático Médio	32
2.4	Critério do Módulo Constante	35
2.5	Critério & Algoritmo do Módulo Constante Generalizado	37
2.6	Investigação de Aspectos da Convergência do GCMA	40
2.7	Resultados de Simulação	42
2.8	Conclusões	48
3	ABORDAGENS PARA A MODELAGEM DO CANAL ESPAÇO-TEMPORAL E PARA COMBINAÇÃO DE SINAIS	54
3.1	Introdução	55
3.2	Modelo Genérico de Canal Espaço-Temporal com Arranjo de Antenas na Recepção	57
3.3	Abordagens Clássicas para a Modelagem do Canal Espaço-Temporal	58
3.4	Abordagem Unificada para a Modelagem do Canal Espaço-Temporal	61
3.5	Métodos de Combinação de Sinais em Diversidade	68
3.6	O Conceito da Formação Ótima de Feixe	71
3.7	Uma Abordagem Unificada para a Combinação de Sinais em Arranjos de Antenas: Combinação Ótima	74
3.8	Técnicas Convencionais para Aumento de Capacidade em Sistemas Celulares	76
3.9	Comparando Resultados Obtidos com Diferentes Abordagens em sistema de Telefonia Celular TDMA IS-136	79
3.10	Antenas Inteligentes por Multifeixes Chaveados	81
3.11	Conclusões	86
4	FUNDAMENTOS E APLICAÇÕES DE MÚLTIPLO ACESSO POR DIVISÃO	

ESPACIAL (SDMA)	88
4.1 Introdução à Filtragem Espacial	89
4.2 Estudo do Aumento de Capacidade no sistema IS-136 TDMA via Antenas Adaptativas	95
4.3 Algoritmos Autodidatas com Descorrelação Explícita para SDMA	99
4.4 Novos Algoritmos Autodidatas baseados no Conceito da Descorrelação Explícita	108
4.5 Conclusões	119
5 ANTENAS INTELIGENTES APLICADAS A SISTEMAS DS-CDMA DE COMUNICAÇÃO SEM FIO	123
5.1 Introdução	124
5.2 Filosofias de Projeto de Sistemas CDMA	126
5.3 Modelo de Sinal CDMA	128
5.4 O Receptor Convencional	130
5.5 Receptores com Detecção Multiusuário	134
5.6 Receptores Adaptativos com Treinamento para CDMA	139
5.7 Um novo Receptor Adaptativo nos Domínios de Espaço e Código para CDMA	150
5.8 Métodos de Estimativa de Taxa de Erro de Bit	152
5.9 Aspectos de Implementação com Algoritmo DMI	155
5.10 Estudo de Capacidade Relativa em Sistema com Múltiplas Células	166
5.11 Receptores Adaptativos Autodidatas para CDMA	175
5.12 Um novo Arranjo Reespalhador para CDMA e Análise dos Efeitos de Captura	182
5.13 Conclusões	186
6 RECEPTORES ESPAÇO-TEMPORAIS PARA CANAIS SELETIVOS EM FREQUÊNCIA	188
6.1 Modelos de Canais de Banda Larga	189
6.2 Processamento Espaço-Temporal em SDMA com Multipercursos	194
6.3 Algoritmos Autodidatas Espaço-Temporais para SDMA	202
6.4 Estruturas Temporais de Recepção para CDMA	207
6.5 Estruturas Espaço-Temporais de Recepção para CDMA	215
6.6 Conclusões	219
7 CONCLUSÕES, SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS E NOTAS BIBLIOGRÁFICAS	223
7.1 Conclusões	223
7.2 Sugestões de Trabalhos Futuros	226

7.3 Notas Bibliográficas	228
A DETALHES DE DERIVAÇÕES DE ALGORITMOS	235
B ASPECTOS SOBRE ARRANJOS DE ANTENAS	240
C CONCEITOS, DEFINIÇÕES E DEMONSTRAÇÕES RELACIONADOS AOS SISTEMAS DS-CDMA	248
BIBLIOGRAFIA	257

Lista de Siglas

- AA: arranjo de Antenas
- AE: equalizador Adaptativo (no contexto CDMA)
- AOA: ângulo de chegada
- AWGN: ruído aditivo branco gaussiano
- BER: taxa de erro de bits
- BPSK: *binary phase shift keying*
- CAG: controle automático de ganho
- CCI: interferência cocanal
- CDMA: *code division multiple access*
- CM(A): (algoritmo do) módulo constante
- CME: erro de módulo constante
- CORR: receptor correlator convencional para DS-CDMA
- DFE: equalizador com decisão realimentada
- DMI: algoritmo de inversão direta de matriz
- DQPSK: *differential quadrature phase shift keying*
- DRAA: arranjo de antenas reespalhador
- DRDDA: arranjo de antenas reespalhador de decisão direta
- DRCMA: arranjo de antenas reespalhador do módulo constante
- DRDDA+: arranjo de antenas reespalhador de decisão direta melhorado
- DSP: processador digital de sinais
- E_b/N_0 : relação energia de bit por densidade espectral de ruído
- ERB: estação rádio-base
- Fig: figura
- FDMA: *frequency division multiple access*
- FIR: resposta ao impulso finita
- GCM(A): (algoritmo do) módulo constante generalizado
- ICI: interferência *interchip*
- IPI: interferência interpercurso
- ISI: interferência intersimbólica
- ITU: International Telecommunications Union

- LSAD-CMA: algoritmo do módulo constante de mínimos quadrados com descorrelação adaptativa
- LOS: linha de visada
- LMS: algoritmo *least mean square*
- MAI: interferência de múltiplo acesso
- MIP: perfil de intensidade de multipercursos
- MLSE: equalizador de máxima verossimilhança
- MMSE: erro quadrático médio mínimo
- MRC: combinação por razão máxima
- MUD: detector multiusuário
- MU-CMA: algoritmo do módulo constante multiusuário
- MU-GCMA: algoritmo do módulo constante generalizado multiusuário
- PAM: modulação por amplitude de pulso
- PIC: cancelador de interferência em paralelo
- QPSK: *quadrature phase shift keying*
- RLS: algoritmo *recursive least squares*
- SCAR: receptor adaptativo espaço-código
- SDMA: *spatial division multiple access*
- SIC: cancelador de interferência sucessivo
- SNR: relação sinal-ruído
- SIR: relação sinal-interferência
- SINR: relação sinal-interferência mais ruído
- STR: receptor espaço-temporal
- TDMA: *time division multiple access*
- ULA: arranjo (de antenas) linear e uniforme
- ZF: forçagem a zero

Resumo da Notação

- Vetores: $\mathbf{x}$
- Matrizes: $\mathbf{X}$
- Complexo conjugado: $\mathbf{x}^*$

- Matriz transposta: $\mathbf{X}^T$
- Matriz hermitiana: $\mathbf{X}^H$
- Operador Esperança: $E\{\cdot\}$
- Retorna máximo (de um vetor): $\max\{\cdot\}$
- Retorna mínimo (de um vetor): $\min\{\cdot\}$
- Retorna matriz diagonal correspondente a um vetor: diag
- Matriz identidade de ordem x : $\mathbf{I}_x$
- Índice de tempo contínuo: t
- Índice de tempo discreto (nível de símbolos): n
- Índice de tempo discreto (nível de *chip*): m
- Sequência de símbolos de um alfabeto de modulação: $a(n)$
- Sinais nas saídas dos canais de transmissão: $x(t), x(n), x(m)$
- Sinais de saída de etapas de processamento: $z(m), y(n)$
- Processos AWGN: $v(t), v(n), v(m)$
- Potência de um alfabeto de símbolos: σ_a^2
- Potência de um alfabeto de símbolos espalhados (nível de *chip*): σ_b^2
- Potência das amostras de AWGN: σ_v^2
- Intervalo de símbolo: T
- Intervalo de *chip*: T_c
- Comprimento de Onda: λ
- Ângulo de chegada: θ
- Espalhamento Angular (ver contexto): Δ
- Atraso de decisão (ver contexto): Δ
- Desvio Doppler: f_d
- Fator de Amortecimento (em médias temporais): ω
- Número de usuários: K
- Número de Antenas: M
- Ganho de processamento: N
- Número de multipercursos: L
- Número de pesos por antena: P

Capítulo 1

Introdução

Este capítulo introdutório apresenta os objetivos e a estrutura da tese, bem como suas contribuições. Além disso serão feitas breves revisões de conceitos fundamentais que serão aplicados no decorrer do trabalho. O capítulo está organizado da seguinte forma. Na seção 1.1 apresentamos a motivação, objetivo e estrutura do trabalho. Na seção 1.2 são expandidas algumas opiniões pessoais do autor sobre aspectos de simulação computacional e de implementação prática. A seção 1.3 faz uma revisão sobre modelos de canais e tipos de interferência em sistemas de comunicação sem fio. A seção 1.4 traz um breve panorama dos sistemas de telefonia celular digital em operação e em processo de padronização. A seção 1.5 estabelece os conceitos sobre os domínios de processamento digital de sinais empregados neste trabalho. Finalmente, a seção 1.6 faz um resumo das contribuições desta tese.

1.1. Motivação, Objetivo e Estrutura

O aumento significativo de demanda por sistemas de comunicação pessoal, em particular por telefones celulares, têm pressionado a indústria do setor a buscar formas de aumentar a capacidade e qualidade de serviço destes sistemas. Na medida que os sistemas de comunicações móveis caminham para uma sinalização e transmissão completamente digitais, é natural que se lance mão de técnicas de processamento digital de sinais (DSP) como forma de melhoria da qualidade de sinal, e aumentos da área de cobertura, das taxas de transmissão de informação e, finalmente, mas não menos importante, da capacidade de usuários no sistema.

O principal objetivo desta tese é o de propor e analisar técnicas de processamento de sinais que visam a melhoria do desempenho de sistemas de comunicações móveis sem fio. Estas melhorias se refletem, por exemplo, no aumento das taxas de transmissão de informação e no aumento da capacidade de usuários.

Em particular o *link* reverso (unidade móvel-estação base) de sistemas de telefonia celular digital será estudado com maior atenção. As técnicas de processamento de sinais estudadas baseiam-se em teoria de filtragem ótima com os algoritmos adaptativos correspondentes implementados no domínio espacial principalmente em esquemas de antenas adaptativas.

Em todo caso, outras estruturas de processamento baseadas nos domínios temporal, espaço-temporal e dos códigos de espalhamento espectral serão estudadas.

A tese está estruturada da forma descrita a seguir. O capítulo 2 trata essencialmente da proposição de um novo critério de otimização para filtragem adaptativa. A aplicação do mesmo em esquemas de antenas adaptativas será concretizada nos capítulos seguintes. No segundo capítulo propriamente dito verificamos a aplicabilidade de tal critério no problema da equalização autodidata. Neste sentido, o capítulo apresenta uma revisão do problema da equalização de forma mais geral. A aplicação que teremos em vista é o aumento das taxas de transmissão em sistemas de comunicação rádio-*indoor* - tais como as redes locais sem fio - onde a interferência intersimbólica, combatida por equalizadores adaptativos, é um fator limitante relevante.

A partir do capítulo 3 iniciam-se os tópicos de pesquisa mais relacionados aos sistemas móveis celulares propriamente ditos, começando com a modelagem de canal que leva em conta a dimensão espacial dos sinais. Algumas abordagens clássicas são revisadas e seus pressupostos são discutidos. Um modelo de canal que unifica estas abordagens, incluindo-as como casos particulares, é apresentado. Além disso, métodos de combinação dos sinais em arranjos de antenas são revisados. Também são revisadas algumas técnicas convencionais de aumento de capacidade de sistemas de telefonia celular.

O capítulo 4 trata especificamente de técnicas de múltiplo acesso por divisão espacial (SDMA, *Spatial Division Multiple Access*) implementadas através de arranjos de antenas adaptativas. Trata-se da modelagem do sinal, da solução ótima de erro quadrático mínimo e dos algoritmos utilizáveis para atingir tal solução. Em particular, apresenta-se um estudo sobre o aumento de

capacidade proporcionado por esta técnica quando aplicada em um sistema celular TDMA de uso corrente no Brasil. Tal estudo é realista na medida que leva em conta o modelo de canal espaço-temporal unificado derivado no capítulo anterior. Além disso, serão abordados métodos de detecção multiusuário que utilizam antenas adaptativas.

O capítulo 5 trata especificamente do impacto de técnicas de filtragem ótima, especialmente de esquemas de antenas adaptativas, na capacidade de sistemas DS-CDMA. Uma descrição detalhada do modelo de sinal CDMA, bem como uma revisão das estruturas clássicas de recepção e suas limitações, é realizada. Receptores adaptativos aplicáveis neste caso são estudados em detalhe bem como seus impactos na capacidade do sistema.

O capítulo 6 trata de técnicas de recepção ótimas para sistemas onde a presença de múltiplos percursos resolvíveis não é desprezível. A formulação e o desempenho de receptores adaptativos espaço-temporais são analisados. Este capítulo também estende os conceitos do capítulo 5 para ambientes com presença de múltiplos percursos. As modificações necessárias às estruturas anteriormente estudadas para levar em conta os múltiplos percursos são analisadas. Estruturas de recepção clássicas para sistemas CDMA com multipercursos também são revisadas.

Finalmente o capítulo 7 apresenta as conclusões desta tese e aponta algumas direções para trabalhos futuros. Além disso algumas notas bibliográficas são apresentadas. Três apêndices ao final detalham a derivação de algoritmos adaptativos, aspectos de arranjos de antenas e demonstrações relacionadas aos sistemas CDMA.

Diversas contribuições estão distribuídas ao longo dos capítulos 2 a 6. Estas contribuições são resumidas no final deste capítulo introdutório.

1.2. Aspectos de Simulação e Implementação

Há duas questões básicas e importantes que merecem alguns comentários antes de procedermos com o restante do trabalho. Tratam-se dos aspectos de simulação computacional de sistemas de comunicações sem fio e da viabilidade de implementação prática das técnicas de DSP aqui tratadas.

1.2.1. Simulação de Sistemas de Comunicação sem fio

Em muitos casos é relativamente difícil a utilização de técnicas puramente analíticas para

acessar o desempenho de sistemas de comunicações, em especial os sem fio. Esta tese tende a utilizar conjuntamente a análise e a simulação para atingir seus objetivos. A análise teórica é complementada e confirmada através da simulação.

A simulação computacional possui vantagens amplamente conhecidas tais como:

- permite analisar sistemas matematicamente intratáveis ou entediantes, tais como aqueles em que o canal de comunicação é variante no tempo e exhibe desvanecimentos
- estudos paramétricos são facilmente conduzidos
- a simulação permite analisar o fluxo de sinais ao longo do sistema e em cada ponto do mesmo com facilidade

Apesar das vantagens acima, a ferramenta da simulação computacional como forma de análise e de proposição de técnicas de processamento de sinais, foi vista, por algum tempo, com reservas devido a alguns fatores como:

- a indisponibilidade de modelos suficientemente acurados dos fenômenos de propagação no canal rádio-móvel
- a indisponibilidade de ferramentas de simulação computacional (*software* e *hardware*) eficientes
- uma diferença conceitual significativa entre as etapas de simulação e de implementação prática das técnicas de DSP

Recentemente têm-se constatado que cada um dos aspectos acima sofreram alterações substanciais. Isto revestiu a ferramenta da simulação computacional de uma confiabilidade cada vez mais crescente. Em primeiro lugar a modelagem acurada do canal de propagação rádio-móvel, bem como de outros fenômenos típicos desta aplicação tais como interferências, tipos de tráfego e ruídos, tornou-se extremamente popular. Estes modelos foram validados por extensas campanhas de medidas iniciadas desde a década de 1970 e popularizadas e intensificadas nos últimos anos. A disponibilidade de novas ferramentas de simulação computacional representa um dos maiores avanços. Computadores pessoais e estações de trabalho com alto poder de processamento provêem a velocidade necessária à realização de cálculos complexos e à simulação completa da camada física dos sistemas de interesse, incluindo os diversos blocos da cadeia transmissor-canal-receptor e múltiplos usuários simultâneos. Por outro lado, programas de simulação como *Matlab* e *Hypersignal* permitem a rápida construção de programas de simulação, tanto no nível de código como partindo de diagramas de blocos. Cada rotina ou bloco utilizado

pode encapsular uma ou mais funções do sistema de comunicação como modulação e medida de taxa de bits errados. Finalmente, os processos de simulação e implementação prática encontram-se cada vez mais próximos. A crescente digitalização e introdução do conceito *software-radio* deslocam para um processador digital em banda-base a maior parte das operações do receptor. Assim, os algoritmos de DSP simulados não diferem essencialmente daqueles implementados, com exceção da necessidade de se incluir no modelo algum fator de caráter prático não considerado antes. Além disso, os sistemas de desenvolvimento atuais baseados em DSPs permitem a confecção do código e emulação/simulação do mesmo antes de convertê-lo em código executável no DSP, num processo direto que leva da simulação à implementação prática em um único passo.

1.2.2. Viabilidade de Implementação

Uma outra questão importante a destacar é a da viabilidade de implementação prática das técnicas de DSP. Basicamente a complexidade de implementação, ou o correspondente consumo de potência e custo de DSPs com alto poder de processamento, tem sido o maior fator de limitação da implementação prática de algoritmos de DSP, em particular aqueles que requerem operações complexas como a inversão de matrizes. No entanto, a tecnologia de produção de microprocessadores DSPs passa, atualmente, pela mesma revolução que aquela sentida nos microprocessadores de uso geral usados nos computadores pessoais, ou seja, aumentos significativos de velocidade de processamento e capacidade de memória com redução contínua de custos

Até o momento, os DSPs de maior sucesso comercial caracterizam-se por poderes de processamento de até 100 MIPS (*millions of instructions per second*), operações de ponto fixo ou flutuante, e pela chamada arquitetura *Harvard* (barramentos independentes para instruções e dados). O crescimento da base de aplicações de DSP, incluindo-se aí processamento de voz e imagem para computadores pessoais multimídia e terminais pessoais de comunicação sem fio de 2ª e 3ª gerações, com um correspondente aumento nos requisitos de poder de processamento, têm compelido as empresas produtoras de DSPs a proporem novas arquiteturas. Tais propostas estão permitindo um salto de uma ordem de grandeza nos atuais desempenhos.

As novas arquiteturas de DSP se baseiam numa alta capacidade de paralelização de instruções. Isto se dá encapsulando diversas unidades aritméticas lógicas e multiplicadoras,

caches de instruções, dentre outras inovações. Um correspondente avanço na tecnologia de compiladores ocorre para otimizar a paralelização do código de forma transparente para o usuário. A Texas Instruments está propondo a arquitetura VLIW (*Very Large Instruction Word*) com a impressionante capacidade de pico de 2 BIPS (*billions of instructions per second*) para seus DSPs da linha C6000 [40]. A Motorola e a Lucent Technologies por sua vez estão propondo a arquitetura *StarCore* específica para atender às necessidade de processamento da 3ª geração dos sistemas de comunicação pessoal sem fio [40]. Mais importante é que tais tecnologias, previstas para estarem disponíveis comercialmente até o fim de 1999, pretendem um custo e dissipação de potência compatíveis com o tipo de eletrônica de consumo que irão integrar. Este é mais um exemplo que consolida uma tendência nos sistemas de comunicação digital modernos: a obtenção de um desempenho melhorado às expensas de maior complexidade de implementação.

Assim, fica claro que o impacto da complexidade dos algoritmos de DSP, enquanto ainda bastante importante no dimensionamento da viabilidade de implementação, não deve ser considerado como fator imediato do impedimento de sua utilização. Pode-se afirmar que cada vez mais importante que a complexidade de implementação computacional é a complexidade informacional. Isto é, a viabilidade de implementação de uma dada técnica deve ser mais profundamente analisada sob os requisitos e pré-suposições que a mesma assume sobre o canal de transmissão, sobre a arquitetura e sinalização do sistema e sobre informações adicionais sobre o canal e o sistema assumidas como disponíveis. Este será o tipo de análise de viabilidade que eventualmente comentaremos nesta tese.

1.3. Modelagem de Canal e Tipos de Interferência

Esta seção procura modelar o canal físico por onde os sinais de rádio se propagam¹. Como resultado desta caracterização pode-se concluir pela presença de certos fatores degradantes como a interferência intersimbólica e o desvanecimento. A interferência cocanal também será analisada. Estes três fatores são responsáveis por algumas das mais importantes limitações dos sistemas de comunicações sem fio: limitação de taxa de transmissão, de qualidade do sinal e de

¹ Alguns dos principais pressupostos adotados na tese são: todos os modelos e simulações são realizados em banda-base equivalente. O sincronismo de relógio é considerado perfeito. Não serão considerados efeitos de desvio de frequência e de *jitter*, mas um desvio de fase fixo será considerado.

capacidade de usuários, respectivamente.

Neste momento iremos fazer uma breve revisão dos fundamentos de propagação via rádio mais interessantes aos sistemas de comunicação sem fio. As características do modelo que adotaremos estão, normalmente, associadas ao caso típico de uma estação rádio-base de uma macrocélula. Este será o tipo de ambiente de propagação mais relevante para esta tese, embora, no capítulo 2, e unicamente aí, tratemos de uma aplicação rádio-*indoor*.

O modelo que descrevemos agora pode ser dito escalar no sentido que se aplica a um receptor com uma única antena. Trata-se do modelo mais classicamente adotado na maioria dos livros textos no qual os arranjos de antenas não são abordados. Por isso faremos apenas uma breve revisão, tendo em vista que tais conceitos já se encontram, hoje, amplamente difundidos nos meios acadêmico e industrial. Para maiores detalhes o leitor interessado pode consultar um número de referências com bom conteúdo explanatório ([126][89][59][103]). No capítulo 3, descreveremos em maiores detalhes um modelo vetorial para o canal rádio-móvel que leva em conta a informação de direção de chegada relevante ao estudo dos arranjos de antenas.

1.3.1. Tipos de Desvanecimentos

O ambiente de propagação rádio-móvel no *link* reverso (móvel-base) de um sistema celular é composto de uma estação móvel transmitindo com uma antena omnidirecional montada em um terminal *hand-held* ou em um veículo; a recepção se dá na estação base fixa cuja antena é normalmente montada em nível elevado; finalmente um ou mais caminhos de propagação eletromagnética contendo ou não uma linha de visada (LOS) permite a comunicação entre estas duas entidades. Em ambiente urbano denso é mais comum a inexistência da condição LOS.

Em geral pode-se enumerar três mecanismos de propagação que afetam a amplitude e a fase do sinal recebido no canal rádio-móvel (desvanecimentos). Estes se encontram classificados em duas categorias de desvanecimento de acordo com a escala de sua variabilidade, como mostra a fig.1.1. Nos desvanecimentos de larga escala encontramos a perda de percurso e o sombreamento. O desvanecimento de pequena escala é causado pela propagação por múltiplos percursos e por isso dito desvanecimento por multipercurso. Os dois primeiros mecanismos manifestam seus efeitos ao longo de distâncias relativamente grandes se comparadas ao comprimento de onda da portadora (daí o termo larga escala ou lento). Por outro

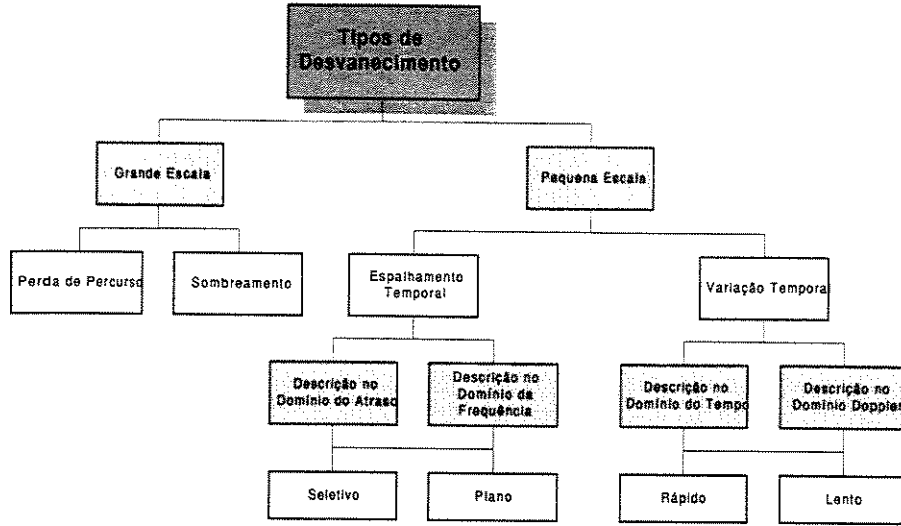


Fig. 1.1: Classificação de canais quanto ao tipo de desvanecimento e domínios de análise [103]

lado, o desvanecimento por multipercurso se dá ao longo de distâncias da mesma ordem do comprimento de onda (daí o termo pequena escala ou rápido). De acordo com a fig.1.1, o desvanecimento rápido pode ser caracterizado segundo o espalhamento e variação temporais, sendo que em cada caso há dois domínios de análise que levam às classificações finais.

1.3.2. Perda de Percurso

A perda de percurso pode ser considerada um efeito aproximadamente determinístico no qual a potência recebida em um determinado ponto é função da potência transmitida e da distância entre o móvel e a estação base. Um modelo simplificado para a perda de percurso é dado por:

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{L_0}{d^n} \quad (1.1)$$

onde P_r é a potência recebida, P_t a potência transmitida, L_0 é uma perda de referência que depende dos ganhos das antenas transmissora e receptora e da frequência da portadora, d é a distância entre transmissor e receptor e n é o expoente da perda de percurso. Este modelo é válido para valores grandes de d , o que é o caso de nosso interesse.

Os valores para n em (1.1) variam de 2 (para a propagação no espaço livre) a 4 ou mais (em ambientes urbanos densos, por exemplo). Existem modelos mais sofisticados para a perda de percurso que levam em conta o tipo de ambiente de propagação, a altura das antenas e outros fatores (veja por exemplo [126][89][59][4]). Tais modelos, em geral, incorporam conclusões

obtidas à partir de campanhas de medidas.

Nesta tese o modelo de (1.1) será utilizado sendo bastante satisfatório para os propósitos presentes. O valor do expoente da perda de percurso será eventualmente estabelecido. Sem perda de generalidade assumiremos $L_0 = 1$ em (1.1).

1.3.3. Sombreamento

O sombreamento é um efeito que se superpõe à perda de percurso refletindo variações locais da potência recebida em função da existência de obstáculos de grande porte naturais ou artificiais (como morros e edifícios, por exemplo). Campanhas de medida mostraram que o efeito do sombreamento sobre a potência média em um dado ponto pode ser modelado por uma variável aleatória com distribuição log-normal cujo desvio padrão situa-se entre 6 dB e 12 dB.

Se incluirmos o sombreamento no modelo de (1.1), então a potência recebida pode ser modelada por:

$$P_r = \frac{P_t}{d^n} 10^{(\xi/10)} \quad (1.2)$$

onde ξ é uma variável aleatória gaussiana de média nula e desvio padrão a especificar entre 6 dB e 12 dB.

1.3.4. Desvanecimento Rápido por Multipercursos

Em sistemas de telefonia celular, mesmo na inexistência da condição de LOS, a comunicação é possível devido aos fenômenos de reflexão, difração e espalhamento do sinal transmitido. Assim, em geral, o sinal chega ao receptor por diversos percursos eletromagnéticos. Tal situação é chamada de propagação por multipercursos.

As réplicas do sinal que se propagam por múltiplos percursos somam-se vetorialmente em todos os pontos do espaço, gerando um campo tridimensional de desvanecimento. Em determinados pontos tal soma é construtiva enquanto que em outros é destrutiva, de acordo com a relação de fases dos sinais envolvidos. A unidade móvel percebe este campo de desvanecimento ao se deslocar através do mesmo. A taxa de variação temporal com a qual se percebe o desvanecimento, é então, proporcional à velocidade do móvel.

Grandes variações no nível instantâneo da potência do sinal recebido podem ser percebidas

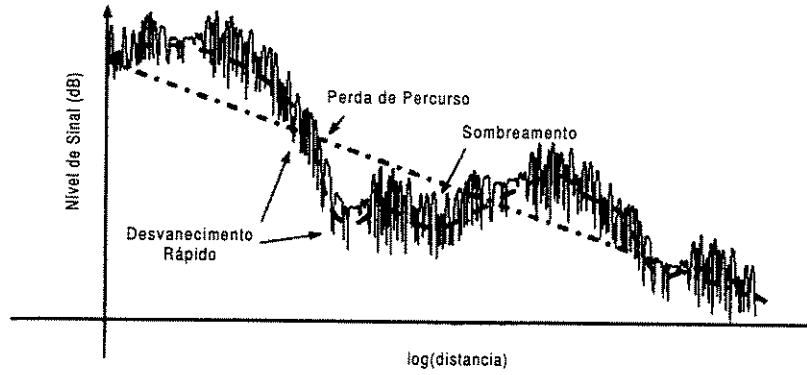


Fig. 1.2: Ilustração dos mecanismos de desvanecimento

em distâncias da mesma ordem do comprimento de onda. Por isso tal manifestação é dita desvanecimento rápido por multipercursos. O fato do desvanecimento rápido ser de pequena escala traz a seu favor a possibilidade do uso de micro-diversidade temporal ou espacial para combatê-la. Estas formas de combate ao desvanecimento rápido serão oportunamente discutidas nos próximos capítulos. A fig.1.2 ilustra os três mecanismos de propagação que afetam o nível de potência do sinal recebido.

1.3.5. Caracterização do Desvanecimento Rápido

A seguir abordamos algumas características do desvanecimento rápido e que permitem obter algumas classificações úteis.

- **Resposta ao Impulso**

Uma forma simples de caracterizar a propagação por multipercursos se dá através da resposta impulsiva:

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} p_l \alpha_l(t) \delta(t - \tau_l) \quad (1.3)$$

onde L é o número de percursos, p_l é uma atenuação à priori obtida a partir do perfil de intensidade de multipercursos, $\alpha_l(t)$ é um processo aleatório complexo que representa a variação temporal da amplitude e fase introduzidas pelo canal; $\delta(t)$ é a função delta de Dirac e τ_l representa o atraso associado a cada percurso. Sem perda de generalidade vamos considerar

$\tau_0 = 0$ como referência. Se modelarmos os processos $\alpha_l(t)$ como processos aleatórios gaussianos complexos de média nula e variância unitária, teremos então o envelope do sinal recebido seguindo uma distribuição Rayleigh² e a fase seguindo uma distribuição uniforme em $[0, 2\pi)$. Este modelo é válido quando não existe uma condição de LOS.

O perfil de intensidade de multipercursos (MIP) normalmente associa valores decrescentes aos percursos mais atrasados. São normalmente obtidos a partir de medidas e várias sugestões para o MIP são encontradas na literatura, especialmente em recomendações de sistemas de comunicações sem fio produzidas por organismos de padronização.

- **Classificação quanto à seletividade em frequência**

Vamos considerar a diferença de tempo de chegada entre dois percursos consecutivos:

$$\Delta\tau_l = \tau_l - \tau_{l+1} \quad (1.4)$$

Considerando agora um sistema com transmissão digital cujo intervalo de símbolo seja denotado por T , pode-se afirmar que os percursos onde $\Delta\tau_l \ll T$ não são resolvíveis pelo receptor e portanto tendem a colapsar para um único percurso. Se o percurso mais atrasado a chegar no receptor é tal que $\tau_{\max} \ll T$ então temos uma situação em que o canal é representado por um único percurso resolvível:

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} p_l \alpha_l(t) \quad (1.5)$$

Neste caso o desvanecimento é classificado como plano em frequência dado que o canal atua de forma equivalente ao longo de toda a banda de interesse, atenuando ou amplificando as componentes de frequência do sinal.

Se a condição $\tau_{\max} \ll T$ não se verificar, haverá mais de um percurso resolvível no receptor caso em que o desvanecimento é dito seletivo em frequência. Tal denominação advém do fato que a resposta em frequência do canal varia significativamente dentro da banda do sinal transmitido. O desvanecimento seletivo em frequência é adequadamente modelado em banda-base por um filtro linear com espaçamento entre coeficientes de T e com coeficientes dados pela resposta impulsiva equivalente (incluindo filtragem de transmissão e recepção) obtida a cada instante de amostragem.

A medida $\tau_{\max}$ que utilizamos acima pode ser considerada uma forma de definir o

² Função densidade de probabilidade dada por $f(r) = re^{-r^2/2}$

espalhamento do atraso de um canal. Esta definição é ilustrada na fig.1.3: o espalhamento do atraso é o suporte temporal da resposta impulsiva. Os valores típicos do espalhamento do atraso variam de frações de microsegundos em ambiente *indoor* a algumas dezenas de microsegundos em alguns ambientes macrocelulares.

No caso de desvanecimento plano em frequência há uma perda de relação sinal ruído (SNR) inerente, mas a forma do pulso de transmissão é preservada. Em situação de desvanecimento seletivo, além da perda em SNR em cada percurso individual, pode ocorrer interferência intersimbólica (ISI) nos instantes de amostragem. Neste caso a forma do pulso de transmissão é distorcida o que traz como consequência um nível de taxa de bits errados (BER) irredutível por menor que seja a potência do ruído aditivo. Pela análise dos parágrafos anteriores fica claro que o espalhamento do atraso limita a máxima taxa de transmissão no canal para o qual não há interferência intersimbólica.

O dispositivo clássico para o combate a ISI é o equalizador. Em particular, para canais desconhecidos e/ou variantes no tempo, equalizadores adaptativos são necessários. Alguns estudos mais aprofundados sobre ISI e equalização adaptativa podem ser encontrados em [77][49][20][96].

A classificação acima sobre a seletividade em frequência do canal se deu no domínio do atraso (ver fig.1.1). Uma maneira dual de realizar a mesma análise se dá no domínio da frequência através do conceito de banda de coerência. A banda de coerência pode ser aproximada pelo inverso do espalhamento do atraso e representa a banda máxima sobre a qual se pode transmitir um sinal com pequena probabilidade de ocorrência de ISI. Novamente fica claro como o espalhamento do atraso é um fator limitante para a taxa de transmissão.

- **Classificação quanto a rapidez das variações temporais**

A amplitude e a fase dos multipercursos tendem a se modificar com o movimento relativo entre o transmissor e o receptor e/ou com o movimento de obstáculos nas suas vizinhanças. Isto nos permite caracterizar o canal rádio-móvel como variante no tempo. Uma forma clássica de caracterizar o movimento relativo em um *link* de comunicação se dá no domínio da frequência através do efeito Doppler. Sabidamente o desvio em frequência devido ao efeito Doppler depende da velocidade do móvel, do comprimento de onda e do ângulo relativo entre o movimento e a direção de propagação da onda. No caso de ambiente multipercurso, os ângulos de chegada



Fig. 1.3: Resposta impulsiva ilustrando o conceito do espalhamento do atraso

ou partida da unidade móvel tendem a ser aleatórios em todo o azimuth de forma que o efeito final é um espalhamento em frequência dito espalhamento Doppler. Considerando um sinal de banda estreita o desvio Doppler máximo é dado por:

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \quad (1.6)$$

onde v é a velocidade relativa transmissor-receptor e λ o comprimento de onda da portadora. Pode-se supor que os espalhadores locais à estação móvel encontram-se uniformemente distribuídos formando um "anel denso" ao seu redor. Assim, os ângulos de partida são uniformemente distribuídos em $[0, 2\pi)$. Com base nestas suposições é possível determinar a forma do espectro Doppler dito clássico [126][89][59][85]:

$$S(f) = \frac{1}{2\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_d}\right)^2}}, \quad f \in [-f_d, +f_d] \quad (1.7)$$

A forma em "U" do espectro Doppler clássico em (1.7) é mostrada na fig.1.4. O valor de $2f_d$ é dito espalhamento Doppler e pode ser utilizado como uma medida aproximada da taxa de desvanecimento do canal. Seu inverso pode ser considerado uma aproximação da medida do tempo de coerência do canal (T_{cr}). Durante um intervalo de tempo equivalente ao tempo de coerência o canal não apresenta variações temporais significativas. A comparação do tempo de coerência do canal com o intervalo de símbolo permite classificar o canal como apresentando desvanecimento lento ou rápido. Se T_{cr} for comparável a T o desvanecimento é rápido significando que durante o tempo de transmissão de um símbolo o canal varia significativamente.

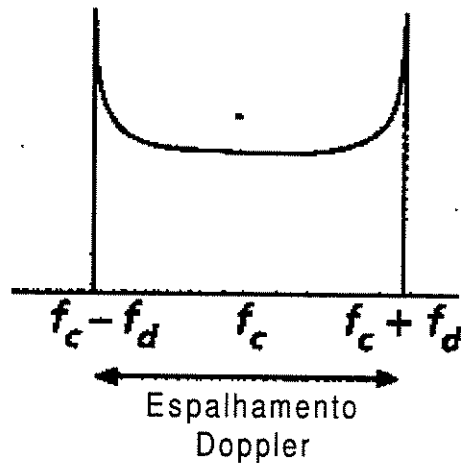


Fig. 1.4: Forma do espectro Doppler clássico (f_c é a frequência da portadora)

Mesmo se T_{cr} for comparável a algumas dezenas de T o efeito do desvanecimento rápido poderá ser sentido. Caso contrário, se $T_{cr} \gg T$, o canal parece ao receptor invariante com o tempo durante a transmissão de vários símbolos. Numa forma alternativa de denominação poder-se-ia dizer que um canal com desvanecimento rápido ou lento exhibe desvanecimento seletivo ou plano no tempo, respectivamente.

• A perspectiva dos Receptores Adaptativos

Sob a perspectiva de receptores adaptativos, a classificação do canal em alguma das categorias discutidas anteriormente pode impactar o projeto e o desempenho. Sistemas com desvanecimento seletivo requerem a utilização de equalização temporal, seja de forma isolada (antena única, vide capítulo 2) ou em conjunto com um arranjo de antenas (equalização espaço-temporal, vide capítulo 6). Um canal exibindo desvanecimento rápido por sua vez exige algoritmos adaptativos com capacidades de aquisição rápida e de rastreio. Quando o desvanecimento é lento, por sua vez, é possível implementar processamento adaptativo em bloco. Neste caso o receptor é adaptativo mas numa base de tempo equivalente a um pacote (ou *time-slot*) de símbolos onde o canal pode ser considerado invariante no tempo.

• Simulação do Canal Rádio-Móvel

Nesta tese vamos adotar duas abordagens clássicas para a simulação do canal rádio-móvel: a simulação por filtragem direta e o modelo de Jakes. Na simulação por filtragem direta o canal

é modelado por um filtro linear variante no tempo. Cada percurso é associado a um processo aleatório Gaussiano complexo independente que é processado por um filtro que aproxima o espectro Doppler clássico. A variável aleatória resultante é associada a um coeficiente do filtro linear cujos atrasos relativos são dados pelos atrasos de chegada dos multipercursos. É possível ainda incluir uma pré-multiplicação de cada coeficiente do filtro por um fator determinístico relacionado ao perfil de intensidade de multipercurso. Ao sinal de saída do filtro é adicionado ruído branco gaussiano (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*) com potência N_0 . A fig.1.5 ilustra o modelo de simulação por filtragem direta.

No modelo de Jakes [53] a mesma estrutura de filtro linear variante no tempo é utilizada mas a forma de obtenção dos processos aleatórios associados a cada percurso é diferente. Neste caso, cada processo aleatório consiste na soma de um número de exponenciais complexas com frequências que varrem o espectro Doppler. Assim os processos aleatórios de cada percurso são dados por:

$$h(t) = \sum_{n=1}^N e^{j[2\pi f_d \cos(\phi_n)t + \Phi_n]} \quad (1.8)$$

onde N é o número de exponenciais complexas, ϕ_n é o ângulo de partida do sinal e Φ_n é a fase de recepção da n -ésima onda. Se assumirmos que ϕ_n e Φ_n são aleatórios e uniformemente distribuídos em $[0, 2\pi)$ então devemos escolher N suficientemente grande para varrer todo o espectro Doppler.

Alguns casos particulares de interesse nos modelos acima são analisados a seguir. Se o desvanecimento é plano em frequência então o filtro linear utilizado como modelo contém apenas um coeficiente. Se o desvanecimento é lento, a banda do filtro Doppler tende a infinito, e é possível dispensar seu uso no método da filtragem direta, pelo menos em intervalos de tempo de algumas dezenas a centenas de símbolos.

1.3.6. Interferência Co-canal: um fator para limitação da capacidade

Interferência co-canal (ou CCI, *Co-channel Interference*) é um dos principais fatores que concorrem para a limitação da capacidade de usuários em sistemas de telefonia celular. Vamos inicialmente abordar o problema sob o enfoque clássico dos sistemas FDMA/TDMA.

A interferência co-canal se dá devido ao reuso de frequências. Neste caso o conjunto total de

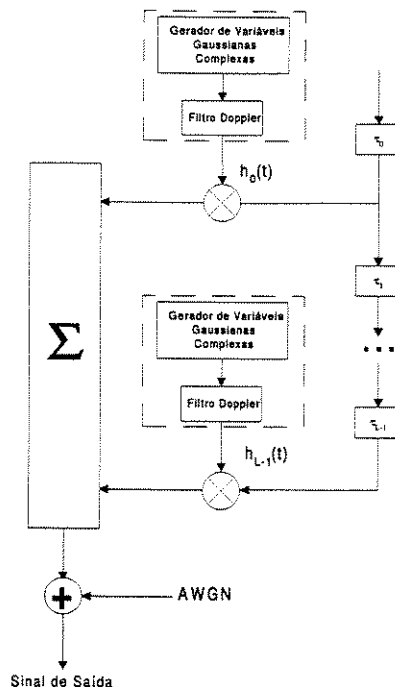


Fig. 1.5: Método de simulação do canal rádio-móvel por filtragem direta

canais disponíveis são repartidos em cada célula de um *cluster*. Tais conjuntos de canais podem então ser reutilizados em outro *cluster* de forma que o isolamento eletromagnético causado pela perda de percurso permita um nível suficientemente baixo de interferência co-canal. A fig.1.6 ilustra o problema da interferência co-canal em sistemas FDMA/TDMA: as células co-canalais são indicadas quando se utiliza um padrão de reuso de 7 células. A estação rádio-base recebe sinal do usuário desejado e de outros em células co-canal. Em sistemas FDMA o usuário co-canal é aquele que ocupa o mesmo canal em frequência enquanto que em sistemas FDMA/TDMA a coincidência deve se dar na frequência e no *time slot* ocupados.

Medidas sugerem que a qualidade de voz é prejudicada quando a relação de potência Sinal-Interferente (SIR) cai abaixo de 17-18 dB [98]. Uma análise simples com base em um expoente de perda de percurso de 4 mostra que um padrão de reuso de 7 deve ser utilizado para satisfazer tal condição [98]. Isto representa que apenas 1/7 dos canais estão disponíveis nas células. Fica claro portanto que a redução do fator de reuso aumenta a proporção de canais por célula e consequentemente a capacidade do sistema. Mas tal redução – os outros fatores de reuso menores possíveis são 4,3 e 1 – implicaria na redução da SIR devido à menor distância de reuso, o que pode prejudicar a boa qualidade de voz.

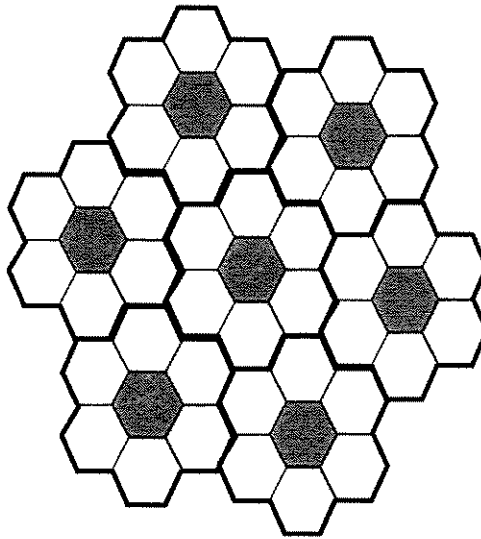


Fig. 1.6: Arquitetura de rede celular com padrão de reuso 7. As células co-canal estão sombreadas.

Assim fica claro que providências devem ser tomadas para obter o aumento de capacidade via redução de reuso mas mantendo ou melhorando a SIR. Um dos aspectos abordados nesta tese reside exatamente na utilização de arranjos de antenas inteligentes para atingir tal objetivo. Concentramo-nos no *link* reverso devido a ser este, em geral, mais limitado em comparação com o direto: a potência de transmissão do móvel é limitada se comparada com a da base, além do que a estação base possui naturalmente mais suporte de espaço e flexibilidade de custos para a instalação de um arranjo de antenas e de outras técnicas de DSP.

No capítulo 3 discutiremos algumas medidas convencionais para o aumento de capacidade, tal como a setorização. Mostraremos as vantagens do uso do arranjo de antenas em comparação com a setorização e outras formas convencionais de aumento de capacidade.

Em sistemas DS-CDMA o problema da interferência co-canal se mantém embora revestido de um novo enfoque. Os usuários de um sistema DS-CDMA transmitem simultaneamente na mesma banda de frequência, sendo que o múltiplo acesso se dá pelo espalhamento espectral por sequência direta através de um código específico de cada usuário. A utilização de códigos ortogonais evitaria o surgimento da interferência. No entanto, especialmente no *link* reverso, os usuários operam assincronamente de forma que é difícil projetar um conjunto de códigos que mantenha a ortogonalidade para todas as situações de atrasos relativos possíveis. Com a quebra da ortogonalidade entre os códigos o sistema CDMA passa a ser limitado por interferência no

sentido de que cada usuário que entra em operação em uma célula específica contribui para a piora da qualidade geral de comunicação dos demais usuários na mesma célula (interferência intra-célula). O reuso de frequência unitário é possível em sistemas CDMA devido ao múltiplo acesso por códigos, o que simplifica bastante o projeto e a operação da rede celular. Isto por outro lado permite que o sinal de usuários de todas as células da rede contribuam mutuamente para a interferência inter-célula.

Devido à natureza da interferência co-canal nos sistemas DS-CDMA, esta é normalmente dita Interferência de Múltiplo Acesso (MAI, *Multiple Access Interference*).

No *link* direto o problema pode ser menos sério se a estação base sincronizar a transmissão do sinal dos usuários de forma a manter a ortogonalidade dos códigos. Ainda assim a interferência de outras estações base e a propagação por multipercursos podem contribuir para o surgimento de MAI neste *link*.

Os aspectos de sistemas DS-CDMA serão abordados em maiores detalhes no capítulo 5. Fica claro desde já que arranjos de antenas possuem um grande potencial de melhoria da capacidade destes sistemas, tendo em vista que qualquer redução no nível de interferência se reflete diretamente num aumento de capacidade do sistema sem que a rede celular tenha que ser reprojeta (como é o caso na redução do fator de reuso em sistemas FDMA/TDMA). Assim a aplicação de antenas adaptativas em sistemas CDMA da próxima geração de comunicações sem fio é dada como certa.

Finalmente, uma técnica de múltiplo acesso que assume a CCI como parte intrínseca de seu funcionamento é o SDMA. Neste caso os sinais podem ser misturados no tempo, na frequência e mesmo nos códigos, mas separados pela sua localização espacial, bem como ilustra a fig.1.7. A utilização de um arranjo de antenas adaptativas é então a técnica fundamental para a implementação do SDMA. Embora teoricamente viável de forma isolada, em curto prazo é esperado o uso do SDMA em conjunto com outras técnicas de múltiplo acesso. Nesta tese abordaremos o uso de SDMA puro e em conjunto com TDMA e CDMA. Os fundamentos de SDMA são estudados no capítulo 4.

1.4. Sistemas de Telefonia Celular

Os sistemas de telefonia celular digital de segunda geração mais importantes em operação

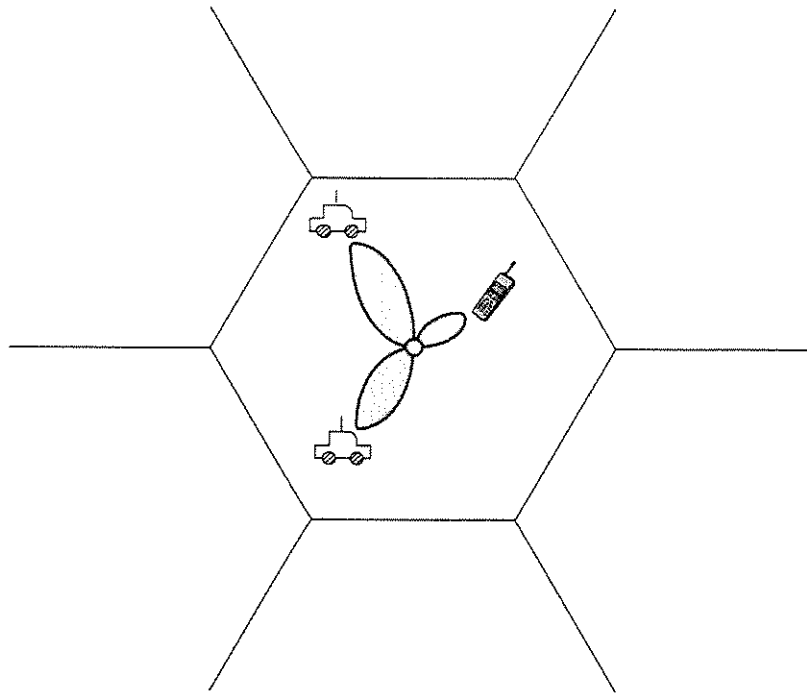


Fig. 1.7: Ilustração do conceito de SDMA

atualmente são os sistemas baseados na tecnologia TDMA (IS-136 nas Américas, GSM na Europa e Ásia) e CDMA (IS-95 em operação nas Américas e Ásia). Em fase de padronização no ITU encontra-se um sistema de terceira geração, chamado de IMT-2000, que visa a unificação de todos os sistemas de comunicação sem fio para a transmissão de voz, vídeo e dados e acesso à Internet. Várias propostas foram submetidas para a interface de rádio deste sistema como comentamos a seguir.

Uma tendência aparentemente bem aceita nos meios acadêmico e industrial é que o IMT-2000 se baseará em tecnologia CDMA de banda larga (*Wide-band-CDMA*, WCDMA com 4 a 5 MHz de banda comparados aos 1.25 MHz do sistema IS-95 em operação). Uma das propostas de maior aceitação no momento é a proposta européia UTRA (Universal Mobile Telecommunications System, UMTS Terrestrial Radio Access) para o IMT-2000 baseada em WCDMA. Outras propostas incluem os sistemas americanos Cdma2000 também baseado em WCDMA e UWC136 (*Universal Wireless Communications-136*) baseado em TDMA e visto como uma evolução combinada dos sistemas IS-136 e GSM.

Vale a pena ressaltar desde já que todas estas propostas levam em consideração, na sua formulação, mecanismos que facilitam a implementação de antenas adaptativas. As

características de alguns destes sistemas (2ª e 3ª gerações) serão oportunamente revisadas no decorrer da tese.

1.5. Domínios de Processamento

Como fica claro neste capítulo introdutório, esta tese trata essencialmente da aplicação de técnicas processamento digital adaptativo de sinais nos receptores de sistemas de comunicação sem fio. Como tal, três elementos se destacam quando definimos uma técnica desta natureza: o critério de otimização, a estrutura de processamento e o algoritmo adaptativo. Um número pequeno de variações destas escolhas será adotado nesta tese. Assim, por exemplo, estruturas de processamento lineares, critérios de otimização do tipo minimização do erro quadrático médio (MMSE, *Minimum Mean Square Error*) e algoritmos do tipo LMS ("*Least Mean Square*") são utilizados com frequência. Mas algumas variações serão admitidas na escolha destes parâmetros, como ficará claro à medida em que a tese se desenvolve.

A forma específica que uma técnica adaptativa toma, em termos dos sinais envolvidos no processamento, depende do domínio em que é implementada. Nesta tese vamos trabalhar sob os seguintes domínios básicos de processamento:

- temporal: definimos o domínio temporal como aquele onde amostras dos sinais são tomadas por um único sensor (antena) em intervalos uniformes de tempo. O intervalo de tempo no caso está associado ao intervalo de símbolo do sistema em foco. Um exemplo de dispositivo operando neste domínio é o equalizador.
- espacial: as amostras de sinais são tomadas por diversos sensores espaciais (antenas) ao mesmo tempo. Um exemplo de dispositivo operando neste domínio é o arranjo de antenas.
- código: as amostras são obtidas por um único sensor em intervalos de tempo uniformes, mas tal intervalo de tempo está associado ao intervalo de *chip* de um sistema com espalhamento espectral por sequência direta. Dispositivos operando neste domínio estão associados com a tarefa de detecção eficiente em sistemas DS-CDMA.

Além destes alguns domínios combinados serão abordados:

- espaço-temporal: a amostragem espacial e temporal é realizada simultaneamente, sendo a amostragem temporal associada ao intervalo de símbolo do sistema.
- espaço-código: a amostragem espacial e temporal é realizada simultaneamente, sendo a amostragem temporal associada ao intervalo de *chip* do sistema.

Os receptores operando em cada um destes domínios podem tratar de diversos tipos de

interferências, sendo que o processamento em um domínio específico favorece o combate a alguns tipos de interferência em particular.

1.6. Resumo das Contribuições

A seguir são resumidas as contribuições desta tese baseadas numa classificação do domínio de processamento de cada técnica. À medida que a tese se desenvolve cada contribuição será naturalmente contextualizada e explanada em detalhes.

- Domínio de Processamento: Temporal
Tipo de Interferência Combatida: ISI
Técnica Proposta/Contribuição: Equalizador Autodidata do Algoritmo do Módulo Constante Generalizado (GCMA)
Aplicação: Rádio-*Indoor*
Capítulo/Referência: 2,[21]
- Técnica Proposta/Contribuição: Abordagem unificada para a modelagem do canal espaço-temporal
Capítulo/Referência: 3,[23]
- Domínio de Processamento: Espacial
Tipo de Interferência Combatida: CCI
Técnica Proposta/Contribuição: Arranjo de Antenas Adaptativas GCMA
Aplicação: SDMA
Capítulo/Referência: 4,[27]
- Domínio de Processamento: Espacial
Tipo de Interferência Combatida: CCI
Técnica Proposta/Contribuição: Algoritmo Rápido CMA com descorrelação adaptativa
Aplicação: SDMA
Capítulo/Referência: 4,[28][24]
- Domínio de Processamento: Espacial
Tipo de Interferência Combatida: CCI
Técnica Proposta/Contribuição: Estudo de Aumento de Capacidade via Antenas Adaptativas
Aplicação: Telefonia celular digital (IS-136/TDMA)
Capítulo/Referência: 4, [25]
- Domínio de Processamento: Espacial
Tipo de Interferência Combatida: MAI
Técnica Proposta/Contribuição: Arranjo de Antenas Reespalhador Melhorado

Aplicação: DS-CDMA

Capítulo/Referência: 5, [26]

- Domínio de Processamento: Espaço-Código
Tipo de Interferência Combatida: MAI
Técnica Proposta/Contribuição: Receptor Adaptativo Espaço-Código
Aplicação: DS-CDMA
Capítulo/Referência: 5, [29]
- Domínio de Processamento: Espaço-Temporal
Tipo de Interferência Combatida: CCI & ISI
Técnica Proposta/Contribuição: Equalizador Espaço-Temporal GCMA
Aplicação: SDMA
Capítulo/Referência: 6[22]

Capítulo 2

Critério e Algoritmo do Módulo Constante Generalizado

Este capítulo trata da proposta de um novo critério de otimização com vistas a obtenção de um algoritmo adaptativo. O algoritmo é do tipo autodidata, isto é, não requer sequências de treinamento na adaptação. Tal critério e algoritmo generalizam, de uma forma que ficará clara ao longo do capítulo, o clássico critério e algoritmo do módulo constante, ou CMA (*Constant Modulus Algorithm*) [44][109]. Assim o algoritmo proposto terá como sigla GCMA (*Generalized CMA*). O assunto deste capítulo também é tratado em [21].

O CMA foi proposto, e têm sido extensamente utilizado, como algoritmo para equalização temporal adaptativa autodidata. Da mesma forma, neste capítulo, trataremos da utilização do GCMA no contexto da equalização autodidata. O critério e algoritmo propostos podem ser utilizados no processamento adaptativo em outros domínios que não o temporal. De fato, nos capítulos 4 e 6 o algoritmo GCMA é aplicado nos domínios espacial e espaço-temporal respectivamente.

O capítulo está estruturado como se segue. Na seção 2.1, faremos uma breve revisão dos fundamentos de equalização de uma forma geral. A seção 2.2 faz uma revisão das aplicações emergentes para equalização adaptativa. A seção 2.3 revisa alguns critérios de otimização e algoritmos adaptativos clássicos em equalização. A seção 2.4 propõe o critério do módulo constante generalizado e o algoritmo adaptativo correspondente. A seção 2.5 investiga algumas características interessantes da convergência do GCMA. A seção 2.6 apresenta alguns resultados de simulação. Finalmente a seção 2.7 apresenta as conclusões do capítulo

2.1. Fundamentos de Equalização Adaptativa

Como discutido no capítulo 1, equalizadores são utilizados para a remoção de interferência intersimbólica (ISI, *Intersymbol Interference*) que é um dos principais fatores limitantes de taxa de transmissão em sistemas de comunicação digital. A ISI ocorre nos instantes de amostragem quando, de alguma forma, o pulso de transmissão se estende sobre um suporte temporal maior que o original.

Causas para a ISI incluem a seletividade em frequência devido a largura de faixa limitada ou propagação por multipercursos no canal de transmissão, para citar alguns exemplos.

O controle adaptativo dos parâmetros do equalizador permite ao mesmo se adaptar a canais de transmissão de características desconhecidas e/ou variantes com o tempo, resultando no chamado equalizador adaptativo. O assunto da equalização adaptativa tem sido intensamente pesquisado já há algum tempo. Assim para uma discussão mais detalhada deste assunto no que diz respeito a fundamentos teóricos, novas propostas e aspectos específicos de aplicação, remetemos o leitor interessado a um número de referências especializadas neste tópico [96][77][49][20].

Procedemos agora a uma revisão breve de alguns aspectos que são relevantes para o restante do capítulo. Esta revisão não pretende abranger *todos* os aspectos de um assunto tão vasto como equalização adaptativa.

2.1.1. Tipos de Equalizadores

Nós vamos classificar o procedimento da equalização em duas grandes categorias:

- equalização via filtragem
- equalização via detecção de sequência de máxima verossimilhança

A primeira categoria diz respeito às técnicas que empregam de fato uma estrutura de filtragem para a remoção de ISI. O filtro empregado pode ser linear ou não-linear. A segunda categoria não emprega um filtro no sentido convencional. Neste último caso um algoritmo de busca da sequência mais provavelmente transmitida é realizado com base numa estimativa do canal. A técnica da máxima verossimilhança é ótima no sentido da minimização da probabilidade de erro de sequência [95]. As técnicas baseadas em filtragem são sub-ótimas, neste sentido.

As técnicas de equalização baseadas em filtragem podem ser subdivididas em duas categorias:

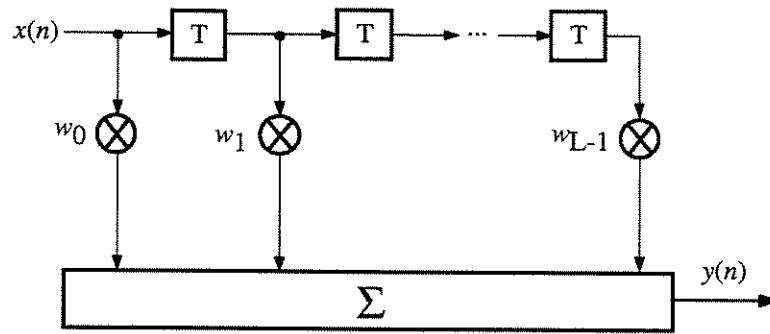


Fig. 2.1: Filtro FIR linear para equalização. O espaçamento entre os L pesos é de um intervalo de símbolo (T).

linear e não-linear. Um equalizador linear emprega um filtro transversal com resposta ao impulso finita, como mostra a fig.2.1. Os pesos do equalizador podem ser atrasados de um intervalo de símbolo entre si.

Um tipo de equalizador baseado em filtragem não linear é conhecido como equalizador com decisão realimentada (DFE, *Decision Feedback Equalizer*) e é composto de um filtro direto (da mesma forma do filtro na fig.2.1) e um filtro de realimentação de decisões, como mostra a fig.2.2. A idéia por trás do DFE é sintetizar no filtro de realimentação uma réplica da resposta impulsiva pré-cursora, de forma que a ISI devido a símbolos passados é reconstituída e subtraída do sinal a ser detectado. Naturalmente isto melhora o desempenho do equalizador.

Um equalizador que faz detecção de sequência de máxima verossimilhança emprega um algoritmo que faça a busca da sequência mais provavelmente transmitida com base numa estimativa do canal. Um estimador de canal adaptativo é utilizado para esse fim. O algoritmo de Viterbi [95] é utilizado para implementar a busca da sequência de máxima verossimilhança com complexidade reduzida. O equalizador funciona como um decodificador convolucional para um canal que faz o papel do respectivo codificador. A estrutura deste equalizador é ilustrada na fig. fig.2.3. Este equalizador é normalmente chamado de MLSE (*Maximum Likelihood Sequence Estimator*).

Em termos do compromisso desempenho-complexidade, é usual admitir-se que esses parâmetros aumentam na ordem: equalizador linear, DFE e MLSE. Quando não observado em contrário, os tópicos discutidos a seguir se aplicam ao caso da equalização baseada em filtragem.

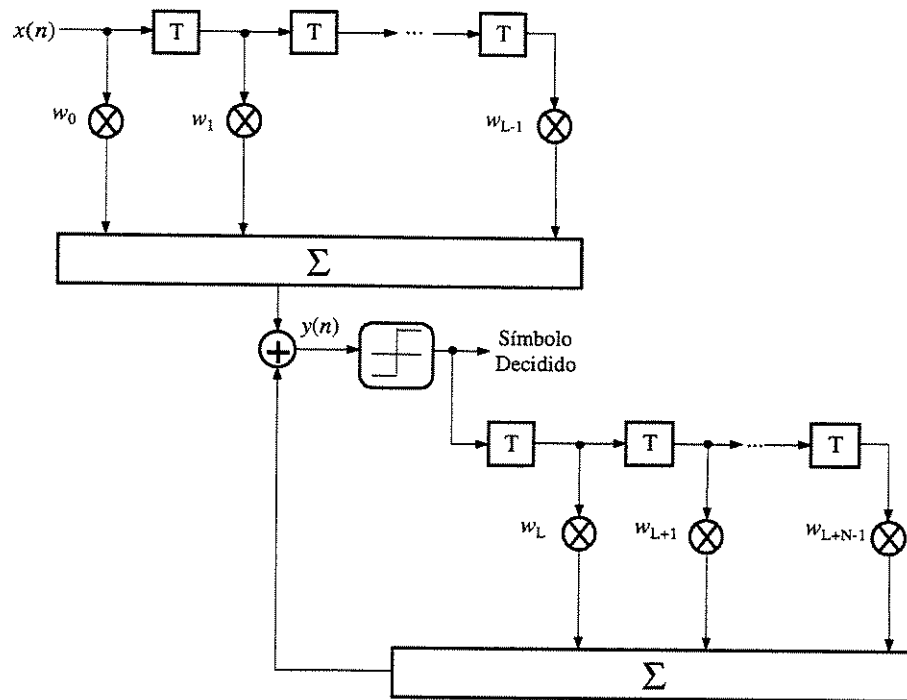


Fig. 2.2: Estrutura do equalizador com decisão realimentada (DFE) com L pesos no filtro direto e N pesos no filtro de realimentação.

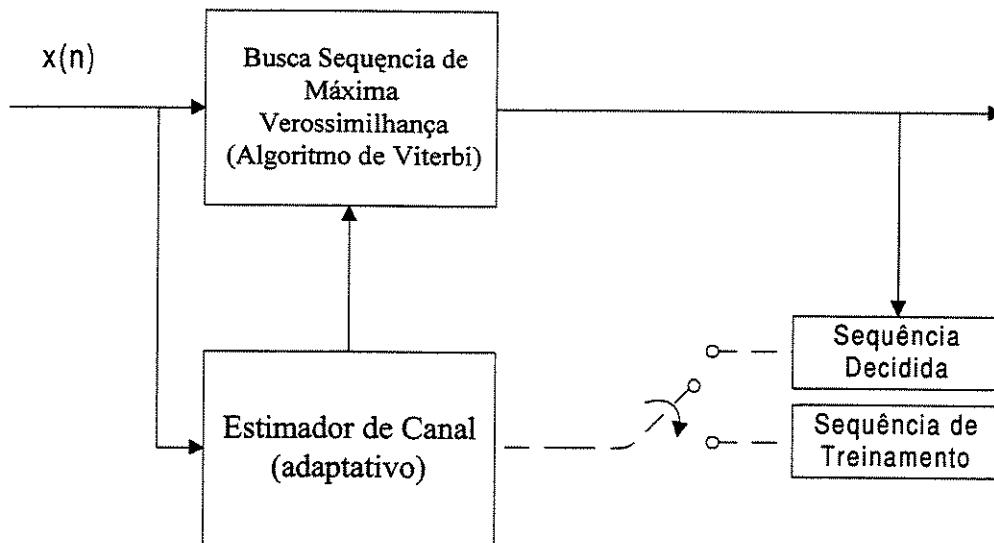


Fig. 2.3: Diagrama de blocos simplificado do equalizador MLSE

2.1.2. Critérios de Otimização

Um critério de otimização estabelece os valores ótimos para os parâmetros do equalizador. Tais parâmetros ótimos devem ser adquiridos na prática por um algoritmo adaptativo. Normalmente o critério de otimização consiste em minimizar ou maximizar uma função custo. Dependendo do tipo de informação requerida no critério de otimização, o algoritmo adaptativo que se deriva em seguida é do tipo treinado ou autodidata. Um algoritmo treinado requer uma sequência de treinamento que é uma réplica de uma parte da sequência de dados transmitida. O algoritmo autodidata dispensa tal sequência de treinamento, ao custo, em geral, de convergência mais lenta. Nesta tese iremos tratar dois critérios bastante populares: o da minimização do erro quadrático médio e o do módulo constante. Iremos propor ao longo deste capítulo um novo critério do módulo constante generalizado.

2.1.3. Algoritmos Adaptativos

A partir do critério de otimização e da estrutura de filtro escolhidos pode-se obter um algoritmo adaptativo cuja velocidade de convergência e complexidade dependerá da estratégia usada para traduzir o critério no algoritmo. Os tipos de algoritmos mais comuns são o LMS (*Least Mean Square*), o NLMS (*Normalized LMS*), o RLS (*Recursive Least Squares*) e o DMI (*Direct Matrix Inversion*). Nesta ordem, estes algoritmos apresentam desempenho e complexidade crescentes, embora os algoritmos RLS e DMI apresentem desempenhos semelhantes. Os mesmos algoritmos podem ser utilizados para adaptar o filtro equalizador propriamente dito ou o estimador de canal do equalizador MLSE.

2.1.4. Modos de Operação

Podemos identificar três modos de operação de um equalizador adaptativo:

- aquisição: consiste na primeira obtenção dos pesos do equalizador à partir da inicialização
- rastreamento: consiste em manter a estimativa obtida na fase de aquisição, ajustando o equalizador às pequenas mudanças na função de transferência do canal
- reaquisição: consiste na repetição do processo de aquisição quando uma perturbação forte altera de forma significativa a função de transferência do canal.

A aquisição normalmente é feita por um algoritmo treinado. O rastreamento pode ser feito

no modo de decisão-direta (DD)¹ se o ponto de operação da taxa de símbolos errados permitir. O modo de reaquisição foi definido por nós para diferenciar do modo de rastreamento quando a mudança no canal é abrupta ou significativa o suficiente para impossibilitar o algoritmo DD de continuar uma adaptação confiável. Neste caso ou um novo treinamento é realizado ou um algoritmo autodidata mais robusto deve ser utilizado ao invés do DD.

2.1.5. Algoritmos Treinados & Autodidatas

Vamos discutir algumas situações onde o uso de um algoritmo autodidata seria vantajoso em relação à abordagem convencional que usa sequências de treinamento. Considere um sistema que transmite blocos de dados (pacotes ou *time-slots*), onde possivelmente há uma sequência de treinamento em cada bloco.

Quando a variação temporal do canal é rápida, é difícil dispensar a sequência de treinamento para a fase de aquisição. Se as variações temporais são rápidas mas não abruptas, é possível continuar no modo de rastreamento com um algoritmo DD até a sequência de treinamento do próximo bloco. Por outro lado, se há a perspectiva de mudanças abruptas dentro de cada bloco, então é necessário um novo treinamento ou a utilização de um algoritmo autodidata. A possibilidade de um novo treinamento é, normalmente, inviável pois a estrutura do bloco de dados é pré-definida e fixa. Além disso, em sistemas de difusão da informação (ex.: televisão), o re-treinamento de uma estação receptora em particular implica em parar o envio de dados úteis para todas as outras estações.

Se as variações temporais do canal são lentas então abre-se uma nova perspectiva para a utilização de algoritmos autodidatas. Normalmente, neste caso, a sequência de treinamento é usada para o cálculo *off-line* do equalizador. Em seguida o equalizador processa os dados úteis no bloco. Se um algoritmo autodidata puder ser empregado de forma a adquirir os pesos do equalizador dentro do tempo equivalente aos símbolos presente no bloco, e com a mesma qualidade do processo feito com o algoritmo treinado, além de manter uma complexidade razoável, então seria possível reprocessar todo o bloco com o equalizador autodidata e com a vantagem adicional de se recuperar a perda de eficiência espectral devido a sequência de treinamento.

¹ No modo DD a sequência de treinamento é substituída pelos próprios símbolos decididos assumidos confiáveis.

2.1.6. Estendendo os Conceitos para Outros Domínios

Na verdade os conceitos discutidos acima podem ser estendidos para os outros domínios de processamento que não o temporal. Particularmente o critério de otimização e o tipo de algoritmo adaptativo são aspectos também utilizados na determinação da implementação de processadores adaptativos nos domínios espacial, de código, espaço-código e espaço-temporal. As definições de modos de operação e as vantagens do uso de algoritmos autodidatas têm maior relação com as características particulares do sistema de comunicação em foco e portanto são aplicáveis a outros domínios de processamento.

Neste capítulo iremos trabalhar com equalização linear e com algoritmos treinados e autodidatas do tipo LMS. No restante da tese, estruturas lineares equivalentes em outros domínios de processamento também serão adotadas. Além de algoritmos do tipo LMS, algoritmos do tipo DMI também serão estudados, tanto treinados como autodidatas.

2.2. Equalização Adaptativa: uma revisão das aplicações emergentes

Esta seção procura fazer uma revisão das aplicações de equalização adaptativa que têm surgido nos últimos anos. A revisão reflete a visão e conhecimento do autor e por isso não é, de forma alguma, exaustiva. As aplicações em foco são: rádio-*indoor*, televisão digital e telefonia celular digital.

2.2.1. Rádio-Indoor

Redes locais sem fio visam substituir as redes com fio correspondentes, e para tanto, precisam prover taxas de transmissão de pelo menos 10 Mbps (*Megabits per second*). O canal de propagação *indoor* apresenta espalhamentos de atraso na faixa de 50ns a 200ns [48]. Para esta faixa de espalhamento de atraso, a máxima taxa de transmissão com modulação BPSK fica em torno de 1 Mbps [85] se um equalizador não for aplicado.

No que diz respeito ao equalizador, os sistemas de rádio-*indoor* são relativamente favoráveis. Por um lado as altas taxas permitem considerar o canal como estático durante vários milhares de símbolos. Além disso como o espalhamento do atraso é da mesma ordem do intervalo de símbolo na taxa desejada (~ 10 Mbps), poucos pesos no equalizador serão suficientes para

compensar a ISI.

Alguns autores têm atestado o bom desempenho do DFE em sistemas rádio-*indoor* [85][99][74] utilizando modelos de canal obtidos de medidas práticas. Em [85] mostra-se que um DFE com 3 pesos em cada um dos filtros direto e de realimentação, permite atingir a taxa de 10 Mbps requerida.

Recentemente a ETSI (*European Telecommunications Standard Institute*) estabeleceu o padrão HIPERLAN (*High-Performance Local Area Network*) para redes locais sem fio com as seguintes características[56]:

- frequências de operação nas faixas de 5 GHz e 17 GHz
- taxa de transmissão de 24 Mbps
- modulação GMSK (*Gaussian minimum shift keying*)
- blocos de dados de 496 símbolos
- pacotes de dados com até 47 blocos
- sequências de treinamento com 450 símbolos entre pacotes

O padrão HIPERLAN requer a implementação de um equalizador adaptativo no receptor, mas não especifica o tipo de equalizador, deixando a escolha livre para o fabricante.

2.2.2. Televisão Digital

Sistemas de difusão de televisão digital estão se tornando popular. A forma mais comum atualmente são os sistemas DTH (*Direct to Home*) via satélite. No entanto, estão emergindo sistemas de difusão via cabo coaxial e por transmissão de rádio. O consórcio americano ATSC (*Advanced Systems Television Committee*) padronizou um sistema de televisão digital de alta definição com meios de transmissão por cabo e rádio. O sistema padronizado pela ATSC, algumas vezes chamado ATV (*Advanced TV*), tem as seguintes características [3]:

- taxa de transmissão de 10,76 Mbaud com modulação 8-VSB (*Vestigial Side Band*) no modo normal e 16-VSB no modo de alta taxa
- canalização equivalente ao sistema convencional NTSC/PAL (com canais de 6 MHz)
- blocos de dados com 832 símbolos
- sequências de treinamento (511 símbolos) entre cada pacote de 313 blocos de dados
- equalização adaptativa treinada e autodidata recomendadas

É recomendado o uso do algoritmo LMS na fase de treinamento e algum algoritmo autodidata durante a transmissão dos dados úteis. A necessidade de um equalizador autodidata foi verificada na prática em testes de laboratório visando a reaquisição dos pesos do equalizador quando perturbações abruptas ocorriam entre uma e outra sequência de treinamento. Estes tipos de perturbações incluem, por exemplo, a presença de ruído impulsivo atmosférico e perturbações advindas de aeronaves voando nas vizinhanças do receptor. Além disso, quando empregando antenas internas, o simples movimento de pessoas nas proximidades do receptor pode causar variações perturbadoras.

No caso de transmissão terrestre por rádio, os espalhamentos de atrasos encontrados podem ser grandes (da ordem de dezenas de microsegundos). Isto, combinado com a alta taxa de transmissão, requer o uso de equalizadores transversais com grande quantidade de pesos. A estrutura que parece ter sido consagrada por testes de laboratório [45][31] e consequentemente recomendada [3] é a de um DFE com 64 pesos no filtro direto e 192 pesos no filtro reverso. O filtro direto tem espaçamento entre pesos de um intervalo de símbolo ($\simeq 93$ ns). Esta estrutura foi estudada em detalhes em [45][31]. Em [45] é verificado notável bom desempenho do algoritmo do módulo constante (CMA), na mesma estrutura de DFE, operando nos dados úteis entre as sequências de treinamento, especialmente quando as perturbações que citamos anteriormente foram introduzidas. Note que o ponto de operação da taxa de erro de símbolo não-codificada no sistema ATV é de 0,2 [45] o que inviabiliza o uso de um algoritmo DD. Exemplos de demoduladores comerciais para televisão digital incluindo equalização autodidata via algoritmo CMA são apresentados em [111][110].

2.2.3. Sistemas de Telefonia Celular Digital

Os sistemas de telefonia digital de segunda geração que recomendam o uso de equalização são o IS-136 e o GSM. Para o sistema IS-136 a seletividade do canal é pequena: com um intervalo de símbolo de cerca de $40\mu s$ e espalhamento de atraso típicos na faixa de $4\mu s$ tem-se 2 símbolos envolvidos na ISI, no pior caso. No entanto o equalizador precisa ser rápido na aquisição e rastreamento do canal devido ao pequeno tempo de coerência ao longo de um *time-slot*. Diversos trabalhos têm testado o emprego de equalizadores DFE [19][12] bem como de equalizadores MLSE [13][81][54]. O uso dos algoritmos RLS para aquisição e do LMS para rastreamento em DFEs parece ser uma solução de compromisso bem sucedida testada em [12]. No caso

do equalizador MLSE, o estimador de canal parece responder o suficientemente rápido com o algoritmo LMS [81][54]. A versão de 3ª geração deste padrão (UWC-136, *Universal Wireless Communications*) também recomenda o uso de equalização, que se torna mais necessária que no sistema de 2ª geração devido à inclusão de modos de alta taxa [8]. Não se especifica, porém, qual tipo de equalização a empregar.

O sistema GSM requer um equalizador obrigatoriamente devido à alta seletividade em frequência do canal. Com uma taxa de bits da ordem de 270 Kbps, 5 a 6 símbolos de ISI ocorrem tipicamente. Por outro lado esta taxa elevada permite considerar o canal estático pelo menos no tempo equivalente a um *time-slot*. Embora não seja especificado qual equalizador utilizar, as implementações tem sido majoritariamente dirigidas para uma estrutura do tipo MLSE. Os fatores que justificam isto são a modulação com pequeno número de estados e a invariância temporal do canal a nível de *time-slot*. Neste caso, o canal pode ser estimado com base num método de mínimos quadrados via uma sequência de treinamento com boa propriedade de autocorrelação [103]. Daí, faz-se a estimação da sequência de máxima verossimilhança de todo o *time-slot* com base nesta estimativa. De fato, neste caso, não se utiliza um algoritmo adaptativo: o processo é *off-line*, isto é, os dados são processados após sua recepção. Uma descrição detalhada do procedimento da equalização no sistema GSM pode ser encontrada em [103].

2.3. Critério da Minimização do Erro Quadrático Médio

Vamos considerar os sinais envolvidos no processo de equalização, tais como mostrados na fig.2.1. Neste caso, o critério de minimização do erro quadrático médio (MMSE) é dado por²:

$$y(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n) \quad (2.1)$$

$$\min_{\mathbf{w}} J_{MMSE}(\mathbf{w}) = E\{|y(n) - a(n - \Delta)|^2\} \quad (2.2)$$

onde $\mathbf{w}$ é o vetor de pesos do equalizador, $\mathbf{x}(n) = [x(n) \dots x(n - L + 1)]^T$ é o vetor de entrada

² Por conveniência matemática estaremos sempre usando o complexo conjugado do vetor de pesos dos processadores adaptativos nas equações que os envolvam. Nas figuras correspondentes a estes processadores adaptativos omitiremos a notação correspondente por conveniência de apresentação.

do equalizador, $y(n)$ o sinal de saída do equalizador, $a(n)$ o sinal desejado e Δ é um atraso de decisão, que é também um parâmetro a ser otimizado.

Este problema de otimização têm uma solução clássica, a solução de Wiener, cuja forma é [49]:

$$\mathbf{w}^{op} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p} \quad (2.3)$$

onde $\mathbf{w}^{op}$ é o vetor de pesos ótimo no sentido MMSE, $\mathbf{R} = E\{\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)\}$ é a matriz de correlação do vetor de entradas do equalizador e $\mathbf{p} = E\{a^*(n-\Delta)\mathbf{x}(n)\}$ é o vetor de correlação cruzada entre o sinal desejado e o vetor de entradas do equalizador. Esta solução é geral e será extensamente utilizada em contextos de outros domínios de processamento nesta tese.

O algoritmo LMS resulta de uma aproximação estocástica do critério MMSE em (2.2):

$$\min_{\mathbf{w}} |y(n) - a(n - \Delta)|^2 \quad (2.4)$$

Assim, a regra de atualização dos pesos do equalizador segundo o algoritmo LMS-MMSE é dada por [49]:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu[y(n) - a(n - \Delta)]^*\mathbf{x}(n) \quad (2.5)$$

onde μ é um fator de passo que controla um compromisso entre a velocidade de convergência e o erro em regime. O algoritmo LMS tem uma forma simples o que representa sua maior vantagem. Sua velocidade de convergência é reconhecidamente inferior a outras alternativas e depende das estatísticas do sinal de entrada no equalizador [49]. Isto pode representar uma dificuldade quando é necessária uma aquisição rápida dos pesos do equalizador, especialmente em ambientes de propagação com variações temporais rápidas e/ou quando a sequência de treinamento disponível para a aquisição é curta.

Um algoritmo adaptativo mais complexo e também mais rápido em termos de convergência é o algoritmo da inversão direta de matriz (DMI). Neste caso faz-se uma implementação mais direta da solução de Wiener. A matriz de correlação e o vetor de correlação cruzada são estimados diretamente dos dados recebidos e a equação de Wiener é aplicada utilizando-se as estimativas das quantidades envolvidas.

A estimativa instantânea $\hat{\mathbf{R}}(n)$ da matriz $\mathbf{R}$ e $\hat{\mathbf{p}}(n)$ do vetor $\mathbf{p}$ pode ser realizada através de um filtro passa baixas de um único pólo, como a seguir:

$$\hat{\mathbf{R}}(n+1) = \omega \hat{\mathbf{R}}(n) + (1 - \omega) \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \quad (2.6)$$

onde $\omega < 1$ é a localização do pólo do filtro. O fator ω controla a velocidade de aquisição e normalmente encontra-se na faixa entre 0.90 e 0.99. Da mesma forma, para o vetor de correlação cruzada tem-se:

$$\hat{\mathbf{p}}(n+1) = \omega \hat{\mathbf{p}}(n) + (1 - \omega) a^*(n - \Delta) \mathbf{x}(n) \quad (2.7)$$

A matriz $\hat{\mathbf{R}}(n)$ pode ser inicializada como uma matriz identidade enquanto o vetor $\hat{\mathbf{p}}(n)$ pode ser inicializado como um vetor nulo. Daí, o algoritmo DMI é dado pela seguinte regra de atualização:

$$\mathbf{w}(n) = \hat{\mathbf{R}}^{-1}(n) \hat{\mathbf{p}}(n) \quad (2.8)$$

Uma importante vantagem do algoritmo DMI é sua independência com relação às estatísticas do vetor de entrada [49]. Outras alternativas de algoritmos adaptativos incluem a versão normalizada do algoritmo LMS (NLMS) e o algoritmo dos mínimos quadrados recursivos (RLS). O algoritmo RLS tem desempenho equivalente ao DMI mas evita a inversão matricial explícita existente neste último. O algoritmo NLMS apresenta um compromisso desempenho-complexidade intermediário entre o LMS e os algoritmos RLS/DMI. Nesta tese vamos nos concentrar nos casos mais extremos da relação desempenho-complexidade: serão empregados algoritmos do tipo LMS e do tipo DMI. No entanto versões normalizadas ou do tipo RLS dos algoritmos desenvolvidos na tese podem ser obtidos facilmente.

A razão para optarmos pelo algoritmo DMI ao invés do RLS é explicada a seguir. Devido à inversão matricial existente no algoritmo DMI, este apresenta um número de operações $O(L^3)$ por atualização do vetor de pesos, onde L é o número de pesos no equalizador. Por outro lado, o algoritmo RLS apresenta $O(L^2)$ operações por atualização do vetor de pesos. No entanto, considerando canais com desvanecimento lento, é possível aplicar processamento em bloco. Neste caso, apenas uma inversão matricial é realizada com o DMI ao final do bloco o que

produz um algoritmo mais barato computacionalmente que o RLS. Ainda assim, fica claro que onde o algoritmo DMI for utilizado, a versão RLS pode ser utilizada com desempenho semelhante.

Todos os algoritmos derivados à partir do critério MMSE são ditos treinados devido à clara necessidade de uma sequência de treinamento para sua implementação. Embora represente uma desvantagem com respeito à eficiência espectral relativa à informação útil, a maioria dos sistemas de comunicação sem fio atuais e planejados para as próximas gerações disponibilizam sequências de treinamento, às vezes chamadas de sequências de símbolos piloto. Estas sequências estão normalmente embutidas numa estrutura de pacotes ou *time-slot*.

Uma variante dos algoritmos discutidos acima dá-se no modo de decisão direta (DD). Neste caso, após a obtenção confiável do vetor de pesos na fase inicial de aquisição, os símbolos decididos passam a ser utilizados como sinal desejado. Na medida que tais decisões sejam confiáveis, o algoritmo DD permite a continuidade do rastreamento de variações temporais ou do próprio refino da aquisição do vetor de pesos. No entanto, é reconhecido que o algoritmo no modo de decisão-direta não é capaz de obter uma aquisição confiável desde o início da adaptação se as condições de distorção são elevadas [66]. Além disso, quando se utiliza o algoritmo DD para rastrear variações temporais do canal, é necessário um re-treinamento se tais mudanças são abruptas.

2.4. Critério do Módulo Constante

O critério do módulo constante (CM) foi proposto independentemente por Godard [44] e Treichler [109] como forma de realizar a tarefa de equalização adaptativa de forma autodidata. Godard, na época fazendo pesquisa para a IBM, focalizou o problema da equalização em redes de computadores multi-ponto. Treichler por sua vez focalizava o problema da propagação por multipercursos em sistemas de frequência modulada. Em todo caso, a técnica do módulo constante amadureceu ao ponto da implementação prática e disponibilidade comercial, sendo considerada por muitos um avanço, na área da equalização, equivalente ao surgimento do algoritmo LMS.

O apelo para tal tipo de técnica se dá por um lado no aspecto da eficiência espectral da informação útil e por outro no aspecto sistêmico evitando re-treinamentos freqüentes de

receptores que sofrem alterações no meio da transmissão desde o último treinamento. Sob este ponto de vista, o algoritmo correspondente, o CMA, representa a mais bem sucedida técnica de equalização autodidata.

Tem-se verificado que o critério CM é aplicável em diversos domínios de processamento que não o temporal. Utilizações do algoritmo correspondente CMA tem sido verificada nos domínios espacial [70], espaço-temporal [71] e de código [72]. Estas aplicações serão oportunamente abordadas ao longo da tese. Para o momento, nos restringiremos ao problema da equalização.

O critério do módulo constante parte do princípio que um sinal de módulo constante (ex.: BPSK ou QPSK) transmitido deve ser recebido com a manutenção de tal propriedade. Devido às interferências no canal de transmissão, tal propriedade é destruída no sinal recebido. Um algoritmo baseado no critério CM age no sentido de restaurar a propriedade do módulo constante enquanto reduz as interferências que causam tal distorção.

O critério CM é dado por [44][109]:

$$y(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n) \quad (2.9)$$

$$\min_{\mathbf{w}} J_{CM}(\mathbf{w}) = E\{(|y(n)|^2 - R)^2\} \quad (2.10)$$

Onde R é o valor de módulo constante desejado para o sinal na saída do equalizador. A versão LMS do algoritmo derivado à partir do critério em (2.10), o CMA, é dado por [44] [109]:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu[|y(n)|^2 - R]y^*(n)\mathbf{x}(n) \quad (2.11)$$

onde μ é o fator de passo. Por ser um algoritmo do tipo gradiente estocástico (como o LMS), o CMA sofre de convergência relativamente lenta e dependência das estatísticas do sinal de entrada. Por outro lado apresenta complexidade baixa.

Os pontos estacionários do equalizador CMA são dados por uma função não-linear dos pesos do equalizador. Foi mostrado em [35] que a função custo CM possui mínimos locais sub-ótimos. Algumas inicializações do algoritmo CMA podem levar a convergência para estes mínimos locais, prejudicando seu desempenho. No estudo conduzido por Ding [35], são analisados alguns casos particulares mas bastante ilustrativos. Assume-se, por exemplo, uma modulação

unidimensional PAM. O canal é modelado como autoregressivo com função de transferência:

$$H(z) = \frac{1}{1 + \alpha z^{-n}}, \alpha \in \mathbb{R}, 0 < |\alpha| < 1 \quad (2.12)$$

O equalizador é FIR de forma a casar a inversa do canal, ou seja, $\mathbf{w} = [w_0 \dots w_n]^T$. Ding mostra que neste caso há um par de pontos de mínimos locais sub-ótimos que representam equilíbrios estáveis no critério CM. No caso da ausência de ruído a localização destes pontos pode ser precisada e é dada por [35]:

$$\mathbf{w} = \pm \left[0 \dots 0 \sqrt{\frac{1 - \alpha^4}{3E\{a^2(n)\}(1 + \alpha^2) - 2R(1 - \alpha^2)}} \right] \quad (2.13)$$

onde $a(n)$ representa o conjunto de símbolos do alfabeto PAM e R é o módulo desejado no algoritmo CMA.

2.5. Critério & Algoritmo do Módulo Constante Generalizado

Esta seção propõe uma nova função custo para processamento adaptativo autodidata. A função custo proposta é minimizada por uma função contínua dos pesos do equalizador. Isto se dá porque qualquer sinal de módulo constante, independente do valor deste módulo, obtido na saída do equalizador representa a realização satisfatória da equalização pois a propriedade do módulo constante foi restaurada. Esta situação se opõe ao caso do equalizador CMA onde pontos específicos de convergência global ocorrem. Verificamos que as infinitas soluções do equalizador proposto englobam as soluções do equalizador CMA, daí usarmos o termo módulo constante *generalizado* para referenciar o critério e algoritmo propostos. Estas afirmações serão verificadas em detalhes para casos simplificados (canais simples do tipo autoregressivo e de média-móvel). Nestes casos simplificados também não verificamos o problema de convergência para mínimos locais indesejáveis ao contrário do que ocorre com o algoritmo CMA.

Estas propriedades do algoritmo proposto se traduzem na prática em um melhor desempenho geral em relação ao CMA. Neste caso, simulações computacionais serão apresentadas nas próximas seções para justificar esta afirmação. O algoritmo que se deriva à partir do critério proposto (GCMA) é do tipo gradiente estocástico como o LMS.

2.5.1. Motivação e Origem da Idéia

O algoritmo CMA é certamente a alternativa mais utilizada na prática quando o assunto é equalização autodidata. No entanto é reconhecido o problema da convergência deste algoritmo para mínimos locais indesejáveis de sua função custo [35]. Para o caso de equalizador síncrono (isto é, pesos atrasados de um intervalo de símbolo), Godard mostrou que o CMA converge para as soluções ótimas no caso de um equalizador com infinitos pesos [44]. Nos casos práticos de filtro finito, a função custo é não-convexa, e há a probabilidade de convergência para mínimos locais que não removem ISI suficiente para um desempenho satisfatório de BER.

A idéia por trás da função custo ora proposta surge a partir de [17]. Neste trabalho é proposta uma medida de qualidade de sinal: a razão sinal-variação de envelope. Tal parâmetro, usado naquele contexto para a seleção ótima de antenas em sistemas de diversidade espacial, procura medir a qualidade de recepção de um sinal originalmente de módulo constante com base na variação do envelope em relação a sua média. O conceito utilizado nesta medida foi a inspiração para a proposta do critério do módulo constante generalizado.

2.5.2. Critério GCM

O algoritmo CMA procura restaurar a propriedade de módulo constante do sinal transmitido, mas o valor deste módulo é especificado (R em (2.10) e em (2.11)). No entanto, em sinais de módulo constante, como nas constelações PSK, não há razão prática para especificar o valor do módulo a ser recuperado. Qualquer sinal de módulo constante na saída do equalizador representa a realização bem sucedida da equalização. O critério proposto a seguir se baseia nesta observação.

O critério proposto é baseado na razão sinal-variação de envelope (SVR, *signal-to-envelope variation ratio*) proposta em [17]. O valor instantâneo do parâmetro SVR é proporcional a:

$$SVR \propto \frac{\bar{z}^2}{[z(n) - \bar{z}]^2} \quad (2.14)$$

onde $z(n) = |y(n)|^2$ é o valor instantâneo do módulo ao quadrado do sinal na saída do equalizador e $\bar{z} = E\{|y(n)|^2\}$ é o valor esperado desta mesma grandeza. Baseado nesta idéia é proposto um critério do módulo constante generalizado que minimiza a seguinte função custo:

$$J_{GCM}(\mathbf{w}) = \frac{E\{[z(n) - \bar{z}]^2\}}{\bar{z}^2} \quad (2.15)$$

De forma semelhante ao critério CM, a minimização de $J_{GCM}(\mathbf{w})$ penaliza desvios da saída do equalizador em relação a um módulo constante. Mas agora o valor deste módulo ($\bar{z}$) não é mais especificado e é mais um parâmetro do equalizador a ser estimado. Esta diferença crucial do critério GCM permite ao equalizador se adaptar rapidamente em ambientes onde a potência recebida seja pequena. No caso do CMA, o equalizador tem que sintetizar um ganho aplicado ao vetor de pesos para recuperar este *offset* de potência, o que aumenta a faixa dinâmica dos pesos. Alternativamente, um controle automático de ganho pode ser utilizado para tal fim. Em todo caso o equalizador proposto dispensa este procedimento, o que é válido em modulação PSK onde apenas a fase é utilizada para detecção.

Com base neste novo critério, qualquer sinal de módulo constante na saída do equalizador representa uma equalização bem sucedida. Isto implica que um número virtualmente infinito de soluções satisfazem o critério proposto. O conceito de *pontos* de mínimos globais perde sentido. Passa-se a considerar planos multidimensionais de soluções para o equalizador baseado no critério GCM. Claramente, com o ajuste adequado do parâmetro $\bar{z}$, as soluções do critério CM são casos particulares das soluções do critério GCM. Isto justifica o termo módulo constante generalizado.

2.5.3. Algoritmo do Módulo Constante Generalizado (GCMA)

O GCMA é um algoritmo do gradiente estocástico baseado na função custo em (2.15). Detalhes do processo de obtenção do algoritmo podem ser verificados no apêndice A. A seguinte regra de atualização dos pesos de um equalizador FIR é obtida:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \frac{z(n) - \bar{z}}{\bar{z}^3} [\bar{z}y^*(n)\mathbf{x}(n) - z(n)\mathbf{r}] \quad (2.16)$$

onde: $\mathbf{r} = E\{y^*(n)\mathbf{x}(n)\}$ e μ é um fator de passo. Para uma implementação prática, as médias estatísticas $\bar{z}$ e $\mathbf{r}$ devem ser substituídas por médias temporais como a seguir:

$$\hat{\bar{z}}(n+1) = \omega \hat{\bar{z}}(n) + (1 - \omega) |y(n)|^2 \quad (2.17)$$

$$\hat{\mathbf{r}}(n+1) = \omega \hat{\mathbf{r}}(n) + (1-\omega)y^*(n)\mathbf{x}(n) \quad (2.18)$$

com $\omega < 1$. A possibilidade aparente da convergência para a solução trivial $\mathbf{w} = [0 \dots 0]^T$ não foi verificada quando inicializamos pelo menos um peso não nulo. A inicialização do vetor $\hat{\mathbf{r}}(0)$ foi toda nula enquanto o parâmetro $\hat{z}(0)$ foi inicializado com valor unitário. Finalmente, note que, como no caso do CMA, o equalizador GCMA não corrige desvios de fase.

2.6. Investigação de Aspectos da Convergência do GCMA

Nesta seção apresentamos alguns resultados de simulação e análises simples que esclarecem nossas afirmações sobre a generalização que o algoritmo proposto faz sobre o algoritmo CMA. Vamos considerar modulação BPSK $a(n) = \{\pm 1\} \forall n$, de forma que $R = 1$ em (2.11). Vamos assumir o canal e equalizador reais, embora a análise e os resultados possam ser estendidos para o caso complexo sem maiores dificuldades.

Considere inicialmente que o canal de transmissão pode ser modelado por um filtro autoregressivo (AR) com um único pólo sobre o eixo real. A função de transferência do canal é:

$$H(z) = \frac{1}{1 + \alpha z^{-1}} \quad (2.19)$$

A versão real das funções custos dos critérios CM e GCM podem ser escritas como:

$$J_{CM}(\mathbf{w}) = E\{y^4(n)\} - 2E\{y^2(n)\} + 1 \quad (2.20)$$

$$J_{GCM}(\mathbf{w}) = \frac{E\{y^4(n)\} - E^2\{y^2(n)\}}{E^2\{y^2(n)\}} = \frac{E\{y^4(n)\}}{E^2\{y^2(n)\}} - 1 \quad (2.21)$$

Na ausência de ruído o equalizador FIR que inverte perfeitamente o canal AR é dado pela solução:

$$\mathbf{w}^{op} = [1 \ \alpha]^T \quad (2.22)$$

Para esta solução é fácil verificar que ambas as funções custo são anuladas: $J_{CM}(\mathbf{w}^{op}) = J_{GCM}(\mathbf{w}^{op}) = 0$. Agora vamos considerar uma versão escalonada da solução ótima:

$$\mathbf{w}^{sc} = \gamma[1 \ \alpha]^T \quad \forall \gamma \in \mathbb{R}, |\gamma| \neq 1 \quad (2.23)$$

Neste caso a saída do equalizador, na ausência de ruído, é uma versão também escalonada do sinal de entrada $y(n) = \gamma a(n)$ e as funções custo são avaliadas como:

$$J_{CM}(\mathbf{w}^{sc}) = \gamma^4 - 2\gamma^2 + 1 \neq 0 \quad (2.24)$$

$$J_{GCM}(\mathbf{w}^{sc}) = \frac{\gamma^4}{(\gamma^2)^2} - 1 = 0 \quad (2.25)$$

Assim, para uma versão escalonada da solução ótima, apenas a função custo GCM ainda se anula como desejado. De fato, se o vetor do equalizador é dado por $\mathbf{w} = [w_0 \ w_1]^T$ então soluções do tipo $w_1 = \alpha w_0$ satisfazem o critério GCM. Logo, as soluções do equalizador GCMA são dadas por uma equação de reta $w_1 = \alpha w_0$. Na presença de ruído, embora não se anule completamente, a função custo GCM ainda atingirá um valor satisfatório para o desempenho do equalizador.

Agora vamos apresentar alguns resultados de simulações que suportam as afirmações acima. O equalizador tem dois pesos tal que $\mathbf{w} = [w_0 \ w_1]^T$.

As figs. 2.4 e 2.5 mostram a função custo CM e o gráfico de contorno correspondente como função dos dois pesos do equalizador quando $\alpha = 0,6$ e a SNR=10 dB. São mostradas trajetórias de 10 simulações com o CMA, cada uma com uma inicialização diferente sobre um círculo de raio dois. Cada trajetória representa 10^4 iterações com um fator de passo de 10^{-3} . São indicados por asteriscos a localização dos pontos de mínimos locais derivados por Ding [35]. Eles se localizam próximos de $[w_0 \ w_1] = [0 \ \pm 0,5575]$ de acordo com (2.13). Dois pontos de mínimos globais aparecem próximos a $\pm[1 \ 0,6]$ como esperado, mas a probabilidade de convergência para mínimos locais indesejáveis é claramente não desprezível. A fig. 2.6 ilustra mais claramente estas trajetórias de convergência.

Vamos agora analisar o caso da função custo GCM. As figs. 2.7 e 2.8 apresentam resultados semelhantes aos das figs. 2.4 e 2.5 para a função custo GCM, nas mesmas condições de

simulação. A função custo tem uma solução dada por uma linha contínua (que na ausência de ruído é dada por $w_1 = 0,6w_0$). O gráfico de contorno mostra trajetórias de 30 simulações com o GCMA, cada uma com inicializações diferentes sobre um círculo de raio dois. Não se observa convergências indesejáveis para pontos de mínimos locais, incluindo aqueles indicados por Ding. A fig.2.9 ilustra mais claramente estas trajetórias de convergência e destaca a localização dos mínimos locais.

A ausência de convergência do GCMA para mínimos locais também foi verificada no caso de canais média-móvel (MA), mais convencionalmente usados como modelos em sistemas de comunicação. Como exemplo considere o canal MA com a seguinte função de transferência:

$$H(z) = 1 + \alpha z^{-1} \quad (2.26)$$

As figs. 2.10 e 2.11 mostram as trajetórias de convergência para o CMA (10 trajetórias) e para o GCMA (20 trajetórias) quando $\alpha = 0,6$ e demais condições de simulação inalteradas. Novamente o CMA apresenta regiões de atração diferentes das desejadas, o que não acontece com o GCMA.

2.7. Resultados de Simulação

Os resultados de simulação apresentados nesta seção visam comparar os desempenhos de equalizadores lineares numa aplicação rádio-*indoor*. Os algoritmos testados são o LMS treinado, o CMA e o GCMA proposto. A simulação buscará submeter os equalizadores às condições próximas daquelas verificadas na prática. Desta forma um número substancial de canais ($\simeq 1000$) será testado ao invés da escolha artificial de alguns canais específicos que podem polarizar as conclusões.

O sistema rádio-*indoor* em foco usa modulação QPSK com taxa de 10 Mbps. O espalhamento do atraso é considerado na faixa de 50ns a 200ns. O perfil de intensidade de multipercurso no canal é assumido como exponencial negativo:

$$p(n) = (1 - e^{-T/\tau})e^{-nT/\tau} \quad (2.27)$$

onde T é o intervalo de símbolo e τ é o espalhamento do atraso escolhido. A resposta ao

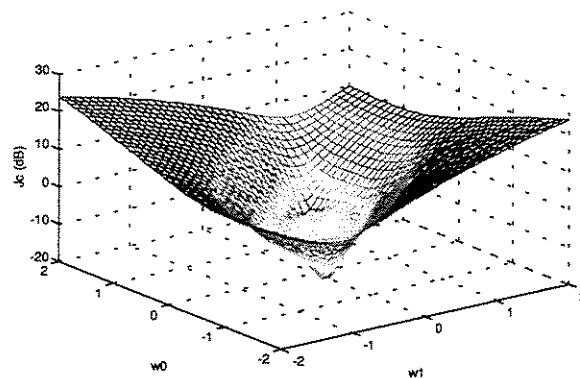


Fig. 2.4: Função custo CM como função dos pesos do equalizador, canal AR.

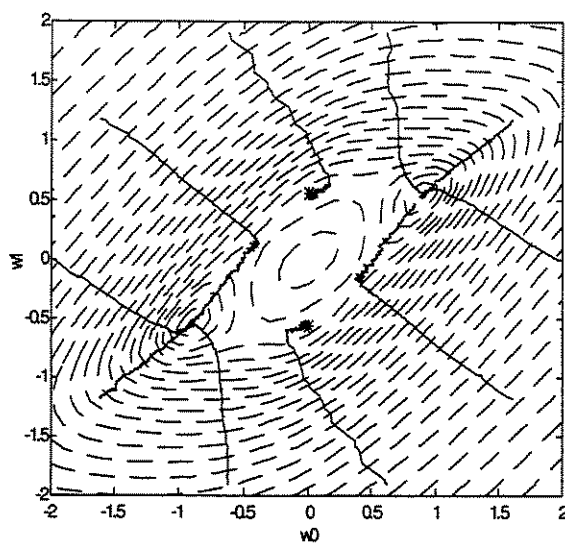


Fig. 2.5: Gráfico de Contorno e trajetórias de convergência para CMA, canal AR (mínimos de Ding indicados por *)

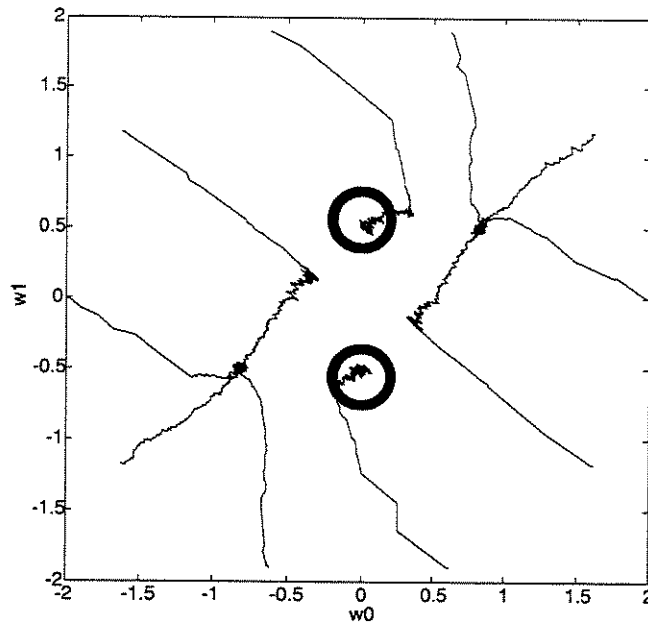


Fig. 2.6: Trajetórias de convergência para CMA, canal AR, com mínimos locais indesejáveis indicados.

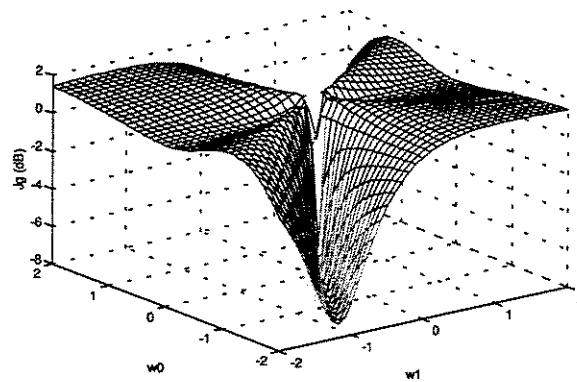


Fig. 2.7: Função custo GCM, como função dos 2 pesos do equalizador, canal AR.

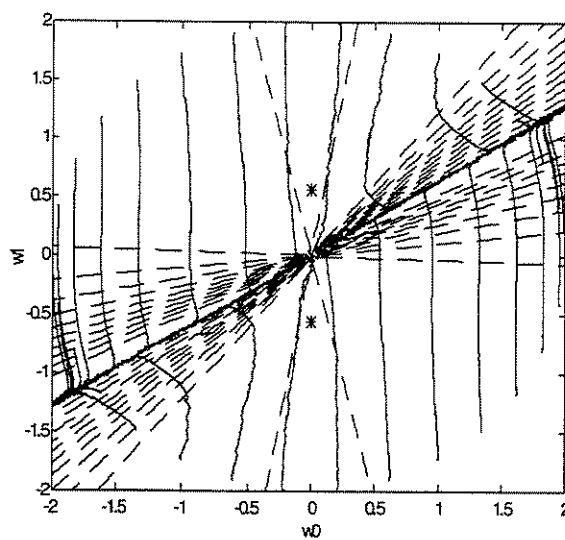


Fig. 2.8: Gráfico de contorno e trajetórias de convergência do GCMA, canal AR (mínimos de Dinq indicados por *)

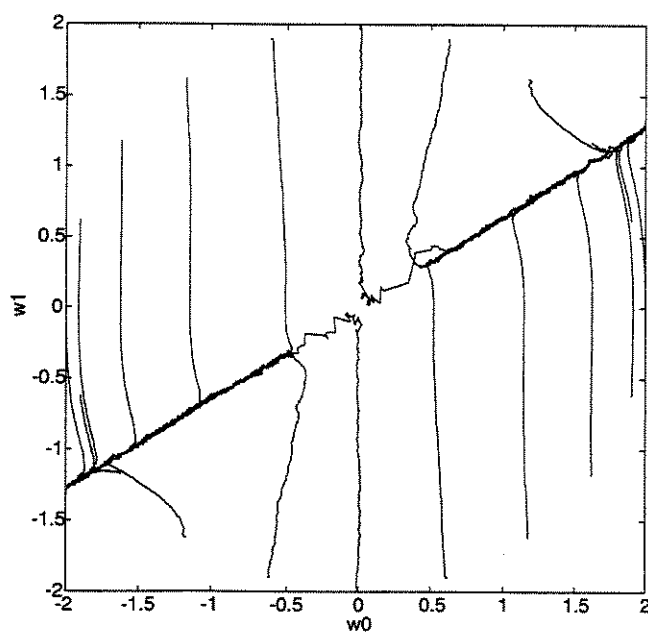


Fig. 2.9: Trajetórias de convergência do GCMA, canal AR

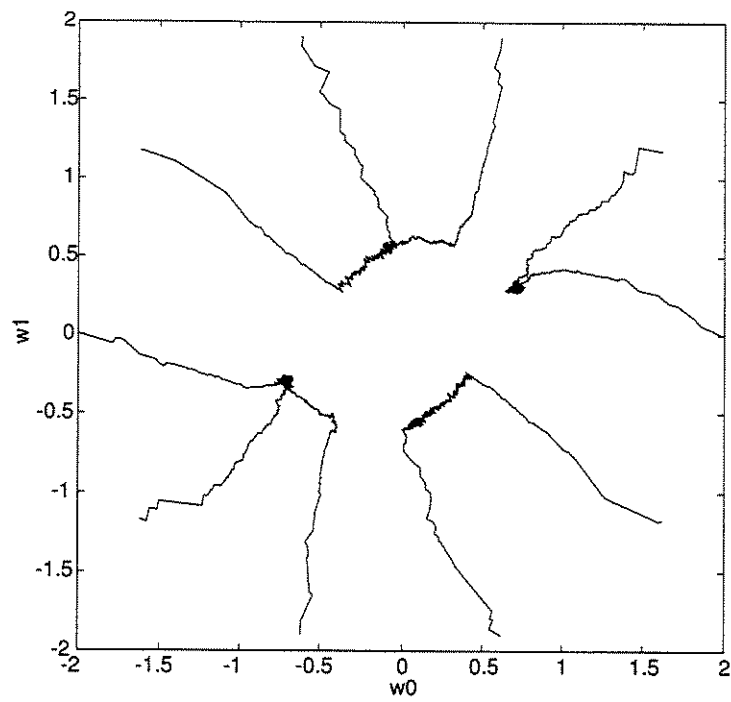


Fig. 2.10: Trajetórias de convergência do CMA, canal MA

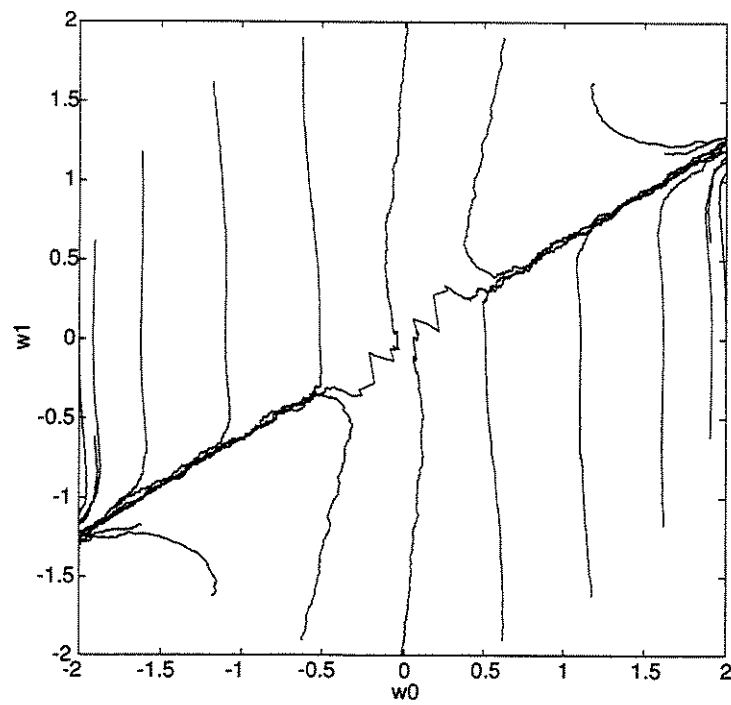


Fig. 2.11: Trajetórias de convergência do GCMA, canal MA

impulso complexa do canal é do tipo Rayleigh, assumindo que não há linha de visada direta:

$$h(n) = \sqrt{\frac{p(n)}{2}} [x_R(n) + jx_I(n)] \quad (2.28)$$

onde $x_R(n)$ e $x_I(n)$ são variáveis aleatórias gaussianas de média nula e variância unitária. O canal é definido para os percursos cujas magnitudes estejam até 40 dB abaixo da magnitude do percurso mais forte. Verificamos que, após a amostragem na recepção, os canais apresentavam entre 6 e 17 símbolos envolvidos na ISI.

O número de pesos no equalizador foi fixado em 11. Assumimos uma sequência de treinamento/bloco de dados com 500 símbolos. 1000 canais diferentes foram gerados para testar os equalizadores que operavam com fator de passo máximo que permitisse estabilidade ao longo de todas as simulações. Cada canal era gerado com base em um espalhamento de atraso diferente e uniformemente distribuído na faixa [50,200] ns e usando-se (2.27) e (2.28).

Para uma primeira análise comparativa do desempenho dos equalizadores vamos precisar definir uma medida de desempenho. Não utilizaremos uma curva tradicional de evolução do erro quadrático (*learning*) tendo em vista que o algoritmo GCMA não recupera a potência exata dos símbolos transmitidos, não havendo pois uma referência para calcular o erro quadrático médio. Como comentado antes, um *offset* de potência não representa problemas na detecção de sinais pertencentes à constelações de módulo constante. Alternativamente, vamos utilizar como medida de desempenho a ISI residual, definida da seguinte forma:

$$ISI_{res} = \frac{\left| \sum_l |f(l)| - \max_l |f(l)| \right|}{\max_l |f(l)|} \quad (2.29)$$

onde $f(l)$ é a resposta impulsiva conjunta do canal e equalizador. A fig.2.12 apresenta a distribuição cumulativa da ISI_{res} verificada na última iteração dos algoritmos adaptativos para SNR=30dB. O desempenho do algoritmo GCMA se aproxima bastante do LMS treinado. A porcentagem de canais medianamente equalizados é de cerca de 80% para o LMS/GCMA contra 70% via CMA. A vantagem no caso de canais bem equalizados é significativa: 50% contra 15%. A fig.2.13 apresenta resultados semelhantes para uma SNR=20dB.

Uma análise mais precisa da vantagem do algoritmo GCMA foi verificada ao medirmos explicitamente a taxa de bits errados. Neste caso assumimos um processamento em bloco:

o equalizador é adquirido durante o bloco de 500 símbolos e em seguida o mesmo bloco é reprocessado com o equalizador adquirido, para a computação da BER.

Antes de incluirmos um canal no teste de BER testamos a ISI residual atingível pelo equalizador ótimo MMSE naquele canal. Apenas canais cuja ISI residual mínima era menor que 1 foram considerados no teste. Esta condição representa a abertura de olho na modulação QPSK [20]. Os canais cuja ISI residual com equalizador MMSE são maiores que 1 não são linearmente equalizáveis no sentido de obter uma BER satisfatória. Em nossas simulações, verificamos que cerca de 20% dos canais eram linearmente não-equalizáveis, indicando, como já previsto por outros autores, que o uso de uma estrutura do tipo DFE é mais adequada à esta aplicação. A utilização de uma estrutura DFE em conjunto com o algoritmo GCMA é deixada como trabalho futuro.

A distribuição cumulativa da BER dos equalizadores (para os canais linearmente equalizáveis) em cada bloco de dados é apresentada nas figs. 2.14 e 2.15 para SNR de 30 dB e 20 dB respectivamente. As tabelas 2.1 e 2.2 resumem as conclusões que podemos tirar destas curvas. A probabilidade de interrupção (*outage*) é calculada com base numa BER máxima de 5×10^{-2} . Verificamos a grande proximidade dos desempenhos dos algoritmos LMS treinado e GCMA, e a clara superioridade sobre o CMA.

Os resultados apresentados nesta seção atestam que o desempenho do equalizador autodata GCMA se aproxima significativamente daquele do algoritmo LMS treinado, em uma aplicação prática de rádio-*indoor*, o que é notável.

Tabela 2.1 : Resultados para SNR=30dB

	LMS	CMA	GCMA
BER Média	0.0132	0.0325	0.0191
Outage(%)	3	15	6

Tabela 2.2 : Resultados para SNR=20dB

	LMS	CMA	GCMA
BER Média	0.0154	0.0351	0.0206
Outage(%)	5	17	7

2.8. Conclusões

Neste capítulo fizemos uma revisão breve dos fundamentos e aplicações emergentes de

equalização adaptativa. O capítulo propõe um novo critério para a obtenção de algoritmos adaptativos autodidatas. O novo algoritmo é dito do módulo constante generalizado. O termo generalizado se aplica pois a função custo proposta é minimizada por uma função contínua dos pesos do equalizador, que engloba os pontos específicos de soluções ótimas do equalizador CMA. Verificamos a inexistência de convergência indesejável para mínimos locais do algoritmo proposto em casos simples de canais autoregressivos e de média-móvel.

Resultados de simulações em ambiente prático realista de canal rádio-*indoor* mostraram um desempenho do equalizador GCMA notadamente próximo do algoritmo LMS treinado, e claramente superior ao algoritmo CMA. Isto é notável dada a forma relativamente simples do algoritmo.

O critério e algoritmo GCM propostos podem ser, e de fato serão, aplicados em outros domínios de processamento ao longo da tese.

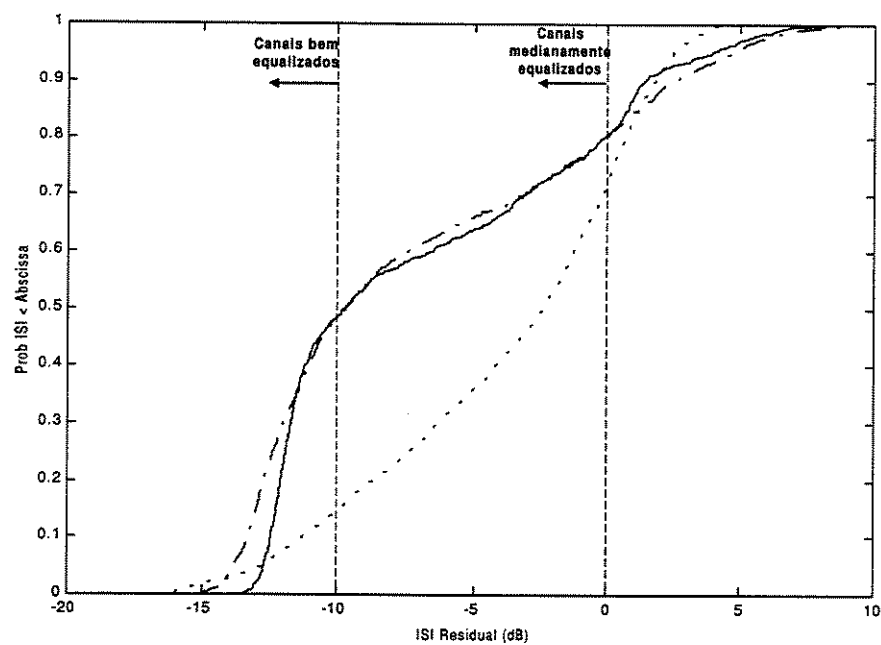


Fig. 2.12: Distribuição cumulativa da ISI residual, SNR=30 dB. (—) LMS, (---) GCMA, (- -) CMA

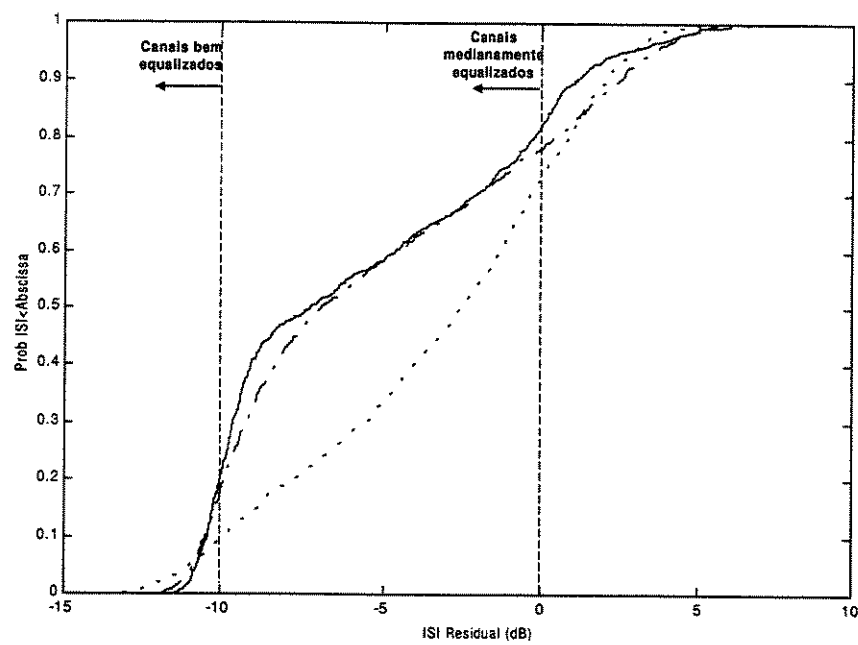


Fig. 2.13: Distribuição cumulativa da ISI residual, $SNR=20dB$. (—) LMS, (---) GCMA, (- -) CMA

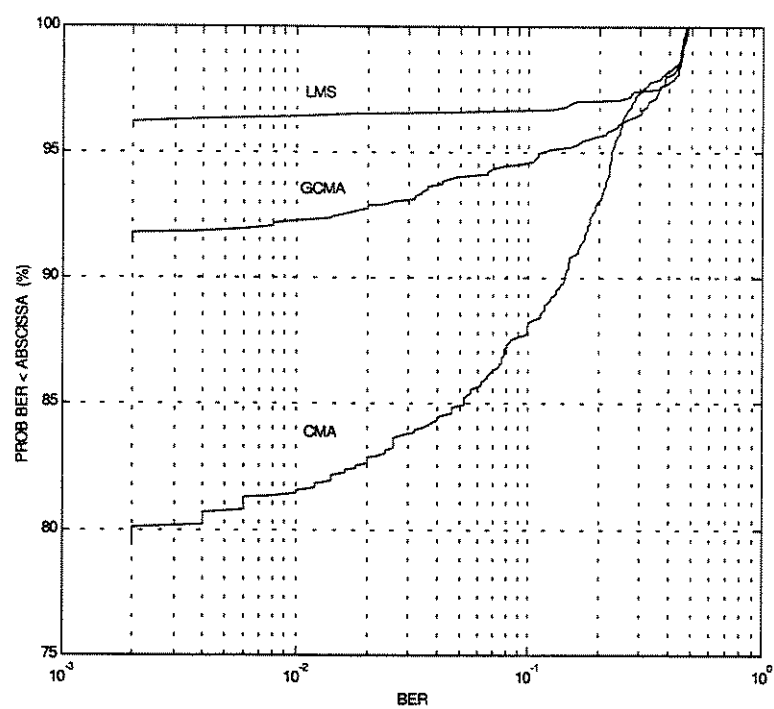


Fig. 2.14: Distribuição cumulativa da BER, $SNR=30dB$

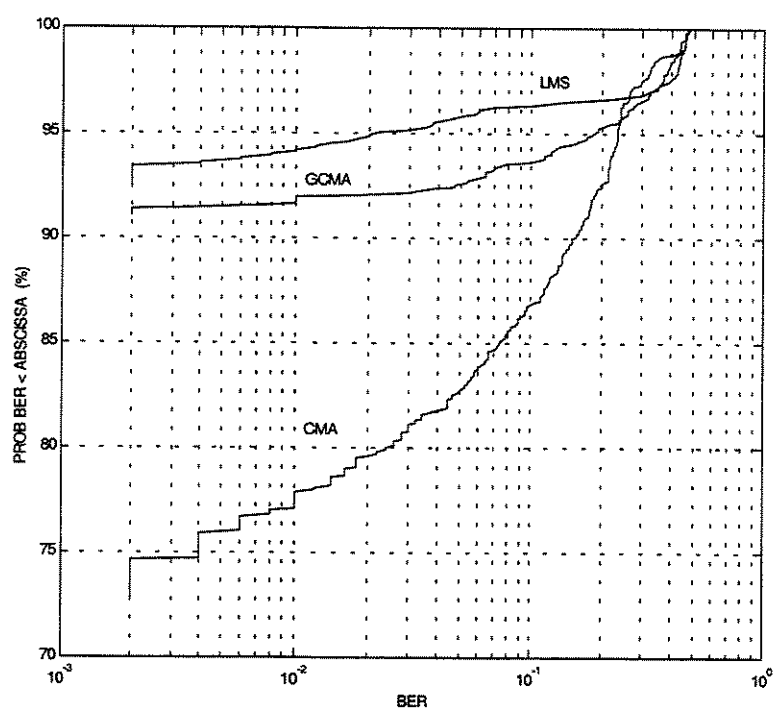


Fig. 2.15: Distribuição cumulativa da BER, SNR=20 dB

Capítulo 3

Abordagens para a Modelagem do Canal Espaço-Temporal e para Combinação de Sinais

Este capítulo aborda o problema da modelagem do canal de rádio adequada às aplicações que utilizam arranjos de antenas. Ao se utilizar arranjos de antenas a dimensão espacial é introduzida, sendo, portanto, o canal em questão definido como espaço-temporal. Esta modelagem pode se dar através de duas abordagens aparentemente distintas mas que podem ser derivadas de forma unificada na modelagem do canal espaço-temporal. Apresentamos resultados de simulação de um sistema de telefonia celular TDMA que ilustra as relações entre estas abordagens para o canal espaço-temporal e o impacto das mesmas no desempenho da camada física de tal sistema.

Quando se trata do método de combinação de sinais, isto é, dos valores que são dados aos pesos associados a cada antena no arranjo, também podemos observar algumas abordagens para o problema. Procuraremos identificar um método de combinação de sinais que mais se adequa às aplicações em sistemas sem fio.

Além destes assuntos, alguns outros tópicos de interesse serão discutidos. Entre eles incluem-se outras formas mais convencionais de aumento de capacidade em sistemas de telefonia móvel: a divisão de células e a setorização. O uso de arranjos de antenas por multifeixes chaveados (não-adaptativos) também será discutido.

O restante do capítulo está organizado da seguinte forma. Após uma breve introdução na seção 3.1, a seção 3.2 descreve um modelo genérico vetorial para o canal espaço-temporal associado a um arranjo de antenas. Na seção 3.3 descrevemos as abordagens clássicas para a modelagem do canal espaço-temporal. Na seção 3.4 descrevemos uma abordagem unificada para esta mesma modelagem bem como exemplos ilustrativos. Na seção 3.5 discutem-se métodos de combinação de sinais em diversidade enquanto a seção 3.6 discute o conceito da formação ótima de feixe. A seção 3.7 discute uma abordagem unificada para a combinação de sinais em arranjos de antenas. A seção 3.8 revisa alguns métodos convencionais para aumento de capacidade em sistemas de telefonia celular. A seção 3.9 apresenta alguns resultados de simulação que comparam o desempenho de um sistema TDMA quando as diversas abordagens discutidas até então são utilizadas na modelagem do canal espaço-temporal e na combinação de sinais.

A seção 3.10 descreve o esquema de chaveamento de múltiplos feixes para redução de interferência cocanal como uma técnica alternativa aos arranjos de antenas totalmente adaptativas. Finalmente, a seção 3.11 apresenta as conclusões do capítulo.

3.1. Introdução

Ao se dispor de um arranjo de antenas na recepção surge a necessidade imediata de modelar o canal espaço-temporal. Desta forma há duas abordagens clássicas para tal modelagem:

- abordagem diversidade: assume desvanecimentos independentes nos sinais em cada antena
- abordagem radar: assume sinais plenamente correlacionados em todas as antenas

Ao longo deste capítulo iremos revisar estas abordagens e apresentar uma abordagem unificada para o canal espaço-temporal. Por outro lado, quanto à estrutura dos algoritmos de combinação dos sinais nas diversas antenas temos novamente algumas abordagens possíveis:

- combinação de sinais em diversidade (visando combate ao desvanecimento rápido)
- formatação ótima de feixe (visando redução de CCI para aumento de capacidade)
- combinação ótima de sinais (visando obtenção de diversidade e redução de CCI simultaneamente)

Estes métodos de combinação são revisados e associados com os modelos de canal espaço-temporal a que se aplicam.

Finalmente, antes de procedermos, é válido revisar algumas suposições básicas que assumimos neste e nos próximos capítulos, quando tratamos arranjos de antenas:

- o transmissor e os obstáculos no caminho eletromagnético até o receptor estão no chamado campo distante do arranjo de forma que todos os sinais incidentes no arranjo são compostos de um número finito de ondas planas (multipercursos)
- as direções de chegada de cada onda plana são assumidas no plano azimutal (refletindo o fato que a distância horizontal transmissor-receptor é muito maior que a distância vertical)
- o acoplamento mútuo entre as antenas é considerado desprezível

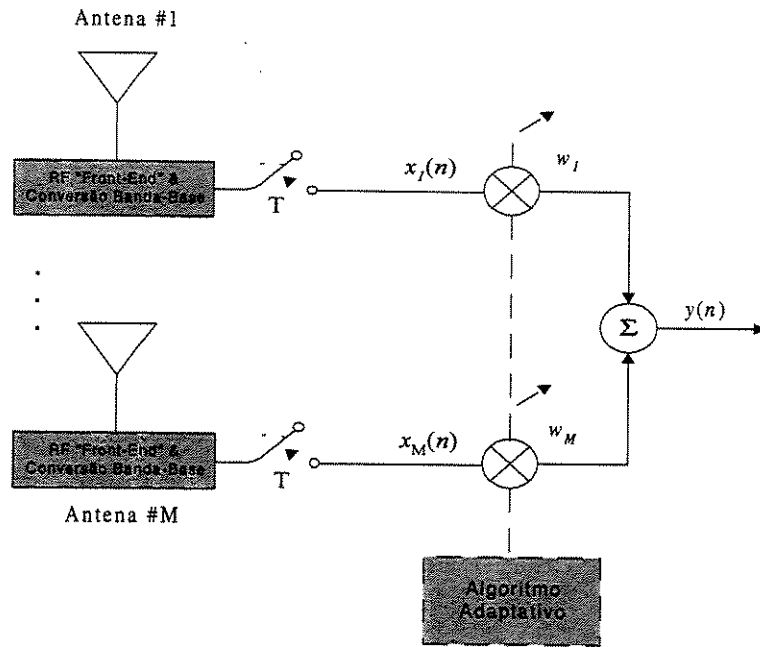


Fig. 3.1: Arquitetura genérica de um arranjo de antenas adaptativas

- as antenas são assumidas idealmente isotrópicas
- a potência do ruído térmico de recepção é assumida a mesma em cada antena

Embora os algoritmos de antenas adaptativas só sejam estudados no próximo capítulo, é instrutivo apresentar, neste momento, a arquitetura genérica de um arranjo de antenas adaptativas e alguma notação, tal como mostrado na fig.3.11. O arranjo é composto de M antenas e receptores coerentes que realizam a conversão dos sinais recebidos para banda-base, dentre outras funções de um "front-end" de rádio frequência (RF). Segue-se um amostrador na taxa de símbolos tal que a multiplicação das amostras por um conjunto de pesos $\mathbf{w} = [w_1 w_2 \dots w_M]^T$ se dá no domínio digital, de forma a produzir um sinal combinado $y(n)$. O vetor de amostras espaciais $\mathbf{x}(n) = [x_1(n) \dots x_M(n)]^T$ é dito vetor de entradas do arranjo. O vetor $\mathbf{w}$ é dito vetor de pesos do arranjo e é controlado por um algoritmo adaptativo de forma a satisfazer um critério de desempenho. Embora este capítulo trate de alguns métodos particulares para a obtenção de $\mathbf{w}$, este assunto só será completa e formalmente abordado no próximo capítulo.

3.2. Modelo Genérico de Canal Espaço-Temporal com Arranjo de Antenas na Recepção

Um arranjo de antenas consiste em um número de antenas formando determinada geometria em um plano bidimensional e que captam amostras espacialmente separadas de um sinal. A fig.3.2 ilustra a aplicação de interesse, onde, para o momento, apenas um usuário transmitindo é ilustrado. Cada canal de propagação entre o usuário de interesse e a i -ésima antena no arranjo é denotado por $h_i(t)$. O canal espaço-temporal é o vetor dado por:

$$\mathbf{h}(t) = [h_1(t) \dots h_M(t)]^T \quad (3.1)$$

onde M é o número de antenas. Cada sub-canal $h_i(t)$ pode ser modelado e caracterizado de acordo com a discussão da seção 1.3. Para arranjos do tamanho de uns poucos comprimentos de onda é razoável assumir que a perda de percurso e o sombreamento afetam de forma igual todos os $h_i(t)$. Também, sem perda de generalidade, vamos assumir desvanecimento plano em frequência em todos os sub-canais. A rapidez do desvanecimento temporal depende do espalhamento Doppler que será especificado oportunamente.

Quando se trata de arranjos de antenas na recepção, a dimensão espacial é introduzida, o que permite determinar mais um domínio de espalhamento do sinal: o angular. O espalhamento angular consiste na faixa de ângulos sobre o qual os diversos multipercursos de um mesmo sinal transmitido são recebidos. O inverso do espalhamento angular (em radianos) dá uma aproximação da distância de coerência do canal (em comprimentos de onda). A comparação da distância de coerência do canal com a distância entre os elementos do arranjo de antenas permite concluir se o sistema experimenta desvanecimento espacial seletivo ou plano. Como exemplo, se o espalhamento angular vale 3° então a distância de coerência vale aproximadamente 20 comprimentos de onda, o que representa uma indicação da distância entre antenas que deve ser respeitada para a obtenção de sinais descorrelacionados.

A fig.3.3 ilustra o modelo de espalhamento angular adotado na tese. Os obstáculos próximos a estação móvel geram uma região de espalhamento do sinal fazendo com que os multipercursos cheguem ao receptor num ângulo de chegada (AOA, do inglês *Angle of Arrival*) central θ , assumido uniformemente distribuído em $[0, 2\pi)$, mas com um determinado espalhamento em torno deste. Vamos assumir que os multipercursos se espalham em torno de θ com espalhamento

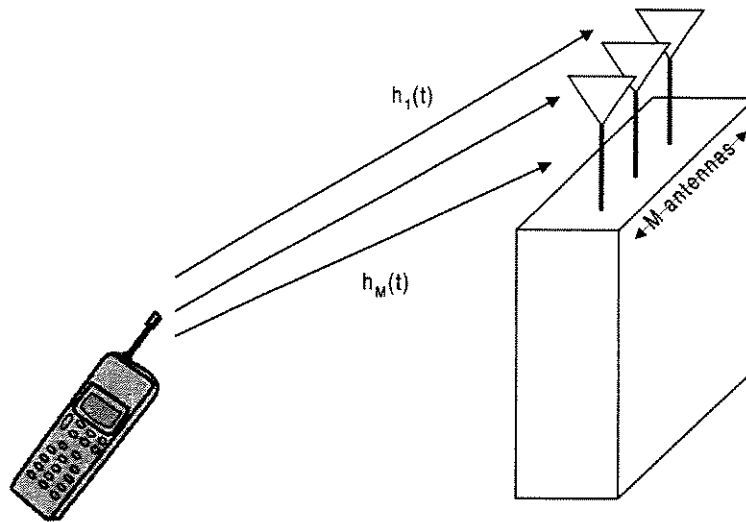


Fig. 3.2: Ilustração de arranjo de antenas utilizado na recepção e canal espaço-temporal

angular Δ de acordo com uma distribuição uniforme, ou seja, o AOA efetivo do n -ésimo percurso de um usuário θ_n é uniformemente distribuído em $[\theta - \Delta/2, \theta + \Delta/2]$. Outras distribuições estatísticas para o ângulo de chegada dos multipercursos são estudadas em [38].

A discussão que se segue sobre a modelagem do canal espaço-temporal diz respeito a que relação existe entre os diversos sub-canais $h_i(t)$, ou mais precisamente, ao nível de correlação entre os desvanecimentos de cada sub-canal.

3.3. Abordagens Clássicas para a Modelagem do Canal Espaço-Temporal

Estas abordagens clássicas são a diversidade e radar, discutidas a seguir.

3.3.1. Abordagem Diversidade

Nesta abordagem assume-se que o espalhamento angular é muito grande de forma que a distância de coerência é muito pequena e que o sistema experimenta forte desvanecimento seletivo no espaço. De outra forma, assume-se um espaçamento entre antenas suficiente para que seja muito maior que a distância de coerência do canal. De qualquer forma, o resultado de tais suposições é que os sub-canais experimentam desvanecimentos temporais independentes. Assim, cada sub-canal pode ser modelado por um processo aleatório Gaussiano complexo

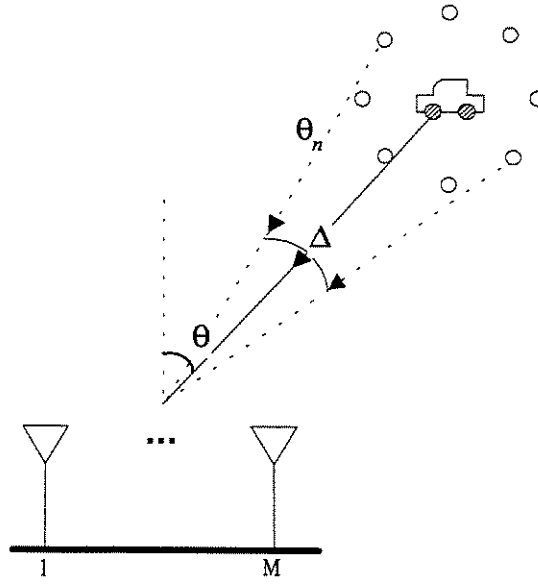


Fig. 3.3: Conceito do Espalhamento Angular

independente, ou seja, o canal espaço-temporal $\mathbf{h}(t)$ é um vetor aleatório Gaussiano complexo com componentes i.i.d.. Através desta abordagem obtém-se ganho de diversidade espacial proporcional ao número de antenas no arranjo.

3.3.2. Abordagem Radar

Esta abordagem constitui o caso oposto. Assume-se que o espalhamento angular é muito pequeno de forma que a distância de coerência é muito grande, de forma que o sistema experimenta desvanecimento plano no espaço. Alternativamente, pode-se considerar antenas muito próximas, ou seja, com espaçamento muito menor que a distância de coerência. Em todo caso, o resultado de tais suposições é que os sub-canais experimentam o mesmo desvanecimento rápido, de forma que a envoltória dos sinais em todas as antenas é essencialmente a mesma (são plenamente correlacionadas). Nesta abordagem não existe ganho de diversidade com qualquer número de antenas.

O termo "radar" advém do fato que o espalhamento angular pequeno assumido nesta abordagem é, fisicamente, associado a fontes emissoras pontuais com linha de visada direta, o que representa exatamente o caso em aplicações de radar.

Através da abordagem radar o vetor de canal espaço-temporal pode ser modelado da seguinte

forma:

$$\mathbf{h}(t) = \alpha(t)\mathbf{f} \quad (3.2)$$

onde $\alpha(t)$ representa os desvanecimentos do usuário em questão e $\mathbf{f} = [f_1 \dots f_M]^T$ é um vetor de resposta do arranjo de antenas em cada uma das M antenas. Para completar a modelagem do canal segundo a abordagem radar é necessário explorarmos a geometria do arranjo de antenas o que permitirá especificar a forma do vetor $\mathbf{f}$. Vamos adotar uma geometria linear uniforme para o arranjo como mostrada na fig.3.4. Observando esta figura e por geometria analítica simples, lembrando que uma defasagem de 2π ocorre quando se percorre a distância de um comprimento de onda da portadora, conclui-se que a diferença de fase entre antenas consecutivas para a n -ésima onda recebida é dada por:

$$\phi = \frac{2\pi d \sin(\theta_n)}{\lambda} \quad (3.3)$$

onde θ_n é o AOA da n -ésima onda recebida, d é a distância entre as antenas e λ é o comprimento de onda da portadora. Adotando uma fase de referência nula na primeira antena do arranjo chega-se ao vetor de resposta do arranjo $\mathbf{f}$:

$$\mathbf{f} = [1 \ e^{j\phi} \dots e^{j(M-1)\phi}]^T \quad (3.4)$$

Um caso particular de interesse é aquele em que a distância entre os elementos do arranjo vale meio comprimento de onda da portadora. Neste caso $d = \lambda/2$ e a defasagem relativa é dada simplesmente por:

$$\phi = \pi \sin(\theta_n) \quad (3.5)$$

Como o vetor de resposta do arranjo depende do AOA vamos utilizar a notação $\mathbf{f}(\theta_n)$. No restante da tese, a sigla ULA (*Uniform Linear Array*) será associada a um arranjo linear de antenas com espaçamento relativo de meio comprimento de onda. Na prática, a escolha do espaçamento de meio comprimento de onda representa um compromisso entre um menor nível de acoplamento mútuo entre os elementos do arranjo e menor presença de lóbulos laterais

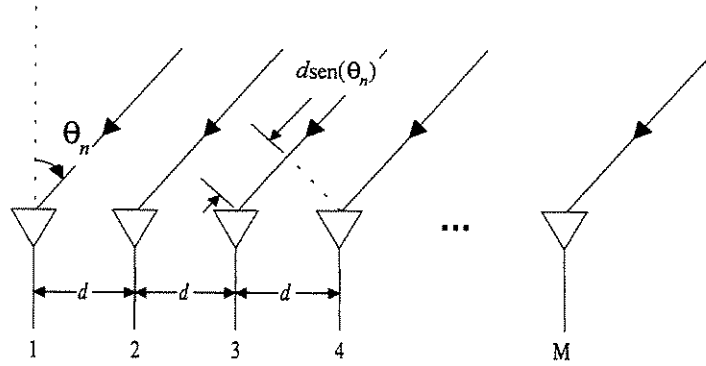


Fig. 3.4: Arranjo de Antenas Linear Uniforme

indesejáveis [93].

O Apêndice B apresenta uma análise mais detalhada da geometria dos arranjos de antenas e das relações entre padrão de irradiação dos elementos individuais no arranjo e do arranjo como um todo.

3.4. Abordagem Unificada para a Modelagem do Canal Espaço-Temporal

3.4.1. Modelo de Jakes Generalizado

As duas abordagens clássicas para a modelagem do canal espaço-temporal descritas acima traduzem casos extremos do nível de correlação das envoltórias dos sinais nas diversas antenas: na abordagem diversidade é assumida completa decorrelação enquanto na abordagem radar é assumida plena correlação.

É provável que na prática um nível de correlação intermediário seja verificado. Assim surge a motivação para um modelo espaço-temporal que emule qualquer nível de correlação espacial entre os sinais como função dos parâmetros que influenciam tal correlação, especificamente, a distância entre as antenas e o espalhamento angular.

Uma forma de obter tal modelo é generalizando o conhecido modelo de Jakes para o canal puramente temporal estudado anteriormente. Para a generalização deste modelo para o caso espaço-temporal é necessário adicionar a defasagem introduzida pelo arranjo de antenas nos sinais em antenas consecutivas. Assim, para um arranjo linear uniforme, o i -ésimo sub-canal

será dado por:

$$h_i(t) = \sum_{n=1}^N e^{j[2\pi f_d \cos(\phi_n)t + \Phi_n + \frac{2\pi}{\lambda}(i-1)d \sin(\theta_n)]} \quad (3.6)$$

onde todos os símbolos foram anteriormente definidos. De uma maneira mais geral podemos escrever a equação do vetor de canal espaço-temporal como:

$$\mathbf{h}(t) = \sum_{n=1}^N e^{j[2\pi f_d \cos(\phi_n)t + \Phi_n]} \mathbf{f}(\theta_n) \quad (3.7)$$

onde $\mathbf{f}(\theta_n)$ é o vetor de resposta do arranjo para a n -ésima onda incidente, especificado de acordo com a geometria do arranjo. Desta forma o modelo em (3.7) simula a envoltória de desvanecimento Rayleigh com correlação espacial.

Como veremos ao longo desta seção, o espalhamento angular é um parâmetro fundamental para caracterizar o desempenho de arranjos de antenas. Este parâmetro determina o grau de diversidade possível com um arranjo de antenas em função do espaçamento entre os sensores. Apesar desta importância, o espalhamento angular ainda é um parâmetro relativamente pouco investigado em campanhas de medida. Alguns valores presentes na literatura indicam que, para estações base de macro-células, o espalhamento angular valeria entre 3° e 20°, enquanto que para o ambiente *indoor* apresentaria um valor próximo de 360° [91][59]. Como o valor do espalhamento angular depende da distribuição de espalhadores locais em torno da estação móvel e da distância e altura da antena receptora, os valores acima parecem coerentes.

Revisitando (3.7) podemos analisar os casos extremos de espalhamento angular que determinam as duas abordagens clássicas para arranjos de antenas estudadas anteriormente. Vamos supor inicialmente que o espalhamento angular seja muito pequeno ou praticamente nulo. Isto indica uma situação próxima de uma linha de visada onde os multipercursos chegam todos de uma mesma direção. Assim:

$$\theta_1 \approx \theta_2 \dots \approx \theta_N \approx \theta \quad (3.8)$$

Logo, o vetor de resposta do arranjo é o mesmo para todos os percursos de forma que a resposta

ao impulso vetorial do canal espaço-temporal passa a ser:

$$\mathbf{h}(t) = \mathbf{f}(\theta) \sum_{n=1}^N e^{j[2\pi f_d \cos(\phi_n)t + \Phi_n]} \quad (3.9)$$

Representando o somatório por um único fator complexo $\alpha(t)$ recaímos na forma de (3.2). Portanto não existe diferença na envoltória dos sinais captados nas diferentes antenas, em outras palavras, não existe diversidade possível seja qual for o espaçamento entre as antenas. O vetor $\mathbf{f}(\theta)$ irá gerar apenas uma diferença de fase constante entre os elementos do arranjo.

É evidente que, na prática, o espalhamento angular nunca é nulo, mas sendo muito pequeno indica que um enorme espaçamento entre antenas seria necessário para obter algum ganho de diversidade. Portanto a abordagem radar é razoável para a modelagem do canal espaço-temporal quando vale a relação $\frac{d}{d_{cor}} \ll 1$, onde d é a distância entre as antenas e d_{cor} distância de coerência do canal.

Vamos considerar agora o caso em que o espalhamento angular é de 360° , de maneira que não existe qualquer direção preferencial de chegada para os multipercursos. Portanto o ângulo de chegada dos percursos pode ser modelado como uma variável aleatória uniformemente distribuída em $[0, 2\pi)$. Como consequência, os vetores de resposta do arranjo correspondentes são da mesma forma vetores aleatórios. Assim, a envoltória do sinal em cada antena pode variar significativamente e uma situação de diversidade é obtida com a descorrelação entre os sinais nos diversos sensores. Um ambiente com espalhamento angular elevado permite a obtenção de diversidade espacial com pequenos espaçamentos entre antenas (da ordem de $\lambda/2$, por exemplo). Portanto, a abordagem diversidade pode ser utilizada em ambiente onde a distância entre antenas é comparável ou maior que a distância de coerência, ou seja, $\frac{d}{d_{cor}} \geq 1$.

Desta forma o modelo de (3.7) inclui as abordagens diversidade e radar como casos particulares na modelagem do canal espaço-temporal.

3.4.2. Função de autocorrelação Espaço-Temporal

Com base no modelo definido em (3.7) podemos determinar a função de autocorrelação de sinais recebidos em antenas separadas por determinada distância e em intervalos de tempo distintos, em função dos parâmetros de interesse, ou seja, o espalhamento Doppler, o ângulo de chegada (AOA) central e o espalhamento angular. No apêndice B mostramos que esta função de autocorrelação espaço-temporal é dada por:

$$\rho(\tau, \delta) = J_0(2\pi f_d \tau) \left\{ J_0\left(\frac{2\pi\delta}{\lambda}\right) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l}\left(\frac{2\pi\delta}{\lambda}\right) \cos(2l\bar{\theta}) \text{sinc}(l\Delta) + \right. \quad (3.10)$$

$$\left. + j2 \sum_{l=0}^{\infty} J_{2l+1}\left(\frac{2\pi\delta}{\lambda}\right) \sin((2l+1)\bar{\theta}) \text{sinc}(l\Delta + \Delta/2) \right\}$$

onde: $J_x(\bullet)$ é a função de Bessel de primeira classe e de ordem x , τ e δ são os deslocamentos temporal e espacial respectivamente, $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$ e $\bar{\theta}$ é o AOA central e os demais termos já foram definidos. Note que o termo $J_0(2\pi f_d \tau)$ nada mais é que a função de autocorrelação temporal clássica para sinais em ambiente Rayleigh. O termo entre chaves representa a função de autocorrelação espacial. A função de autocorrelação espaço-temporal é portanto o produto das funções de autocorrelação independentes nos domínios temporal e espacial. Os detalhes desta derivação são encontrados no apêndice B.

Vamos avaliar alguns casos ilustrativos da função de autocorrelação espacial. As figs.3.5 a 3.7 ilustram o módulo da função de autocorrelação espacial em função do espaçamento δ/λ em comprimentos de onda para diversos AOA centrais e espalhamentos angulares. Estes resultados corroboram nossas discussões anteriores. Quanto maior o espalhamento angular, menos espaço é necessário para se atingir o primeiro mínimo de correlação entre os sinais. Na fig.3.5 nota-se que nossa afirmativa sobre a relação entre espalhamento angular e distância de coerência se confirma: para o caso de espalhamento angular de 20 graus, o primeiro mínimo é atingido em cerca de 2.8~2.9 comprimentos de onda, exatamente o inverso do espalhamento angular em radianos.

No entanto tal conclusão vai deixando de ser válida na medida que o AOA central se aproxima do eixo do arranjo, que no caso está em 90 graus. Ângulos de incidência mais próximos de 0° (incidência perpendicular ao arranjo, também chamada de direção *broadside*) indicam maior grau de decorrelação pois os caminhos eletromagnéticos percorridos tendem a se diferenciar. Da mesma forma uma incidência ao longo do eixo do arranjo (também chamado de direção *endfire*) dificulta bastante a obtenção de diversidade já que os caminhos eletromagnéticos dos sinais captados tendem a se aproximar. Na fig.3.7 fica claro que a obtenção de diversidade espacial para AOA centrais próximos do eixo do arranjo é bastante dificultada.

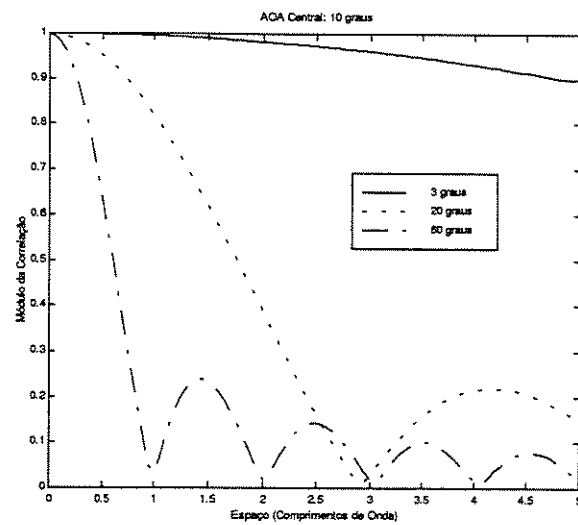


Fig. 3.5: Função de correlação espacial em função do AOA central e espalhamento angular

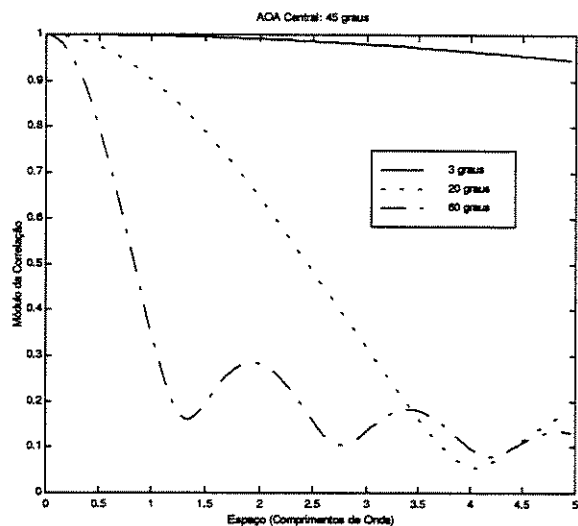


Fig. 3.6: Função de correlação espacial em função do AOA central e espalhamento angular

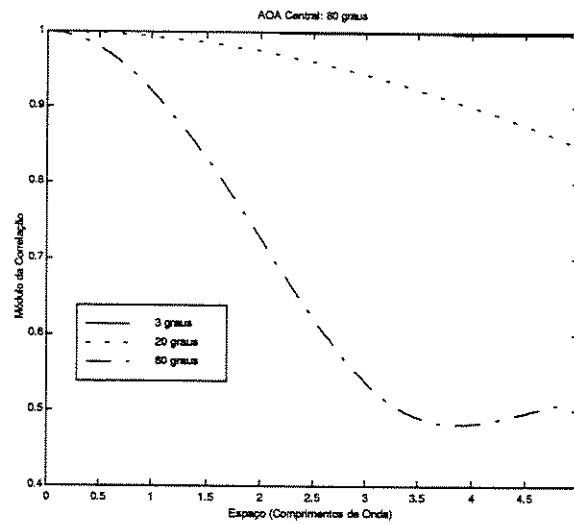


Fig. 3.7: Função de correlação espacial em função do AOA central e espalhamento angular

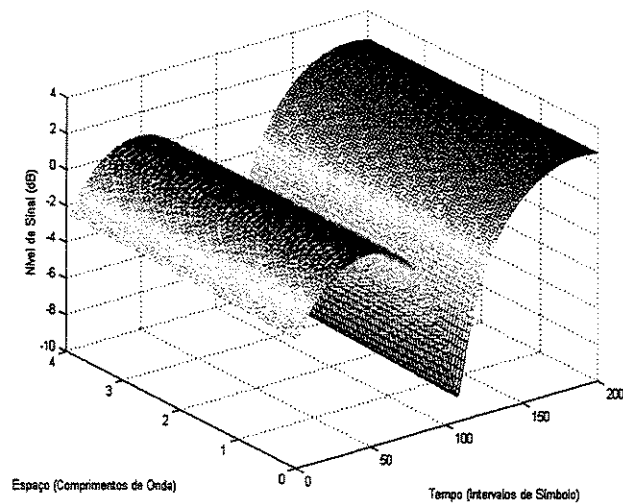


Fig. 3.8: Canal Espaço-Temporal (Esp.Ang.=1 grau, Taxa= 24,3 KBaud, Doppler=100 Hz)

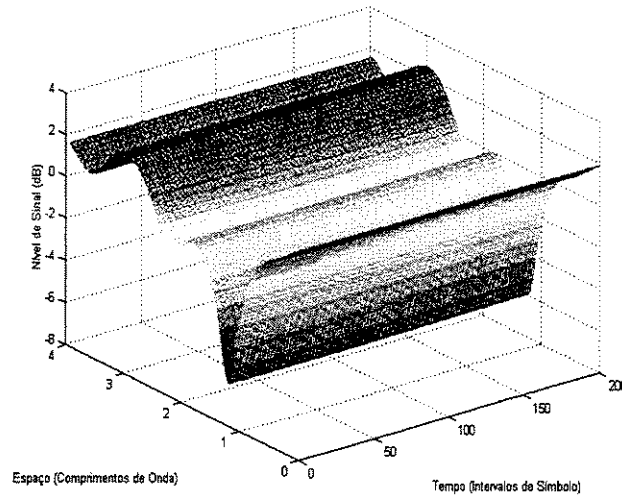


Fig. 3.9: Canal Espaço-Temporal ($\text{Esp. Ang.} = 100$ graus, $\text{Taxa} = 24,3$ KBaud, $\text{Doppler} = 1$ Hz)

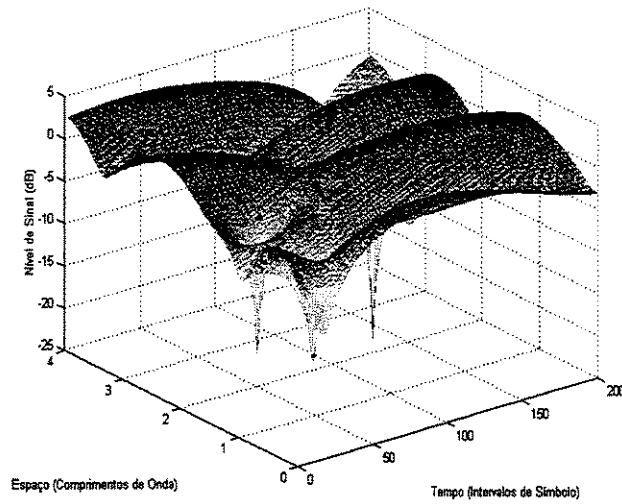


Fig. 3.10: Canal Espaço-Temporal ($\text{Esp. Ang.} = 100$ graus, $\text{Taxa} = 24,3$ KBaud, $\text{Doppler} = 100$ Hz)

3.4.3. Simulações do Canal Espaço-Temporal

Simulamos alguns casos ilustrativos do canal espaço-temporal modelado por (3.7). Vamos considerar um ângulo de incidência central de $\bar{\theta} = 45^\circ$. As figs. 3.8 a 3.10 apresentam exemplos da resposta ao impulso do canal espaço-temporal para diversas situações de espalhamento angular e de espalhamento Doppler. Estas figuras apresentam situações de desvanecimento plano ou seletivo no espaço e/ou no tempo. Os resultados corroboram, novamente, nossas afirmativas anteriores, que podem ser resumidas assim:

- quanto maior o espalhamento angular, maior o grau de diversidade espacial possível em um mesmo espaço; de forma mais geral o grau de diversidade entre as antenas em um arranjo aumenta com a relação $\frac{d}{d_{cor}}$
- quanto maior a taxa de transmissão e/ou menor o espalhamento Doppler, menor será o grau de seletividade temporal do canal em um mesmo período de tempo. De forma mais geral, quanto menor a relação $f_d T$ menor a seletividade temporal.

3.5. Métodos de Combinação de Sinais em Diversidade

O combate ao desvanecimento temporal rápido é classicamente realizado através de esquemas de micro-diversidade. O termo "micro" é utilizado para indicar que os sinais envolvidos foram submetidos ao mesmo desvanecimento de larga escala e perda de percurso, de forma que a micro-diversidade pode ser obtida em antenas da mesma estação base. O termo macro-diversidade refere-se ao combate aos desvanecimentos de larga escala (sombreamento), necessitando que as antenas encontrem-se geograficamente separadas (em diferentes estações base, por exemplo). Esquemas de macro-diversidade não serão tratados nesta tese.

A idéia por trás de qualquer esquema de diversidade é obter réplicas do sinal transmitido tais que sofram desvanecimentos independentes. Assim a probabilidade de um desvanecimento profundo no sinal ocorrer simultaneamente em cada caminho de propagação é reduzida. No contexto dos arranjos de antena, a suposição de desvanecimento independente em cada réplica do sinal implica que os sinais em cada antena são efetivamente descorrelacionados, o que corresponde à abordagem diversidade para a modelagem do canal espaço-temporal.

Como vimos na seção anterior, o coeficiente de correlação dos sinais em diferentes antenas em um arranjo é influenciado por dois fatores principais: o ângulo central de incidência da onda e o espalhamento angular. O coeficiente de correlação varia de forma acentuada com estes

parâmetros. Uma regra de referência amplamente aceita é a que uma separação entre antenas de 10 comprimentos de onda(λ) seriam suficientes para prover sinais descorrelacionados em uma estação base típica de macro-célula. De fato, de acordo com [59] e com nossas conclusões na seção anterior, isto é válido apenas para algumas combinações dos outros fatores envolvidos. Assim tal regra de referência deve ser aceita com reservas e confirmada na prática através da medida do espalhamento angular no ambiente. Por outro lado, distâncias maiores que 10λ entre antenas podem tornar a montagem do arranjo na torre da estação base inviável se mais de 2 antenas são requeridas, especialmente na faixa dos 900 MHz.

3.5.1. Métodos de Combinação de Sinais em Diversidade

No contexto desta abordagem vamos representar cada sub-canal por um fator complexo independente com amplitude Rayleigh e fase uniforme tal que o vetor do canal espaço-temporal será dado por:

$$\mathbf{h}(t) = [\alpha_1(t)e^{-j\phi_1(t)} \dots \alpha_M(t)e^{-j\phi_M(t)}]^T \quad (3.11)$$

Uma vez obtido um conjunto de amostras espaciais do sinal, é necessário combiná-las para a obtenção de um sinal com menor influência do desvanecimento. Para tanto valores são assinalados aos pesos do arranjo de antenas ilustrado na fig.3.11. No contexto da diversidade, as alternativas para tal propósito são descritas a seguir:

- **Diversidade por Seleção:** neste caso utiliza-se um critério de potência para selecionar a antena com maior potência instantânea. Assim o vetor de pesos do arranjo $\mathbf{w} = [w_1 \dots w_M]^T$ é dado por:

$$w_j = \begin{cases} 1, & \text{se } j=i, \\ 0, & \text{c.c.} \end{cases}, \quad j = 1 \dots M \quad (3.12)$$

onde i é o índice da antena que possui maior relação sinal-ruído instantânea.

- **Diversidade por Combinação de Ganho Igual:** faz o ajuste de fase dos sinais em cada antena e combina; assim o vetor de pesos do arranjo é dado por:

$$\mathbf{w} = [e^{j\phi_1(t)} \dots e^{j\phi_M(t)}]^T \quad (3.13)$$

- **Diversidade por Combinação de Razão Máxima (MRC, Maximal Ratio Combining):** além do ajuste de fase, os sinais em cada antena são ponderados proporcionalmente à relação sinal-ruído em cada canal. Sendo a potência do ruído aproximadamente a mesma em canal canal, pode-se usar a amplitude do sinal recebido como fator de ponderação [126]. Assim, sinais mais fortes são privilegiados na combinação. A solução MRC pode ser provada através

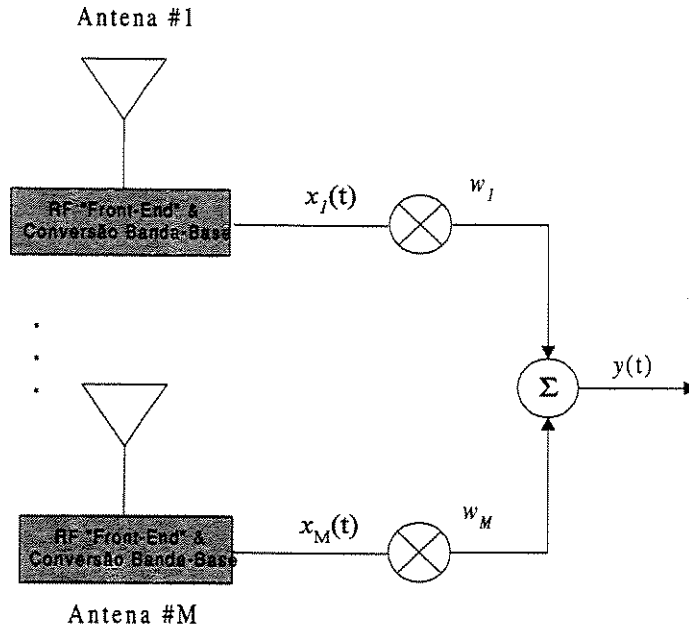


Fig. 3.11: Arranjo de antenas com pesos para a combinação dos sinais

da desigualdade de Schwarz [126]. Assim o vetor de pesos do arranjo é dado por:

$$\mathbf{w} = [\alpha_1(t)e^{j\phi_1(t)} \dots \alpha_M(t)e^{j\phi_M(t)}]^T \quad (3.14)$$

Note que a solução MRC em (3.14) pode ser interpretada como a de um filtro casado espacial. A solução MRC acima é equivalente a otimização utilizando o critério do erro quadrático mínimo na ausência de CCI. Esta demonstração é apresentada no Apêndice B. A SNR na saída de um arranjo MRC é analisada em seguida. Sendo σ^2 a potência média do ruído aditivo em cada antena, então a SNR de saída é dada pela soma das SNRs em cada antena [126], daí:

$$SNR_{MRC} = \frac{\sum_{m=1}^M |\alpha_m|^2}{\sigma^2} \quad (3.15)$$

3.5.2. Outras formas de diversidade

Além da diversidade espacial tratada nos parágrafos acima há outras formas de diversidade a considerar:

- **Diversidade de Polarização:** neste caso duas antenas de recepção são posicionadas de forma a captar polarizações ortogonais do sinal recebido; apresenta como vantagem em relação à diversidade espacial a redução nos requisitos de espaço e como desvantagem um

possível ganho de diversidade inferior [59]. Além disso fica limitada a dois ramos de diversidade.

- **Diversidade Angular:** neste caso sinais captados por antenas que cobrem setores angulares diferentes são utilizados para a obtenção de diversidade. A eficiência deste tipo de diversidade depende naturalmente do espalhamento angular no ambiente.
- **Diversidade Temporal Implícita:** neste caso as réplicas do sinal desejado são obtidas via isolamento dos multipercursos; isto é possível em sistemas CDMA através do receptor Rake (vide capítulo 6). Sua eficiência depende do espalhamento do atraso que pode permitir ou não um número razoável de multipercursos com energia suficiente para gerar ganho de diversidade.

Os métodos de combinação discutidos acima podem ser naturalmente utilizados com estas outras formas de diversidade. Note que a abordagem diversidade desconsidera a existência de sinais interferentes co-canal sendo por isso um método ótimo apenas em sua ausência.

3.6. O Conceito da Formação Ótima de Feixe

Em oposição aos métodos de combinação de sinais em diversidade encontra-se o conceito da formação ótima de feixe. Aqui não existe preocupação em obter ganho de diversidade mas sim em obter o cancelamento de sinais interferentes indesejados. Tais técnicas possuem um apelo natural para aumentar a capacidade dos sistemas celulares que, como vimos, são essencialmente limitados pela interferência cocanal. Este conceito para a combinação de sinais exige naturalmente que o canal espaço-temporal seja modelado segundo a abordagem radar.

Ficou claro anteriormente que se a relação $\frac{d}{d_{cor}} \ll 1$ é satisfeita então é possível obter sinais com envoltórias plenamente correlacionadas. Se for possível estimar o ângulo de chegada do sinal desejado, ter-se-á então perfeito conhecimento - pelo menos teoricamente - da forma do vetor de resposta de fase do arranjo $f(\theta)$ na direção do usuário desejado. Com esta informação, é possível calcular um vetor de pesos de arranjo tal que a energia recebida na direção de chegada do sinal desejado seja maximizada enquanto a energia nas demais direções, particularmente naquelas em que há sinais interferentes, seja minimizada. Fisicamente isto equivale à formação de um feixe (*beamforming*) de energia do padrão de irradiação do arranjo de antena na direção do usuário desejado. A definição formal de padrão de irradiação do arranjo só será abordada no próximo capítulo.

Esta idéia é utilizada no conceito do **Formador de Feixe de Resposta Não-Distorcida**

e **Variância Mínima** (MVDR, do inglês *Minimum Variance Distortionless Response Beamformer*) [49] que descrevemos a seguir.

Neste momento vamos introduzir a forma do vetor de sinais recebidos num arranjo de antenas ($\mathbf{x}(t) = [x_1(t) \dots x_M(t)]^T$, ver fig.3.11) em um ambiente multiusuário. Seja um ambiente onde K usuários transmitem ao mesmo tempo e na mesma frequência. O vetor de sinais recebidos será dado por:

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_k(t) s_k(t) \quad (3.16)$$

onde $\mathbf{h}_k(t)$ é o canal espaço-temporal do k -ésimo usuário, $s_k(t)$ é o pulso transmitido pelo k -ésimo usuário e supusemos, sem perda de generalidade, a ausência de AWGN. Neste momento é mais conveniente considerar um canal ideal, onde não há desvanecimento. Assim o canal espaço-temporal de um usuário será dado simplesmente por:

$$\mathbf{h}_k(t) = \mathbf{f}(\theta_k) \quad (3.17)$$

Seja θ_d a direção de chegada do usuário desejado. Suponha que, de alguma maneira este parâmetro possa ser estimado eficientemente. Assim o vetor de resposta de fase do arranjo para o usuário desejado será conhecido e dado por $\mathbf{f}(\theta_d)$. Note que o sinal de saída do arranjo de antenas pode ser escrito como:

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) = \mathbf{w}^H \sum_{k=1}^K \mathbf{f}(\theta_k) s_k(t) \quad (3.18)$$

O nosso objetivo é recuperar o sinal $s_d(t)$. Um conjunto de condições que implica nesta recuperação é:

$$\mathbf{w}^H \mathbf{f}(\theta_1) = 0 \quad (3.19a)$$

$$\mathbf{w}^H \mathbf{f}(\theta_2) = 0 \quad (3.19b)$$

$$\vdots \quad (3.19c)$$

$$\mathbf{w}^H \mathbf{f}(\theta_d) = 1 \quad (3.19d)$$

$$\vdots \quad (3.19e)$$

$$\mathbf{w}^H \mathbf{f}(\theta_K) = 0 \quad (3.19f)$$

Este conjunto de condições pode ser traduzido em um problema de minimização sujeita a restrições, ou seja:

$$\text{minimizar } |y(t)|^2, \text{ sujeito a: } \mathbf{w}^H \mathbf{f}(\theta_d) = 1 \quad (3.20)$$

Através do método dos multiplicadores de Lagrange é possível mostrar que a solução deste problema é [49]:

$$\mathbf{w}_{op} = \frac{\mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{f}(\theta_d)}{\mathbf{f}(\theta_d)^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{f}(\theta_d)} \quad (3.21)$$

onde $\mathbf{w}_{op}$ indica o vetor-solução ótimo e $\mathbf{R}_{xx}$ é a matriz de correlação do vetor de sinais na entrada do arranjo, ou seja:

$$\mathbf{R}_{xx} = E \{ \mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t) \} \quad (3.22)$$

que pode ser adequadamente estimada. A solução MVDR em (3.21) é restringida a passar o sinal desejado com ganho unitário enquanto minimiza a energia total na saída do formador de feixe. Assim ruídos e interferências não originadas na direção θ_d serão atenuadas.

A equação (3.21) representa uma solução elegante e analiticamente tratável para o problema do cancelamento de interferência. No entanto, sua origem deu-se em pesquisas voltadas para aplicações militares na localização de fonte emissora e cancelamento de interferências deliberadas (o que justifica o termo "radar"). Alguns aspectos importantes precisam ser analisados antes de estendermos esta abordagem para sistemas celulares.

As seguintes desvantagens podem ser apontadas quando se considera a aplicação de uma solução como a MVDR em ambiente celular:

- a solução leva em conta o conhecimento do vetor de resposta de fase do arranjo, o que implicitamente assume uma geometria do arranjo perfeitamente ajustada com o modelo teórico formulado para a obtenção das fases relativas em cada antena; além disso a suposição que cada antena do arranjo possui o mesmo padrão de irradiação e com mesma orientação é tomada como verdadeira. Na prática isto significa que é necessário um processo de calibração do arranjo para que tais suposições sejam aproximadas na prática e a solução MVDR seja possível.
- a estimação do ângulo de chegada não é uma tarefa simples. No caso de ambientes com espalhamentos angulares maiores, é necessário estimar o espectro angular [15]. Assim, algoritmos de estimação espectral de alta resolução são envolvidos. Em geral, tais algoritmos demandam grande carga computacional.
- alguns algoritmos de estimação de direção de chegada assumem que o número de antenas seja

maior que o número de sinais envolvidos na estimação e/ou requerem a estimação precisa do número de sinais recebidos [15], o que podem ser exigências impraticáveis em sistemas celulares.

Portanto, a dependência extremada da solução MVDR em relação a algumas suposições que na prática podem não ser válidas e a necessidade de um custoso processo de estimação de direção de chegada podem ser empecilhos sérios à aplicação desta técnica em ambientes de comunicações móveis.

Nesta tese não iremos aplicar o conceito da formatação ótima de feixe da forma como foi definida nesta seção. O tratamento de tal assunto requer, certamente, um outro trabalho de tese do mesmo porte deste. Vale ressaltar que um intenso trabalho de pesquisa continua existindo nesta área, visando tornar tais técnicas mais factíveis aos ambientes de comunicações móveis.

3.7. Uma Abordagem Unificada para a Combinação de Sinais em Arranjos de Antenas: Combinação Ótima

Nas duas seções anteriores verificamos que as duas abordagens clássicas para a combinação dos sinais em arranjos de antenas possuem desvantagens. Os métodos de combinação em diversidade desconsideram a existência de CCI. A formatação de feixe lida com o cancelamento de interferência mas possui alguns inconvenientes em sua formulação que dificultam sua aplicação em ambientes celulares, além de desconsiderar possíveis ganhos em diversidade. Assim é necessário procurar uma abordagem que simultaneamente apresente as seguintes características:

- permita o ganho de diversidade e a redução de CCI numa mesma estrutura algorítmica, sendo o ganho de diversidade somente limitado pela relação $\frac{d}{d_{cor}}$; a capacidade de redução de interferentes, por sua vez, será limitada apenas pelo número de antenas disponíveis.
- permita sua implementação em ambiente celular sem requerer alguma suposição forte sobre a geometria do arranjo, ou sobre o vetor de resposta de fase
- não requeira a estimação de direções de chegada

As características acima podem ser contempladas se utilizarmos a estrutura temporal dos sinais modulados digitalmente para a obtenção do vetor de pesos do arranjo. Isto se dá através das seguintes alternativas:

- utilização do critério do erro quadrático mínimo (MMSE) para obter uma solução ótima e derivação de algoritmos iterativos que permitam obter esta solução em tempo real através da utilização de sequências de treinamento

- utilização de um critério alternativo ao MMSE e que permita a obtenção de uma solução efetiva (ainda que não otimizada no sentido MMSE) sem a necessidade de uma sequência de treinamento (algoritmos autodidatas). Neste caso pode-se explorar propriedades do sinal digital em banda-base tais como o alfabeto finito (algoritmo DD) e o módulo constante (algoritmos CMA e GCMA).

Este conceito será denominado de **combinação ótima de sinais**. A utilização em arranjos de antenas de algoritmos consagrados na literatura para adaptação de equalizadores, tais como o LMS, o RLS, o DMI e o CMA além do GCMA proposto no capítulo 2, permite satisfazer os requisitos acima postos. Quaisquer imperfeições na geometria do arranjo, na orientação e padrão de irradiação individuais das antenas, ou variações nas características do ambiente de propagação, poderão ser adequadamente compensadas por estes algoritmos quando sintetizam uma solução que satisfaça o critério de otimização. Estes algoritmos não assumem qualquer modelo específico sobre o canal espaço-temporal onde os sinais se propagam e isto é uma propriedade de grande apelo prático.

Por outro lado, como ficará claro em simulações nos próximos capítulos, sob determinadas condições, o método da combinação ótima produz uma formatação ótima de feixe exatamente como no caso do método MVDR. Note porém que este é um caso particular da combinação ótima.

A única desvantagem aparente dos métodos baseado na estrutura temporal do sinal dá-se na presença de desvanecimentos muito rápidos, no qual os algoritmos adaptativos podem não acompanhar adequadamente as variações do canal. No entanto, com o aumento das taxas de transmissão o desvanecimento tende a ser lento num horizonte de dezenas ou algumas centenas de símbolos, o que reduz esta preocupação. Neste caso apenas a complexidade de implementação resta como fator de limitação.

A disponibilidade de sequências de treinamento, de uma forma ou de outra, é garantida nos sistemas de telefonia celular de 2ª geração e nas propostas de sistemas para a 3ª geração mencionados no capítulo 1 (IS-136, GSM, UTRA/WCDMA, Cdma2000, UWC-136) o que permite a implementação dos algoritmos adaptativos considerados. Mesmo assim, alguns algoritmos autodidatas serão estudados nos próximos capítulos pois representam um tópico de intensa pesquisa e são vistos como inovações para o futuro.

O método da combinação ótima de sinais tem sido aplicado em sistemas de comunicações móveis modelados segundo as abordagens radar e diversidade, o que por si só confirma a

flexibilidade deste método. O artigo de Winters [120] pode ser considerado a pedra fundamental neste contexto onde é apresentado um estudo detalhado sobre o desempenho de sistemas de comunicação sem fio utilizando combinação ótima de sinais em diversidade. Algumas das conclusões de Winters serão detalhadas no próximo capítulo. Trabalhos subsequentes abordam aspectos de algoritmos adaptativos, ganhos de capacidade e implementação prática de arranjos de antenas utilizando combinação ótima de sinais em diversidade [122][32][124]. Artigos recentes usando abordagem radar para modelar o canal espaço-temporal, mas com algoritmos que exploram a estrutura temporal dos sinais, são mais comuns em aplicações CDMA (ex.: [61] [93]), onde outras formas de geração de diversidade são possíveis (através de receptores Rake, por exemplo). Um número menor de trabalhos levam em conta o efeito da correlação intermediária entre os sinais nas antenas: temos conhecimento de [102][112][108] e [80].

3.8. Técnicas Convencionais para Aumento de Capacidade em Sistemas Celulares

O aumento de demanda de capacidade de usuários para sistemas de telefonia celular têm sido compensado através de algumas técnicas convencionais de aumento de capacidade. Nesta seção revisamos duas das mais populares: a divisão de células e a setorização.

3.8.1. Divisão de Células (*Cell Splitting*)

Neste caso tenta-se realizar um reescalonamento da rede celular através da redução do raio das células [98]. Desta forma, um maior número de células cobre uma dada área aumentando a densidade de canais por área. Uma redução correspondente nas potências de transmissão e recepção é necessária para que o plano de reuso de frequência possa ser mantido sem alterar os níveis de interferência cocanal.

As desvantagens deste método incluem:

- necessidade de um maior número de estações base para cobrir uma mesma área, aumentando assim o custo total da rede;
- dificuldades eventuais da escolha de localizações adequadas para as estações base de células cada vez menores;
- aumento na complexidade, expansão e gerenciamento da rede celular como um todo.

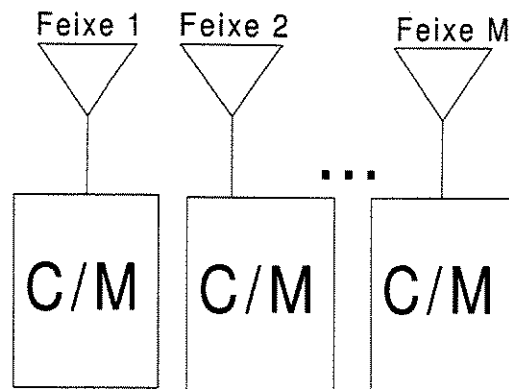


Fig. 3.12: Setorização convencional

3.8.2. Setorização

Na setorização, a antena omnidirecional da estação base é substituída por um número de antenas direcionais cobrindo setores específicos. Desta forma, o nível de interferência cocanal é reduzido de forma imediata permitindo uma correspondente redução do fator de reuso enquanto a SIR de cada usuário é mantida ou melhorada em relação ao sistema não-setorizado.

Uma desvantagem do uso de setorização é a necessidade de *handoffs* dentro da própria célula. No entanto, estações base modernas permitem gerenciar diretamente os *handoffs* intra-célula para um número pequeno de setores (um esquema típico possui 3 setores de 120°).

Em sistemas FDMA/TDMA, a maior desvantagem do uso de setorização é a perda da eficiência de troncagem (*trunking*), um fato que depõe contra o objetivo de aumento de capacidade. Suponha que C seja o número total de canais por célula numa célula não setorizada. Como ilustra a fig.3.12, numa nova configuração com M setores, o total de canais por setor é reduzido para C/M . A redução do número de canais por setor pode reduzir a capacidade total de tráfego por célula se um padrão de reuso consideravelmente menor não for aplicado [98]. Em sistemas CDMA com reuso unitário, tal fenômeno não se verifica já que todos os canais são reutilizados nos setores derivados da célula principal.

3.8.3. Combinando Antenas Adaptativas e Setorização

No restante desta tese, nas simulações que envolvam uma rede de células de um sistema de telefonia móvel, vamos combinar o uso de antenas adaptativas com setorização de 120° , como ilustrado na fig.3.13. As razões para tanto são duas. Em primeiro lugar muitas redes celulares

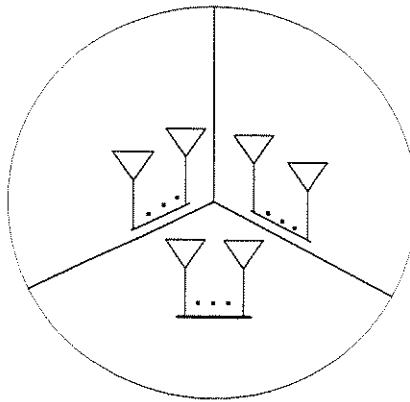


Fig. 3.13: Uso conjunto de setorização e arranjos de antenas

atuais já utilizam a setorização no seu planejamento, de forma que a incorporação de técnicas de antenas adaptativas na estação base simplesmente iria substituir as antenas setorizadas por um arranjo de antenas em cada setor. Além disso, como adotamos uma geometria linear para o arranjo de antenas, surge um problema de ambiguidade angular na mesma. A partir do vetor de resposta do arranjo de antenas linear em (3.4) nota-se que, se o arranjo é montado com *endfire* ao longo da direção 90° , então não é capaz de distinguir sinais chegando nas direções θ e $(\pi - \theta)$. Ao contrário, se montarmos o arranjo de antenas com *endfire* tal que seja perpendicular à bissetriz do setor, então tal ambiguidade não ocorre pois a faixa de AOAs foi restringida. Esta questão é melhor ilustrada no Apêndice B.

Uma alternativa a esta arquitetura é o emprego de arranjos de antenas planares, como o circular. Neste caso não existe ambiguidade angular e o arranjo de antenas pode ser utilizado numa estação base omnidirecional. No entanto, o arranjo circular apresenta, em seu padrão de irradiação, lóbulos laterais indesejáveis proeminentes [62].

Nesta tese iremos utilizar o conceito de setorização na simulação sob condições ideais, ou seja, os setores abrangem precisamente a área da célula a que são destinados, não ocorrendo sobreposições entre os lóbulos das antenas de cada setor. Na prática, a redução de interferência devido à setorização deve ser proporcional a um fator um pouco menor que o número de setores devido a estas não-idealidades desconsideradas aqui.

3.9. Comparando Resultados Obtidos com Diferentes Abordagens em sistema de Telefonia Celular TDMA IS-136

Nesta seção vamos tomar o sistema de telefonia celular TDMA IS-136 como exemplo para testar os conceitos desenvolvidos nas seções anteriores. O objetivo é obter medidas de BER quando o canal espaço-temporal é modelado segundo as diversas abordagens discutidas. Quanto ao método de combinação de sinais, utilizaremos a combinação ótima através do algoritmo DML. A forma específica deste algoritmo só será detalhada no próximo capítulo, mas para o momento não é relevante dado que as conclusões que vamos tirar dos resultados a seguir não dependem da escolha específica do algoritmo adaptativo que utilizarmos.

O sistema IS-136 utiliza múltiplo acesso TDMA e é de uso corrente nas Américas. A suposição de desvanecimento plano em frequência para este sistema é razoável na maior parte do tempo já que os espalhamentos de atraso típicos encontrados nos canais rádio-móveis são bem menores que o intervalo de símbolo utilizado (cerca de $41\mu\text{s}$). Cada *slot* TDMA é composto de 162 símbolos com modulação DQPSK (*Differential Quadrature Phase Shift Keying*) de forma que o tempo de um *slot* é de cerca de 6,7 ms. Para uma velocidade de 100 Km/h e portadora em 900 MHz, o tempo de coerência do canal fica em torno de 6 ms [103] de forma que o canal pode ser considerado como apresentando desvanecimento temporal rápido a nível de *slot*. Isto requer que o algoritmo adaptativo que controla o arranjo de antenas rastreie o canal durante todo o *slot*.

Um simulador do sistema IS-136 foi confeccionado da seguinte forma. O sistema possui múltiplas células organizadas de acordo com o padrão de reuso. O simulador permite organizar as células em padrões de reuso de 7,4, 3 e 1. As células são assumidas hexagonais e de mesmo tamanho. Nas simulações, no entanto, para efeito de simplificação, as células foram aproximadas como circulares e os móveis foram associados às estações base através de um critério de distância mínima.

A fig.3.14 ilustra a arquitetura da rede celular simulada para o caso do padrão de reuso 7. Fica claro que com setorização de 120° podem existir 2 interferentes co-canal em relação à célula central. Da mesma forma para um padrão de reuso de 3 há 6 interferentes, com um padrão de reuso de 4 há 5 interferentes e para reuso unitário há 18 interferentes. O sistema

é simulado com carga plena continuamente e usuários sincronizados. A posição dos usuários é uniformemente distribuída dentro dos setores e o ângulo de chegada central dos mesmos é determinado à partir de suas posições. A relação sinal-interferência percebida na estação base da célula central é calculada com base em um expoente de perda de percurso de 3,8 e um sombreamento com desvio padrão de 8 dB. A velocidade do usuário desejada é fixada em um dos valores seguintes: 10, 50 ou 100 Km/h. A velocidade dos interferentes é uniformemente distribuída na faixa [10,100] km/h. Relações sinal-ruído (representada pela relação energia de bit por densidade espectral de ruído, E_b/N_0) foram testadas na faixa de 8 a 20 dB. Para cada *slot* transmitido, uma nova configuração de sistema é obtida.

O algoritmo adaptativo que controla os pesos do arranjo de antenas é treinado durante os 14 primeiros símbolos do *slot* que são conhecidos no receptor e depois passa para um modo de decisão-direta visando o rastreamento do canal. A detecção diferencial na modulação *DQPSK* foi realizada após a saída do arranjo de antenas.

As arquiteturas de antenas adaptativas utilizadas na recepção são as seguintes:

- 4 antenas com abordagem diversidade (sigla: UNC4)
- 8 antenas com abordagem radar (sigla: COR8)
- 4 antenas com modelo de (3.7) (sigla: INT4)
- 8 antenas com modelo de (3.7) (sigla: INT8)

A primeira arquitetura é obtida fazendo o espalhamento angular $\Delta=360^\circ$ enquanto no segundo caso $\Delta=0^\circ$ em (3.7). Nos dois últimos casos testamos espalhamentos angulares de 3° , 10° e 20° representativos de ambientes macro-celulares, como observado anteriormente. O espaço total assumido para a montagem do arranjo de antenas é de 10 comprimentos de onda, donde se obtém o espaçamento entre as antenas. Os resultados de taxa de erro de bit são médias obtidas pela transmissão de 1000 *slots*.

As figs. 3.15 a 3.18 ilustram algumas das muitas curvas de BER obtidas com o simulador construído. As figuras mostram que as abordagens radar e diversidade produzem resultados que são limitantes superior e inferior para a taxa de erro, respectivamente. Os resultados do modelo de (3.7) levam a resultados intermediários em função do espalhamento angular que dá maior ou menor grau de diversidade espacial. Diversos outros resultados obtidos com parâmetros que não aqueles mostrados nestas figuras levam a conclusões semelhantes.

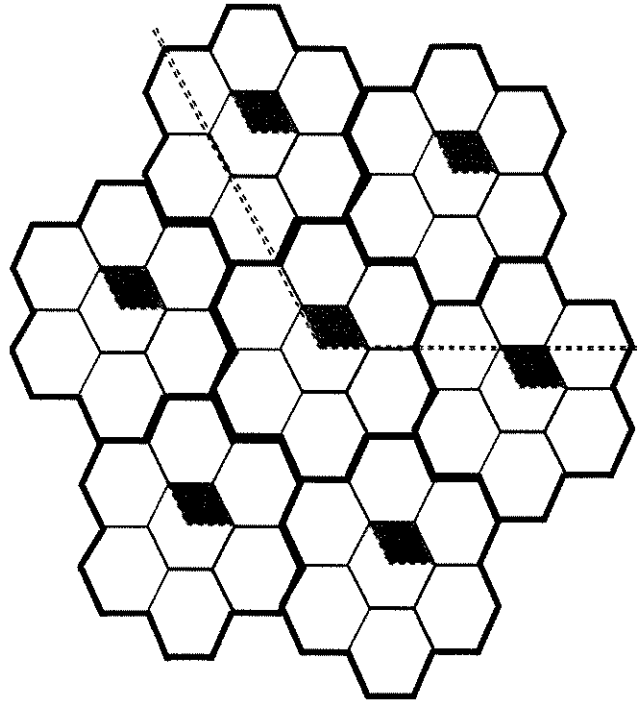


Fig. 3.14: Rede celular com padrão de reuso 7 e setorização de 120 graus

3.10. Antenas Inteligentes por Multifeixes Chaveados

O contexto desta tese trata majoritariamente de arranjos de antenas do tipo adaptativo, onde um processador adapta um conjunto de pesos tais que o sinal desejado seja restaurado, reduzindo-se por consequência a interferência e o ruído que prejudicam tal processo. Esta solução naturalmente envolve um nível razoável de complexidade de implementação.

Uma solução de complexidade reduzida e que pode, em alguns casos, ser satisfatória no aumento de capacidade, é chamada de antena inteligente por multifeixes chaveados (*switched multibeam*). Este tipo de solução pode ser considerada uma evolução do método de setorização discutido acima.

Na setorização convencional cada setor opera como uma célula independente com uma fração dos canais anteriormente disponíveis para toda a célula (vide fig.3.12). A transição de um feixe para outro se dá através de um *handoff* convencional.

As figs. 3.19 e 3.20 ilustram a arquitetura de um sistema de multifeixes chaveados. O sinal desejado é recebido simultaneamente nos M feixes. O sinal recebido em cada feixe é correlacionado com uma réplica conhecida no receptor (uma sequência de treinamento, por

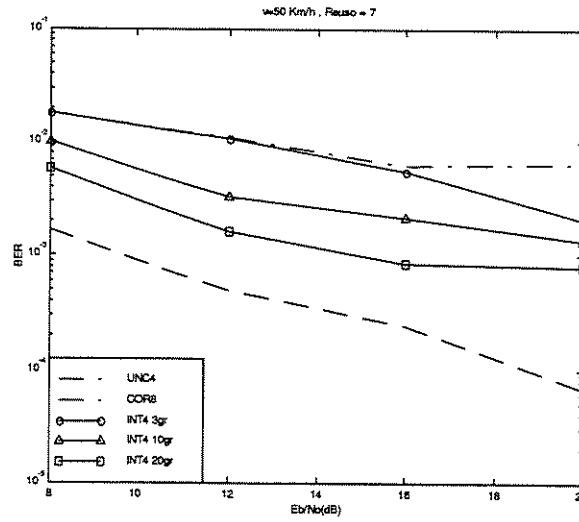


Fig. 3.15: BER comparativa de diversas abordagens para o canal espaço-temporal no sistema IS-136 (notar velocidade e padrão de reuso utilizados)

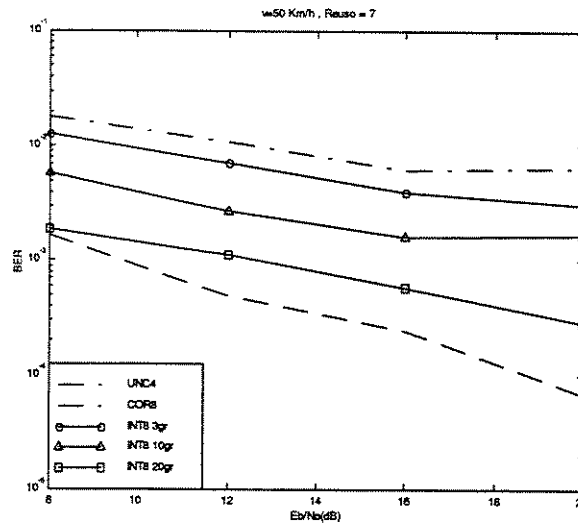


Fig. 3.16: BER comparativa de diversas abordagens para o canal espaço-temporal no sistema IS-136 (notar velocidade e padrão de reuso utilizados)

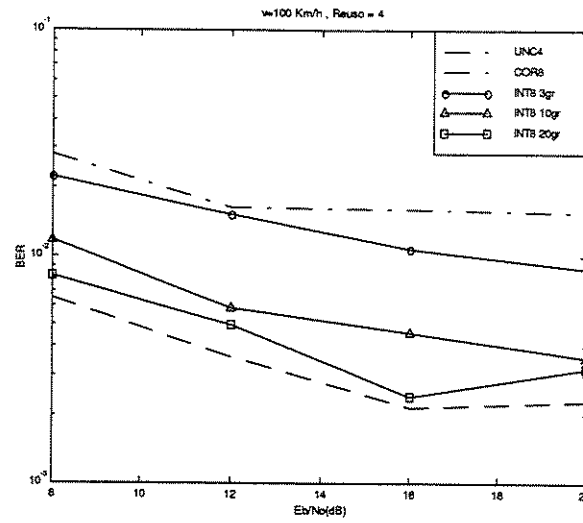


Fig. 3.17: BER comparativa de diversas abordagens para o canal espaço-temporal no sistema IS-136 (notar velocidade e padrão de reuso utilizados)

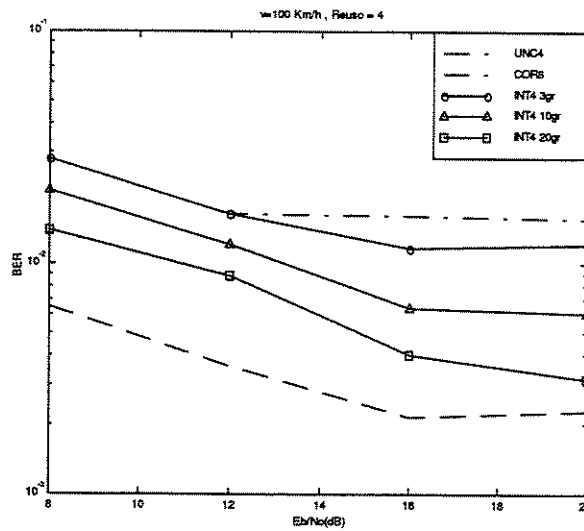


Fig. 3.18: BER comparativa de diversas abordagens para o canal espaço-temporal no sistema IS-136 (notar velocidade e padrão de reuso utilizados)

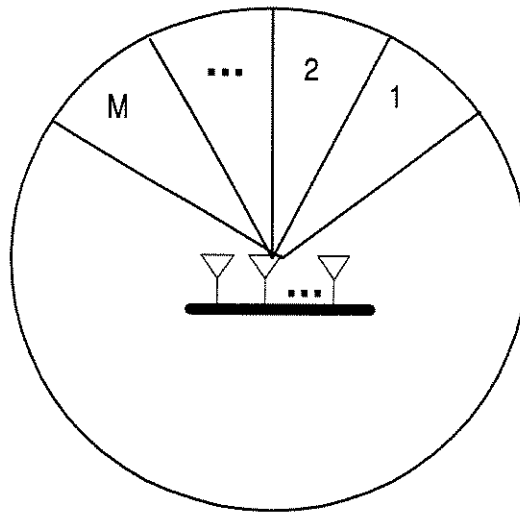


Fig. 3.19: Antenas inteligentes por multifeixes chaveados são similares à setorização convencional mas monitoram todos os setores simultaneamente.

exemplo) e o nível de correlação mais alto indica qual feixe deve ser selecionado. A seleção de feixe pode ser realizada a cada *time-slot* de um sistema TDMA, por exemplo. Como também indica a fig.3.20, nota-se que a perda de eficiência de troncagem da setorização (em sistemas F/TDMA) é recuperada nesta nova abordagem através da *antenna switch*, que conecta o feixe selecionado ao conjunto total de C canais disponíveis.

Uma outra importante vantagem do uso de sistemas deste tipo é que a implementação de um esquema de antena inteligente visando a melhoria da SIR no *link* direto (base-móvel) é facilitada. Neste caso, basta usar o último feixe selecionado no *link* reverso para a transmissão. Antenas adaptativas, por outro lado, não permitem tal simplicidade. Como há uma diferença nas faixas de frequência de transmissão e recepção devido à duplexação em frequência, o canal no *link* direto pode estar fora da banda de coerência do canal no *link* reverso. Assim a estimativa de canal (ou das estatísticas associadas) realizada no *link* reverso através da sequência de treinamento correspondente não podem ser utilizadas no *link* direto. Portanto, outro procedimento de estimativa é necessário na estação base ou na unidade móvel. Uma alternativa estudada em [121] e implementada na prática utiliza uma combinação de antenas adaptativas no *link* reverso e multifeixes chaveados no *link* direto. Finalmente, este tipo de antena inteligente pode implementar diretamente um esquema de diversidade angular.

As desvantagens destes sistemas incluem as possibilidades de falsa seleção e de interferentes

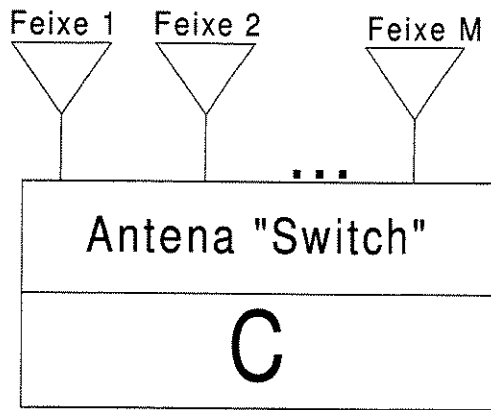


Fig. 3.20: Com as antenas por multi-feixes chaveados todos os canais ficam disponíveis para todos os usuários da célula através da antena "switch"

dominantes. A falsa seleção de feixe ocorreria quando um sinal interferente provoca na *antenna switch* um nível de correlação em um feixe maior que os níveis do sinal desejado nos demais feixes. Neste caso a BER é localmente próxima a 50%. Este fenômeno foi estudado em [14].

Talvez o maior problema com os sistemas multifeixes chaveados seja a possibilidade de interferentes dominantes. Tal situação se aplica particularmente em sistemas TDMA onde um interferente específico na mesma frequência e *time-slot* que o usuário desejado pode permanecer um determinado período de tempo dentro do mesmo feixe selecionado para este último. Neste caso é impossível reduzir a interferência cocanal. Desta forma os ganhos trazidos por estes sistemas não são uniformes em todas as direções como mostrado em [50]. Esta possibilidade levou à seleção de antenas totalmente adaptativas no *link* reverso da implementação prática de [121].

Em sistemas CDMA, de uma forma geral, não ocorre a existência de interferentes dominantes já que cada usuário contribui para a interferência dos demais (vide capítulo 5). Assim, com os interferentes distribuídos espacialmente de forma mais uniforme, as antenas inteligentes com multifeixes chaveados representam uma alternativa plausível. Portanto, nesta tese, retomaremos este tema quando tratarmos de sistemas CDMA (capítulo 5).

O conjunto das técnicas de antenas adaptativas com as de multi-feixes chaveados é, algumas vezes, chamado de antenas inteligentes (*smart antennas*).

3.11. Conclusões

Neste capítulo revisamos as abordagens clássicas para a modelagem do canal espaço-temporal e para a combinação de sinais em arranjos de antenas. Duas abordagens clássicas foram revistas em cada caso. Tais abordagens (diversidade e radar) assumem os casos extremos do nível de correlação entre os sinais no domínio espacial e apresentam desvantagens por tratarem o problema de diversidade e de redução de interferência de forma separada.

Abordagens unificadas para estes problemas foram apresentadas. Uma destas se baseia em um modelo unificado para o canal espaço-temporal que simula qualquer nível de correlação espacial. Quanto aos métodos de combinação verificamos que a combinação ótima que explora a estrutura temporal de sinais modulados digitalmente é um método mais eficiente.

Resultados de simulação com um sistema de telefonia móvel TDMA mostram que, como esperado, as abordagens clássicas para a modelagem do canal espaço-temporal produzem resultados muito otimistas (diversidade) ou muito conservativos (radar). Estes resultados por si só ilustram a importância do uso da abordagem unificada bem como a necessidade de uma boa caracterização do espalhamento angular dos diversos ambientes (macro, micro e pico-célula, urbano, suburbano, rural, etc.), dado o impacto deste parâmetro no nível de correlação nos sinais nas antenas.

Portanto, no restante desta tese vamos adotar as seguintes abordagens para a modelagem do canal espaço-temporal e para a combinação de sinais:

- para a modelagem do canal espaço-temporal vamos adotar a abordagem unificada em (3.7) ou a abordagem radar em (3.9). A utilização da abordagem radar se justifica pois traz resultados conservativos em termos de BER que só podem ser melhorados se houver ganhos de diversidade disponíveis (ver figs. 3.15 a 3.18).
- para a combinação de sinais vamos adotar a combinação ótima que explora a estrutura temporal dos sinais pelas razões explanadas nas seções 3.6 e 3.7.

As técnicas convencionais para aumento de capacidade de sistemas celulares foram revistas e suas desvantagens enfatizadas. Uma técnica de complexidade e desempenho intermediários em relação às antenas adaptativas é dita antena inteligente por multifeixes chaveados. As vantagens e desvantagens desta técnica em cada tipo de sistema foram discutidas.

É importante observar neste momento que o restante da tese vai focalizar principalmente no uso de antenas adaptativas (bem como de outras técnicas baseadas em filtragem ótima) para

viabilizar a obtenção de aumentos de capacidade de usuário em sistemas de telefonia móvel. Note porém que outros ganhos com o uso destas técnicas são possíveis nestes sistemas, mas não abordados aqui. Pode-se citar como tais, o aumento da área de cobertura de célula, aumento da taxa de transmissão, redução nos requisitos do controle de potência ou aumento da vida útil da bateria da unidade móvel (através diminuição da potência de transmissão). Uma boa análise de como estas melhorias podem ser atingidas com o uso de antenas adaptativas pode ser encontrada em [62].

Capítulo 4

Fundamentos e Aplicações de Múltiplo Acesso por Divisão Espacial (SDMA)

Neste capítulo tratamos dos fundamentos e de algumas aplicações do conceito de múltiplo acesso por divisão espacial (SDMA, *Space Division Multiple Access*). Por SDMA entende-se qualquer sistema que empregue um arranjo de antenas para recuperar sinais de múltiplos usuários que se encontram misturados no tempo e na frequência, sendo que não são empregadas técnicas de espalhamento espectral. Uma visão condizente com a tecnologia disponível atualmente e em um futuro próximo conduz à conclusão de que o SDMA será utilizado em conjunto com as outras técnicas de múltiplo acesso (FDMA, TDMA e CDMA) para gerar ganhos de capacidade em relação aos sistemas que as empregam de forma isolada.

Neste capítulo vamos estudar os fundamentos do SDMA e metodologias para a aplicação desta técnica. Vamos estudar aplicações de SDMA de forma isolada bem como em conjunto com um sistema de telefonia celular digital TDMA em uso corrente no Brasil. Este estudo é em si mesmo uma nova contribuição trazida por esta tese. Além disso, dois novos algoritmos autodidatas para filtragem espacial em SDMA serão propostos.

O capítulo está organizado da seguinte forma. A seção 4.1 trata do conceito de filtragem espacial: são apresentados modelos para o sinal recebido em um arranjo de antenas, a forma da solução ótima no sentido MMSE, a formulação de algoritmos adaptativos com treinamento e condições de recuperação de sinais no sentido da forçagem a zero. A seção 4.2 apresenta um estudo aplicado do uso de SDMA em conjunto com um sistema de telefonia móvel do tipo TDMA focalizando nos possíveis ganhos de capacidade. A seção 4.3 inicia a discussão sobre algoritmos autodidatas factíveis em SDMA apresentando o conceito da descorrelação explícita. A seção 4.4 apresenta novos algoritmos autodidatas para detecção multiusuário em sistemas SDMA com respectivos resultados de simulação. Finalmente a seção 4.5 estabelece as conclusões do capítulo.

4.1. Introdução à Filtragem Espacial

A implementação de um esquema SDMA se baseia no conceito de filtragem espacial via arranjos de antenas. A filtragem espacial consiste na obtenção de amostras espacialmente separadas dos sinais de interesse através de um arranjo de antenas para consequente processamento. Tal processamento pode se dar via algoritmos adaptativos. Estes assuntos são tratados nesta seção.

4.1.1. Modelos de Canal para Filtragem Espacial

Nas seções 3.2 a 3.4 estudamos alguns modelos vetoriais de canal de propagação utilizáveis em sistemas com arranjos de antenas. Neste momento, vamos assumir o caso de desvanecimento lento e plano em frequência. Um arranjo de antenas adaptativas genérico é ilustrado na fig.4.1. Como indicado na figura, o algoritmo adaptativo pode ser treinado ou autodidata. O algoritmo treinado pode chavear para o modo de decisão-direta após a aquisição inicial. No caso de algoritmo autodidata, a única informação possivelmente disponível para a aquisição inicial é o sinal de saída do arranjo $y(n)$. Um chaveamento para o modo DD também é possível neste caso após a aquisição inicial.

Como a partir de agora vamos tratar de ambiente com múltiplos usuários, é ilustrativo apresentar uma figura com um arranjo de antenas realizando a tarefa de detecção destes múltiplos usuários. Isto é mostrado na fig.4.2 onde K usuários são detectados simultaneamente. Note que o *hardware* do arranjo de antenas é compartilhado entre todos os usuários, incluindo as antenas propriamente ditas e boa parte da etapa de demodulação. Por outro lado, um conjunto de pesos adaptativos deve ser disponibilizado para cada usuário em particular. Naturalmente, circuitos de sincronismo de fase e de relógio também são necessários a cada usuário em particular.

Vamos inicialmente introduzir o modelo de sinal e sistema adotado no capítulo. O sinal transmitido pelo k -ésimo usuário é dado por:

$$s_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sqrt{P_k} a_k(n) p(t - nT) \quad (4.1)$$

onde P_k é a potência de transmissão e $a_k(n)$ é a sequência de símbolos do k -ésimo usuário, $p(t)$ é a forma do pulso de transmissão e T é o intervalo de símbolo. O vetor de sinal em

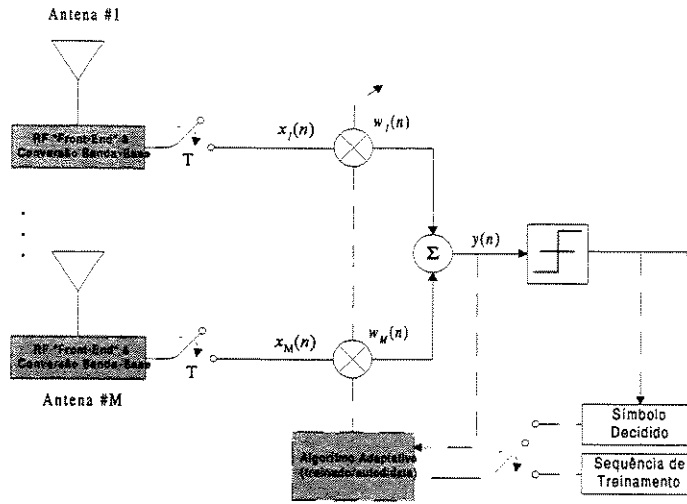


Fig. 4.1: Arranjo de Antenas Adaptativas: enfatizamos o caráter adaptativo dos pesos do arranjo e as informações requeridas ao algoritmo adaptativo treinado ou autodidata

banda-base recebido em um arranjo de antenas é dado por:

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_k s_k(t - \tau_k) + \mathbf{v}(t) \quad (4.2)$$

onde $\mathbf{x}(t) = [x_1(t) \dots x_M(t)]^T$, $x_i(t)$ é o sinal na i -ésima antena, M é o número de antenas, K é o número de usuários acessando o canal simultaneamente, $\mathbf{h}_k$ é o vetor de canal do k -ésimo usuário, τ_k é o atraso de transmissão do k -ésimo usuário e $\mathbf{v}(t)$ o vetor de AWGN com processos decorrelacionados no tempo e no espaço ao longo do arranjo. Por razão de simplificação vamos assumir que os atrasos dos usuários sejam múltiplos inteiros de um intervalo de símbolo. Assim podemos obter um modelo discretizado no tempo para o vetor de sinais recebidos¹:

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_k a_k(n) + \mathbf{v}(n) \quad (4.3)$$

A forma do vetor de coeficientes de canal $\mathbf{h}_k$ depende da abordagem adotada para o seu modelo: abordagem radar, diversidade ou unificada como discutido no capítulo 3.

Se a abordagem diversidade é adotada, então as defasagens no arranjo são aleatórias e o vetor de sinais recebidos é dado por:

¹ Vale lembrar que estamos assumindo sincronismo de relógio perfeito

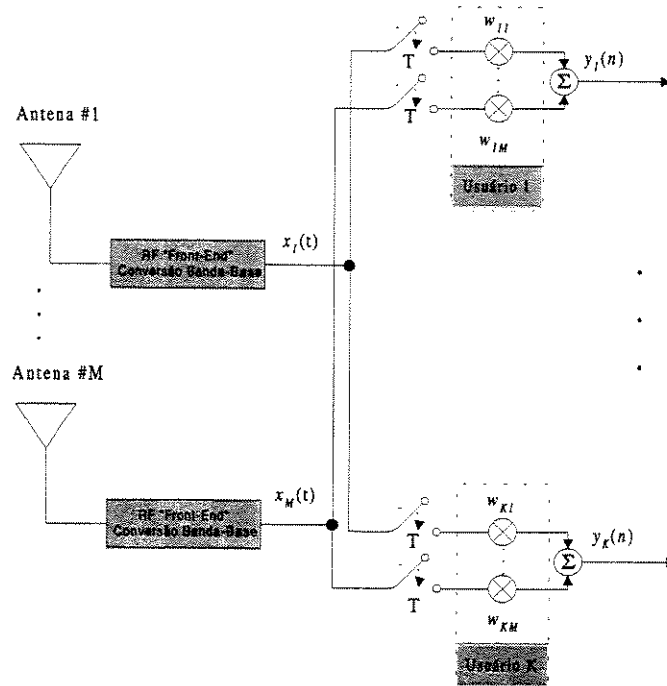


Fig. 4.2: Arranjo de antenas e detecção de múltiplos usuários

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{k=1}^K \alpha_k \mathbf{a}_k(n) + \mathbf{v}(n) \quad (4.4)$$

onde neste caso $\mathbf{h}_k = \alpha_k$ e α_k é um vetor de processos aleatórios gaussianos complexos independentes.

No caso do modelo intermediário o vetor $\mathbf{h}_k$ em (4.3) é dado por (3.7). Neste caso o modelo é implicitamente variante com o tempo, sendo o grau de variabilidade dependente do espalhamento Doppler especificado.

Se a abordagem radar é adotada podemos reescrever o vetor de sinal recebido como a seguir:

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{k=1}^K \alpha_k \mathbf{f}(\theta_k) a_k(n) + \mathbf{v}(n) \quad (4.5)$$

onde neste caso $\mathbf{h}_k = \alpha_k \mathbf{f}(\theta_k)$, α_k é o ganho de canal do k -ésimo usuário, agora modelada como um único processo aleatório gaussiano complexo; $\mathbf{f}(\theta_k)$ é o vetor de defasagens no arranjo de antenas como discutido na seção 3.3, dado por:

$$\mathbf{f}(\theta_k) = [1 \quad e^{j\phi_k} \quad \dots \quad e^{j(M-1)\phi_k}]^T \quad (4.6)$$

$$\phi_k = \frac{2\pi d \sin(\theta_k)}{\lambda} \quad (4.7)$$

onde θ_k é o AOA do k -ésimo usuário. A abordagem radar para o canal espaço-temporal será intensamente aplicada no restante da tese. A razão para tanto, como já comentamos, é a de se obter resultados conservativos. Para este tipo de abordagem, vale agora definir o conceito de padrão de irradiação do arranjo. Tal conceito diz respeito à distribuição espacial da energia irradiada pelo arranjo. Sendo $\mathbf{w}$ o vetor de pesos do arranjo de antenas, o ganho dado pelo arranjo na direção θ é dado por:

$$g(\theta) = |\mathbf{w}^H \mathbf{f}(\theta)| \quad (4.8)$$

O padrão de irradiação do arranjo, ou simplesmente o padrão do arranjo, é obtido variando-se θ entre 0 e 2π . Observe que esta definição de padrão do arranjo foi utilizada para estabelecer o problema do **Formador de Feixe de Resposta Não-Distorcida e Variância Mínima** (seção 3.6) quando era necessário minimizar a energia na direção dos sinais interferentes enquanto o sinal desejado é recuperado.

4.1.2. Solução Ótima MMSE & Algoritmos Adaptativos Treinados

A solução ótima MMSE para o vetor de pesos $\mathbf{w}_k$ do k -ésimo usuário é dada pela equação de Wiener:

$$\mathbf{w}_k^{op} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{p}_k \quad (4.9)$$

onde $\mathbf{R}_{xx} = E\{\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)\}$ e $\mathbf{p}_k = E\{\mathbf{x}(n)a_k^*(n)\}$. Pode-se mostrar que a forma da matriz $\mathbf{R}_{xx}$ é dada por²:

$$\mathbf{R}_{xx} = \sigma_a^2 \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H + \sigma_v^2 \mathbf{I}_M \quad (4.10)$$

² Assumindo-se decorrelação entre as seqüências de símbolos dos diversos usuários e entre estas e o ruído AWGN.

onde $\sigma_a^2 = E\{|a(n)|^2\}$ e σ_v^2 é a potência do ruído AWGN em cada antena. Da mesma forma, o vetor de correlação cruzada para o k -ésimo usuário é dado por:

$$\mathbf{p}_k = \sigma_a^2 \mathbf{h}_k \quad (4.11)$$

Um algoritmo LMS para a atualização do vetor de pesos do k -ésimo usuário é prontamente obtido como:

$$\mathbf{w}_k(n+1) = \mathbf{w}_k(n) - \mu [y_k(n) - a_k(n)]^* \mathbf{x}(n) \quad (4.12)$$

onde μ é um fator de passo. Um algoritmo DMI é obtido através das seguintes equações:

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx}(n+1) = \omega \hat{\mathbf{R}}_{xx}(n) + (1-\omega) \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \quad (4.13)$$

$$\hat{\mathbf{p}}_k(n+1) = \omega \hat{\mathbf{p}}_k(n) + (1-\omega) a_k^*(n) \mathbf{x}(n) \quad (4.14)$$

$$\mathbf{w}_k(n) = \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(n) \hat{\mathbf{p}}_k(n) \quad (4.15)$$

onde ω é um fator de amortecimento do algoritmo DMI que controla a velocidade de aquisição das estatísticas. Normalmente ω situa-se na faixa de 0.90 a 0.99, como comentado antes. Quanto menor o valor de ω mais rapidamente o valor da média é atingido, mas por outro lado tal estimativa será mais ruidosa.

4.1.3. Condições de Recuperação do Sinal

É possível estabelecer uma condição para a recuperação do sinal de um usuário específico. O sinal de saída do filtro espacial do k -ésimo usuário é dado por:

$$y_k(n) = \mathbf{w}_k^H \mathbf{x}(n) \quad (4.16)$$

Sendo o d -ésimo usuário o desejado então queremos estabelecer:

$$\mathbf{w}_d^H \mathbf{x}(n) = a_d(n) \quad (4.17)$$

De acordo com o modelo do vetor de sinal recebido $\mathbf{x}(n)$ em (4.3) temos:

$$\mathbf{w}_d^H \left[\sum_{k=1}^K \mathbf{h}_k a_k(n) \right] = a_d(n) \quad (4.18)$$

onde assumimos para o momento a ausência de ruído aditivo. De outra forma, (4.18) quer satisfazer o seguinte sistema de equações:

$$\mathbf{w}_d^H \mathbf{h}_1 = 0 \quad (4.19a)$$

$$\vdots \quad (4.19b)$$

$$\mathbf{w}_d^H \mathbf{h}_d = 1 \quad (4.19c)$$

$$\vdots \quad (4.19d)$$

$$\mathbf{w}_d^H \mathbf{h}_K = 0 \quad (4.19e)$$

que possui K equações e M incógnitas. O sistema pode finalmente ser reescrito como:

$$\mathbf{w}_d^H [\mathbf{h}_1 | \mathbf{h}_2 | \dots | \mathbf{h}_K] = [0 \dots 1 \dots 0] \quad (4.20)$$

$$\mathbf{w}_d^H \mathbf{H} = [0 \dots 1 \dots 0] \quad (4.21)$$

onde $\mathbf{H}$ é a matriz composta $M \times K$ dada por $[\mathbf{h}_1 | \mathbf{h}_2 | \dots | \mathbf{h}_K]$. Este sistema admitirá solução se as seguintes condições forem satisfeitas [16]:

- o número de antenas é maior ou igual ao número total de sinais envolvidos, ou seja, $M \geq K$
- a d -ésima coluna de $\mathbf{H}$ é linearmente independente em relação às demais

Enquanto a primeira condição é um critério de projeto, a segunda é fisicamente aceitável devido à independência dos canais espaço-temporais dos diferentes usuários³. Claramente, de acordo com (4.21), esta é uma condição de recuperação no sentido do critério de forçagem a zero (ZF, *Zero Forcing*) da CCI.

O resultado acima é obtido de forma relativamente simples e está relacionado apenas com

³ No caso da abordagem radar isto indica diferentes direções de chegada para diferentes usuários.

a capacidade de supressão de interferência do arranjo de antenas. Um resultado mais geral foi provado em [124]. Neste caso, com M antenas e K usuários, com $M > K$, então $K - 1$ sinais interferentes serão anulados e o arranjo ainda pode prover grau $M - K + 1$ de diversidade. Obviamente que tal grau adicional de diversidade só é possível se fisicamente os sinais forem descorrelacionados entre as antenas. Se um nível intermediário de correlação existir então o grau de diversidade disponível será reduzido. Se a abordagem radar for válida para a modelagem do canal espaço-temporal, não há ganho de diversidade em qualquer caso.

As condições de recuperação ZF acima têm valor mais referencial do que prático. Na prática não se objetiva a *anulação* completa dos sinais interferentes. Uma redução na potência dos interferentes como percebida no receptor do usuário desejado será suficiente para um aumento de capacidade bastante interessante sob o ponto de vista das empresas operadoras de sistemas de telefonia celular. Estes aumentos de capacidade serão estimados na próxima seção para um sistema TDMA e no próximo capítulo para sistemas CDMA.

4.2. Estudo do Aumento de Capacidade no sistema IS-136 TDMA via Antenas Adaptativas

Nesta seção retomamos a aplicação de antenas adaptativas para o sistema IS-136. Na seção 3.9 utilizamos tal sistema como veículo para a demonstração do impacto da adoção de diferentes abordagens de modelagem do canal espaço-temporal no desempenho de um arranjo de antenas. No entanto, naquele momento apenas nos interessava a comparação relativa entre os desempenhos com as diversas abordagens. Nesta seção, diferentemente, os valores absolutos do desempenho serão utilizados em uma análise de capacidade. Utilizaremos exatamente os mesmos parâmetros de simulação descritos na seção 3.9 bem como a mesma arquitetura de rede celular com setorização de 120° e padrões de reuso de 7,4,3 e 1. Vale lembrar que para um padrão de reuso de 7 e com setorização de 120° há dois interferentes co-canais (como mostra a fig.4.3), para reuso de 4 há 5 interferentes, para reuso de 3 há 6 interferentes e para reuso unitário há 18 interferentes.

Este estudo de capacidade pode ser considerado uma contribuição desta tese pois se diferencia de outros trabalhos na mesma linha. Os trabalhos de Winters para o sistema IS-136 (antigo IS-54) consideraram a abordagem diversidade [122][124] enquanto nós adotamos a abordagem

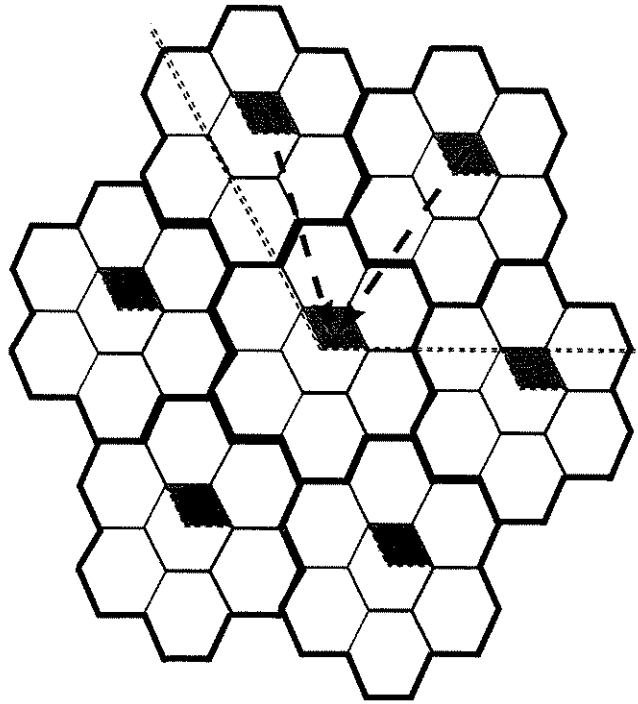


Fig. 4.3: Rede celular com padrão de reuso 7 e setorização de 120 graus. Os setores co-canais são indicados.

unificada para o canal espaço-temporal. Um trabalho recente [112], que também adota uma abordagem unificada para o canal espaço-temporal, se diferencia do nosso ao assumir valores de pior caso para a SIR. No presente trabalho a rede celular completa é simulada e os valores de SIR são calculados para cada usuário com base na perda de percurso e no sombreamento, como de fato ocorre na prática.

As arquiteturas de antenas adaptativas utilizadas na recepção são divididas em duas categorias. As arquiteturas **básicas** são aquelas que utilizam abordagens clássicas para a modelagem do canal espaço-temporal:

- 2 antenas com abordagem diversidade e combinação por razão máxima (MRC2)
- 2 antenas com abordagem diversidade e combinação ótima via algoritmo DMI (UNC2)
- 4 antenas com abordagem diversidade e combinação ótima via algoritmo DMI (UNC4)
- 8 antenas com abordagem radar e combinação ótima via algoritmo DMI (COR8)

As arquiteturas **intermediárias** são aquelas que utilizam a abordagem unificada:

- 2 antenas com abordagem unificada e combinação ótima via algoritmo DMI (INT2)
- 4 antenas com abordagem unificada e combinação ótima via algoritmo DMI (INT4)

- 8 antenas com abordagem unificada e combinação ótima via algoritmo DMI (INT8)

A primeira arquitetura (MRC2) pode ser considerada como a de recepção convencional ou arquitetura de referência. A combinação via MRC será realizada com os valores ótimos dos coeficientes, isto é, com conhecimento perfeito dos ganhos do canal para o usuário desejado. Isto visa isolar o efeito da CCI no desempenho de um arranjo MRC. Vale lembrar que a técnica MRC desconsidera a existência de CCI.

O número máximo de antenas nas arquiteturas é escolhido principalmente devido às limitações de complexidade de implementação. Considerando os resultados de Winters em [124], um aumento contínuo do número de antenas permite o cancelamento de todos os interferentes e um ganho crescente de diversidade disponível. Por outro lado a partir de um certo ponto os ganhos serão apenas marginais com o acréscimo de antenas. Na prática porém, são as limitações de complexidade que determinam o número de antenas empregadas no arranjo. Assim, para os fatores de reuso considerados, o número de interferentes fica entre 2 e 18, mas o número máximo de antenas nas arquiteturas de antenas adaptativas foi de 8, que é um número factível de ser implementado. O mesmo raciocínio se aplica ao espaçamento entre as antenas. Se por um lado um maior espaçamento entre antenas é desejável para a obtenção de maiores ganhos de diversidade, por outro lado há limites práticos para o espaço disponível para a montagem do arranjo de antenas na estação-base. Por isso assumimos nestas simulações um valor realista de 10 comprimentos de onda para o espaçamento total na a montagem do arranjo, de forma que com 4 antenas, o espaçamento entre as antenas é de cerca de 1 metro na faixa dos 900 MHz.

Como na seção 3.9, as arquiteturas que utilizam a abordagem unificada (INTx) serão testadas com espalhamentos angulares de 3° , 10° e 20° . O fator de amortecimento do algoritmo DMI foi fixado em $\omega = 0.95$ em todos os casos satisfazendo um compromisso entre rapidez de convergência e qualidade nas estimativas.

Os resultados de BER foram obtidos através da transmissão de 1000 *slots* por ponto com diferentes configurações de sistema em cada transmissão. A BER máxima para boa qualidade de voz na comunicação será assumida em 10^{-2} .

Em primeiro lugar é necessário verificarmos o desempenho da arquitetura de referência MRC2, que é mostrada na fig.4.4 para padrões de reuso de 7 e 4. Como esperávamos, um reuso de 4 não é possível para a BER máxima de 1%. Por outro lado, pode-se verificar que a

relação E_b/N_0 mínima necessária para atingir a BER requerida com reuso de 7 é de 16 dB. Assim este valor será adotado nas simulações subsequentes.

As figs. 4.5 a 4.7 mostram os resultados comparativos para as arquiteturas MRC2, UNC2, UNC4 e COR8 parametrizadas pela velocidade do usuário desejado. Agrupamos estas arquiteturas pois as mesmas assumem os níveis extremados de correlação entre os sinais e servem como uma primeira aproximação dos resultados que podem ser obtidos na prática com a abordagem unificada. Nota-se destas figuras que a arquitetura UNC4 apresenta o melhor desempenho pois combina maior ganho de diversidade que COR8 e maior capacidade de cancelamento de interferência que UNC2. Nota-se que reusos de 3 ou 4 são possíveis em todos os casos com UNC4. No entanto a suposição de sinais descorrelacionados levanta preocupações sobre o espaço necessário para a montagem do arranjo com 4 antenas.

Os resultados seguintes testam o caso mais realista da abordagem unificada onde a limitação de espaço para a montagem do arranjo é considerada. O espaçamento total disponível para a montagem do arranjo é assumido em 10 comprimentos de onda (3,33m em 900 MHz). As figs. 4.8 a 4.16 mostram os resultados para as arquiteturas INTx parametrizadas pela velocidade do usuário desejado (v) e pelo espalhamento angular do canal (AE). Nota-se que o melhor desempenho é obtido com a arquitetura INT8 embora em diversos casos o desempenho da arquitetura INT4 seja bastante similar. Reusos de 3 ou 4 são possíveis na maior parte dos casos. Um reuso de 3 não é possível no pior caso: velocidade de 100 Km/h e espalhamento angular de 3° . Nestas condições um reuso de 4 é quase possível pois a BER fica bem próxima do valor requerido de 1%. A mesma situação se verifica para um reuso de 3 quando a velocidade é 100 Km/h e o espalhamento angular vale 10° . Em todos os outros casos reusos de 3 ou 4 são possíveis.

Dos resultados apresentados nesta seção podemos concluir que um arranjo de antenas com 8 elementos adaptado com algoritmo DMI e montado em um espaço de 10 comprimentos de onda permite a redução do fator de reuso de 7 para 4 ou para 3 em quase todos os casos simulados. As exceções foram: reusos de 3 e 4 quando a velocidade do usuário desejado é 100 Km/h e o espalhamento angular 3° ; reuso de 3 quando para a mesma velocidade e espalhamento angular de 10° . Quando possível, a redução do fator de reuso para 4 ou 3 representa aumentos de capacidade de 75% e 133% respectivamente em relação ao reuso convencional de 7. Se houver limitações de complexidade, um arranjo com 4 elementos permite obter desempenho semelhante

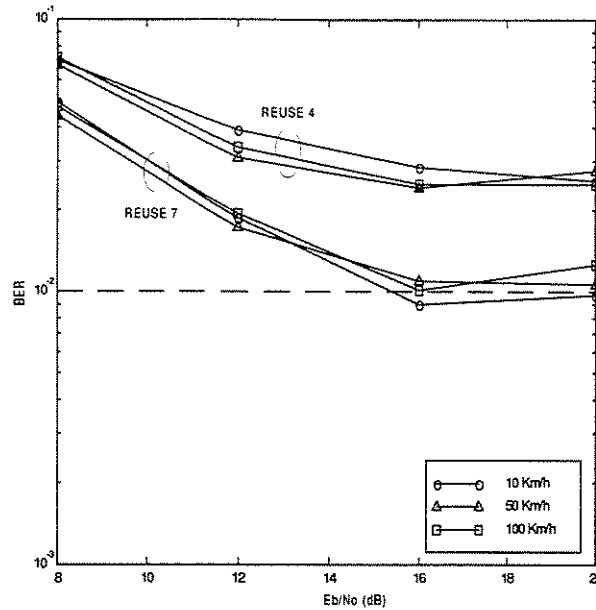


Fig. 4.4: BER x Eb/No (arquitetura de referência MRC2)

ao arranjo com 8 antenas na maior parte dos casos. Novamente nossos resultados deixam claro o impacto do espalhamento angular no desempenho do sistema, reforçando a necessidade de sua caracterização.

Os nossos resultados discordam de [124] que levantou a possibilidade teórica de reuso unitário (isto é, SDMA puro) no sistema IS-136, o que verificamos ser impossível com um número implementável de antenas. A conclusão que reusos de 3 ou 4 são possíveis com a arquitetura UNC4 está em acordo com [112] embora este não tenha testado as arquiteturas INT4 numa rede celular completa e INT8 de forma alguma. Uma observação final é que os ganhos de capacidade obtidos no *link* reverso devem ser reproduzidos no *link* direto. Algumas sugestões para tanto podem ser encontradas em [124][46][11].

4.3. Algoritmos Autodidatas com Descorrelação Explícita para SDMA

Na seção 4.1 apresentamos a formulação de algoritmos adaptativos treinados para a recuperação de sinais SDMA via arranjos de antenas. O mesmo procedimento que levou aos algoritmos LMS (em (4.12)) e DMI (em (4.15)) poderia ser aplicado para a obtenção de algoritmos DD, CMA

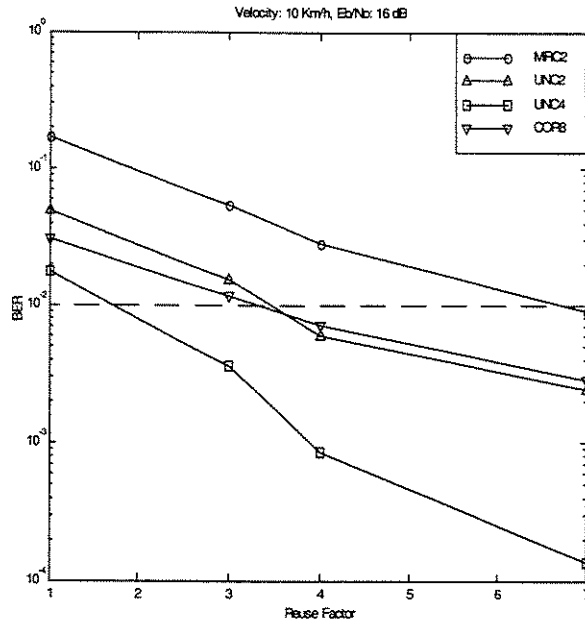


Fig. 4.5: BER $\times$ Fator de Reuso (arquiteturas básicas)

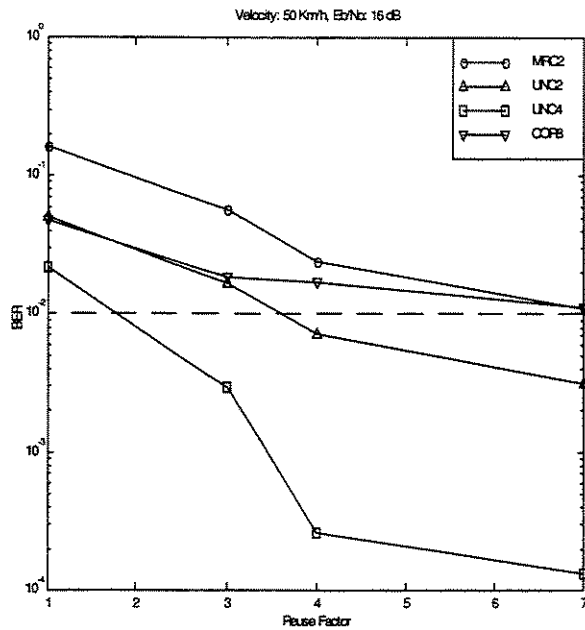


Fig. 4.6: BER $\times$ Fator de Reuso (arquiteturas básicas)

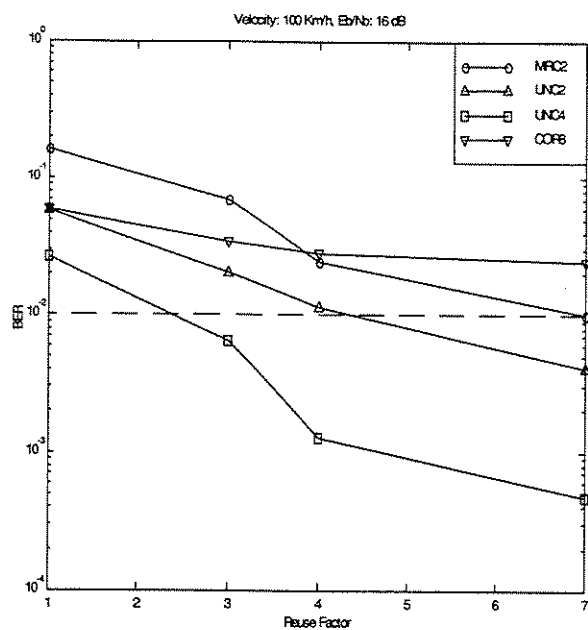


Fig. 4.7: BER $\times$ Fator de Reuso (arquiteturas básicas)

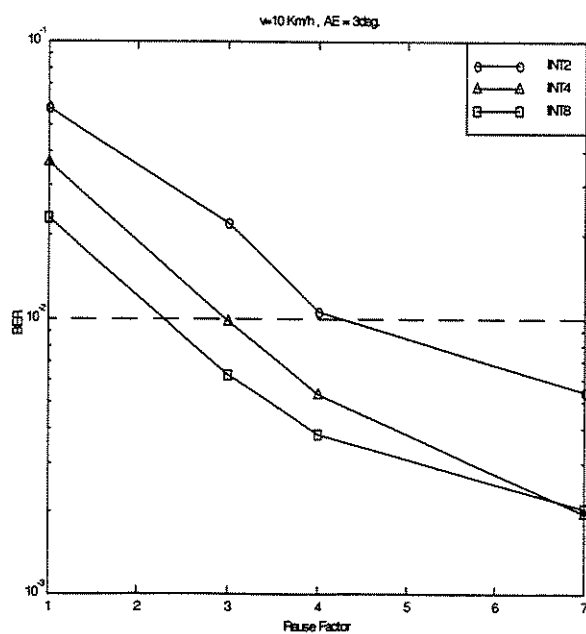


Fig. 4.8: BER $\times$ Fator de Reuso (arquiteturas INTx)

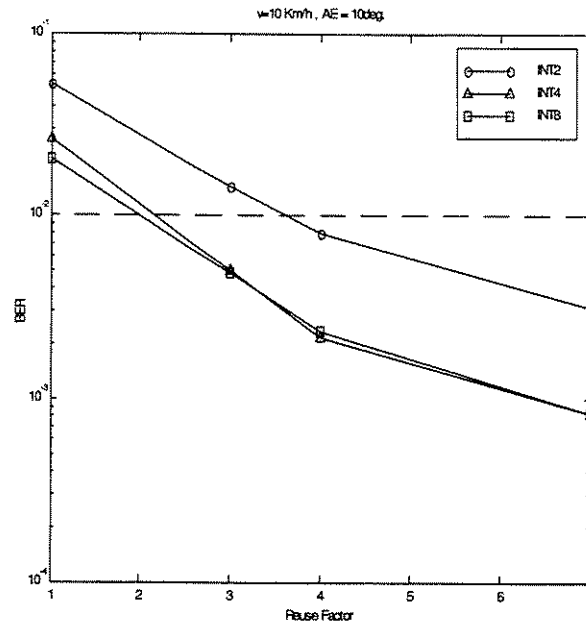


Fig. 4.9: BER x Fator de Reuso (arquiteturas INTx)

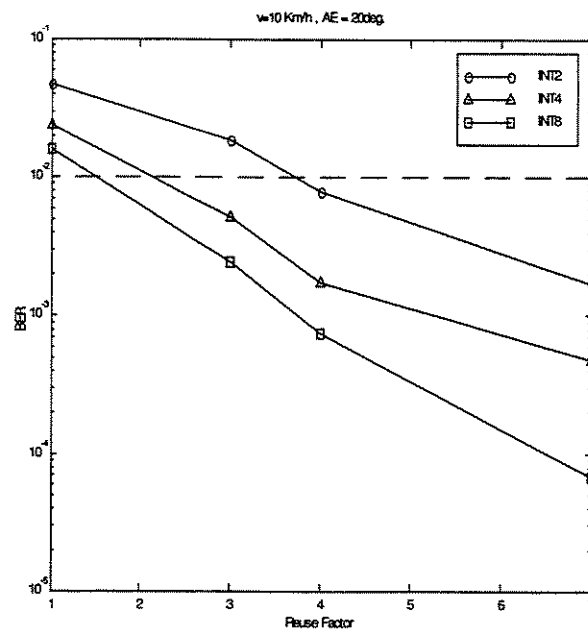


Fig. 4.10: BER x Fator de Reuso (arquiteturas INTx)

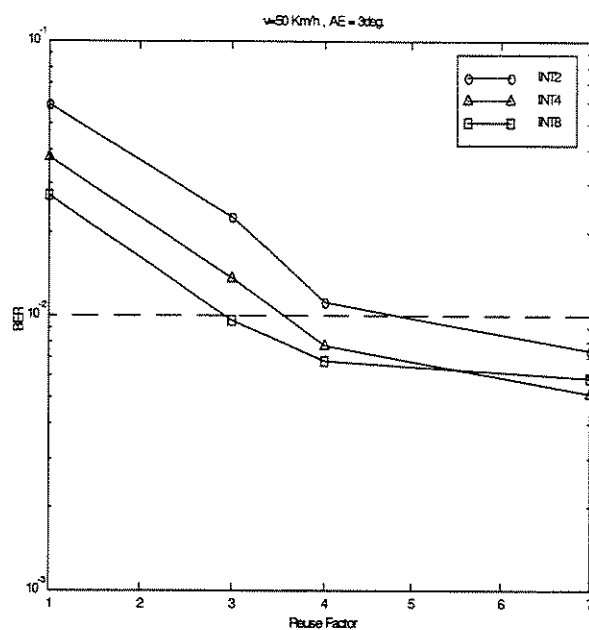


Fig. 4.11: $BER \times$ Fator de Reuso (arquiteturas INTx)

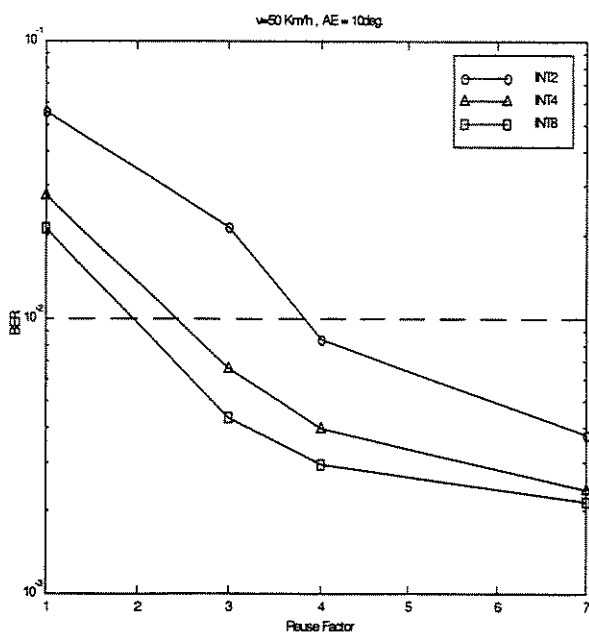


Fig. 4.12: $BER \times$ Fator de Reuso (arquiteturas INTx)

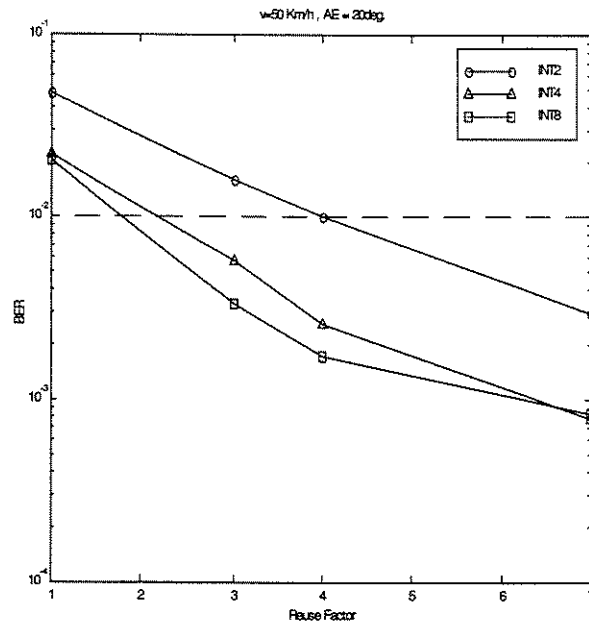


Fig. 4.13: BER $\times$ Fator de Reuso (arquiteturas INT_x)

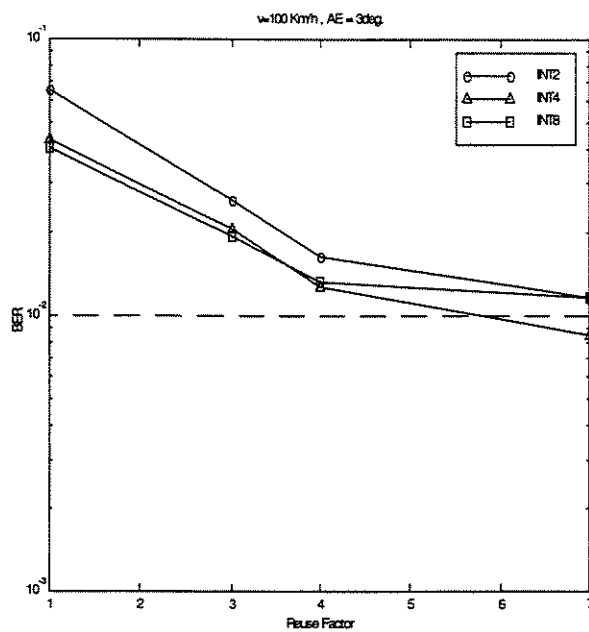


Fig. 4.14: BER $\times$ Fator de Reuso (arquiteturas INT_x)

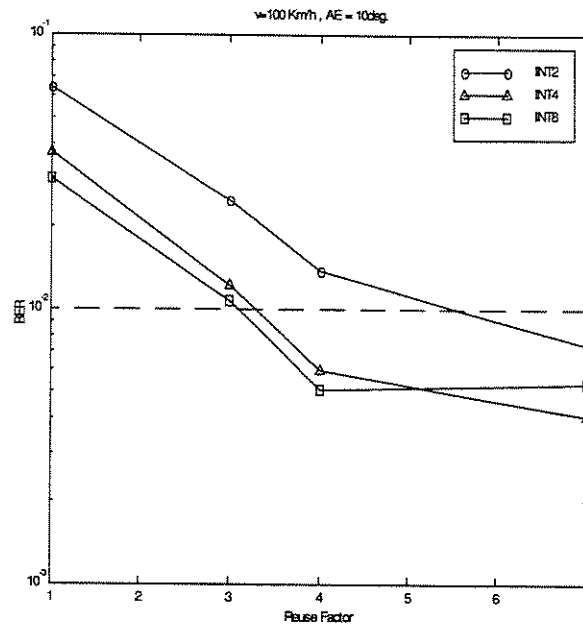


Fig. 4.15: BER $\times$ Fator de Reuso (arquiteturas INTx)

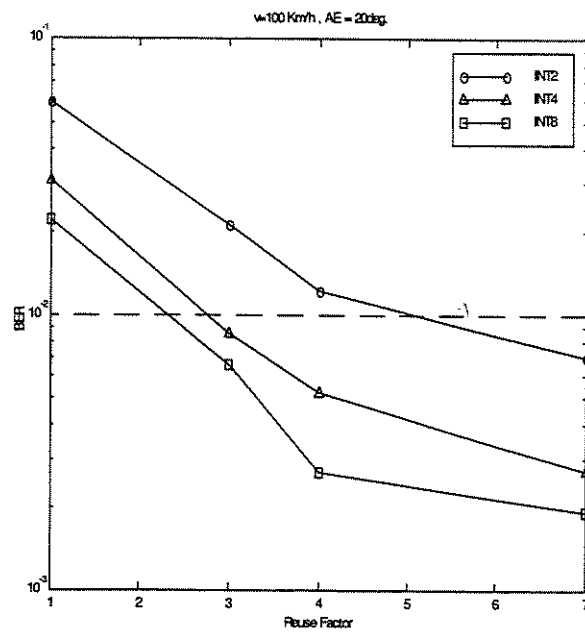


Fig. 4.16: BER $\times$ Fator de Reuso (arquiteturas INTx)

e GCMA no contexto SDMA. No entanto estes algoritmos autodidatas não são prontamente aplicáveis em um ambiente multiusuário com suas formulações originais, como discutimos a seguir.

Os algoritmos autodidatas que temos estudado se baseiam no conceito de restauração de propriedade. Assim, o algoritmo DD se baseia na restauração da propriedade do alfabeto de símbolos finito, enquanto o CMA e o GCMA procuram restaurar a propriedade do módulo constante no sinal de saída do arranjo. Estas propriedades, de uma maneira geral, são compartilhadas pelos sinais transmitidos por todos os usuários no sistema, de forma que são insuficientes para a recuperação de um usuário específico desejado. Naturalmente, com algoritmos treinados, e sequências de treinamento aproximadamente descorrelacionadas entre os usuários, a recuperação dos sinais dos múltiplos usuários é realizada eficientemente. Mas para algoritmos autodidatas um novo procedimento deve ser anexado de forma a garantir a separação eficiente dos múltiplos usuários. Este é o assunto discutido nesta seção.

Uma primeira tentativa de aplicar o CMA em ambiente multiusuário foi desenvolvida por Agee [10] e é conhecida como arranjo CMA multiobjetivo (*multitarget*). Nesta abordagem os pesos dos diferentes filtros espaciais são submetidos a um procedimento de ortogonalização explícita a fim de garantir a descorrelação entre os sinais de saída. Após certo número de iterações o algoritmo CMA é interrompido e um procedimento de ortogonalização de Gram-Schmidt é aplicado aos vetores de peso dos filtros espaciais. Se o nível de correlação entre os vetores de pesos for maior que um dado limiar, então os vetores calculados no processo de ortogonalização substituem os valores antigos. Após isto, o algoritmo CMA volta a operar até a próxima parada para a ortogonalização. Mais recentemente uma outra abordagem procura descorrelacionar os sinais de saída dos filtros espaciais de forma explícita não necessitando recorrer a um procedimento de ortogonalização.

O trabalho original em [86] estabelece o conceito da descorrelação explícita⁴ para algoritmos autodidatas operando em ambiente multiusuário. A idéia é simples: introduzir nos critérios autodidatas, um termo que penalize a correlação cruzada entre os sinais de saída dos filtros espaciais. Tal modificação faz sentido na medida que assumimos que os sinais transmitidos por diferentes usuários eram descorrelacionados. Assim, de uma maneira geral, pode-se propor a

⁴ O termo *descorrelação explícita* foi criado por nós e apresentado pela primeira vez em [24]. O enfoque mais geral que abordamos aqui e que diz respeito à aplicabilidade de tal conceito em qualquer algoritmo autodidata é também original.

seguinte função custo:

$$J'(\mathbf{w}_k) = J(\mathbf{w}_k) + \gamma \sum_{i=1}^K \sum_{j=1, j \neq i}^K |r_{ij}|^2 \quad (4.22)$$

onde $J'(\mathbf{w}_k)$ é a função custo modificada para a recuperação do k -ésimo usuário, $J(\mathbf{w}_k)$ é uma função custo autodidata existente (CM ou GCM, por exemplo), $r_{ij} = E\{y_i(n)y_j^*(n)\}$ é a correlação cruzada entre os sinais na saída do filtro espacial dos usuários i e j . O fator γ é o fator de ponderação do termo de decorrelação, cujo valor será precisado depois.

Visando a obtenção de um algoritmo do tipo LMS precisamos derivar a função custo em (4.22) com relação ao vetor de pesos do usuário desejado. No apêndice A são apresentados detalhes deste processo de derivação. É mostrado que o gradiente da função custo $J'(\mathbf{w}_k)$ com relação ao vetor de pesos é dado por:

$$\nabla_{\mathbf{w}_k}^{J'} = \nabla_{\mathbf{w}_k}^J + \gamma \sum_{i=1, i \neq k}^K r_{ik} E\{y_i^*(n)\mathbf{x}(n)\} \quad (4.23)$$

As médias estatísticas envolvidas no segundo termo do somatório acima devem ser estimadas através de médias temporais como já abordamos anteriormente. Tomemos as seguintes médias temporais:

$$\mathbf{R}_{yy}(n+1) = \omega_1 \mathbf{R}_{yy}(n) + (1 - \omega_1) \mathbf{y}(n) \mathbf{y}^H(n) \quad (4.24)$$

$$\mathbf{P}(n+1) = \omega_1 \mathbf{P}(n) + (1 - \omega_1) \mathbf{x}(n) \mathbf{y}^H(n) \quad (4.25)$$

onde $\mathbf{y}(n) = [y_1(n) \dots y_K(n)]^T$ e ω_1 é um fator de amortecimento para as médias temporais. A utilização destas médias na formulação do algoritmo adaptativo é discutida a seguir.

Neste momento estamos em posição de estabelecer a regra de atualização do vetor de pesos de um filtro espacial, com base em um algoritmo do tipo LMS. Em [86] um algoritmo CMA com decorrelação explícita foi desenvolvido ao especificar $J(\mathbf{w}_k) = E\{|y_k(n)|^2 - R\}^2$. Tal algoritmo, nomeado MU-CMA (*Multiuser CMA*) [86], é dado por:

$$\mathbf{w}_k(n+1) = \mathbf{w}_k(n) - \mu (|y_k(n)|^2 - R) y_k^*(n) \mathbf{x}(n) - \gamma \sum_{i=1, i \neq k}^K \hat{r}_{ik}(n) \mathbf{p}_i(n) \quad (4.26)$$

onde $\hat{r}_{ik}(n)$ é o elemento (i, k) da matriz $\mathbf{R}_{yy}(n)$ (em (4.24)) e $\mathbf{p}_i(n)$ é a i -ésima coluna da matriz $\mathbf{P}(n)$ (em (4.25)).

4.4. Novos Algoritmos Autodidatas baseados no Conceito da Descorrelação Explícita

Baseando-se no conceito da descorrelação explícita discutido na seção anterior, propomos agora dois novos algoritmos para filtragem espacial. Um deles é uma versão equivalente do GCMA proposto no capítulo 2 e que utiliza exatamente os mesmos passos que levaram ao MU-CMA, gerando portanto um MU-GCMA. O segundo algoritmo envolve alguns novos conceitos e objetiva melhorar a velocidade de convergência e a qualidade do sinal produzido em relação ao algoritmo MU-CMA. Vários resultados de simulação são apresentados ao longo da seção.

4.4.1. MU-GCMA (*Multiuser GCMA*)

A obtenção do algoritmo MU-GCMA (originalmente proposto em [27]) segue rigorosamente os mesmos passos que levaram ao algoritmo MU-CMA (em (4.26)). Especificando a função custo $J(\mathbf{w}_k)$ em (4.22) como:

$$J(\mathbf{w}_k) = \frac{E\{[z_k(n) - \bar{z}_k]^2\}}{\bar{z}_k^2} \quad (4.27)$$

onde $z_k(n) = |y_k(n)|^2$ e $\bar{z}_k = E\{|y_k(n)|^2\}$ obtém-se o algoritmo MU-GCMA que é dado por:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_k(n+1) = & \mathbf{w}_k(n) - \mu \frac{z_k(n) - \hat{\bar{z}}_k(n)}{\hat{\bar{z}}_k(n)^3} \left[\hat{\bar{z}}_k(n) y_k^*(n) \mathbf{x}(n) - z_k(n) \hat{\mathbf{r}}_k(n) \right] - \\ & - \gamma \sum_{i=1, i \neq k}^K \hat{r}_{ik}(n) \mathbf{p}_i(n) \end{aligned} \quad (4.28)$$

onde:

$$\hat{\bar{z}}_k(n+1) = \omega_2 \hat{\bar{z}}_k(n) + (1 - \omega_2) |y_k(n)|^2 \quad (4.29)$$

$$\hat{\mathbf{r}}_k(n+1) = \omega_2 \hat{\mathbf{r}}_k(n) + (1 - \omega_2) y_k^*(n) \mathbf{x}(n) \quad (4.30)$$

onde ω_2 é um fator de amortecimento usado nas estimativas das médias temporais e os outros símbolos já foram definidos.

A filosofia e vantagens do algoritmo GCMA discutidas no contexto da equalização temporal podem ser extendidas para o caso da filtragem espacial. Especialmente, uma maior velocidade de convergência é observada como evidenciado na simulação descrita a seguir.

4.4.2. Descrição do Modelo de Simulação

Como comentado ao final da seção anterior, uma abordagem radar para a modelagem do canal espaço-temporal será adotada de agora em diante visando obter resultados conservativos de BER. Nesta seção, em particular, não trabalharemos com medidas de BER, mas ainda assim utilizaremos uma abordagem radar para manter a coerência com os próximos capítulos. Além disso, como os resultados de simulação desta seção tendem a ser mais qualitativos do que quantitativos, desconsideramos o desvanecimento Rayleigh. Apenas um desvio de fase e AWGN é incluído no modelo, além de um possível desbalanceamento de potência entre os usuários. Desta forma, o vetor de sinais recebidos é dado por:

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{k=1}^K \sqrt{P_k} a_k(n) e^{j\phi_k} \mathbf{f}(\theta_k) + \mathbf{v}(n) \quad (4.31)$$

onde: P_k é a potência recebida e ϕ_k é a fase aleatória de recepção para o usuário k e os outros símbolos já foram definidos.

O sistema em foco possui quatro usuários SDMA transmitindo ao mesmo tempo e na mesma frequência, que deverão ser detectados utilizando-se um arranjo de antenas adaptativas. A modulação no sistema é QPSK e um arranjo de antenas do tipo ULA com 8 antenas é utilizado na recepção. Os demais parâmetros de simulação adotados nesta seção são descritos na tabela 4.2. Nota-se que no caso de controle de potência imperfeito há um desbalanceamento de potência total de 12 dB.

Usuário#	AOA(graus)	Cenário de Controle de Potência (Potência Relativa, dB)	
		Perfeito	Imperfeito
1	1	0	-6
2	-52	0	-3
3	29	0	+3
4	76	0	+6

Tabela 4.2: Parâmetros do sistema SDMA simulado

4.4.3. Resultados de Simulação para o MU-GCMA

Para o sistema descrito na sub-seção anterior, aplicamos os algoritmos LMS treinado, MU-CMA e MU-GCMA. A fig.4.17 apresenta a curva de evolução do erro quadrático mediada entre todos os usuários e ao longo de 100 experimentos independentes para o caso de controle de potência imperfeito. Outros parâmetros de simulação são os seguintes: $E_b/N_0 = 20\text{dB}$, $\mu = 10^{-2}$, 1000 QPSK símbolos transmitidos por repetição da experiência, $\omega_1 = 0,90$, $\omega_2 = 0,97$. O peso do termo de decorrelação foi fixado em $\gamma = 0,15$ através de um procedimento de tentativa e erro. Este valor garantiu a recuperação de todos os usuários sem ambiguidades nos algoritmos MU-CMA e MU-GCMA.

A conclusão que se pode tirar da fig.4.17 é a maior velocidade de convergência do algoritmo MU-GCMA em relação ao MU-CMA. Os repiques de erro quadrático apresentados na curva relativa ao MU-GCMA deve-se à utilização de um controle automático de ganho (CAG) para recuperar a potência do sinal desejado. O acoplamento entre o MU-GCMA e a recuperação de potência através do CAG provoca algumas diferenças no cálculo do erro quadrático, embora isto não se traduza numa real desvantagem se calculássemos a BER.

As figs. 4.18 a 4.25 mostram padrões de irradiação do arranjo típicos para os algoritmos MU-CMA e MU-GCMA para todos os usuários com base no vetor de pesos da 1000ª iteração de uma das repetições da simulação. As direções de chegada são indicadas por linhas entrantes nas figuras. A resolução e diretividade dos padrões obtidos com o MU-GCMA são claramente superiores. Além disso, fica claro que os quatro usuários são adequadamente recuperados sem qualquer ambiguidade.

Os padrões estão normalizados pelo ganho máximo entre todos os padrões. Observando os padrões do algoritmo MU-GCMA, é possível notar que o ganho do arranjo nas direções dos

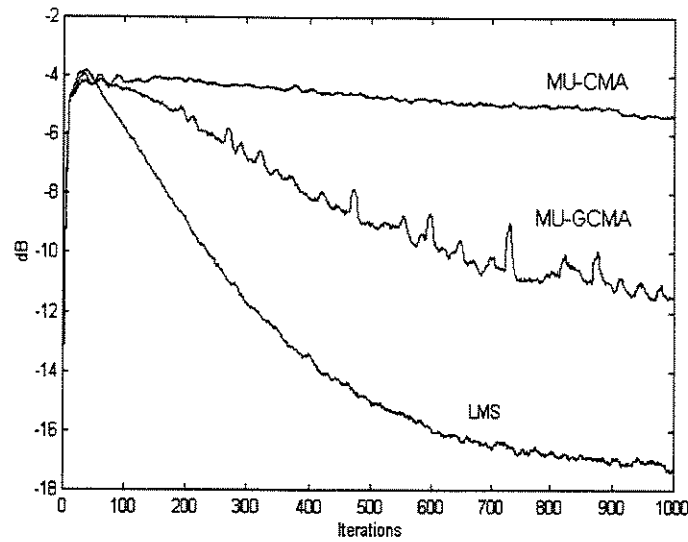


Fig. 4.17: Evolução do Erro Quadrático Médio

usuários desejados são inversamente proporcionais à potência recebida pelos mesmos. Assim o arranjo está implicitamente realizando um controle de potência direcionando ganhos maiores para os usuários recebidos com menos potência.

4.4.4. Desvantagens da Abordagem da Descorrelação Explícita

O conceito da descorrelação adaptativa para viabilizar o SDMA autodidata desenvolvida na seção anterior representa uma primeira aproximação para tal problema. No entanto, esta primeira abordagem apresenta algumas desvantagens sérias que podem impedir sua real aplicação prática em sistemas de comunicação sem fio com variações temporais relativamente rápidas e/ou poucos símbolos para aquisição do vetor de pesos dos filtros espaciais. A primeira desvantagem clara é uma taxa de convergência relativamente baixa, especialmente com o algoritmo MU-CMA, o que pode restringir o uso destes algoritmos a aplicações sem fio fixas como *Wireless Local Loop* (WLL). No caso de sistemas de telefonia celular é possível que não haja tempo suficiente para adquirir o vetor de pesos. Uma solução possível, numa primeira análise, consiste em reutilizar os dados disponíveis para aquisição várias vezes, ao custo de aumento de complexidade de processamento.

Uma outra desvantagem consiste na escolha do peso do termo de descorrelação, γ em (4.26) e (4.28). Na sub-seção anterior tal escolha foi realizada por um procedimento de tentativa e

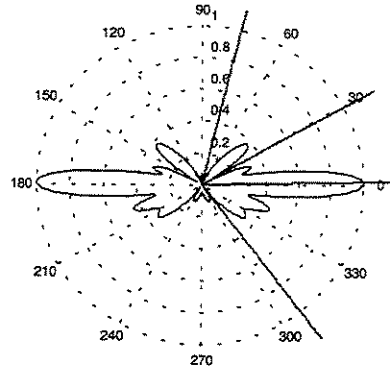


Fig. 4.18: Padrão do arranjo, algoritmo GCMA. $DOA=1^\circ$. Pot. rel.= - 6 dB

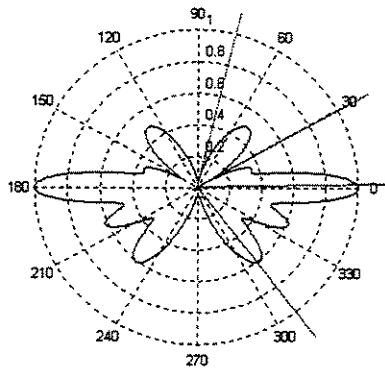


Fig. 4.19: Padrão do arranjo, algoritmo CMA. $DOA=1^\circ$. Pot. rel.= - 6 dB

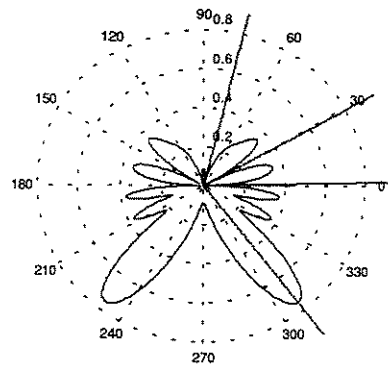


Fig. 4.20: Padrão do arranjo, algoritmo GCMA. $DOA = -52^\circ$. Pot. rel. = - 3 dB

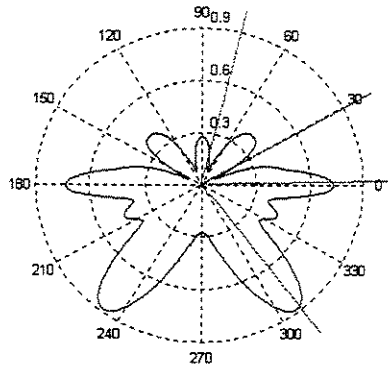


Fig. 4.21: Padrão do arranjo, algoritmo CMA. $DOA = -52^\circ$. Pot. rel. = - 3 dB

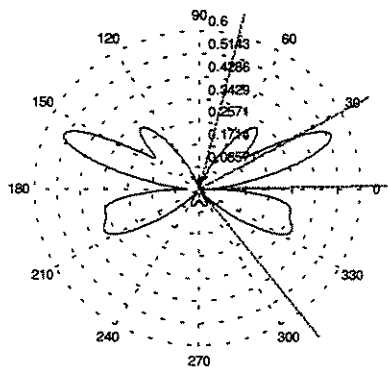


Fig. 4.22: Padrão do arranjo, algoritmo GCMA. $DOA = 29^\circ$. Pot. rel. = + 3 dB

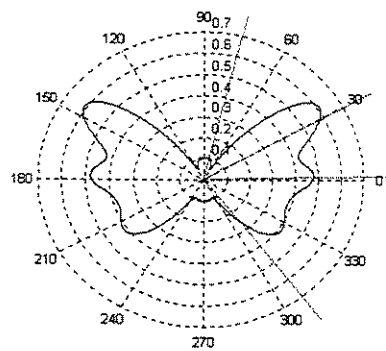


Fig. 4.23: Padrão do arranjo, algoritmo CMA. $DOA=29^\circ$. Pot. rel.= + 3 dB

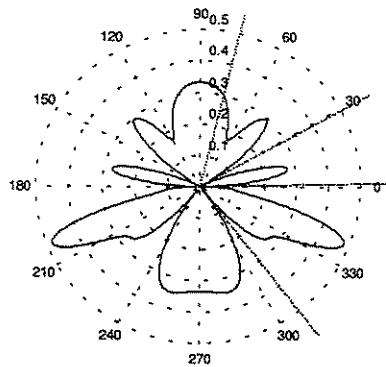


Fig. 4.24: Padrão do arranjo, algoritmo GCMA. $DOA=76^\circ$. Pot. rel.= + 6 dB

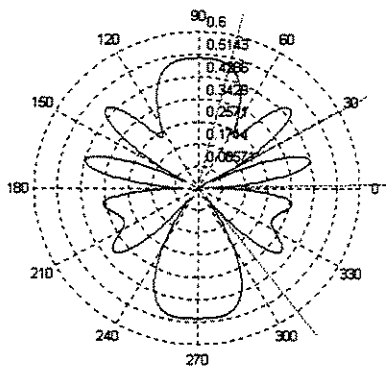


Fig. 4.25: Padrão do arranjo, algoritmo CMA. $DOA=76^\circ$. Pot. rel.= + 6 dB

erro. O valor de γ vai determinar o comportamento dos algoritmos sob dois aspectos cruciais. Por um lado, γ deve ser grande o suficiente para garantir a descorrelação de todos os usuários e consequentemente a recuperação sem ambiguidades dos mesmos. Por outro lado, valores altos de γ aumentam a variância do erro em regime do sinal na saída do filtro espacial. Este aumento da variância do erro dá-se pois as correlações cruzadas estimadas não se anulam completamente e portanto, mesmo com um sinal de módulo constante restaurado, o erro na função custo $J'(\mathbf{w}_k)$ (em (4.22)) não se anula completamente, ainda que a potência do ruído aditivo seja nula. Neste caso γ atua como amplificador de ruído algorítmico.

Como uma possível ilustração destas desvantagens considere novamente o sistema SDMA descrito na sub-seção anterior (tabela 4.2). Vamos considerar agora apenas o caso do controle de potência perfeito. A potência do ruído aditivo foi anulada. Além disso, para evitar a necessidade da recuperação de fase, vamos adotar uma nova medida de desempenho, o erro quadrático de módulo constante (CME) dado por:

$$CME(n) = (|y(n)| - 1)^2 \quad (4.32)$$

A fig.4.26 mostra o CME, obtido com o MU-CMA, mediado entre todos os usuários e ao longo de 200 transmissões de 5000 símbolos QPSK, onde cada curva é parametrizada por um valor de γ . Também indicado para cada curva na fig.4.26 está a percentagem de usuários perdidos. Um usuário é considerado perdido quando não está incluído entre os usuários recuperados ao final da transmissão. Isto quer dizer que outro usuário foi recuperado em seu lugar de forma repetida. A checagem da recuperação dos usuários é baseada na medida explícita de BER. Uma análise da fig.4.26 mostra que a variância do CME em regime aumenta com γ enquanto a percentagem de usuários perdidos decresce de acordo, e vice-versa. Para que se obtenha uma descorrelação bem sucedida ($\gamma = 10^{-3}$) a penalidade na variância do erro é significativa o que pode se traduzir em uma piora na BER. Assim, haverá um valor mínimo para γ o qual nenhum usuário será perdido. A escolha deste valor, porém, depende do número de usuários ativos no sistema e das potências relativas correspondentes. Finalmente, nota-se que o algoritmo leva de 2000 a 3000 iterações para convergir para o CME de regime. Este conjunto de desvantagens nos levou a propor, primeiramente em [28] e mais recentemente em [24], um novo algoritmo autodidata para detecção multiusuário em sistemas SDMA com maior velocidade de convergência e peso

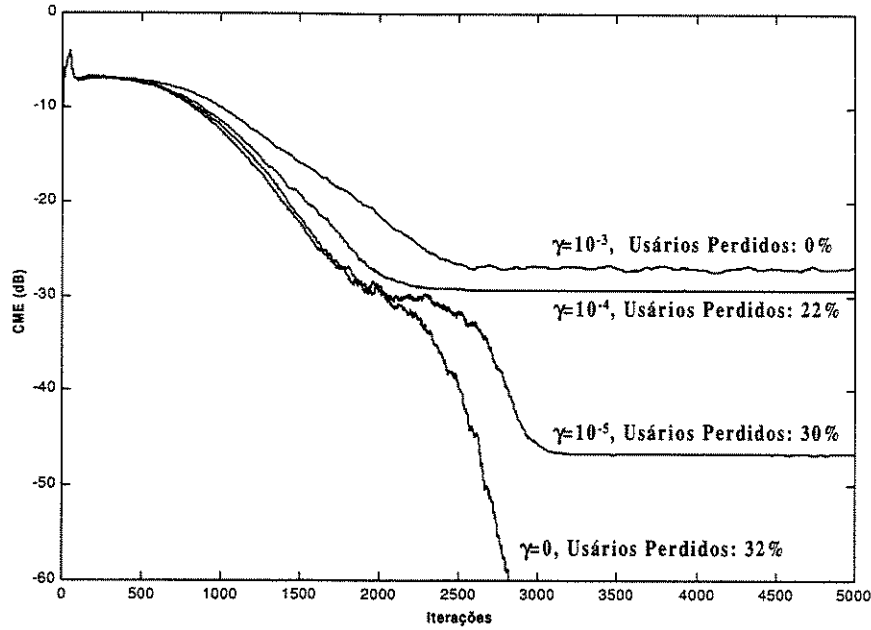


Fig. 4.26: Desempenho CME do MU-CMA para diferentes valores do peso do termo de decorrelação γ .

do termo de decorrelação adaptativo (γ). O algoritmo é baseado no conceito da decorrelação explícita mas com alterações substanciais.

4.4.5. Algoritmo CMA dos Mínimos-Quadrados com Decorrelação Explícita Adaptativa

Inicialmente vamos atacar o problema da taxa de convergência lenta do MU-CMA. Suponhamos que no N -ésimo instante existam $N + 1$ vetores de sinal recebidos disponíveis $\mathbf{x}(0), \dots, \mathbf{x}(N)$ assim como sinais de saída do k -ésimo usuário $y_k(0), \dots, y_k(N)$. Além disso assuma que as estatísticas de correlação cruzada $r_{ij} = E\{y_i(n)y_j^*(n)\}$, $1 \leq i, j \leq K$, $i \neq j$, são disponíveis. Então, para o k -ésimo usuário um novo critério é proposto e que minimiza a seguinte função custo:

$$J_k(\mathbf{w}_k, N) = \frac{1}{N+1} \sum_{n=0}^N \varepsilon_k^2(n) + \zeta \quad (4.33)$$

onde:

$$\varepsilon_k(n) = (|y_k(n)|^2 - R) \quad (4.34)$$

$$\zeta = \gamma \sum_{i=1}^K \sum_{j=1, j \neq i}^K |r_{ij}|^2 \quad (4.35)$$

Note que a função custo proposta opera sobre um bloco de dados, de forma semelhante ao critério clássico dos mínimos quadrados baseado no erro quadrático entre o sinal de saída e o sinal desejado [49]. A minimização da função custo em (4.33) é do tipo mínimos quadrados mas usando um erro de módulo constante. Um algoritmo do tipo DMI pode ser obtido à partir da minimização da função custo em (4.33) com respeito ao vetor de pesos do filtro espacial. Os detalhes da obtenção deste algoritmo são apresentados no apêndice A.

O algoritmo obtido deste procedimento pode ser sumarizado como a seguir:

$$\mathbf{w}_k(n) = \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n) \mathbf{d}_k(n) \quad (4.36)$$

onde:

$$\mathbf{R}_{xx}(n+1) = \omega \mathbf{R}_{xx}(n) + (1-\omega) |y_k(n)|^2 \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \quad (4.37)$$

$$\mathbf{d}_k(n+1) = \omega \mathbf{d}_k(n) + (1-\omega) R y_k^*(n) \mathbf{x}(n) - \gamma \sum_{i=1, i \neq k}^K \hat{r}_{ik}(n) \mathbf{p}_i(n) \quad (4.38)$$

onde $\hat{r}_{ik}(n)$ e $\mathbf{p}_i(n)$ são obtidas de (4.24) e (4.25) como no caso do algoritmo MU-CMA e ω é um fator de amortecimento das médias temporais.

O algoritmo em (4.36) melhora significativamente a taxa de convergência do algoritmo MU-CMA por razões amplamente conhecidas [49], ao custo de uma maior complexidade de implementação. No entanto ele não ataca o problema da escolha do peso do termo de decorrelação. Para tanto propomos o controle adaptativo do fator γ , como descrito a seguir.

É intuitivo perceber que a necessidade e o valor requerido de γ diminuem na medida que os sinais nas saídas dos filtros espaciais se tornam decorrelatados. Assim, pode-se fazer o valor de γ dependente do nível de correlação cruzada entre os usuários. Para este fim definimos a

seguinte medida do nível de correlação cruzada por usuário:

$$\bar{r}_k(n) = \frac{1}{K-1} \sum_{i=1, i \neq k}^K |\hat{r}_{ki}(n)|^2 \quad (4.39)$$

Esta medida inclui uma mediação sobre o número de usuários ativos no sistema de forma que se torna independente deste fator. Finalmente, uma transformação que permita a saturação dos valores de $\bar{r}_i(n)$ finaliza o processo de controle, de forma que a versão adaptativa de γ específico para cada usuário é dada por:

$$\gamma_k(n) = \tanh[\bar{r}_k(n)] \quad (4.40)$$

onde $\tanh$ representa a função tangente hiperbólica. Posteriormente, em [22], verificamos que a normalização da matriz $\mathbf{R}_{yy}$ em (4.24) e a obtenção de $\bar{r}_i(n)$ com base nos valores de correlação normalizados em $\mathbf{R}_{yy}$ dispensavam o uso da função tangente hiperbólica, de forma que também é possível fazer:

$$\gamma_k(n) = \bar{r}_k(n) \quad (4.41)$$

Finalmente, o novo algoritmo proposto, dito CMA de mínimos quadrados com decorrelação adaptativa (LSAD-CMA, *Least-Squares with Adaptive Decorrelation - CMA*), retoma (4.36) mas substituindo o fator constante γ por $\gamma_k(n)$ em (4.40).

4.4.6. Resultados de Simulação para o LSAD-CMA

Os resultados de simulação para o algoritmo LSAD-CMA são baseados no sistema SDMA descrito pelos parâmetros da tabela 4.2. Outros parâmetros de simulação são os seguintes: $E_b/N_0 = 20\text{dB}$ e $\omega = 0.96$. O algoritmo LSAD-CMA é comparado com o MU-CMA de [86] e com o algoritmo DMI treinado (em (4.15)). A verificação de usuários perdidos foi novamente baseada na medida da BER. A fig.4.27 mostra o desempenho dos algoritmos em termos do CME mediado entre todos os usuários e ao longo de 500 repetições independentes de transmissões de 500 símbolos QPSK. O desempenho do algoritmo proposto aproxima-se do piso de CME em poucas centenas de iterações, sem que se verificasse qualquer perda de usuários, nos dois cenários de controle de potência. O desempenho do MU-CMA é bastante pobre se

comparado ao do LSAD-CMA. A fig.4.28 mostra a evolução temporal do peso adaptativo do termo de descorrelação dado por (4.40), novamente mediado entre todos os usuários e repetições. Nota-se que tal peso é gradativamente diminuído, o que representa também um nível de descorrelação crescente entre os sinais de saída. O peso do termo de descorrelação atinge um patamar próximo de zero que é basicamente devido ao ruído algorítmico do processo imperfeito de estimação das correlações cruzadas. Na fig.4.29 apresentamos a evolução das constelações QPSK de saída do filtro espacial de um dos usuários no sistema para diferentes algoritmos de adaptação, confirmando-se mais uma vez a superioridade da técnica proposta sobre o MU-CMA. Finalmente, na fig.4.30 apresentamos um conjunto de padrões de arranjo do LSAD-CMA para os quatro usuários no sistema obtido ao final das 500 iterações, no caso de controle de potência imperfeito. Novamente nota-se o controle de potência implícito produzido pelo arranjo ao gerar ganhos inversamente proporcionais à potência recebida de cada usuário.

4.5. Conclusões

Este capítulo apresentou o conceito de SDMA e abordagens de como implementar e obter aumentos de capacidade em sistemas de comunicações móveis através desta técnica. Apresentamos o conceito da filtragem espacial ótima no sentido MMSE, algoritmos adaptativos treinados clássicos e as condições de recuperação de sinal no sentido da forçagem a zero.

Num estudo mais orientado à prática, apresentamos resultados do aumento de capacidade no sistema IS-136 TDMA utilizando-se antenas adaptativas. Aspectos inovadores deste estudo são a inclusão dos efeitos da correlação espacial dos sinais entre as antenas através do modelo unificado de canal espaço-temporal e a simulação de uma rede celular completa. Concluimos serem possíveis aumentos entre 75% e 133% na capacidade deste sistema em relação ao padrão de reuso convencional de 7 células se for empregado um arranjo de antenas adaptativas com 4 ou 8 elementos.

Como novas propostas para a implementação de SDMA com algoritmos autodidatas para detecção multiusuário, duas novas propostas foram apresentadas para tal fim. Estes algoritmos baseiam-se no conceito da descorrelação explícita. O algoritmo MU-GCMA apresentou vantagens semelhantes nesta aplicação àsquelas verificadas no capítulo 2 quando tratamos do problema da equalização temporal, notadamente uma maior velocidade de convergência

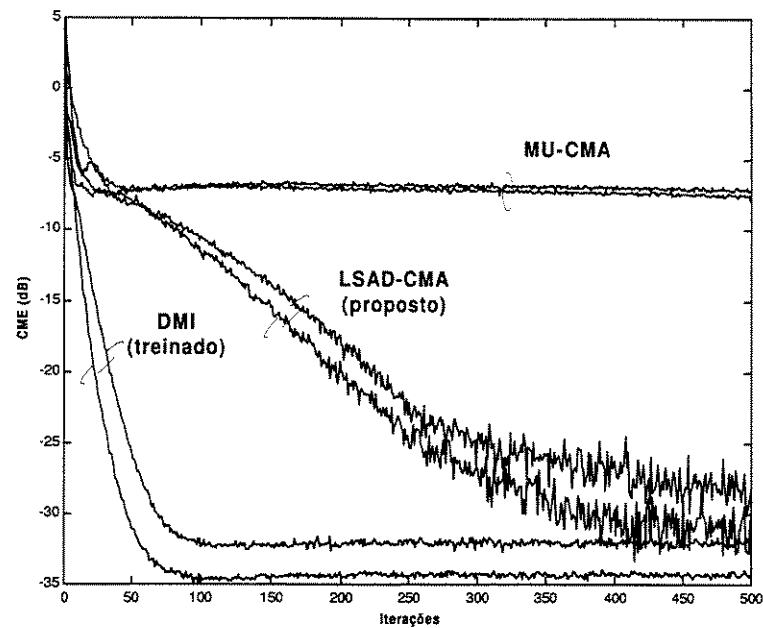


Fig. 4.27: Desempenho comparativo CME para controle de potência perfeito (curvas inferiores) e imperfeito (curvas superiores).

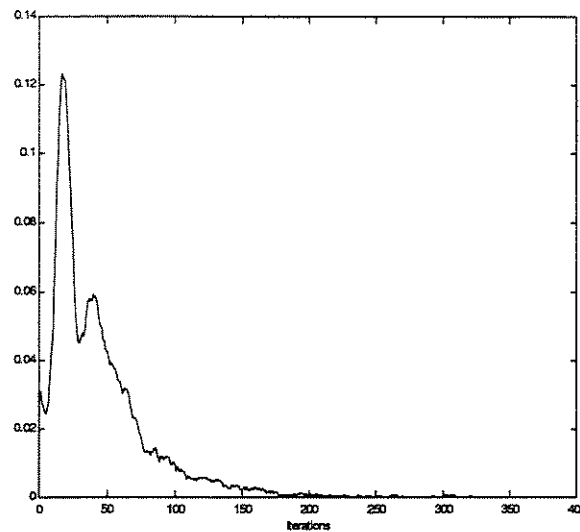


Fig. 4.28: Evolução temporal do peso adaptativo do termo de descorrelação (controle de potência imperfeito)

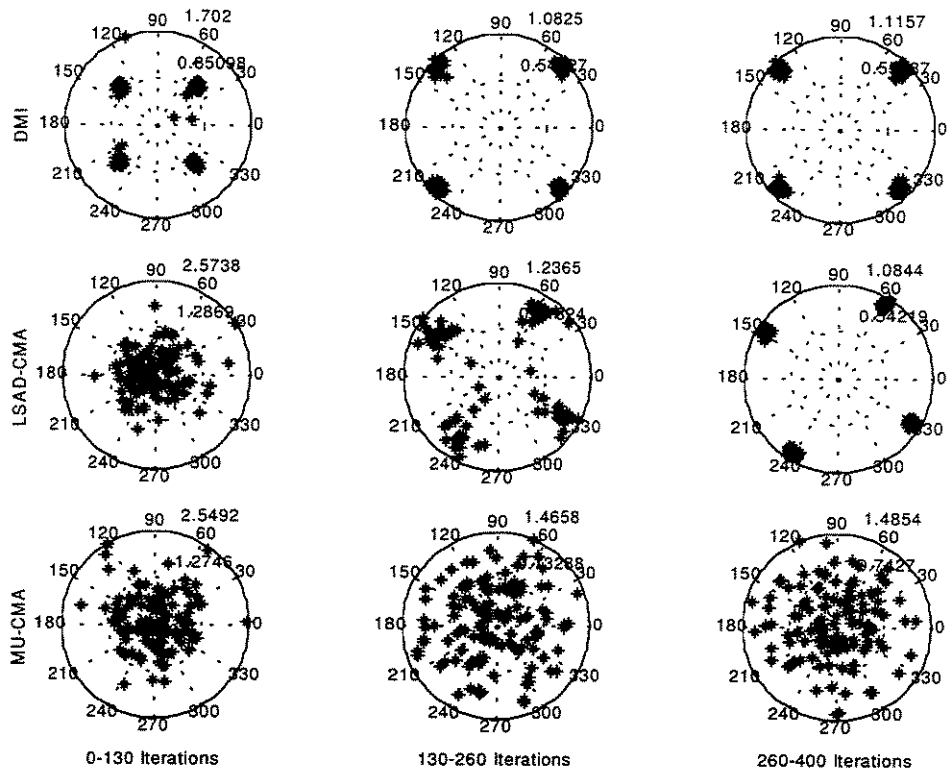


Fig. 4.29: Evolução das constelações de saída típicas para os diferentes algoritmos de detecção multiusuário em sistema SDMA simulado.

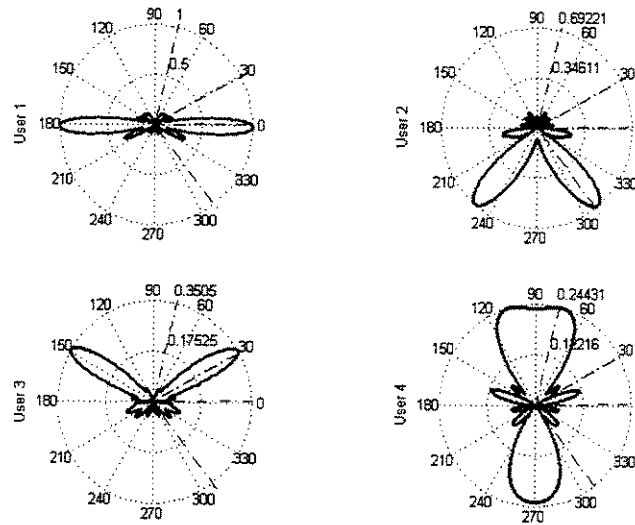


Fig. 4.30: Padrões de arranjo do LSAD-CMA após última interação (controle de potência imperfeito). As direções de chegada são indicadas por $- \cdot -$.

se comparada ao MU-CMA. O algoritmo LSAD-CMA nasce da constatação de algumas desvantagens do conceito da decorrelação explícita e do algoritmo MU-CMA em suas formas originais, atacando a baixa taxa de convergência e o pobre desempenho em regime deste último algoritmo. Com as vantagens constatadas do LSAD-CMA conclui-se que este representa uma possibilidade real de implementação de SDMA autodidata em ambiente de comunicações móveis.

No próximo capítulo estudaremos as aplicações de antenas adaptativas em sistemas DS-CDMA. Adotaremos a abordagem radar para a modelagem do canal espaço-temporal visando obter resultados conservativos em termos de BER. Posteriormente, estudaremos formas de obtenção de diversidade temporal implícita que poderá melhorar os resultados de BER obtidos. Os algoritmos adaptativos serão sempre baseados na estrutura temporal dos sinais (combinação ótima) evitando assim requerer conhecimento preciso sobre a geometria do arranjo e a utilização de métodos de estimação de direção de chegada.

Capítulo 5

Antenas Inteligentes Aplicadas a Sistemas DS-CDMA de Comunicação sem fio

"O processamento espacial é a mais promissora, se não a última, fronteira para a evolução das técnicas de múltiplo acesso.", A.J. Viterbi

Este capítulo aborda a aplicação de esquemas de antenas inteligentes a sistemas de comunicação sem fio que utilizam a tecnologia DS-CDMA para múltiplo acesso. O tema principal tratado neste capítulo será o da redução da interferência de múltiplo acesso (MAI) visando o aumento de capacidade dos sistemas CDMA. Para tanto, diversas técnicas são possíveis, não necessariamente baseadas em antenas inteligentes. Assim, neste capítulo, faremos uma breve revisão dos fundamentos de receptores convencionais e avançados existentes para os sistemas CDMA. Em seguida abordaremos as aplicações de antenas inteligentes. Neste contexto, iremos propor um receptor espaço-código com desempenho potencialmente superior ao das técnicas existentes. Este e outros receptores terão seus desempenhos adequadamente estudados através de medidas de BER e estimativa de capacidade em simulações com uma rede celular completa, a exemplo do que fizemos com o sistema TDMA no capítulo 4. Com o propósito de estudar arquiteturas de recepção avançadas para o futuro, abordaremos o tema de receptores autodidatas para CDMA. Neste mister uma revisão será feita de algumas propostas recentes ao mesmo tempo em que será proposto um arranjo de antenas autodidata com desempenho superior ao de outras técnicas existentes.

O capítulo está organizado da seguinte forma. Após uma breve introdução na seção 5.1, a seção 5.2 discute algumas filosofias de projeto de sistemas CDMA. A seção 5.3 introduz o modelo de sinal CDMA e a seção 5.4 discute o receptor mais simples para CDMA, dito receptor convencional. A seção 5.5 apresenta arquiteturas mais avançadas de recepção baseadas em detecção multiusuário. A seção 5.6 apresenta outra classe de receptores avançados para CDMA agora baseados em filtragem ótima com treinamento. A seção 5.7 propõe um novo receptor espaço-código para CDMA. A seção 5.8 discute métodos de estimativa de BER enquanto a seção 5.9 trata de aspectos do algoritmo DMI quando operando em ambiente CDMA. A seção 5.10 apresenta resultados de um estudo de capacidade relativa envolvendo alguns dos receptores avançados para CDMA e o receptor espaço-código proposto.

A seção 5.11 elabora sobre arquiteturas de receptores adaptativos autodidatas para CDMA seguida da seção 5.12 que propõe um novo receptor desta natureza com desempenho superior. Finalmente, a seção 5.13 apresenta as conclusões do capítulo.

5.1. Introdução

Sistemas CDMA de comunicação sem fio têm recebido boa aceitação em um número cada vez maior de mercados devido ao possível aumento de capacidade oferecido em relação a sistemas convencionais F/TDMA. Diferentemente destes sistemas que assinalam uma banda em frequência e/ou um *slot* de tempo para cada usuário, em sistemas CDMA, toda a banda disponível é utilizada por todo o tempo simultaneamente por todos os usuários. O fator de reuso pode ser unitário o que simplifica o projeto e a expansão da rede celular. Como consequência do uso simultâneo do canal por diversos usuários, a capacidade de um sistema CDMA não é mais um valor bem determinado em função do número de canais alocados como no caso F/TDMA. Na medida que usuários entram na rede, mais interferência é gerada, o que degrada a qualidade da transmissão de forma suave.

Pelos motivos supracitados e por outros, a tecnologia CDMA vem sendo considerada com bastante ênfase no processo de padronização da 3ª geração de sistemas de comunicação sem fio, em curso no ITU. De fato, diversas propostas para o padrão de 3ª geração de comunicações sem fio UMTS/IMT-2000 são baseadas na tecnologia CDMA de banda larga com método de espalhamento por sequência direta [6][5].

O conceito fundamental por trás do CDMA é o espalhamento espectral, o que por sua vez pode ser realizado de formas diferentes. Em sistemas CDMA com método de espalhamento por sequência direta (DS-CDMA¹), os usuários são distinguidos por códigos que modulam a informação útil numa taxa várias vezes maior que a taxa necessária para efetuar a comunicação.

¹ Tendo em vista ser o único método de espalhamento espectral tratado nesta tese, o termo CDMA subentenderá o método de espalhamento por sequência direta, quando não explicitado em contrário.

Tal modulação é que permite o espalhamento espectral. Nestes sistemas, o problema da interferência co-canal merece especial atenção.

Diferentemente dos sistemas F/TDMA onde uma certa ortogonalidade entre os usuários é garantida pelo plano de reuso de frequência, em sistemas CDMA a interferência co-canal é inerente pois os códigos utilizados no espalhamento não são plenamente ortogonais em todas as circunstâncias práticas de operação. Esta situação é mais evidente no *link* reverso onde as transmissões dos diversos usuários são assíncronas. Desta forma, correlações cruzadas não nulas introduzem um efeito de auto-interferência, que em última análise, é o principal fator de limitação da capacidade. Este tipo de interferência é comumente denominada de interferência de múltiplo acesso (MAI).

Qualquer medida tomada no sentido de reduzir o nível de interferência percebida na ERB traduz-se de forma direta em um ganho de capacidade no *link* reverso dos sistemas CDMA. A simples intermitência da voz humana em uma conversação comum pode ser explorada adequadamente aumentando a capacidade. Da mesma forma, a utilização de antenas inteligentes permitiria reduzir o nível de interferência percebido na detecção de cada usuário possibilitando o aumento da capacidade do sistema. Por esta razão têm se verificado um considerável interesse da comunidade acadêmica no sentido de viabilizar o uso de antenas inteligentes em sistemas CDMA.

A setorização de 120° convencionalmente utilizada em sistemas F/TDMA é empregada em CDMA como um primeiro passo na redução do nível de interferência. Como discutido anteriormente, sistemas de antenas inteligentes podem ser do tipo chaveamento de feixes ou do tipo adaptativo. O chaveamento de feixes permite um compromisso entre desempenho e complexidade de implementação. A solução adaptativa permite o melhor desempenho na redução de interferência a um maior custo de implementação. Todas estas alternativas serão discutidas ao longo do capítulo.

Apresentaremos diversas arquiteturas de recepção, convencionais e avançadas, bem como algoritmos de antenas adaptativas aplicáveis ao *link* reverso de sistemas DS-CDMA. A motivação para o uso de receptores avançados na detecção de sinais CDMA deve-se ao limitado desempenho do receptor convencional com respeito à remoção da MAI. Este desempenho limitado será devidamente evidenciado ao longo do capítulo bem como o desempenho superior de outras arquiteturas mais avançadas para a detecção CDMA.

Será assumido um modelo de canal com desvanecimento plano em frequência e temporalmente lento. A característica lenta do desvanecimento é plausível se considerarmos que o inverso das taxas de bit ou símbolo previstas para os sistemas de 3ª geração é muito menor que o tempo de coerência do canal (taxas da ordem de 144 Kbps a 2 Mbps) considerando os espalhamentos Doppler típicos do ambiente celular. A hipótese de desvanecimento plano em frequência pode não ser plausível tendo em vista a característica de banda larga (maior que a banda de coerência) destes sistemas. Ainda assim, como será visto posteriormente, em caso de existência de múltiplos percursos resolvíveis na recepção, estes podem ser isolados e combinados para reduzir o efeito do desvanecimento. Assim, será possível a utilização das estruturas desenvolvidas neste capítulo em conjunto com um receptor que realize a combinação dos múltiplos percursos. Tal receptor é conhecido como Rake e será descrito no próximo capítulo onde trataremos do modelo de canal com desvanecimento seletivo em frequência.

5.2. Filosofias de Projeto de Sistemas CDMA

Podemos classificar os sistemas CDMA em diversas categorias quanto à filosofia de projeto e operação como descrito a seguir.

5.2.1. Quanto ao método de espalhamento

Há diversos métodos de obter o efeito de espalhamento espectral necessário aos sistemas CDMA. Dois dos mais importantes são por sequência direta (*direct-sequence* ou DS) e por saltos em frequência (*frequency hopping* ou FH). Parece haver um intenso debate sobre as vantagens e desvantagens de cada método, o que foge ao escopo desta tese. Nos restringiremos ao método DS. Nossa escolha se baseia no fato que tal método parece ter maior aceitação em sistemas de telefonia celular e comunicação pessoal. Como exemplo pode-se citar o sistema IS-95 e as diversas propostas para a padronização UMTS/IMT 2000. O leitor interessado pode consultar [75] que trata de uma comparação entre os dois métodos e conclui pela superioridade do método DS para aplicações em comunicações pessoais.

5.2.2. Quanto à ortogonalidade dos códigos

O sistema DS-CDMA é dito ortogonal quando as correlações cruzadas entre os códigos

empregados no espalhamento dos diversos usuários são aproximadamente ou totalmente nulas. Caso contrário o sistema é não-ortogonal. O CDMA ortogonal é factível no *link* direto (base-móvel) onde a estação base pode sincronizar a transmissão de todos os usuários daquela célula de forma a minimizar a interferência de múltiplo acesso. Ainda assim, a interferência intercélula (advindas de células externas à célula onde encontra-se o usuário desejado) não poderá ser reduzida desta forma se as ERBs forem assíncronas. No *link* reverso, devido ao assincronismo das transmissões, o sistema é não-ortogonal. Por esta razão, a capacidade do *link* reverso é normalmente considerada como fator limitante da capacidade do sistema como um todo. É bom notar porém que, na presença de multipercursos e interferência intercélula, mesmo o *link* direto pode tornar-se não-ortogonal.

5.2.3. Quanto ao período do código

Uma importante característica de um sistema CDMA diz respeito ao período de repetição dos códigos de espalhamento quando comparados ao intervalo de tempo do símbolo a ser espalhado. O código é dito curto quando seu período de repetição coincide com o intervalo de símbolo. O código é dito longo quando seu período é muito maior que o intervalo de símbolo. Casos intermediários são possíveis mas de menor interesse para a presente tese. Esta classificação determina de forma direta quais os tipos de contra-medidas factíveis para a redução da interferência de múltiplo acesso. Como exemplo de sistema utilizando sequências longas pode-se citar o IS-95 e sua evolução de 3ª geração, o cdma2000. Como exemplo de sistema utilizando códigos curtos pode-se citar aquele desenvolvido no projeto GloMo[1]². A proposta europeia UTRA/WCDMA para a padronização UMTS/IMT 2000 permite a flexibilidade de utilização de códigos curtos ou longos [6].

5.2.4. Quanto ao ganho de processamento

O ganho de processamento é definido como a razão entre as bandas ocupadas pelo sinal espalhado e pelo sinal original, ou equivalentemente, o número de *chips* por símbolo. Um *chip* é a unidade básica temporal de espalhamento. O ganho de processamento do sistema IS-95 é 128 [42]. O sistema GloMo [1] utiliza um ganho de processamento de 15. A proposta

² O GloMo (*Global Mobile*) é um projeto acadêmico desenvolvido na Virginia Tech, EUA, e que visa implementar um sistema CDMA baseado no conceito de *software-radio* e que incorpore técnicas avançadas de processamento de sinais, algumas das quais tratadas neste capítulo.

UTRA/WCDMA para a padronização UMTS/IMT 2000 permite a seleção de um valor entre 4 e 256 [6]. A variabilidade do ganho de processamento neste último caso permite a variação da taxa de símbolos como é requerido pelo UMTS.

5.2.5. Parâmetros Adotados nas Simulações

Neste capítulo o ganho de processamento será denotado por N . Um ganho de processamento relativamente modesto de $N=15$ será adotado em todas as simulações. Há duas razões para tal escolha. Primeiro porque ganhos de processamento maiores implicam em tempos inviáveis de simulação. Além disso, o objetivo do presente estudo é apresentar o impacto na capacidade advindo do uso de técnicas avançadas de recepção, não devido ao uso de um ganho de processamento grande. Códigos curtos e longos serão utilizados de acordo com o tipo de receptor.

5.3. Modelo de Sinal CDMA

Vamos assumir um modelo de canal com desvanecimento plano e lento como comentado anteriormente. Um total de K usuários transmitem simultaneamente. O sinal em banda base transmitido pelo k -ésimo usuário é dado por:

$$x_k(t) = \sqrt{P_k} a_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) \quad (5.1)$$

$$a_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_k(n) p_T(t - nT) \quad (5.2)$$

$$c_k(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c_k(m) p_{T_c}(t - mT_c) \quad (5.3)$$

onde: P_k é a potência de transmissão, $a_k(t)$ é a forma de onda que contém a sequência de símbolos $a_k(n)$, $c_k(t)$ é a forma de onda que contém a sequência de espalhamento $c_k(m)$, $p_T(t)$ e $p_{T_c}(t)$ são pulsos retangulares com durações do intervalo T de um símbolo e T_c de um *chip* respectivamente; τ_k é o instante de início da transmissão do usuário; $c_k(m)$ é o m -ésimo *chip* da sequência de espalhamento. Note que o índice n será utilizado para denotar intervalos de

tempo discreto de símbolo, enquanto que o índice m será utilizado para indicar intervalos de tempo discreto de *chip*. A sequência de símbolos $a_k(n)$ será do tipo BPSK. A sequência ou código de espalhamento $c_k(m)$ também será do tipo BPSK³. Note que neste momento nenhuma estrutura sobre o período de repetição dos códigos de espalhamento foi assumido, ou seja, no modelo de (5.1) os códigos são longos em princípio, com códigos curtos representando um caso particular. O ganho de processamento é dado por $N = T/T_c$.

Sem perda de generalidade, os atrasos τ_k serão considerados múltiplos aleatórios inteiros de um intervalo de *chip*. Isto representa um modelo sincronizado a nível de *chip* - mas não necessariamente a nível de símbolo. Tal escolha deve-se basicamente à simplificação do modelo de simulação. De todo modo, trata-se do pior caso em termos de interferência de múltiplo acesso [117], o que traz uma característica conservativa aos resultados de BER aqui apresentados.

As sequências ou códigos de espalhamento podem ser escolhidos de diversas formas. Alguns códigos são conhecidos pelas boas propriedades de autocorrelação e correlação cruzadas. Nesta categoria pode-se citar os códigos de Gold, Walsh-Hadamard e de Kasami [34]. Nesta tese, porém, utilizaremos códigos puramente aleatórios. Esta escolha é plausível dado que o assincronismo das transmissões no *link* reverso provoca a quebra das propriedades de correlação cruzada dos códigos citados e tal efeito é aproximado por um conjunto de códigos aleatórios.

A seguinte notação vetorial será utilizada para representar o código associado ao espalhamento do símbolo a ser transmitido no tempo discreto n :

$$\mathbf{c}_k(n) = [c_k(m = nN) \dots c_k(m = nN + N - 1)]^T \quad (5.4)$$

Tal notação é genérica e se aplica ao caso de códigos longos e curtos. No caso de códigos curtos a notação pode ser particularizada para:

$$c_k(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c_k \left\lfloor \frac{m}{N} \right\rfloor p_{T_c}(t - mT_c) \quad (5.5)$$

$$\mathbf{c}_k = [c_{k,1} c_{k,2} \dots c_{k,N}]^T \quad (5.6)$$

³ Tanto a modulação quanto o espalhamento poderiam ser do tipo QPSK. Isto não acarretaria nenhuma alteração essencial nas conclusões deste capítulo.

onde: $\lfloor \frac{m}{N} \rfloor$ representa a operação de *remanescente*, isto é, o resto da divisão inteira de m por N . Tal operação permite a repetibilidade do código após N *chips*. Assim, o código curto associado ao espalhamento de um símbolo será sempre o mesmo, para um mesmo usuário, não necessitando pois, de índice temporal. Em qualquer caso, consideraremos códigos com energia normalizada unitária: $\mathbf{c}_k^T(n)\mathbf{c}_k(n) = 1$ no caso de códigos longos ou $\mathbf{c}_k^T\mathbf{c}_k = 1$ no caso de códigos curtos.

Neste momento podemos adiantar alguns comentários sobre qual a vantagem de utilizar-se um ou outro tipo de código de espalhamento em DS-CDMA. O código longo possui uma propriedade de *mediação da interferência de múltiplo acesso*. Tais códigos apresentam uma variação (pseudo) aleatória de símbolo para símbolo de forma que as realizações da MAI variam de acordo e nenhum usuário irá sofrer uma realização particularmente maléfica (ou benéfica) da MAI ao longo da transmissão. Por outro lado os códigos longos não incorporam nenhuma característica ciclo-estacionária na sequência de símbolos espalhada a nível de *chip*. Assim, como ficará claro com o decorrer do capítulo, a utilização de códigos longos é benéfica quando o receptor considerado não leva em conta a cicloestacionaridade para a remoção da MAI, como é o caso do receptor convencional ou correlator. O sistema IS-95 emprega esta abordagem: códigos longos e recepção convencional. Neste caso, o emprego de poderosos códigos corretores de erro completa o esquema de recepção deste sistema.

Com códigos curtos a propriedade de mediação da MAI não existe pois os códigos são fixos, o que pode gerar uma realização maléfica da MAI para um usuário em particular. Por outro lado a repetição dos códigos a cada símbolo introduz uma característica ciclo-estacionária na MAI. O fato da MAI tornar-se estruturada com códigos curtos permite a aplicação de receptores que exploram tal estrutura e que podem removê-la gerando um desempenho superior ao caso dos códigos longos com o receptor convencional.

5.4. O Receptor Convencional

Tendo estabelecido o modelo dos sinais bem como a maior parte da notação a ser utilizada neste capítulo, podemos apresentar a primeira e mais simples estrutura de recepção. Trata-se do receptor convencional. Este receptor ignora a existência de interferência de múltiplo acesso e para detectar o sinal de um usuário aplica um filtro casado com seu código de espalhamento,

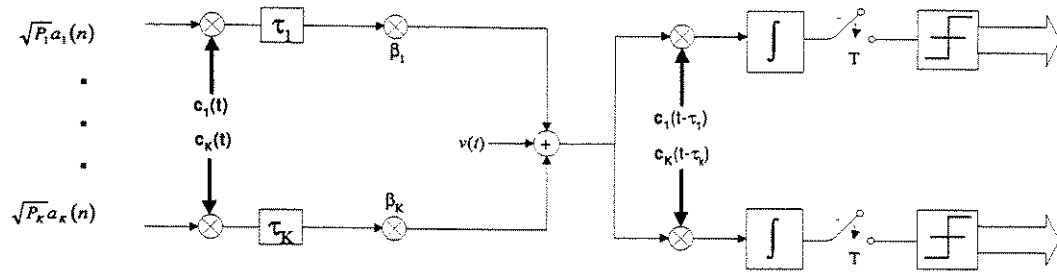


Fig. 5.1: Sistema CDMA com múltiplos usuários e recepção convencional

ou ainda, um correlator. Isto equivale a tratar a MAI como AWGN [117]. A fig.5.1 ilustra o modelo de sistema CDMA no domínio do tempo contínuo, onde receptores convencionais são utilizados na detecção. O leitor pode referir-se à fig.5.1 nas explicações que se seguem para notação.

5.4.1. Modelo de Recepção

O sinal em banda base recebido é dado por:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \beta_k x_k(t) + \nu(t) \quad (5.7)$$

onde K é o número de usuários, β_k é o coeficiente complexo de canal do k -ésimo usuário - que inclui também um possível desvio de fase na demodulação coerente do receptor - e $\nu(t)$ é o AWGN na recepção. Considerando amostragem perfeita e a suposição do sincronismo a nível de *chip*, uma expressão vetorial mais elaborada para o sinal recebido é dada por:

$$\mathbf{r}(n) = \sum_{k=1}^K \alpha_k a_k(n) \mathbf{c}_k(n) + \boldsymbol{\nu}(n) \quad (5.8)$$

onde: $\mathbf{r}(n) = [r(m = nN) \dots r(m = nN + N - 1)]^T$ é o vetor de amostras a nível de *chip* obtidas ao longo de um intervalo de símbolo a ser desespalhado e $\boldsymbol{\nu}(n)$ é o vetor correspondente de amostras de AWGN. Os coeficientes α_k representam a atenuação do canal compensada pela potência de transmissão, ou seja, $\alpha_k = \sqrt{P_k} \beta_k$ é a atenuação efetiva introduzida pelo canal.

Vamos adotar um abuso de notação quanto ao código $\mathbf{c}_k(n)$ que é utilizado no

desespalhamento na recepção. A notação utilizada para o código de desespalhamento será a mesma que para o código de espalhamento em (5.8). No entanto, na prática, o código utilizado no receptor é sintetizado à partir de um circuito de aquisição de código que também realiza a tarefa de sincronizar o código de desespalhamento com o atraso de transmissão. Nesta tese vamos assumir a disponibilidade no receptor do código de desespalhamento devidamente conhecido e sincronizado. À guisa de ilustração de quão esta questão pode interferir nos resultados aqui apresentados, [93] mostra que a utilização de arranjos de antenas na recepção atua na verdade para melhorar o desempenho do circuito de aquisição de código, como resultado de um efeito sinérgico. Assim, considerando que os erros no processo de aquisição e sincronismo de código são pequenos após o transitório, a suposição de perfeição neste processo não deve alterar substancialmente os resultados que apresentamos, pelo menos após atingido o regime estacionário.

Portanto, o receptor convencional composto de um filtro casado com a sequência de espalhamento do usuário (correlator), produz, para o k -ésimo usuário, a seguinte variável de decisão:

$$y_k(n) = \mathbf{c}_k^T(n)\mathbf{r}(n) \quad (5.9)$$

Note que no correlator, a detecção de um usuário específico requer apenas um parâmetro associado a este mesmo usuário, que é o código de desespalhamento. Assim o receptor convencional é do tipo *single-user* ou monousuário.

5.4.2. A Influência da Interferência de Múltiplo Acesso (MAI)

A variável de decisão gerada pelo receptor convencional pode ser reescrita de forma mais elaborada da seguinte forma, para o i -ésimo usuário:

$$y_i(n) = \sum_{k=1}^K \alpha_k a_k(n) \mathbf{c}_i^T(n) \mathbf{c}_k(n) + \mathbf{c}_i^T(n) \boldsymbol{\nu}(n) \quad (5.10)$$

Sendo o i -ésimo usuário desejado, temos:

$$y_i(n) = \alpha_i a_i(n) + \sum_{k=1, k \neq i}^K \alpha_k a_k(n) \mathbf{c}_i^T(n) \mathbf{c}_k(n) + \mathbf{c}_i^T(n) \boldsymbol{\nu}(n) \quad (5.11)$$

Em (5.11) podemos identificar 3 termos: o primeiro é o símbolo desejado ponderado pelo coeficiente de canal, o segundo representa a interferência de múltiplo acesso e o terceiro é o

ruído aditivo filtrado. Claramente, somente no caso em que as correlações cruzadas dos códigos dos diversos usuários são nulas ($\mathbf{c}_i^T(n)\mathbf{c}_k(n) = 0$), o receptor convencional é ótimo, pois o termo de MAI desaparece, restando apenas o ruído aditivo. Caso as correlações cruzadas sejam não-nulas, mas baixas, como deve ocorrer na prática, o desempenho do receptor convencional dependerá basicamente do nível de potência do sinal recebido por um usuário em relação ao nível dos demais. Observando (5.11) nota-se que um maior nível de potência recebido por um usuário melhora seu desempenho, mas, ao mesmo tempo, prejudicará os demais usuários. Assim em sistemas CDMA é necessário equalizar a potência recebida por todos os usuários de forma a prover um desempenho equivalente e satisfatório. Caso altos níveis de correlação cruzada entre os códigos sejam verificados por longos períodos de tempo, o receptor convencional terá um desempenho catastrófico mesmo com níveis equânimes de potência entre todos os usuários.

5.4.3. Mecanismos de Controle de Potência

Mecanismos de controle de potência são aplicados em sistemas CDMA com vistas a uniformizar os níveis de potência relativos tal como recebidos pela ERB. A potência recebida na ERB pode variar grandemente devido aos mecanismos de propagação típicos do ambiente celular, como a perda de percurso e o sombreamento, além do desvanecimento rápido. Normalmente há duas formas de implementar o controle de potência: malha aberta e malha fechada. No primeiro caso, a unidade móvel ajusta sua potência de transmissão com base na potência recebida. No controle por malha fechada, a ERB envia instruções de controle de potência com base na potência recebida da unidade móvel. Normalmente, uma combinação dos dois tipos de controle é empregada.

O sinal resultante do controle de potência, ou ainda, a atenuação efetiva do canal, terá uma característica que dependerá da velocidade do controle de potência em compensar os efeitos da propagação no ambiente celular. Um controle de potência perfeito seria uma idealização. Por outro lado, o controle de potência pode ser capaz de compensar adequadamente pela perda de percurso e pelo sombreamento. O desvanecimento Rayleigh é rápido suficiente para que sua compensação seja apenas parcial. Medidas demonstram que o sinal após o controle de potência pode ser modelado por uma distribuição log-normal com desvio padrão da ordem de 1 a 2 dB [42].

Um efeito colateral benéfico do controle de potência é que as unidades móveis transmitem

com a potência mínima necessária para atingir um desempenho satisfatório, o que poupa tempo de bateria.

5.5. Receptores com Detecção Multiusuário

Vimos que o receptor convencional ignora a existência da MAI. Receptores com detecção multiusuário, ao contrário, levam em conta a existência dos outros usuários na estimação dos sinais desejados, procurando remover a MAI. Os detectores multiusuários são úteis, em princípio, em todas as situações práticas onde a existência da MAI irá degradar significativamente o desempenho do receptor convencional.

A presente seção apresentará os tipos mais comuns de detectores multiusuários, não sendo por isso uma pesquisa exaustiva das técnicas possíveis. O leitor interessado pode consultar [37][117] que contém amplo conteúdo tutorial sobre este tópico.

5.5.1. Detector Ótimo

O detector multi-usuário ótimo, proposto por Verdu em [115], baseia-se no princípio da máxima verossimilhança. Vamos considerar a detecção dos símbolos dos diversos usuários em um único instante n e definir uma função do vetor $\hat{\mathbf{a}}(n)$ de símbolos estimados para os usuários:

$$\Lambda(\hat{\mathbf{a}}(n)) = \sum_{m=nN}^{nN+N-1} \left[r(m) - \sum_{k=1}^K \hat{\alpha}_k \hat{a}_k(n) c_k(m) \right]^2 \quad (5.12)$$

onde $r(m)$ é o m -ésimo elemento do vetor $\mathbf{r}(n)$ em (5.8) e $\hat{\alpha}_k$ é a estimativa de canal do k -ésimo usuário. O detector ótimo de máxima verossimilhança seleciona a sequência $\hat{\mathbf{a}}(n) = [\hat{a}_1(n) \dots \hat{a}_K(n)]^T$ que minimiza a função $\Lambda(\hat{\mathbf{a}}(n))$. Expandindo o somatório acima tem-se:

$$\Lambda(\hat{\mathbf{a}}(n)) = \sum_{m=nN}^{nN+N-1} |r(m)|^2 - 2 \sum_{k=1}^K \hat{\alpha}_k \hat{a}_k(n) \mathbf{r}^T(n) \mathbf{c}_k(n) + \sum_{j=1}^K \sum_{k=1}^K \hat{\alpha}_j \hat{\alpha}_k \hat{a}_j(n) \hat{a}_k(n) \mathbf{c}_k^T(n) \mathbf{c}_j(n) \quad (5.13)$$

O primeiro termo em (5.13) não depende de $\hat{\mathbf{a}}(n)$. Definindo os seguintes termos:

$$\mathbf{r} = [r_1 \dots r_K]^T \quad (5.14)$$

$$r_i = \mathbf{r}^T(n) \mathbf{c}_i(n) \quad (5.15)$$

$$\rho_{kj} = \mathbf{c}_k^T(n) \mathbf{c}_j(n) \quad (5.16)$$

$$\mathbf{A} = [\hat{\alpha}_1 \hat{a}_1(n) \dots \hat{\alpha}_K \hat{a}_K(n)]^T \quad (5.17)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \rho_{11} & \dots & \rho_{1K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{K1} & \dots & \rho_{KK} \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

podemos então escrever a função de verossimilhança como:

$$\bar{\Lambda}(\mathbf{A}) = 2\mathbf{A}\mathbf{r} - \mathbf{A}^T \mathbf{R} \mathbf{A} \quad (5.19)$$

que deve ser maximizada no sentido de minimizar a probabilidade de erro. Vamos supor que as estimativas de canal são obtidas à partir de um algoritmo de estimação confiável. Assim, para tomar uma decisão sobre o conjunto de símbolos de todos os usuários em um dado instante é necessária a busca exaustiva em Q^K seqüências que formam o vetor $\mathbf{A}$ onde Q é o número de símbolos do alfabeto de modulação. Mesmo com a possibilidade do uso de algoritmos eficientes que implementem esta busca, e considerando que o desempenho deste detector é ótimo no sentido de minimizar a probabilidade de erro [115], sua elevada complexidade não permite, ainda, sua aplicação prática para um número razoável de usuários. Note também a necessidade da estimação dos parâmetros do canal e atrasos de todos os usuários simultaneamente, o que pode ser outro grande empecilho técnico para sua implementação.

5.5.2. Detector Descorrelacionador

Os detectores multiusuário lineares operam uma transformação linear nas saídas de um banco de filtros casados, procurando através de tal transformação reduzir ou mesmo eliminar a interferência de múltiplo acesso. O principal tipo de detector multiusuário linear é o descorrelacionador [65] como descrito a seguir.

Tomando por base a notação utilizada na elaboração do detector ótimo, podemos escrever

o vetor com os sinais de saída do banco de filtros casados como:

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{R}\mathbf{A} + \mathbf{z} \quad (5.20)$$

onde $\mathbf{y}(n) = [y_1(n) \dots y_K(n)]^T$, $\mathbf{z} = \mathbf{C}^T \boldsymbol{\nu}[n]$ e $\mathbf{C} = [\mathbf{c}_1(n) \dots \mathbf{c}_K(n)]$. Sejam as seguintes definições:

$$\bar{\mathbf{A}} = \text{diag}[\alpha_1 \dots \alpha_K] \quad (5.21)$$

$$\mathbf{a}(n) = [a_1(n) \dots a_K(n)]^T \quad (5.22)$$

onde *diag* retorna a matriz diagonal correspondente ao vetor no seu argumento. Assim:

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{R}\bar{\mathbf{A}}\mathbf{a}(n) + \mathbf{z} \quad (5.23)$$

Supondo o conhecimento da matriz $\mathbf{R}$ de correlações cruzadas entre os códigos, podemos aplicar a seguinte transformação linear:

$$\tilde{\mathbf{y}}(n) = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{y}(n) = \bar{\mathbf{A}}\mathbf{a}(n) + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{z} \quad (5.24)$$

O vetor $\tilde{\mathbf{y}}(n)$ está livre de MAI. No entanto ainda restam ajustes de fase e amplitude que compensem o efeito do canal. Assim, o vetor final com as estimativas dos símbolos dos usuários é dado por:

$$\hat{\mathbf{a}}(n) = \bar{\mathbf{A}}^{-1}\tilde{\mathbf{y}}(n) = \mathbf{a}(n) + \bar{\mathbf{A}}^{-1}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{z} \quad (5.25)$$

Nota-se que a eliminação da MAI e dos efeitos do canal no sinal produzido pelo detector descorrelacionador dão-se às custas de possível amplificação do ruído. Alternativamente, visando eliminar a necessidade da estimação dos parâmetros do canal pode-se utilizar demodulação não-coerente ou diferencial, ou ainda deixar a compensação dos efeitos do canal para um ganho adaptativo posterior (um CAG). Isto simplifica a implementação deste detector.

A principal dificuldade de aplicação deste detectores reside na necessidade do conhecimento da matriz de correlações cruzadas entre os códigos. Desta forma a viabilidade de sua implementação prática recai nos casos onde há um número pequeno ou moderado de usuários com a utilização de códigos curtos. Além disso a inversão desta matriz pode nem sempre ser viável devido a um eventual mal-condicionamento ou singularidade da mesma.

5.5.3. Detectores Não-lineares

Detectors multi-usuários não-lineares baseiam-se no princípio do cancelamento de interferência e da realimentação de decisão. A fig.5.2 ilustra este conceito. Os sinais interferentes são regenerados e subtraídos do sinal recebidos, produzindo-se um sinal com menor nível de MAI. Os dois principais detectores multi-usuário não-lineares são o cancelador sucessivo de interferência (SIC, do inglês, *successive interference canceller*) [90] e o cancelador paralelo de interferência (PIC, do inglês, *parallel interference canceller*) [113] cujas estruturas são obtidas rearranjando os blocos da fig.5.2 de forma adequada.

No SIC, primeiramente, os sinais nas saídas dos filtros casados são classificados segundo a potência recebida. O sinal de maior potência é detectado primeiro, utilizando-se o receptor convencional, tendo em vista a maior confiabilidade de sua decisão. A decisão permite a regeneração do sinal interferente deste usuário e tal sinal é subtraído do sinal originalmente recebido. O sinal resultante desta operação tem menor nível de MAI. O segundo sinal mais fortemente recebido passa pelo mesmo processo e assim sucessivamente até que todos os usuários tenham sido detectados. De uma forma geral, o sinal do i -ésimo usuário entrará em seu filtro casado como:

$$\mathbf{r}_i(n) = \sum_{k=1}^K \alpha_k a_k(n) \mathbf{c}_k(n) + \boldsymbol{\nu}(n) - \sum_{k=1}^{i-1} \hat{\alpha}_k \hat{a}_k(n) \mathbf{c}_k(n) \quad (5.26)$$

onde $\hat{\alpha}_k$ e $\hat{a}_k(n)$ são as estimativas de canal e as decisões tomadas para os usuários detectados anteriormente.

No caso do PIC, a interferência mútua entre os usuários é estimada e subtraída de uma única vez do sinal recebido para todos os usuários. Diversos estágios de cancelamento de interferência são possíveis visando um refinamento do processo. O sinal recebido na ERB é aquele considerado no estágio zero:

$$\mathbf{r}_0(n) = \sum_{k=1}^K \alpha_k a_k(n) \mathbf{c}_k(n) + \boldsymbol{\nu}(n) \quad (5.27)$$

O sinal para o i -ésimo usuário após o primeiro estágio de cancelamento é dado por:

$$\mathbf{r}_{1,i}(n) = \sum_{k=1}^K \alpha_k a_k(n) \mathbf{c}_k(n) + \boldsymbol{\nu}(n) - \sum_{k=1, k \neq i}^K \hat{\alpha}_k \hat{a}_{k0}(n) \mathbf{c}_k(n) \quad (5.28)$$

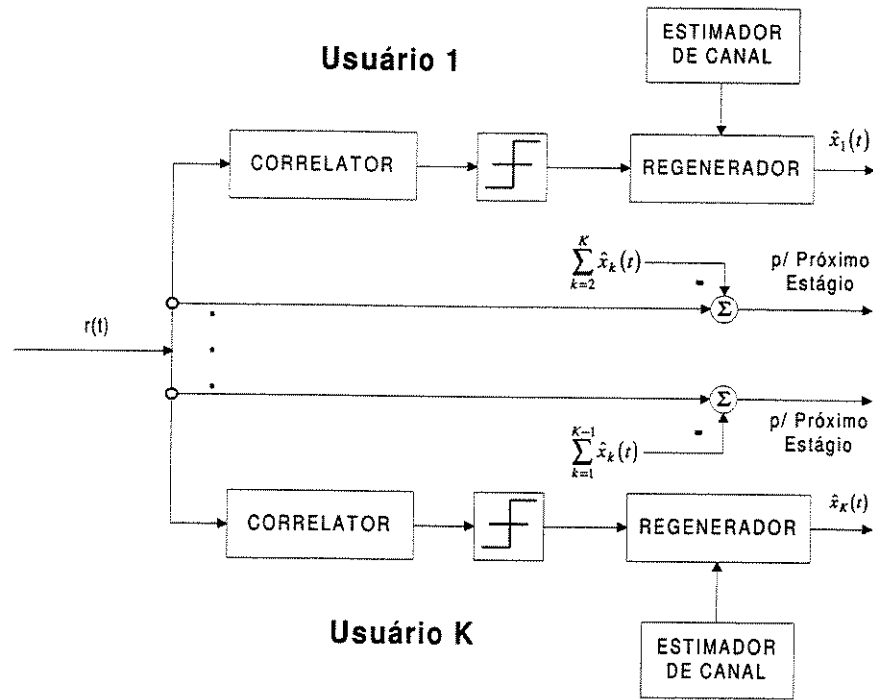


Fig. 5.2: O Conceito dos Detetores Multiusuário Não-Lineares

onde $\hat{a}_{k0}(n)$ é a decisão tomada no estágio anterior para o k -ésimo usuário. O processo se repete para os demais usuários naquele estágio e assim nos demais estágios se existirem. O número de estágios é escolhido em função do compromisso desempenho e complexidade.

5.5.4. Aplicabilidade dos detectores Multiusuários

Podemos comentar os seguintes aspectos de interesse relacionados com os detectores multiusuários:

- no detector SIC é necessário estimar em tempo real as potências recebidas e classificá-las por ordem decrescente; além disso todos os usuários ou parte deles precisam ser detectados em vários estágios no tempo necessário para iniciar a detecção do próximo bloco de símbolos
- no detector PIC a complexidade por estágio é maior que no SIC; no entanto se implementado com um único estágio obtém resultado equivalente ao SIC; o PIC também evita a necessidade da operação de estimação de potência e classificação necessária ao SIC
- como vantagem em relação ao detector descorrelacionador, ambos não requerem uma inversão matricial.

Assim como no detector descorrelacionador, o emprego destes detectores não-lineares requer o conhecimento dos códigos de despalhamento de todos os usuários simultaneamente. Isto

implica a necessidade de adquirir o sincronismo de código de todos os usuários ao mesmo tempo antes de iniciar a detecção dos dados propriamente dita. O detector SIC requer um procedimento de ordenamento de potência que por sua vez requer a estimação das amplitudes de recepção. Estes fatos indicam uma alta complexidade informacional inerente aos detectores multiusuário clássicos, o que dificulta a implementação prática.

Além disso, note que apenas a MAI devida aos usuários conectados à mesma ERB (interferência intracélula) pode ser cancelada, o que é outra limitação importante desta abordagem.

Devido a estas restrições, estes detectores não serão considerados como soluções isoladas de recepção nesta tese. No entanto, num contexto onde sua aplicação se dá em conjunto com outras técnicas mais robustas, a ideia por trás dos detectores multiusuários será retomada oportunamente.

5.6. Receptores Adaptativos com Treinamento para CDMA

Na seção anterior foram discutidas algumas das técnicas de detecção multiusuário clássicas e desvantagens associadas a estas técnicas quando se visa uma implementação prática. Uma outra abordagem para redução de interferência procura utilizar técnicas de filtragem ótima e receptores adaptativos, sendo que o receptor convencional passa a ter um papel secundário ou mesmo desnecessário.

Os receptores adaptativos para CDMA que estudaremos nesta seção operam em dois domínios distintos: o domínio espacial e o domínio de código. No domínio espacial um arranjo de antenas adaptativas é utilizado e seus pesos são atualizados na taxa de *chip* sendo que o receptor convencional é empregado para o desespalhamento. Neste caso o receptor convencional opera com níveis inferiores de interferência devido do emprego do arranjo de antenas. Isto representa uma combinação de SDMA com CDMA.

No domínio de código um filtro digital adaptativo substitui o filtro casado convencional. O filtro pode ser otimizado segundo um critério como o MMSE e adaptado com algoritmos adaptativos convencionais. Devido à semelhança deste receptor com um filtro FIR adaptativo, vamos chamá-lo de equalizador adaptativo. Pode-se concluir que este receptor é um equalizador

de MAI - ao invés de ISI como no caso da equalização temporal tradicional. Uma restrição importante, porém, que se aplica ao equalizador adaptativo de MAI, é a obrigatoriedade do uso de códigos curtos, tendo em vista que o processo de otimização requer que a MAI seja cicloestacionária. Isto ficará claro com o decorrer do capítulo.

Ambos os receptores podem ser adaptados com uma sequência de treinamento para satisfazer o critério MMSE através de algum algoritmo adaptativo. O apelo para estes tipos de receptores é sua baixa complexidade informacional de implementação, já que requer o conhecimento apenas de uma sequência de treinamento específica de cada usuário. Não é necessário o conhecimento dos parâmetros dos demais usuários o que representa uma vantagem sistêmica substancial em relação aos detectores multiusuários convencionais (descorrelacionador, SIC, PIC).

Pode-se dizer que os receptores adaptativos para CDMA são do tipo monousuário mas com capacidade multiusuário.

Portanto, a principal vantagem do uso de receptores adaptativos na redução de interferência em CDMA deve-se à viabilidade de sua implementação. É possível adaptar os receptores para, virtualmente, qualquer padrão de interferência utilizando-se apenas da informação do usuário desejado, isto é, com a utilização de sua sequência de treinamento. De fato as propostas UTRA/WCDMA e cdma2000 para o sistema UMTS/IMT-2000 prevêem a existência de sequências de treinamento (também ditos símbolos ou canais pilotos) [6][5]. Há ainda a possibilidade teórica da implementação destes receptores de forma autodidata ou cega, o que possibilitaria até mesmo a dispensa das sequências de treinamento.

5.6.1. O Equalizador Adaptativo de MAI para recepção em CDMA

O equalizador adaptativo de MAI para recepção em CDMA é um filtro semelhante ao correlador na sua estrutura, mas com pesos adaptativos que podem satisfazer um critério de otimização. A fig.5.3 ilustra o equalizador adaptativo quando aplicado na detecção de um usuário CDMA: consiste de uma linha de atrasos com atraso relativo entre pesos de um intervalo de *chip*, e com número de pesos igual ao ganho de processamento.

Este receptor quando otimizado para satisfazer o critério MMSE através de uma sequência de treinamento foi proposto de forma independente em [68][97][73]. Este receptor realiza um filtro que é implicitamente casado com o canal do usuário desejado e com seu código de espalhamento ao mesmo tempo em que reduz a interferência de múltiplo acesso dos outros usuários. A forma

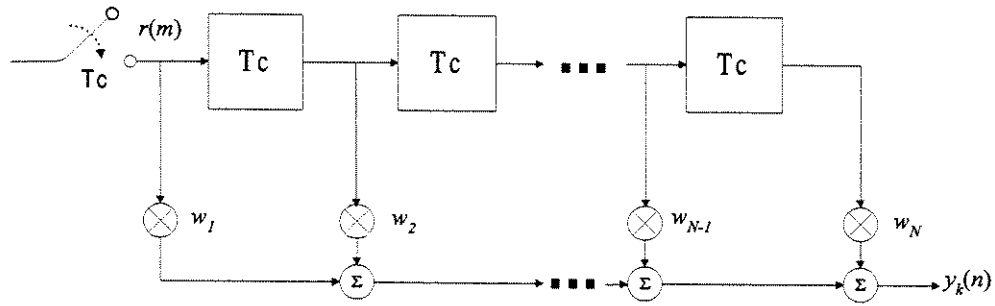


Fig. 5.3: Equalizador de Interferência de Múltiplo Acesso para CDMA

do vetor de entrada a nível de *chip* no equalizador é dada por (5.8). A matriz de correlação deste vetor, assumindo neste momento o uso de códigos curtos, é dada por:

$$\mathbf{R}_n = E\{\mathbf{r}(n)\mathbf{r}^H(n)\} = \sigma_a^2 \sum_{k=1}^K |\alpha_k|^2 \mathbf{c}_k \mathbf{c}_k^T + \sigma_v^2 \mathbf{I}_N \quad (5.29)$$

O sinal de saída do equalizador do k -ésimo usuário é dado por:

$$y_k(n) = \mathbf{w}_k^H \mathbf{r}(n) \quad (5.30)$$

onde $\mathbf{w}_k$ é o vetor de pesos do equalizador cuja solução ótima é dada pela solução de Wiener usual:

$$\mathbf{w}_k^{op} = \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{p}_k \quad (5.31)$$

onde $\mathbf{p}_k$ é um vetor de correlação cruzada entre o vetor de entrada e a sequência de treinamento:

$$\mathbf{p}_k = E\{a_k^*(n)\mathbf{r}(n)\} = \sigma_a^2 \alpha_k \mathbf{c}_k \quad (5.32)$$

A solução ótima do equalizador de MAI leva em conta a matriz $\mathbf{R}_n$ que por sua vez leva em conta os códigos de espalhamento (veja (5.29)). Este fato torna claro porque a utilização de códigos curtos é essencial para este tipo receptor: a utilização de códigos longos tornaria a solução ótima não-estacionária a cada símbolo o que impediria a convergência de qualquer algoritmo adaptativo. Esta situação também pode ser interpretada da seguinte forma: o sinal

a nível *chip* na entrada do equalizador é cicloestacionário com período de um intervalo de símbolo, ou ainda, o vetor $\mathbf{r}(n)$ é estacionário. Esta estacionaridade do vetor de entrada é que permite ao equalizador convergir. Em todo caso, o fato da solução ótima do equalizador de MAI depender diretamente da informação dos códigos de espalhamento nos levou a definir que tal receptor opera no *domínio de código*.

Não se deve confundir a utilização da informação dos códigos dos usuários na solução ótima MMSE com a correspondente implementação prática baseada em algoritmos adaptativos: neste caso nenhuma informação sobre qualquer código de espalhamento - inclusive aquele do usuário desejado - é requerida e apenas uma sequência de treinamento específica para cada usuário é suficiente para a implementação deste receptor. Esta situação é oposta àquela dos detectores multiusuário convencionais que requerem o conhecimento das sequências de espalhamento de *todos* os usuários simultaneamente.

Qualquer algoritmo adaptativo anteriormente utilizado nos contextos de equalização temporal de ISI e espacial de CCI podem ser aplicados aqui para a redução de MAI. A forma dos algoritmos LMS e DMI é essencialmente a mesma, apenas aplicando os sinais adequados ao modelo CDMA de interesse.

Na solução ótima anterior assumimos que o número de pesos na linha de atraso era igual ao ganho de processamento. A escolha de um número de pesos menor pode degradar o desempenho do equalizador por razões que explanamos a seguir, enquanto um número maior de pesos é requerido na presença de múltiplos percursos resolvíveis a nível de *chip* (para obter ganho de diversidade temporal [9], vide também capítulo 6) ou no caso de amostragem à taxa maior que a de *chip* (para abranger o período de um símbolo). A amostragem em taxa maior que a de *chip* pode reduzir a perda de SNR na presença de erros de sincronismo de relógio [125], numa analogia com o equalizador fraccionalmente espaçado do domínio temporal. Um outro aspecto relacionado com o número de pesos ocorre quando o ganho de processamento é grande. Neste caso um filtro com muitos pesos teria que ser utilizado o que pode dificultar a implementação e convergência do equalizador. Algumas direções para a superação deste problema são dadas em [68][94] mas encontram-se além do escopo de nosso trabalho. Em todo caso, iremos assumir nesta tese um equalizador de MAI com N pesos e amostragem na taxa de *chip*. Tentaremos justificar a escolha deste número de pesos em seguida tomando por base uma condição de recuperação de sinal.

Pode-se determinar uma condição de recuperação de sinal no sentido da forçagem da MAI a zero, de maneira inteiramente análoga ao que fizemos no capítulo anterior para o arranjo de antenas em sistema SDMA. Desconsiderando o ruído e o desvanecimento, e sendo o d -ésimo usuário o desejado, então queremos estabelecer:

$$\mathbf{w}_d^H \left(\sum_{k=1}^K a_k(n) \mathbf{c}_k \right) = a_d(n) \quad (5.33)$$

onde assumimos, sem perda de generalidade, códigos curtos para simplificar a notação. Então é fácil mostrar que (5.33) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\mathbf{w}_d^H \mathbf{C} = [0 \dots 1 \dots 0] \quad (5.34)$$

onde a matriz composta de códigos é dada por $\mathbf{C} = [\mathbf{c}_1 | \dots | \mathbf{c}_K]$ com dimensões $N \times K$ e o vetor no lado direito de (5.34) tem K elementos com o valor unitário posicionado na d -ésima coluna. Assim, uma condição necessária para anulação da MAI é que $N \geq K$, ou seja, que o ganho de processamento seja maior que o número de usuários no sistema. Isto faz sentido na medida que para um ganho de processamento de N poderemos gerar no máximo N códigos ortogonais onde a MAI é completamente eliminada. Note também de (5.34) que se utilizarmos um vetor de pesos $\mathbf{w}_d$ com P pesos tal que $P < N$ então a matriz $\mathbf{C}$ terá dimensão $P \times K$, pois algumas linhas serão eliminadas, e a condição de recuperação será reescrita como $P \geq K$, que é mais restritiva. Por outro lado se $P > N$ então a matriz $\mathbf{C}$ será completada com linhas nulas na sua parte inferior, que por sua vez tornam irrelevantes os pesos do equalizador além da N -ésima posição. Portanto, de certa forma, está justificada a escolha do número de pesos do equalizador de MAI ser fixado precisamente em N .

5.6.2. Arranjos de Antenas Adaptativas para Recepção em CDMA

A exploração do domínio espacial em sistemas CDMA tem atraído grande número de pesquisadores, tendo em vista que qualquer redução realizada no nível de interferência percebido pelos usuários se traduz diretamente num aumento de capacidade do sistema como um todo. Vale lembrar que a capacidade de um sistema CDMA cresce ou decresce de forma suave de acordo com o nível de interferência no sistema, ao contrário dos sistemas F/TDMA onde

a capacidade é determinística e depende do número de canais disponíveis. Logo, o uso de arranjos de antenas, da mesma forma que a monitoração da atividade de voz, ao reduzir o nível de interferência total no sistema, permite o aumento de capacidade.

A recepção de sinais CDMA via arranjos de antenas parece ter sido analisada pela primeira vez de forma independente e simultaneamente em [61] e [79]. Estes dois trabalhos usam uma abordagem teórica para a estimativa dos ganhos de capacidade trazidos pelos arranjos adaptativos. Foram assumidos padrões de irradiação do arranjo idealizados de forma que a análise teórica de capacidade pode ser obtida. Não se focalizou na implementação via algoritmos adaptativos. Diferentemente, nossa abordagem para tal assunto será um misto de análise e simulação onde padrões de irradiação realizáveis são obtidos a partir das técnicas de filtragem ótima e algoritmos adaptativos.

A fig.5.4 mostra a arquitetura básica do arranjo de antenas adaptativas considerado no contexto CDMA com múltiplos usuários sendo detectados simultaneamente. Neste caso, os pesos do arranjo são atualizados na taxa de *chip*. O arranjo produz sinais que serão desespalhados por um filtro casado convencional. Esta arquitetura foi adotada em uma série de trabalhos (inciada a partir de [61]). Uma alternativa a esta arquitetura, adotada em outra vertente de trabalhos (inciada a partir de [79]), coloca um filtro casado em cada antena tal que os pesos do arranjo são atualizados na taxa de símbolo. O atrativo desta última alternativa em relação à primeira é que a complexidade de implementação do algoritmo de adaptação das antenas é reduzida. Em compensação os pesos do arranjo levarão mais tempo para convergir. Na arquitetura adotada por nós, os pesos do arranjo poderão convergir no tempo equivalente a um ou alguns poucos símbolos, dependendo do ganho de processamento. Evidentemente, isto se dá às custas de maior complexidade de implementação. Fora isso, não há maiores diferenças essenciais entre as duas abordagens.

A operação deste arranjo de antenas não difere essencialmente daquela estudada para os sistemas TDMA e SDMA. O vetor de entrada do filtro espacial discretizado a nível de *chip* é dado por:

$$\mathbf{r}(m) = \sum_{k=1}^K \alpha_k b_k(m) c_k(m) \mathbf{f}(\theta_k) + \mathbf{v}(m) \quad (5.35)$$

onde $b_k(m)$ é a sequência de informação espalhada (nível de *chip*) do k -ésimo usuário

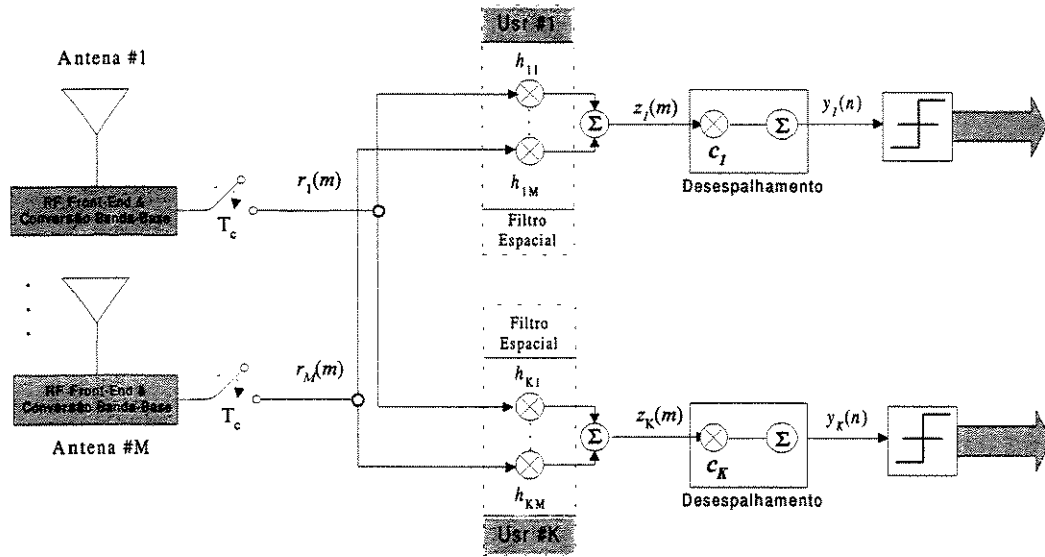


Fig. 5.4: Aplicação de um Arranjo de Antenas Adaptativas para a detecção eficiente de múltiplos usuários em CDMA

e $\mathbf{f}(\theta_k)$ é o vetor de resposta do arranjo para a direção de chegada θ_k . Note que, como discutimos anteriormente, uma abordagem radar para o canal espaço-temporal foi assumida. Em particular, no caso de sistemas CDMA, é possível obter diversidade temporal implícita de tal forma que os resultados de BER obtidos com a abordagem radar podem ser melhorados. Note ainda que não assumimos o emprego de códigos curtos como no caso do equalizador de MAI. A matriz de autocorrelação do vetor de entrada em (5.35) é dada por:

$$\mathbf{R}_m = E\{\mathbf{r}(m)\mathbf{r}^H(m)\} = \sigma_b^2 \mathbf{\Psi} \mathbf{\Psi}^H + \sigma_v^2 \mathbf{I}_M \quad (5.36)$$

onde M é o número de antenas no arranjo, $\sigma_b^2 = E\{b_k(m)b_k^*(m)\}$ e a matriz composta de canal e resposta do arranjo $\mathbf{\Psi}$ é dada por:

$$\mathbf{\Psi} = \begin{bmatrix} \alpha_1 f_1(\theta_1) & \cdots & \alpha_K f_1(\theta_K) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_1 f_M(\theta_1) & \cdots & \alpha_K f_M(\theta_K) \end{bmatrix} \quad (5.37)$$

onde $f_j(\theta_k)$ é a resposta do arranjo na j -ésima antena devido à direção de chegada do k -ésimo usuário. O sinal produzido pelo arranjo a nível de *chip* para o k -ésimo usuário é dado por:

$$z_k(m) = \mathbf{h}_k^H \mathbf{r}(m) \quad (5.38)$$

onde $\mathbf{h}_k$ é o vetor de pesos do arranjo. Este sinal é então processado por um correlator para produzir o sinal a nível de símbolo:

$$y_k(n) = \mathbf{c}_k^T \mathbf{z}_k(n) \quad (5.39)$$

onde $\mathbf{z}_k(n)$ é o vetor de sinais de saída do arranjo a nível de *chip* e que abrangem um intervalo de símbolo. A solução ótima para o vetor de pesos do arranjo é dada pela equação de Wiener:

$$\mathbf{h}_k^{op} = \mathbf{R}_m^{-1} \mathbf{p}_k \quad (5.40)$$

onde $\mathbf{p}_k$ é um vetor de correlação cruzada entre o vetor de entrada do arranjo e uma sequência de treinamento (a nível de *chip*) dado por:

$$\mathbf{p}_k = E\{b_k^*(m)\mathbf{r}(m)\} = \sigma_b^2 \boldsymbol{\Psi}^{(k)} \quad (5.41)$$

onde $\boldsymbol{\Psi}^{(k)}$ representa a k -ésima coluna da matriz $\boldsymbol{\Psi}$. Esta solução ótima pode ser aproximada por um algoritmo adaptativo (LMS ou DMI) operando na taxa de *chip*, desde que uma sequência de treinamento seja disponível.

Numa comparação entre o equalizador adaptativo de MAI e o arranjo de antenas para CDMA podemos observar o seguinte:

- os pesos do arranjo são atualizados na taxa de *chip*, enquanto os do equalizador o são na taxa de símbolo. Assim os pesos do arranjo podem convergir muito mais rapidamente que os do equalizador, a um maior custo de implementação
- a solução ótima do arranjo não leva em conta qualquer informação sobre os códigos de espalhamento, e portanto o arranjo de antenas para CDMA pode operar com qualquer tipo de código (longo ou curto)
- como desvantagem, o arranjo de antenas não é completamente resistente ao problema da não-ortogonalidade dos códigos. Se um usuário interferente com potência muito alta não puder ser suficientemente cancelado, devido à limitações na resolução espacial do arranjo, este prejudicará a detecção dos demais, especialmente se os códigos não possuírem boas propriedades de correlação cruzada. Em sistemas sobrecarregados de usuários, a circunstância descrita neste ponto passa a ser de interesse prático.

5.6.3. Soluções Intermediárias: setorização & antenas inteligentes baseadas em multi-feixes chaveados

Uma forma simples de prover redução de interferência em sistemas CDMA se dá através de setorização convencional. Particularmente no caso CDMA, com reuso unitário de frequência, não há perda de eficiência de troncagem tal como ocorre nos sistemas F/TDMA. Com M setores é possível reduzir a interferência por um fator de M no caso de setores ideais. Além disso os *handoffs* entre setores - também chamados de *softer handoffs* ⁴- poderão ser realizados diretamente na ERB ao qual os setores pertencem. Portanto, à primeira vista, o número de setores pode ser aumentado indefinidamente visando a redução de interferência e consequente aumento de capacidade.

A divisão da célula em um grande número de setores traz, no entanto, algumas desvantagens. Os *handoffs* entre setores envolvem naturalmente algum *overhead* de sinalização e isto impõem uma primeira limitação de complexidade de implementação no número de setores. O planejamento da distribuição dos códigos de espalhamento também se torna mais complexo quando o número de setores é grande. Além disso, com muitos setores, a abrangência angular dos mesmos será pequena e isto pode diminuir o número de multipercursos captados em cada setor, o que pode reduzir o grau de diversidade temporal aproveitável por receptores Rake (vide capítulo 6). Portanto, na prática, a setorização poderá gerar ganhos de capacidade até certo ponto, além do qual, ou a complexidade de implementação ou a redução nos ganhos de diversidade temporal implícita, tornará inviável sua aplicação.

Por sua vez, o conceito de antena inteligente baseada em multifeixes chaveados foi introduzido no capítulo 3 onde afirmamos que para sistemas F/TDMA o uso de tal abordagem seria limitada no *link* reverso devido à presença de interferentes dominantes. No caso do *link* direto, esta estratégia pode se mostrar útil, mesmo nestes sistemas, já que a implementação adaptativa é dificultada pela duplexação em frequência.

Em sistemas CDMA o problema de interferente dominante, em princípio, não se aplica pois todos os usuários contribuem para a interferência total no sistema. Portanto a arquitetura de multifeixes chaveados é aplicável em CDMA e apresenta as seguintes vantagens em relação à

⁴ O termo é uma referência ao conceito de *soft-handoff* que significa a comunicação simultânea do móvel com diversas ERBs de forma que o melhor *link* de comunicação é sempre selecionado. Este mecanismo também permite a diversidade por seleção na central de comutação móvel.

setorização convencional:

- como o móvel é continuamente monitorado em todos os setores, o problema do excesso de *handoffs* não ocorre, o que permite um maior número de feixes que de setores convencionais
- com a monitoração simultânea de todos os feixes é possível combinar multipercursos de diferentes ângulos e, portanto, a perda de diversidade temporal é recuperada através de uma estrutura de receptor Rake bidimensional (temporal e espacial), conforme discutido no capítulo 6
- também é possível assinalar um único conjunto de códigos de espalhamento para todos os setores o que simplifica o planejamento da rede

Neste momento cabe uma comparação das abordagens de antenas inteligentes do tipo adaptativa e de multifeixes chaveados. As antenas adaptativas naturalmente possuem maior flexibilidade na medida que podem direcionar o ganho do arranjo para um usuário específico enquanto que, no caso dos multifeixes, um único feixe será selecionado por vez o que poderá iluminar não só o usuário desejado mas também interferentes dentro da área de cobertura daquele feixe. No entanto, na medida que o número de usuários no sistema se torna grande em relação ao número de antenas no arranjo, será cada vez mais difícil cancelar plenamente usuários espacialmente próximos. Logo, o desempenho do arranjo de antenas adaptativas vai se tornando mais próximo do desempenho do esquema de multifeixes na medida em que mais usuários entram no sistema. Esta situação é ilustrada na fig.5.5. Quando há poucos usuários o arranjo de antenas adaptativas pode eliminar um interferente enquanto o setor escolhido no caso dos multifeixes inclui um usuário interferente. Em um sistema com carga elevada, a resolução espacial limitada do arranjo de antenas não permite o cancelamento de todos os interferentes e a vantagem sobre o esquema de multifeixes se reduz. Eventualmente a complexidade de implementação do arranjo adaptativo poderá não compensar uma vantagem apenas marginal sobre o esquema de multifeixes, que é certamente mais simples de implementar.

Note porém que, se o controle de potência for imperfeito e existirem usuários consideravelmente mais potentes que o usuário desejado, então de fato o conceito de interferente dominante poderá ser aplicado aos sistemas CDMA⁵. Neste caso, se tal interferente dominante estiver dentro da área de cobertura do feixe selecionado então o esquema de multifeixes poderá ter seu desempenho severamente degradado. A mesma situação pode ocorrer se a distribuição

⁵ Em inglês esta situação é algumas vezes denominada *near-far* e diz respeito à diferentes perdas de percurso em função da distância móvel-base.

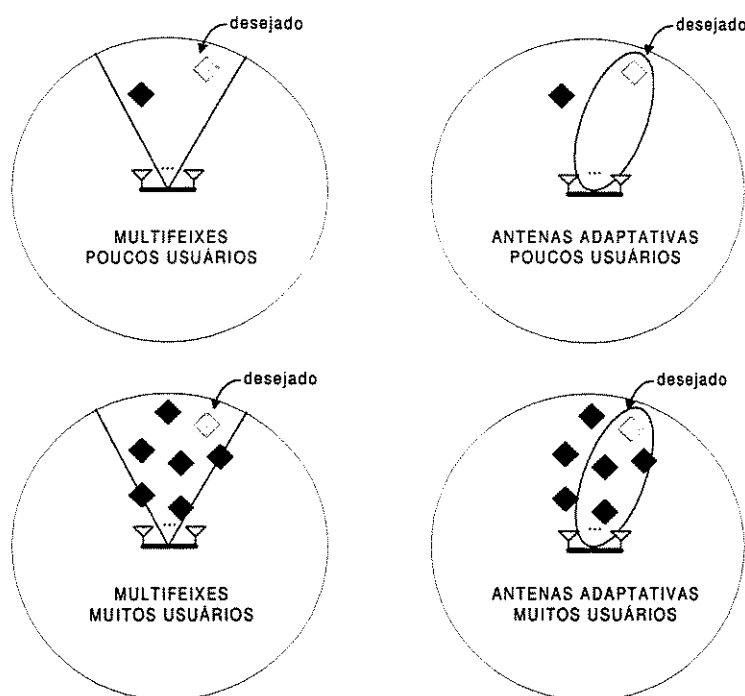


Fig. 5.5: Nível de interferência em sistemas CDMA com menor ou maior carga de usuários, quando se usa antenas inteligentes baseadas em arranjos adaptativos ou multifeixes chaveados

espacial dos usuários não for uniforme na área da célula. Neste caso, as antenas adaptativas poderão ser capazes de privilegiar a recepção de um usuário específico mesmo quando o sistema está sobrecarregado. Tal situação é ilustrada na fig.5.6. Finalmente, um usuário com alta taxa de transmissão pode ser recebido com mais potência que outros, dominando o termo de interferência.

Portanto, a afirmação de que os arranjos adaptativos e os multifeixes chaveados têm desempenho aproximado em sistemas CDMA sobrecarregados é válida sob a hipótese de controle de potência perfeito ou imperfeito mas com pequena variância da potência recebida na ERB dos diversos usuários além de tráfego uniformemente distribuído na área da célula com taxas de transmissão semelhantes. Para justificar tal afirmativa basta lembrar das capacidades implícitas de controle de potência e de diretividade dos arranjos adaptativos demonstrada por resultados de simulação no capítulo anterior (veja fig. 4.29, por exemplo).

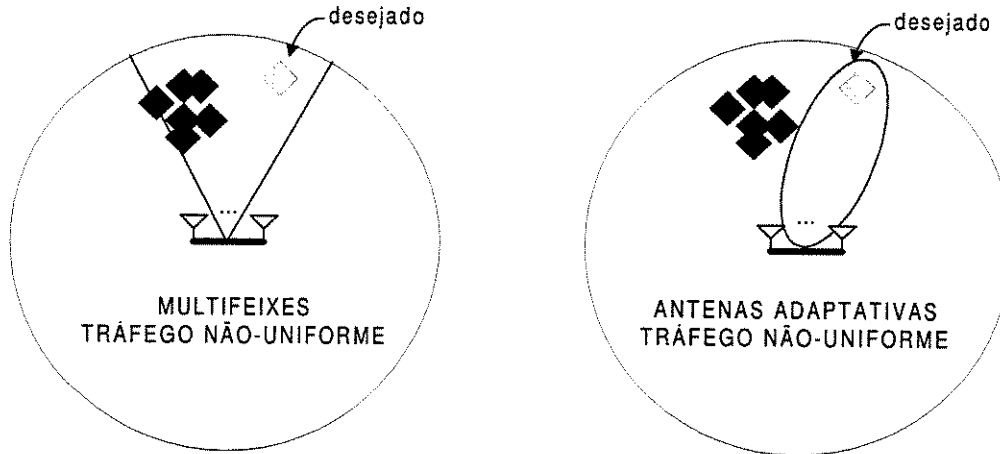


Fig. 5.6: Ilustração do desempenho dos multifeixes chaveados e arranjos adaptativos em tráfego espacial não-uniforme

5.7. Um novo Receptor Adaptativo nos Domínios de Espaço e Código para CDMA

Na seção anterior estudamos dois receptores adaptativos para detecção CDMA: o equalizador adaptativo de MAI que é um receptor operante no domínio do código, e o arranjo adaptativo que opera no domínio espacial. O equalizador permite sintetizar um filtro casado otimizado para o canal do usuário desejado e a MAI no sistema. O arranjo adaptativo permite reduzir a interferência no domínio espacial ao nível de *chip*.

O receptor espaço-código (SCAR, *Space-Code Adaptive Receiver*, proposto por nós originalmente em [29]) permite combinar os benefícios das duas técnicas supracitadas. O estágio espacial do SCAR é precisamente um arranjo de antenas adaptativas operando a nível de *chip* como no caso do receptor puramente espacial. No entanto, o processo de desespalhamento no SCAR é feito através de um filtro otimizado, semelhante ao equalizador de MAI. Desta forma a MAI pode ser suprimida simultaneamente nos dois domínios, e interferentes dentro da resolução espacial do arranjo ainda poderão ser suprimidos pelo equalizador. A fig.5.7 apresenta a arquitetura do SCAR de um usuário particular.

O primeiro estágio (espacial) do SCAR é exatamente igual ao arranjo adaptativo descrito na sub-seção 5.6.2 e a solução ótima MMSE para os pesos do arranjo é dada por (5.40). Por sua vez a solução ótima do estágio de código (equalizador) é modificada pois o sinal de entrada foi pré-processado pelo arranjo de antenas. Para determinar esta solução ótima, em primeiro

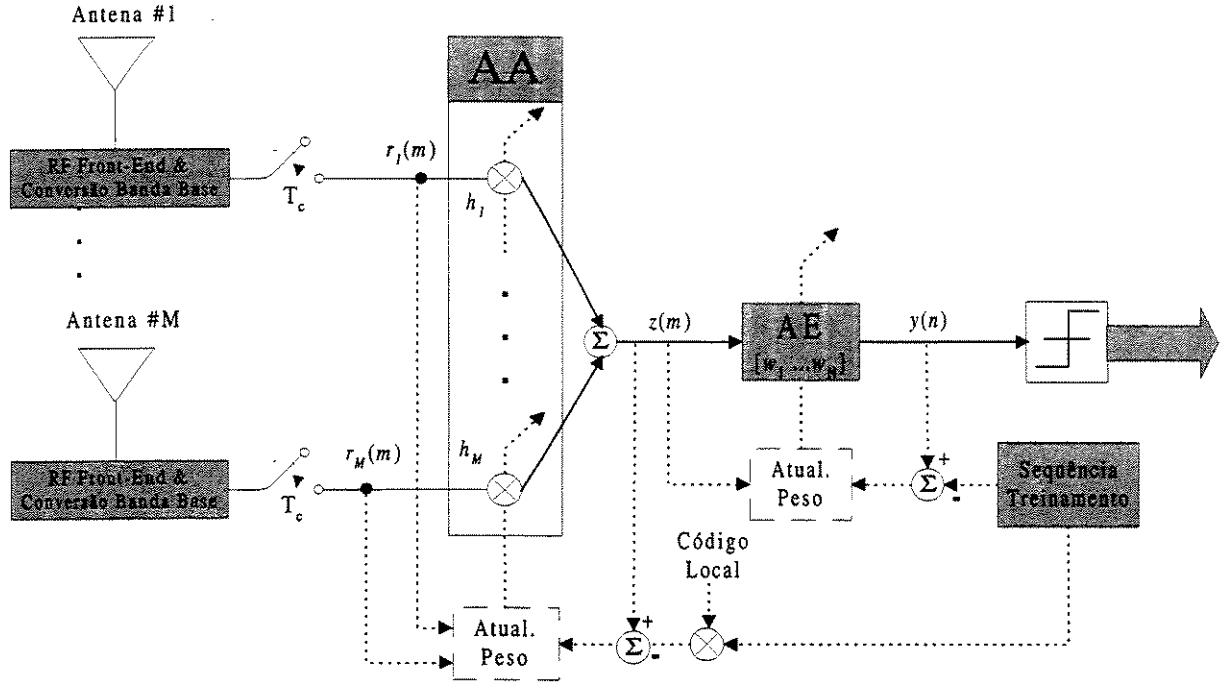


Fig. 5.7: Receptor Adaptativo Espaço-Código (SCAR) para CDMA

lugar, vamos considerar a forma do vetor $\mathbf{z}_k(n)$ que compreende amostras do sinal na saída do arranjo de antenas (e na entrada do equalizador) que abrangem um intervalo de símbolo na detecção do k -ésimo usuário:

$$\mathbf{z}_k(n) = \sum_{j=1}^M h_{k,j}^* \mathbf{r}_j(n) = \sum_{j=1}^M h_{k,j}^* \left(\sum_{k=1}^K \alpha_k a_k(n) \mathbf{c}_k f_j(\theta_k) + \mathbf{v}_j(n) \right) \quad (5.42)$$

onde $h_{k,j}$ é o j -ésimo peso do arranjo de antenas do k -ésimo usuário. Portanto, com base nas suposições usuais de decorrelação entre as sequências de símbolos dos diversos usuários e entre estas e o ruído, pode-se mostrar que a matriz de correlação do vetor de entrada no estágio de código do SCAR para o k -ésimo usuário é dada por:

$$\mathbf{R}_{z,k} = E\{\mathbf{z}_k(n) \mathbf{z}_k^H(n)\} = \sigma_a^2 \sum_{j=1}^M \sum_{\ell=1}^M h_{k,j}^* h_{k,\ell} \left(\sum_{k=1}^K |\alpha_k|^2 \mathbf{c}_k \mathbf{c}_k^T f_j(\theta_k) f_\ell^*(\theta_k) \right) + \sigma_v^2 \sum_{j=1}^M |h_{k,j}|^2 \mathbf{I}_N \quad (5.43)$$

O sinal de saída final do SCAR é:

$$y_k(n) = \mathbf{w}_k^H \mathbf{z}_k(n) \quad (5.44)$$

daí a solução ótima MMSE do estágio de código será dada por:

$$\mathbf{w}_k^{op} = \mathbf{R}_{z,k}^{-1} \mathbf{p}_k \quad (5.45)$$

onde $\mathbf{p}_k$ é um vetor de correlação cruzada entre o vetor de entradas e a sequência de treinamento:

$$\mathbf{p}_k = E\{a_k^*(n) \mathbf{z}_k(n)\} = \sigma_a^2 \alpha_k \mathbf{c}_k \sum_{j=1}^M h_{k,j}^* f_j(\theta_k) \quad (5.46)$$

Note que como no caso do equalizador de MAI isolado tratado na seção anterior, a solução MMSE para o SCAR utiliza a informação dos códigos de espalhamento (através de (5.43) e (5.46)). Portanto o receptor SCAR requer o emprego de códigos curtos. Além disso, no SCAR há dois vetores de peso a adaptar (um em cada estágio) mas apenas uma única sequência de treinamento é utilizada para adaptar os dois vetores de peso, como mostrado na fig.5.7.

5.8. Métodos de Estimativa de Taxa de Erro de Bit

As medidas de maior relevância para acessar o desempenho da camada física de um sistema de comunicação são aquelas relacionadas com taxas de erro de unidades de informação, como por exemplo a taxa de erro de bit. Quando se considera a simulação da camada física de sistemas de comunicação, é usual proceder com o método de Monte Carlo, onde se faz a transmissão dos sinais e computa-se a taxa de erro de bit explicitamente. De fato já utilizamos esta abordagem na simulação do sistema TDMA. No entanto, em sistemas CDMA, o número potencial de usuários a simular pode ser grande. Enquanto no sistema TDMA, havia poucos interferentes - um em cada célula ou setor co-canal - de acordo com o padrão de reuso, no sistema CDMA o padrão de reuso é sempre unitário e todos os usuários têm que ser simulados simultaneamente já que todos geram interferências nos outros, inclusive aqueles em células diferentes da célula onde se encontra o usuário desejado. Além disso, ao tratarmos de receptores adaptativos, o número de usuários em cada célula no sistema poderá ser maior que o ganho de processamento

(sistema sobrecarregado, $K/N > 1$). Assim, pode se tornar impraticável uma simulação plena bit-a-bit de um grande número de usuários em sistemas CDMA. A solução encontrada por nós para tal dilema é uma abordagem mista de teoria e simulação, como descrito a seguir.

A configuração do sistema CDMA será obtida via simulação: as atenuações de canal (perda de percurso, sombreamento e desvanecimento rápido), as posições dos usuários dentro da célula, a associação móvel-ERB, dentre outros. No entanto as medidas de BER serão baseadas em estimativas da relação sinal-interferência que levam em conta estes parâmetros. Estas estimativas são baseadas numa aproximação gaussiana para a interferência de múltiplo acesso, de forma que a relação sinal-interferência estimada possa ser considerada nas fórmulas tradicionais de BER do canal Gaussiano. Por exemplo, para a modulação BPSK, a expressão da BER em função da SNR é dada por:

$$p_e = Q\left(\sqrt{SNR}\right) \quad (5.47)$$

onde $Q(\cdot)$ é a integral Gaussiana padrão (veja Apêndice C). No caso dos sistemas CDMA a relação sinal-ruído em (5.47) poderá ser substituída pela relação sinal-interferência (SIR) estimada se a MAI é dominante sobre o ruído aditivo e se a mesma pode ser aproximada como um ruído branco e gaussiano. Esta aproximação pode ser justificada teoricamente segundo o teorema do limite central [87] que estabelece que a soma de um grande número de variáveis aleatórias i.i.d. pode ser aproximada por uma variável aleatória gaussiana com média e variância adequadamente escolhidas.

Vamos considerar inicialmente o receptor convencional. No Apêndice C mostramos que, em um sistema síncrono a nível de *chip* com códigos longos, a SIR do k -ésimo usuário pode ser aproximada por:

$$SIR_k = \frac{N \cdot P_{r,k}}{\sum_{i=1, i \neq k}^K P_{r,i}} \quad (5.48)$$

onde $P_{r,i}$ é a potência recebida na ERB devido ao i -ésimo usuário e N é o ganho de processamento. Note que desconsideramos o ruído aditivo e assumimos a MAI como fator dominante na taxa de erro.

Para um arranjo de antenas que opera em CDMA e com o canal espaço-temporal modelado

segundo a abordagem radar, podemos utilizar a diretividade do arranjo para determinar a atenuação sofrida pelos sinais interferentes e introduzir tal redução na relação SIR de (5.48):

$$SIR_k = \frac{N \cdot |g_k(\theta_k)|^2 P_{r,k}}{\sum_{i=1, i \neq k}^K |g_k(\theta_i)|^2 P_{r,i}} \quad (5.49)$$

onde $g_k(\theta_i)$ é o ganho do arranjo de antenas do k -ésimo usuário na direção de chegada θ_i do i -ésimo usuário.

No caso dos receptores equalizador adaptativo de MAI e SCAR, não há um receptor convencional envolvido em nenhum estágio da recepção e assim a expressão de (5.48) não pode ser tomada como base. Alternativamente, podemos recorrer à teoria de otimização de erro quadrático e verificar que a expressão da potência do erro quadrático mínimo residual com receptores ótimos é dada por, para o k -ésimo usuário [49]:

$$\sigma_{e,k}^2 = \sigma_a^2 - \mathbf{p}_k \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}_k \quad (5.50)$$

onde σ_a^2 é a potência dos símbolos transmitidos, $\mathbf{R}$ é a matriz de correlação do vetor de entradas do receptor considerado e $\mathbf{p}_k$ é o vetor de correlação cruzada usual. Neste caso a aproximação gaussiana consiste em assumir que o erro quadrático mínimo residual na saída de um receptor adaptativo é branco e gaussiano. Assim:

$$SIR_k = \frac{\sigma_a^2}{\sigma_{e,k}^2} \quad (5.51)$$

De fato a aproximação gaussiana acima para os receptores adaptativos pode ser considerada mais precisa que aquela do receptor convencional se levarmos em conta que um nível menor de interferência - e relativamente maior de ruído - estará presente na saída de um receptor adaptativo. Para o SCAR, a aproximação em (5.50) é relativa ao estágio de código.

Neste momento vamos apresentar resultados de simulação que validam as aproximações acima. Mas para tanto precisamos descrever alguns parâmetros e modelos do sistema CDMA simulado. Para viabilizar comparações das estimativas de BER com medidas explícitas através do método de Monte Carlo, vamos assumir neste momento um sistema de uma única célula, onde há menos usuários que num sistema com múltiplas células, o que torna, portanto, a

simulação de Monte-Carlo viável. Se as aproximações forem validadas neste cenário então estas só podem ser mais válidas ainda no caso de múltiplas células onde há mais usuários e o teorema do limite central será mais preciso.

Um ULA com 8 antenas em um setor de 120° é considerado na recepção. Os usuários serão uniformemente distribuídos na área deste setor. O controle de potência é perfeito ou imperfeito, caso em que a potência recebida pelos diversos usuários segue uma distribuição log-normal com desvio padrão de 2 dB. A relação E_b/N_0 foi fixada em 12 dB. O número de configurações de sistema obtidas para as médias das estimativas de BER foi de 1000. Para as simulações de Monte Carlo um total de 10^6 bits foram transmitidos entre todos os usuários do sistema com constantes trocas de todos os parâmetros de simulação visando mediar sobre as configurações possíveis do sistema.

As figs.5.8 e 5.9 apresentam a comparação entre a BER medida e estimada com as equações desta seção para os diversos receptores, para os casos de controle de potência perfeito e imperfeito. As aproximações são bastante razoáveis. Assim adotaremos estes métodos de estimação no caso do sistema com múltiplas células.

Vale lembrar que os resultados para os receptores AE, AA e SCAR⁶ são obtidos com a solução ótima MMSE calculada segundo as expressões teóricas para as mesmas apresentadas neste capítulo, isto é, não utilizamos algoritmos adaptativos para obtê-las. Ainda das figs.5.8 e 5.9 podemos ter uma primeira noção do desempenho relativo das diversas técnicas propostas: o receptor SCAR proposto por nós oferece o melhor desempenho com ampla vantagem sobre os demais, seguido do arranjo de antenas e do equalizador adaptativo. Note também como a vantagem do AA sobre o AE diminui sensivelmente quando se vai do ambiente com controle de potência perfeito para o imperfeito. Isto confirma nossa suspeita anterior sobre a menor resistência do AA a desbalanceamentos de potência entre os usuários quando comparada ao AE.

5.9. Aspectos de Implementação com Algoritmo DMI

⁶ AA (Arranjo de Antenas), AE (do inglês *Adaptive Equalizer*)

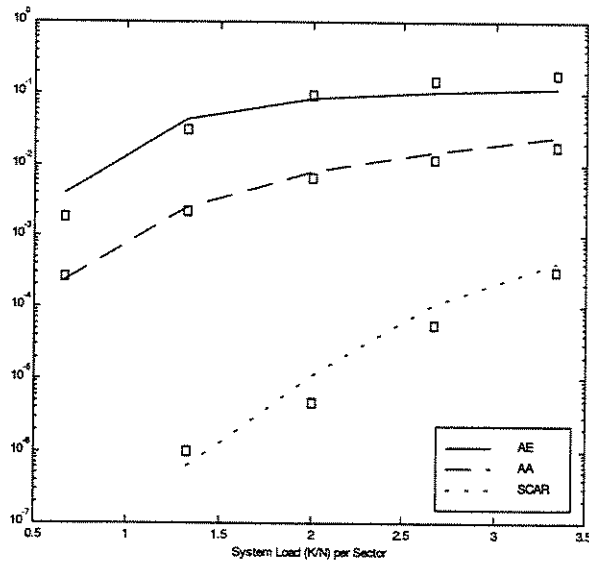


Fig. 5.8: Comparação da BER medida por simulação ($\square$) e estimada com aproximação gaussiana (linha cheia). Controle de potência perfeito. Receptores: AE = Equalizador Adaptativo, AA = Arranjo de Antenas, SCAR= Espaço-Código.

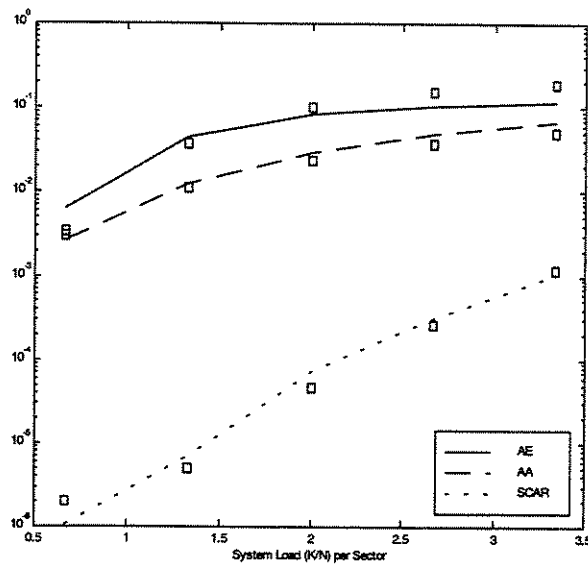


Fig. 5.9: Comparação da BER medida por simulação ($\square$) e estimada com aproximação gaussiana (linha cheia). Controle de potência imperfeito. Receptores: AE = Equalizador Adaptativo, AA = Arranjo de Antenas, SCAR= Espaço-Código.

5.9.1. Revisão do Algoritmo DMI

Até o momento consideramos a forma ótima MMSE dos receptores adaptativos em foco, o AE, o AA e o SCAR. Na prática, com a disponibilidade de uma sequência de treinamento, será utilizado um algoritmo adaptativo para aproximar tal solução ótima. Entre as opções de algoritmos para implementação encontram-se o LMS, o NLMS, o RLS e o DMI. Uma vez que estamos considerando desvanecimento lento, o que permite a aplicação de processamento em bloco, e dado que as sequências de treinamento são relativamente curtas (algumas dezenas de símbolos tipicamente), o que requer uma rápida aquisição das estatísticas, vamos adotar o algoritmo DMI para as adaptações a nível de símbolo. A adaptação a nível de *chip* também será feita com o DMI mas na prática um algoritmo com velocidade de convergência intermediária (LMS ou NLMS) poderia ser utilizado, já que neste nível há muito mais iterações para convergência e os requisitos de complexidade são maiores. A forma do algoritmo DMI já foi extensamente discutida nos capítulos anteriores, mas a revisamos aqui por conveniência. Para o equalizador de MAI ou para o estágio de código do SCAR teríamos:

$$\hat{\mathbf{R}}_{z,k}(n+1) = \omega \hat{\mathbf{R}}_{z,k}(n) + (1-\omega) \mathbf{z}_k(n) \mathbf{z}_k^H(n) \quad (5.52)$$

$$\hat{\mathbf{p}}_k(n+1) = \omega \hat{\mathbf{p}}_k(n) + (1-\omega) \mathbf{z}_k(n) a_k^*(m) \quad (5.53)$$

$$\mathbf{w}_k(n+1) = \hat{\mathbf{R}}_{z,k}^{-1}(n) \hat{\mathbf{p}}_k(n) \quad (5.54)$$

Uma expressão semelhante é utilizada para o arranjo de antenas ou para o estágio espacial do SCAR.

5.9.2. Seleção do Fator de Amortecimento

Uma questão fundamental para a implementação do DMI é a escolha do fator de amortecimento, ω em (5.52) e (5.53). A escolha deste fator precisa satisfazer um compromisso entre velocidade na aquisição das estatísticas e precisão destas estimativas. No receptor SCAR em particular, como há dois vetores de pesos sendo adaptados simultaneamente, precisa-se escolher dois fatores de amortecimento. Desta forma adotamos um método de simulação para auxiliar na escolha

destes valores ótimos. O mesmo sistema CDMA de célula única descrito na seção anterior foi utilizado e obtivemos medidas explícitas de BER da mesma forma que antes, mas selecionando um par de valores para os fatores de amortecimento para o estágio espacial e de código no SCAR. A carga do sistema - definida como a relação entre número de usuários e ganho de processamento, K/N - foi fixada em 1,0 e três comprimentos de sequência de treinamento foram testados: 30, 50 e 100 símbolos.

As figs.5.10 a 5.12 mostram a sensibilidade da BER em função dos fatores de amortecimento e parametrizados pelo comprimento da sequência de treinamento. Nota-se que para o estágio de código um valor menor do fator de amortecimento é necessário pois o mesmo é atualizado na taxa de símbolo. O valor de 0,91 será adotado para o estágio de código nas próximas simulações e este mesmo valor será aplicado ao AE quando utilizado isoladamente. O estágio espacial apresenta bons resultados de BER na faixa de fatores de amortecimento entre 0,98 e 0,999 e nós selecionamos o valor 0,99. Este mesmo valor será utilizado no AA operando isoladamente. Note que, em comparação com os resultados do AE, maiores valores para o fator de amortecimento do estágio espacial são possíveis pois há um número muito maior de iterações disponíveis para a convergência a nível de *chip*. A fig.5.13 apresenta a sensibilidade da BER em função do comprimento da sequência de treinamento e da carga do sistema e utilizando os fatores de amortecimento selecionados acima. Como se pode esperar, o melhor desempenho se dá com a maior sequência de treinamento. Vamos adotar a sequência de treinamento com comprimento 100 para as próximas simulações. Note que mesmo que a sequência de treinamento não tenha tal comprimento, um algoritmo de decisão-direta pode ser utilizado com os dados úteis para refinar as estimativas, o que não consideramos aqui. Assim, se um algoritmo DD puder ser utilizado com sucesso ao longo de todo o bloco de dados, nossos resultados baseados em uma sequência de treinamento de comprimento de 100 símbolos poderão ser, até mesmo, conservativos.

5.9.3. Perda de Implementação em relação ao MMSE

Uma vez selecionados os fatores de amortecimento ótimos do algoritmo DMI, podemos comparar o desempenho deste algoritmo, em termos de BER, com o desempenho ótimo dos receptores MMSE e verificar se há perdas e quantificá-las. Na verdade, no algoritmo DMI, a estimativa da matriz de correlação do vetor de entrada e do vetor de correlação cruzada são ruidosas

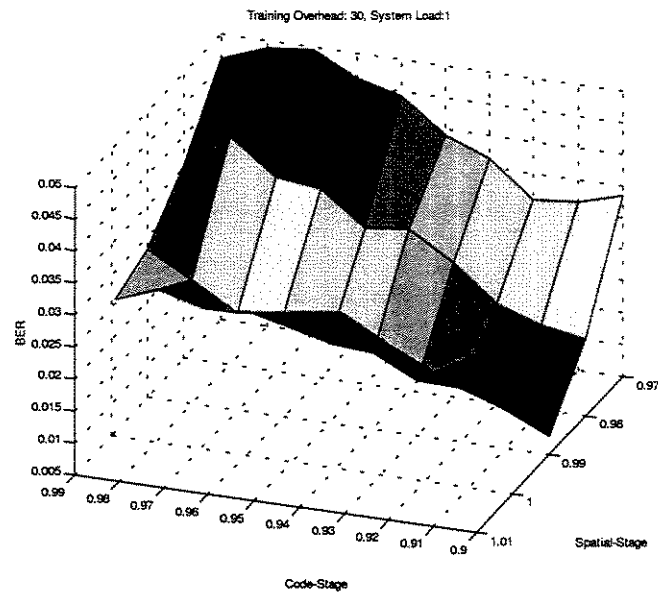


Fig. 5.10: BER como função dos fatores de amortecimento do algoritmo DMI para receptor SCAR, Comprimento da Sequência de Treinamento: 30 símbolos

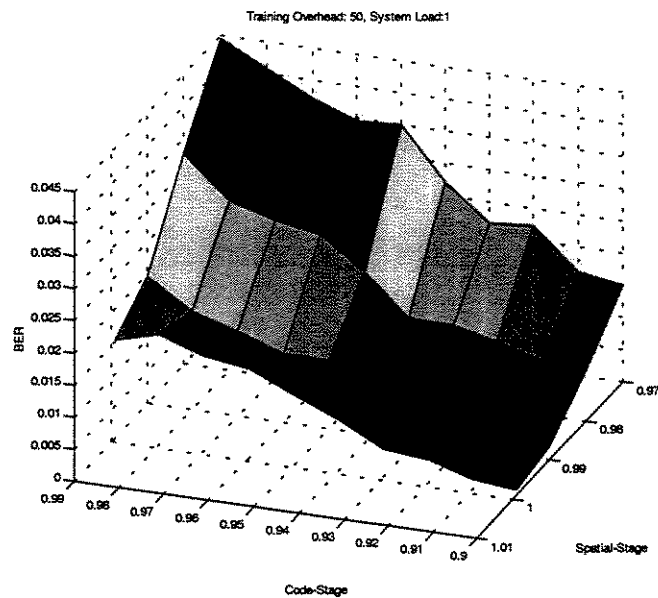


Fig. 5.11: BER como função dos fatores de amortecimento do algoritmo DMI para receptor SCAR, Comprimento da Sequência de Treinamento: 50 símbolos

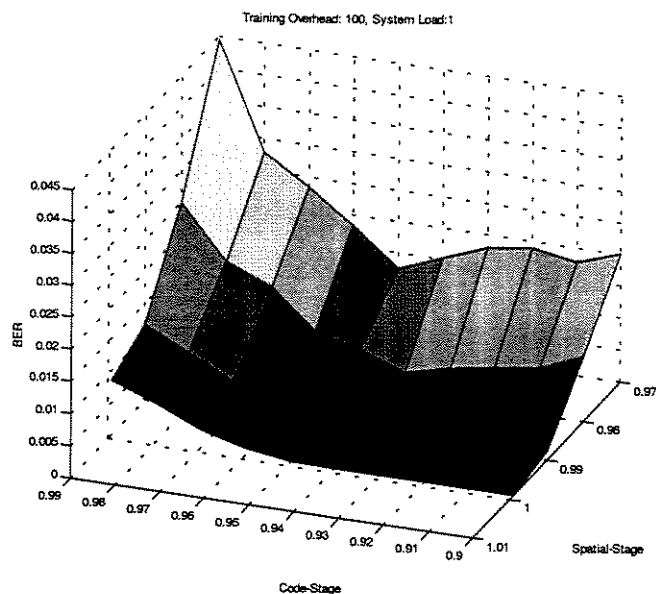


Fig. 5.12: BER como função dos fatores de amortecimento do algoritmo DMI para receptor SCAR, Comprimento da Sequência de Treinamento: 100 símbolos

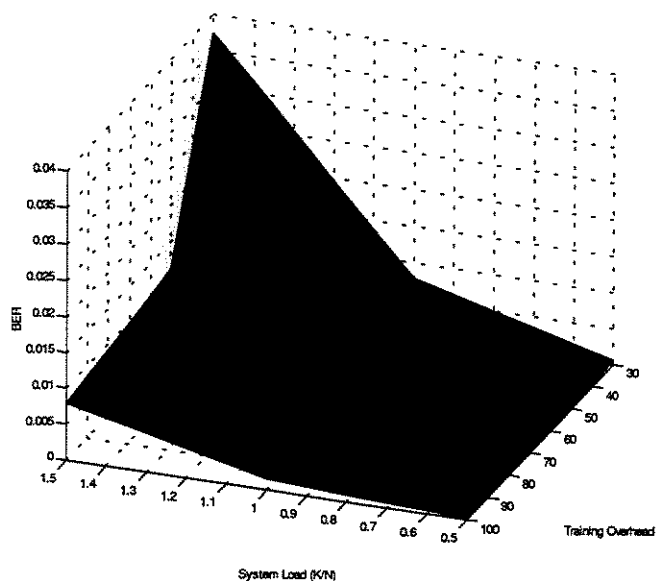


Fig. 5.13: BER como função do comprimento da sequência de treinamento e da carga do sistema, utilizando os melhores fatores de amortecimentos seleccionados

e imperfeitas com uma sequência de treinamento finita. Esta é a principal fonte de perda de desempenho do DMI em relação à solução ótima MMSE. Quanto menos iterações forem disponíveis para a estimação destas grandezas, menor terá que ser o fator de amortecimento visando acelerar a aquisição, e mais ruidosa serão estas estimativas.

Utilizando o mesmo sistema CDMA de única célula anterior, comparamos as BERs obtidas em circunstâncias semelhantes com os receptores MMSE e com a implementação via DMI, onde utilizaram-se os fatores de amortecimento ótimo selecionados acima. As figs.5.14 e 5.15 apresentam curvas de BER para os mesmos receptores implementados com a solução ótima e com o DMI, nos casos de controle de potência perfeito e imperfeito. Claramente há uma perda de desempenho com o DMI. Esta perda é aproximadamente constante com os receptores AA e AE. Para o SCAR a perda se torna mais constante na medida que a carga do sistema aumenta. Isto se dá porque a própria medida de BER é mais confiável nesta região que apresenta mais erros.

Quantificamos a perda de implementação do DMI ao dividirmos a BER obtida com o algoritmo DMI pelo valor correspondente obtido com o receptor MMSE. Para o SCAR consideramos apenas os 4 últimos pontos das medidas de BER com o algoritmo DMI apresentados nas figs.5.14 e 5.15. A Tabela 5.1 apresenta o valor médio da perda de implementação com o algoritmo DMI para cada receptor e situação do controle de potência.

O fato que chama a atenção na tabela 5.1 são as altas perdas de implementação do SCAR com algoritmo DMI. Isto significa um *gap* entre o desempenho teórico MMSE e prático com o DMI, ou seja, o processo de estimação das estatísticas envolvidas na formulação deste algoritmo é ineficiente quando se trata do SCAR. Embora não tenhamos investigado a fundo a razão para esta ineficiência, acreditamos que o estágio de código deste receptor (o equalizador) limita o desempenho pois o mesmo é estimado numa janela de tempo menor devido à sua atualização ser na taxa de símbolos.

Tabela 5.1: Fator de Perda de Implementação com DMI

Receptor	Controle de Potência	
	Perfeito	Imperfeito
AE	2.11	2.03
AA	3.55	1.11
SCAR	40.40	32.32

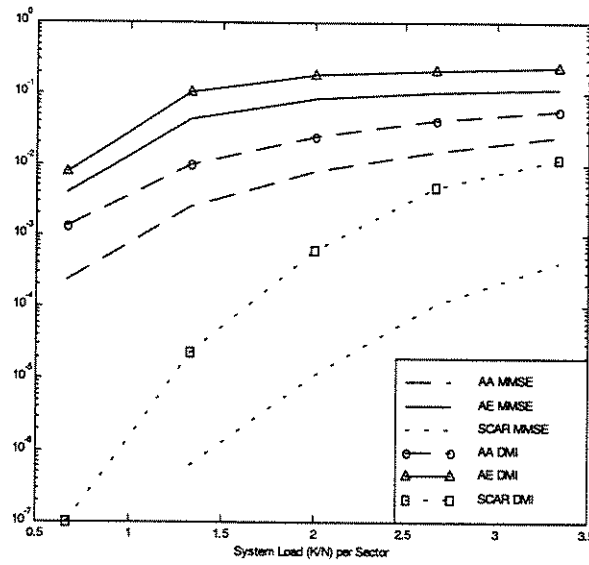


Fig. 5.14: Comparação da BER dos receptores ótimos MMSE e implementados com algoritmo DMI no caso de controle de potência perfeito.

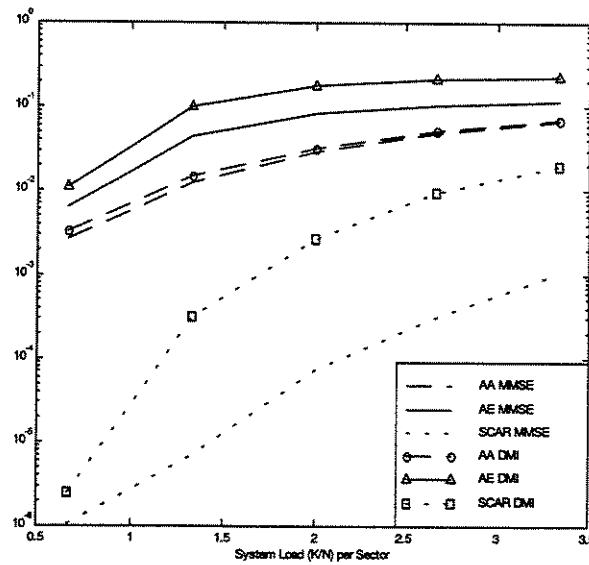


Fig. 5.15: Comparação da BER dos receptores ótimos MMSE e implementados com algoritmo DMI no caso de controle de potência imperfeito.

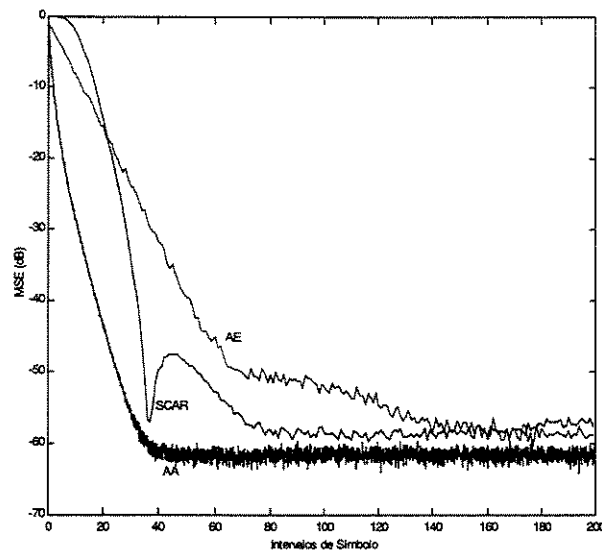


Fig. 5.16: Curva learning para os receptores adaptativos no caso de 2 usuários no sistema (AA: arranjo de antenas, AE: equalizador adaptativo, SCAR: espaço-código)

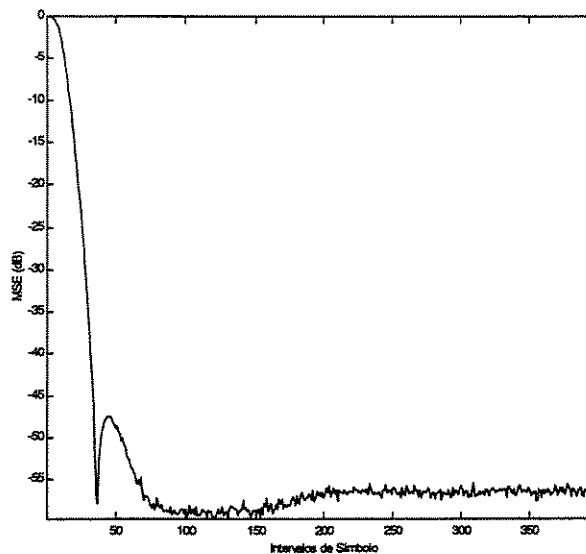


Fig. 5.17: Curva learning para o SCAR onde se pode observar aspectos peculiares de sua convergência.

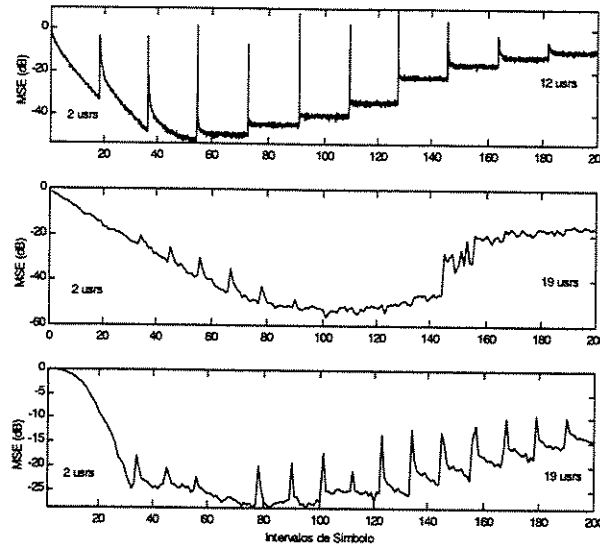


Fig. 5.18: Efeito do nascimento de usuários na evolução temporal do MSE dos diversos receptores adaptativos (de cima para baixo: AA, AE e SCAR)

5.9.4. Comportamento Dinâmico

Outro aspecto interessante a investigar sobre o algoritmo DMI no ambiente CDMA é seu comportamento dinâmico, traduzido aqui pela evolução temporal do erro quadrático médio, também conhecida no jargão de processamento adaptativo por curva *learning*. Estabelecemos dois cenários para tal investigação. No primeiro vamos nos concentrar em verificar o comportamento do algoritmo quando o número de usuários é fixo, como foi assumido nas simulações anteriores e como será assumido no restante da tese. Em seguida ilustraremos o caso em que o número de usuários varia ao longo da simulação. Para as simulações desta seção vamos adotar o sistema de célula única que vem sendo utilizado mas vamos assumir controle de potência perfeito. Vamos transmitir 200 símbolos BPSK com uma alta relação sinal-ruído de 50 dB, de forma a isolar a influência da MAI propriamente dita. As curvas *learning* são médias ao longo de 100 repetições independentes da experiência. Os fatores de amortecimento empregados foram aqueles selecionados anteriormente para otimizar a BER.

No primeiro cenário apenas dois usuários transmitem no sistema. A evolução do MSE dos 3 receptores adaptativos é mostrada na fig.5.16. Nota-se que como havíamos antecipado o arranjo de antenas converge mais rápido, enquanto o equalizador é o mais lento e o SCAR

fica numa posição intermediária. Após cerca de 100 iterações os algoritmos permitem uma boa aproximação do piso final de MSE, o que corrobora a nossa escolha de sequências de treinamento com 100 símbolos para as simulações subsequentes. Note também a forma peculiar da convergência do SCAR. Há um repique do MSE em cerca de 40 iterações. Além disso o valor do MSE do SCAR na fase intermediária da simulação é levemente inferior ao valor atingido em regime. Este último fato fica mais evidente na fig.5.17 onde o SCAR é simulado nas mesmas condições anteriores mas com 400 iterações. Não aprofundamos uma investigação sobre a razão de tal fenômeno principalmente porque nos casos de maior interesse onde as SNRs são superior este é menos pronunciado. No entanto é sempre bom ressaltar que o SCAR é um receptor estruturalmente mais complexo que o AA e o AE e por ser composto por dois vetores de pesos com constantes de tempo diferentes e a interação entre os processos de convergência dos dois estágios de tal receptor podem gerar fenômenos curiosos como estes. De qualquer maneira, tal fenômeno não apresentou nenhuma relevância prática em nossos estudos.

No segundo cenário de simulação procuramos avaliar o impacto de um aspecto de grande relevância prática na convergência dos algoritmos adaptativos: o nascimento e morte de usuários. Em particular, vamos realizar simulações dos receptores adaptativos nas mesmas condições anteriores, exceto que o número de usuários no sistema vai crescendo à medida em que o tempo passa. Assim estaremos simulando o nascimento de novos usuários. A morte de usuários tem efeitos similares. Inicialmente o sistema opera com 2 usuários, e então usuários são inseridos no sistema a intervalos de tempo uniformes. Ao final o AA opera com 12 usuários, enquanto o AE e o SCAR operam com 19 usuários. A fig.5.18 ilustra os resultados de tais simulações. A principal conclusão que se pode tirar de tal figura é que a alta velocidade de convergência do algoritmo DMI permite uma recuperação quase imediata da convergência do MSE para o novo patamar mínimo após a inserção de um novo usuário. Assim, a inserção de um novo usuário provoca uma perturbação momentânea da convergência do algoritmo que é eliminada em poucas iterações. Certamente, se um algoritmo com taxa de convergência mais lenta, como o LMS, fosse utilizado, a dissipação da perturbação na convergência seria consideravelmente mais demorada.

5.10. Estudo de Capacidade Relativa em Sistema com Múltiplas Células

Com base nos estudos das seções anteriores estamos em condições de fazer estimativas de capacidade de sistemas CDMA que utilizam os receptores adaptativos aqui apresentados (AA, AE) e proposto (SCAR). Vamos estabelecer valores de capacidade relativa tendo em vista que valores absolutos de capacidade levam em conta todos os aspectos do modelo de simulação e portanto só são válidos sob estas condições. Ainda assim faremos uma ilustração de um valor absoluto de capacidade de usuários para dar uma idéia da ordem de grandeza de capacidade com a qual se trabalha quando receptores adaptativos são utilizados para detecção em CDMA.

5.10.1. Arquitetura da Rede CDMA com Múltiplas Células

Nenhuma estimativa de capacidade de sistemas CDMA é completa se não levar em conta a interferência que vem das células externas àquela onde se encontra o usuário desejado. Assim precisamos simular um sistema com múltiplas células. O modelo para esta rede é semelhante àquele utilizado nas simulações do sistema TDMA dos capítulos 3 e 4, sendo que o reuso é sempre unitário. Mas há alguns aspectos particulares de sistemas CDMA.

Em primeiro lugar, o critério para a associação de um usuário a uma ERB se baseará não na menor distância entre estes mas sim em um critério de atenuação mínima no *link* reverso. Em outras palavras, antes de iniciar a transmissão propriamente dita, o receptor móvel faz uma busca de qual estação base oferece o melhor *link* em termos da atenuação do sinal que pode ser representada por uma combinação da perda de percurso e do sombreamento. A utilização deste critério de associação móvel-base é essencial em sistemas CDMA como uma primeira forma de melhorar o nível do sinal recebido em um sistema rico em interferência. Além disso, este procedimento ilustra, em parte, o conceito do *soft-handoff* que permite à estação móvel se comunicar simultaneamente com mais de uma ERB. No entanto, em nossas simulações, não iremos levar em conta *handoffs* já que os tempos reais de simulação são muito pequenos e os móveis ficarão essencialmente estáticos nestes intervalos de tempo. Assim do início ao fim das simulações manteremos o móvel ligado à ERB selecionada no procedimento de busca inicial.

Além do critério de associação dos móveis às ERBs, o controle de potência numa rede CDMA multicelular apresenta aspectos peculiares. Em princípio não ocorre cooperação entre as ERBs

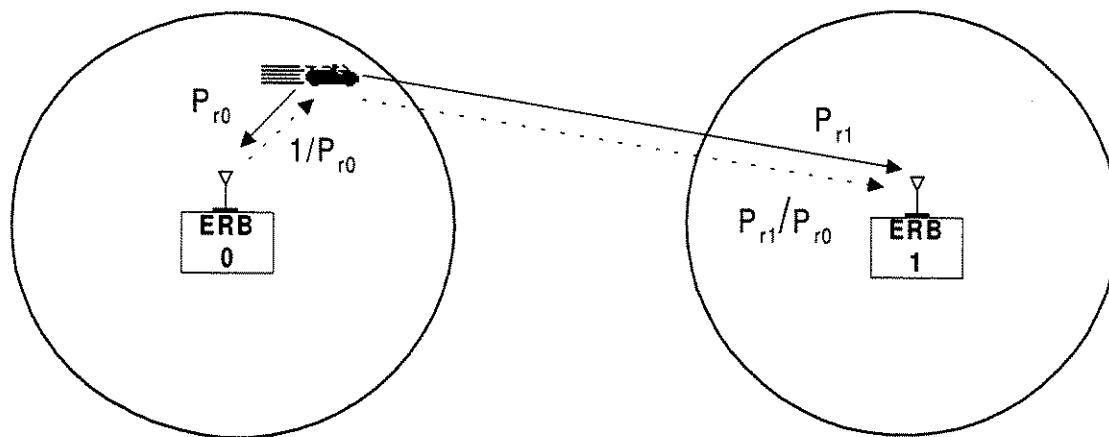


Fig. 5.19: Ilustração da influência do controle de potência na interferência intercélula

com relação ao controle de potência, de forma que cada uma atua independentemente no sentido de equalizar a potência dos usuários conectados a si. No entanto, a equalização da potência dos usuários conectados a uma ERB particular pode causar aumento de interferência intercélula nas ERBs vizinhas. Tal situação é ilustrada na fig.5.19. Suponha que $P_{r,0}$ é a potência recebida pela ERB 0 a partir de um móvel qualquer. Normalizando a potência desejada pela ERB 0 para um, a mesma envia um comando de controle de potência de $1/P_{r,0}$. Isto por sua vez altera o nível de interferência intercélula percebido pela ERB 1 vizinha da ERB 0 de $P_{r,1}$ inicial para $P_{r,1}/P_{r,0}$ após o controle de potência.

Assim, na simulação da rede CDMA multicelular é necessário:

- estabelecer as características do *link* reverso de todos os móveis na área de cobertura considerada para com todas as ERBs designadas para cobrir tal área
- selecionar o melhor *link* reverso de cada móvel para cada ERB
- determinar o comando de controle de potência de cada ERB para cada móvel associado a si, de acordo com o cenário assumido, se perfeito ou imperfeito
- determinar a potência efetiva de transmissão de cada unidade móvel
- determinar a potência de interferência de cada unidade móvel em relação a todas as outras ERBs no sistema que não aquela com a qual esteja se comunicando

Fica claro que a simulação de redes multicelulares CDMA é uma tarefa relativamente complexa, especialmente quando o número de usuários cresce. Deve-se concluir também dos pontos acima que o conceito de célula geometricamente bem definida também não faz sentido. As células na prática terão formas irregulares de acordo com a distribuição espacial da potência.

A fig.5.20 apresenta um exemplo de distribuição espacial de potência para uma única célula à partir do simulador da rede CDMA confeccionado, onde é indicado o nível relativo de potência em relação à potência transmitida pela ERB. Utilizamos o mesmo modelo de propagação simples adotado anteriormente, ou seja, a potência recebida é dada em função da distância à ERB por:

$$P_r(d) = \frac{\alpha_{\log}}{d^n} \quad (5.55)$$

onde $\alpha_{\log}$ é o valor do desvanecimento lento (sombreamento), d é a distância à ERB e n o expoente de perda de percurso. Consideramos que o desvio padrão do sombreamento era de 8 dB e o expoente da perda de percurso era de 4. Além disso a granularização espacial na fig.5.20 foi de 20 x 20 m (note que o raio da célula é de 1 Km) tendo em vista que este valor é sugerido pelo ITU como suficiente para a descorrelação aproximada do sombreamento [4].

Com base na distribuição espacial da potência podemos determinar a área de fato de abrangência de uma célula. A fig.5.21 apresenta um exemplo das áreas de abrangência de fato de 4 células numa área de 4 Km² obtidas à partir do simulador da rede CDMA confeccionado. Note que indicamos a geometria circular teórica das células cujas ERBs encontram-se nos respectivos centros. Fica clara a forma irregular das células e porque o critério de associação de usuários às ERBs baseada na atenuação mínima nem sempre coincide com o critério da distância mínima.

Uma rede celular CDMA completa, considerando o posicionamento das ERBs de forma a satisfazer a geometria idealizada e duas camadas de células adjacentes à célula central, é composta de 19 células, como mostrado na fig.5.22. Em nossas simulações como vamos considerar a setorização de 120°, o número de ERBs a simular ficará reduzido de 19 para 8. Apenas os usuários assinalados à célula central serão utilizados para o cálculo de BER embora todos os demais sejam simulados visando levar em conta a interferência intercélula gerada por eles. Todos os demais parâmetros de simulação da rede multicelular são os mesmos das simulações anteriores da rede com uma única célula.

5.10.2. Resultados de BER em ambiente Multi-Celular

Apresentamos agora os resultados de BER para os receptores adaptativos operando na rede CDMA multicelular. Os resultados do receptor convencional são apresentados por completude apenas pois seu desempenho não é bom o suficiente para sua inclusão no cálculo das capacidades

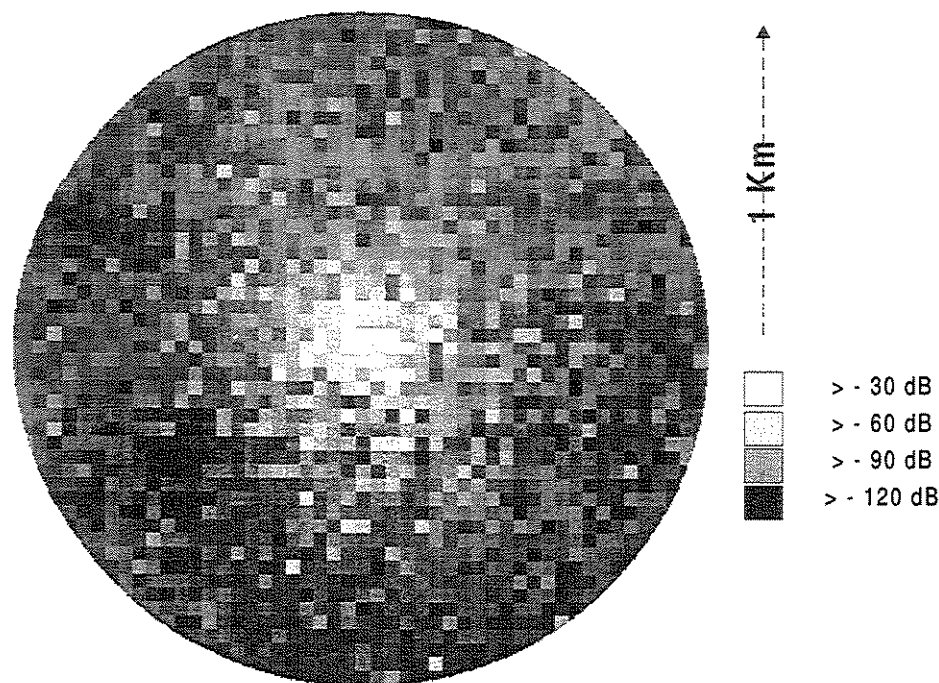


Fig. 5.20: Exemplo de distribuição espacial da potência em uma única célula

relativas.

A metodologia para a estimativa da BER é como se segue. Primeiro a BER dos receptores adaptativos otimizados MMSE são estimadas de acordo com os métodos discutidos na seção 5.8. A figs.5.23 e 5.24 mostram estas estimativas de BER para a rede multicelular em função da carga no sistema por setor. Em seguida nós aplicamos os fatores de perda de implementação do algoritmo DMI da tabela 5.1. As novas estimativas de BER são mostradas na figs.5.25 e 5.26.

O desempenho do SCAR continua sendo bastante superior ao dos demais receptores. No entanto a vantagem no caso MMSE diminui significativamente quando se incorpora a perda de implementação do DMI. Veja na tabela 5.1 que esta perda é bastante alta para o SCAR.

Outro aspecto interessante a notar nas figs.5.23 a 5.26 é que quando se troca o cenário de controle de potência de perfeito para imperfeito, o desempenho do arranjo de antenas passa de equivalente ao do equalizador para pior. Note também voltando aos resultados das figs.5.8 e 5.9 para a rede de célula única que o desempenho do arranjo de antenas era superior ao do equalizador nos dois casos. Portanto, podemos concluir que com o aumento do nível de interferência na rede, o desempenho do arranjo de antenas é degradado basicamente por que a

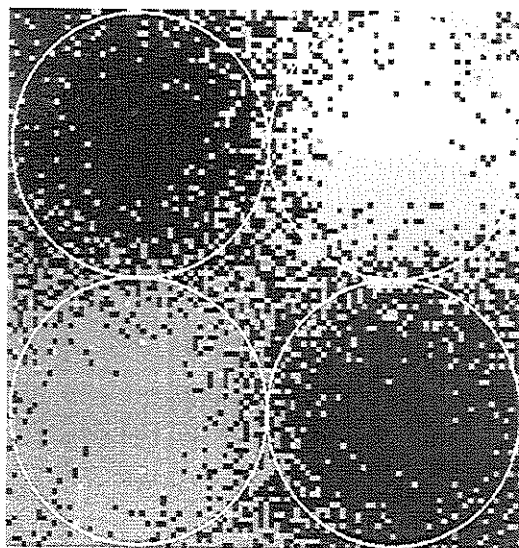


Fig. 5.21: Exemplo das áreas de cobertura de fato de 4 ERBs localizadas nos centros de cada círculo

resolução espacial do arranjo será incapaz de cancelar todos os interferentes. Como o arranjo de antenas inclui um correlator para o desespalhamento, a interferência de múltiplo acesso que não for reduzida no domínio espacial se manifesta no sinal de saída do correlator. Neste sentido o SCAR é imune a tal problema e por isso apresenta melhor desempenho.

5.10.3. Capacidades Relativas

Para fazer uma análise da capacidade relativa de usuários simultâneos entre os receptores adaptativos estudados, precisamos escolher um valor de BER limite para a boa comunicação. Como estamos estudando um sistema não codificado, um valor de BER de 10^{-2} será assumido. A única exceção é para o caso do SCAR MMSE que não atinge este valor de BER para a faixa de usuários simulados. Neste caso iremos adotar um limite de BER de 10^{-3} . Com base nestes limite podemos inspecionar as figs.5.23 a 5.26 para determinar o número máximo de usuários por setor e estabelecer os valores relativos, que são mostrados na tabela 5.2. Nota-se que o SCAR permite a maior capacidade relativa. Note também que qualquer dos receptores adaptativos permite ganhos de capacidade significativos sobre o receptor convencional, já que este, no cenário de controle de potência perfeito, permite uma capacidade de 0.6 na escala

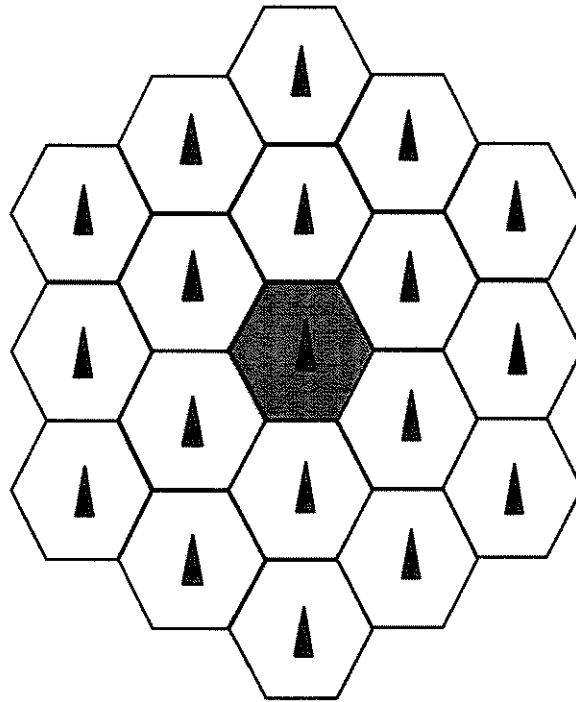


Fig. 5.22: Rede CDMA Multicelular simulada com 19 células

da tabela 5.2. Com controle de potência imperfeito, tal receptor não satisfaz a BER mínima aceitável, sendo pois, sua capacidade, nula.

Tabela 5.2: Capacidade Relativa

Receptor	Controle de Potência			
	Perfeito		Imperfeito	
	MMSE	DMI	MMSE	DMI
AA	2.4	1.4	1.0	1.0
AE	2.0	1.6	2.0	1.6
SCAR	4.0	2.4	4.0	2.2

A diferença de capacidade entre os receptores MMSE e DMI evidencia que o algoritmo adaptativo é crucial para determinar o desempenho. Os receptores ótimos MMSE estabelecem um limitante superior para o desempenho. O estudo de métodos alternativos ao DMI e que permitam aproximar mais eficientemente este limite é certamente um tópico para estudos futuros.

5.10.4. Capacidade Absoluta

A determinação de estimativas absolutas de capacidade é sempre questionável pois o modelo

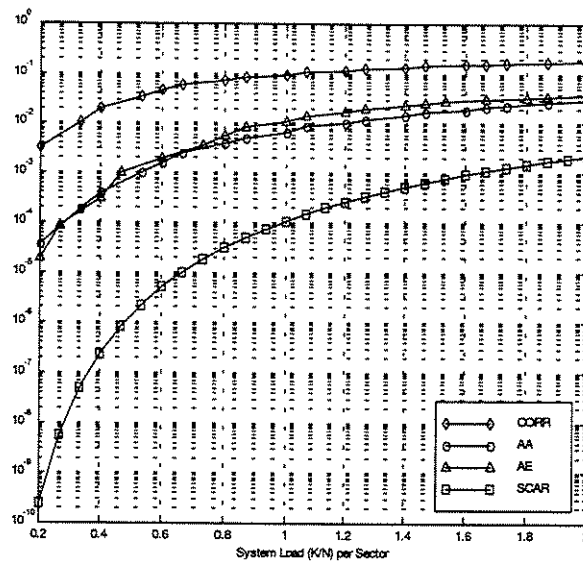


Fig. 5.23: BER estimada para receptores MMSE em rede CDMA com múltiplas células e controle de potência perfeito

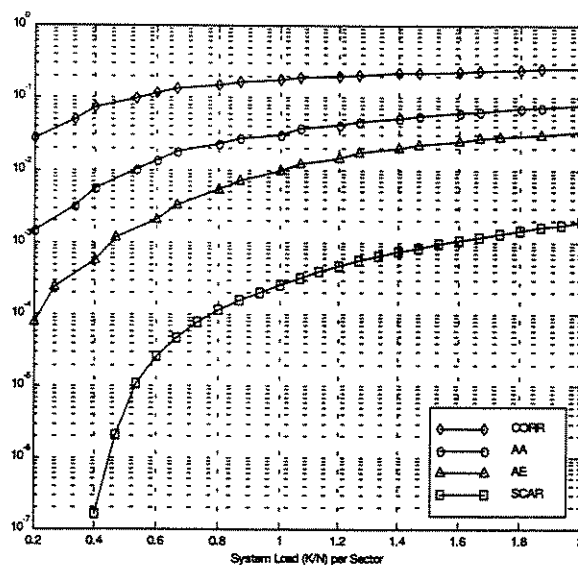


Fig. 5.24: BER estimada para receptores MMSE em rede CDMA com múltiplas células e controle de potência imperfeito

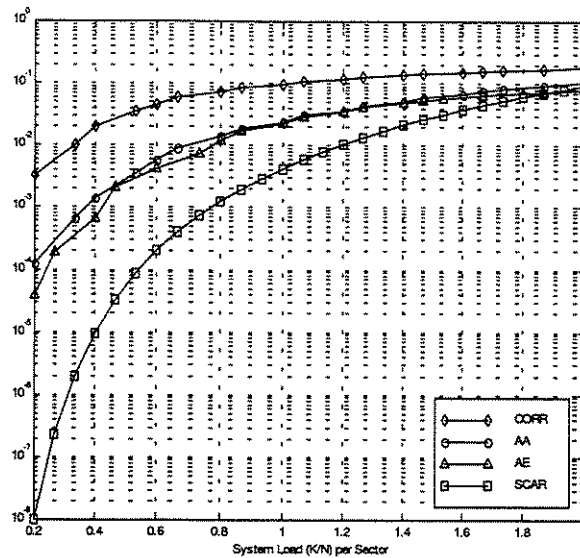


Fig. 5.25: BER estimada para receptores DMI em rede CDMA com múltiplas células e controle de potência perfeito

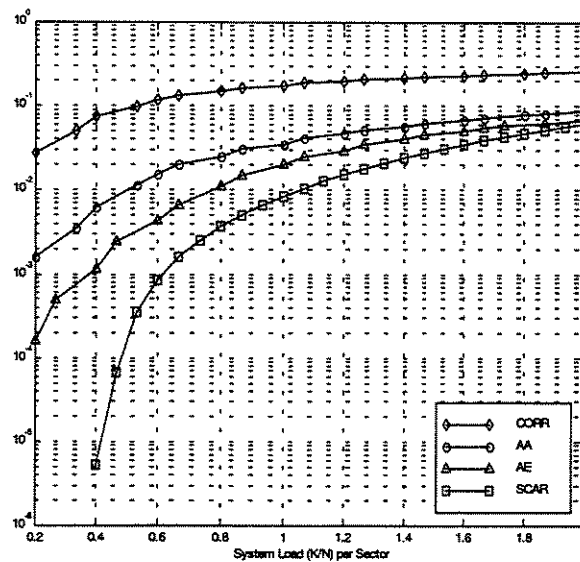


Fig. 5.26: BER estimada para receptores DMI em rede CDMA com múltiplas células e controle de potência imperfeito

teórico ou de simulação pode não conter todos os fatores que influenciam tal capacidade na prática. Particularmente os sistemas CDMA apresentam uma maior dificuldade de estimação de sua capacidade se comparados aos sistemas TDMA que possuem uma capacidade bem determinada.

Neste contexto, alguns fatores atenuantes para as estimativas de capacidade absoluta que apresentamos são:

- os resultados de BER apresentados com os receptores adaptativos para CDMA têm uma característica conservativa pois não levam em conta ganhos de diversidade e nem códigos corretores de erro e além do que o sistema simulado é do tipo síncrono a nível de *chip* o que representa o pior caso em termos de MAI [117]
- nosso objetivo é de apenas estabelecer uma ordem de grandeza aproximada da capacidade de usuários com estes receptores

A fórmula de cálculo da capacidade no sistema CDMA multicelular é:

$$C = \frac{N_u B_a N_s}{r_e B_c} \quad (5.56)$$

onde C é a capacidade de usuários por célula, N_u é o número de usuários suportados simultaneamente pelo sistema para uma dada BER limite, B_a é a largura de banda disponível para a implantação do sistema, N_s é o ganho devido à setorização, r_e é o fator de reuso e B_c é a largura de banda requerida para a implantação do sistema.

Como um exemplo vamos assumir que a taxa de bits no sistema CDMA em foco seja de 8 Kbps. Como a modulação utilizada é BPSK, com $N = 15$ e considerando a maior largura de banda utilizável para a transmissão - ou seja, 100% de excesso de faixa - a banda espalhada requerida para a implantação do sistema é $B_c = 240$ KHz. O fator de reuso é unitário $r_e = 1$ e o ganho da setorização será assumido ideal $N_s = 3$. O número de usuários suportáveis são obtidos por inspeção das figs.5.23 a 5.26 de acordo com os limiares de BER descritos na subseção anterior. Finalmente, para normalizar as capacidades por 1 MHz de banda vamos adotar $B_a = 1$ MHz. Com base nestes valores podemos estimar as capacidades de usuários nas diversas situações de interesse que são mostradas na tabela 5.3.

Visando estabelecer um valor referencial para a compreensão dos resultados da tabela 5.3, vamos tomar o sistema CDMA IS-95 em uso corrente. Este sistema CDMA tem taxa de transmissão da mesma ordem daquela assumida em nosso exemplo e uma largura de banda

espalhada de 1,25 MHz com ganho de processamento de 128 [42]. Embora não pareça haver números bem determinados sobre a capacidade do sistema IS-95, vamos tomar a estimativa feita em uma referência clássica na área [41] onde a capacidade do sistema IS-95 é estimada em 108 usuários por célula⁷. Normalizando este valor pela banda utilizada chega-se à capacidade de 86 usuários/MHz/célula.

Vale lembrar que o resultado de capacidade do sistema IS-95 apresentado em [41] leva em conta o uso de códigos corretores de erro, controle de potência perfeito e diversidade espacial com duas antenas.

Tabela 5.3: Capacidade em Usuários/MHz/Célula

Receptor	Controle de Potência			
	Perfeito		Imperfeito	
	MMSE	DMI	MMSE	DMI
AA	224	130	93	93
AE	187	150	187	150
SCAR	374	224	374	205

5.11. Receptores Adaptativos Autodidatas para CDMA

Até o momento estudamos dois tipos básicos de receptores adaptativos para CDMA: o equalizador de MAI (AE) e o arranjo de antenas (AA). Ambos requerem o uso de uma sequência de treinamento para sua implementação. Esta condição é satisfeita pela duas principais propostas de sistemas CDMA para a 3ª geração [6] [5]. Em particular, a proposta UTRA/WCDMA também possibilita o uso de códigos curtos [6]. Assim, as condições sistêmicas para a implementação destes receptores poderão ser garantidas na 3ª geração de telefonia celular baseada em WCDMA.

Por outro lado, como já comentamos, é sempre desejável o uso de técnicas autodidatas que dispensem a necessidade das sequências de treinamento. Assim, nesta seção vamos estudar os algoritmos autodidatas que permitem a adaptação das mesmas estruturas de processamento do AA e do AE, mas sem o uso de sequências de treinamento.

O tipo de desempenho de interesse nesta seção não estará relacionado com medidas de BER ou estimativas de capacidade. É provável que este tipo de desempenho seja equivalente

⁷ Alguns autores consideram este número muito otimista.

entre receptores treinados e autodidatas, pelo menos em regime estacionário, já que as mesmas estruturas de processamento dos sinais são utilizadas, diferindo apenas no método de aquisição dos pesos. Vamos concentrar nossa atenção numa questão que, no caso de receptores autodidatas, tem precedência em relação ao desempenho em termos de BER: a probabilidade de captura, tal como discutimos a seguir.

5.11.1. O Receptor de Energia Mínima Restringida

Um avanço teórico significativo para a detecção CDMA adaptativa autodidata foi apresentada em [51] por Honig. Utilizando-se do conceito de filtragem com restrições - discutido anteriormente no contexto da formação ótima de feixe - Honig propôs um receptor para CDMA cuja única informação requerida é o conhecimento do código de desespalhamento do usuário desejado. A proposta, geralmente referida pela sigla CMOE (*Constrained Minimum Output Energy*) tem uma estrutura de filtragem equivalente à do equalizador de MAI (fig.5.3).

O CMOE está em completa analogia com o problema da formação ótima de feixe previamente discutido na seção 3.6. A analogia neste caso é que o código de desespalhamento - que é assumido perfeitamente conhecido da mesma forma que a direção de chegada era requerida no outro caso - faz o papel do vetor de resposta do arranjo na direção do usuário desejado (em (3.24)). Assim podemos formular o problema do receptor CMOE para a detecção do k -ésimo usuário da seguinte maneira:

$$\min |y_k(n)|^2 \text{ onde } y_k(n) = \mathbf{w}_k^H \mathbf{r}(n) \quad (5.57)$$

$$\text{sujeito a } \mathbf{w}_k^H \mathbf{c}_k = 1 \quad (5.58)$$

Em outras palavras, assim como na formação ótima de feixe o arranjo de antenas privilegiava sinais recebidos em uma dada direção de chegada, o CMOE privilegia sinais recebidos espalhados com o código $\mathbf{c}_k$. A solução deste problema é similar àquela apresentada no caso da formação ótima de feixe e é obtida à partir do método dos multiplicadores de Lagrange [49]:

$$\mathbf{w}_k^{op} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{c}_k}{\mathbf{c}_k^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{c}_k} \quad (5.59)$$

onde $\mathbf{R}$ é a matriz de correlação do sinal de entrada dada por (5.29) que pode ser

estimada à partir dos dados recebidos. Em [51] é mostrado que a solução dada por (5.59) é equivalente à solução MMSE a menos de uma constante. Portanto nos deparamos com uma solução matematicamente elegante para o problema da detecção CDMA que requer apenas o conhecimento da sequência de espalhamento do usuário desejado. Note também que o CMOE requer o emprego de códigos curtos.

Curiosamente, a maior desvantagem do receptor CMOE também está em plena analogia com uma das desvantagens apontadas por nós no caso do formador ótimo de feixe. O receptor CMOE troca o uso de uma sequência de treinamento pelo conhecimento *preciso* do código de desespalhamento do usuário desejado. Na prática, um circuito de aquisição e sincronização de código na recepção irá *estimar* o código de espalhamento do usuário desejado. Tem-se verificado que o desempenho do receptor CMOE é extremamente sensível a erros neste processo de estimação do código de desespalhamento [72][51][119]. Portanto a principal desvantagem do CMOE é, a exemplo da formação ótima de feixe, mais de natureza prática do que teórica.

Vamos considerar uma possível ilustração do efeito dos erros no circuito de aquisição de código no desempenho do receptor CMOE. Para tanto vamos introduzir o conceito da probabilidade de captura. Na verdade já tratamos de um conceito semelhante quando analisamos a porcentagem de usuários perdidos com o algoritmo MU-CMA no capítulo 4. A captura se constitui no evento em que um usuário que é indesejado é recuperado no lugar daquele que é desejado. Este fenômeno é particularmente preocupante em receptores autoidentificados onde não há um sinal de referência específico para cada usuário, como no caso dos receptores treinados. Assim, a quantificação da probabilidade de captura é um fator primário de caracterização do desempenho de receptores autoidentificados em ambientes multiusuário pois é inaceitável que um usuário simplesmente não seja recuperado, o que, em última análise, o impedirá de se comunicar.

Para estudar o problema do efeito de captura no receptor CMOE vamos assumir que o erro no circuito de aquisição de código $\Delta \mathbf{c}_k = \mathbf{c}_k - \hat{\mathbf{c}}_k$, onde $\hat{\mathbf{c}}_k$ é a estimativa do código verdadeiro, possa ser modelado como um vetor gaussiano de média nula e matriz de correlação $\sigma_e^2 \mathbf{I}_N$, onde σ_e^2 é a variância da distorção na aquisição de código. A fig.5.27 mostra a probabilidade de captura do receptor CMOE como função de σ_e^2 . As condições de simulação são $K = 10$ e $E_b/N_0 = 20$ dB. O método utilizado para identificar eventos de captura se baseia na transmissão de sequências de Walsh [95] com 64 bits. Estas sequências são ortogonais e portanto permitem verificar o

nível de correlação cruzada na recepção e se correspondem às sequências transmitidas. Os resultados da fig.5.27 foram obtidos com 10^4 diferentes configurações de um sistema CDMA com uma única célula e setorização de 120° . Fica evidente a forte dependência do desempenho do CMOE com os erros na aquisição do código. Esta dependência limita a aplicabilidade do CMOE. Algumas direções para superar este problema são apresentadas em [72][51][119], mas estão fora de nosso escopo.

Mesmo com o conhecimento perfeito do código de desespalhamento, a convergência dos pesos do CMOE quando implementado com um algoritmo equivalente ao DMI (mas baseado em (5.59)) é bem mais ruidosa do que a versão com treinamento. Este problema de saturação, também verificado em [118], pode ser ilustrado na fig.5.28 que mostra a evolução temporal do erro quadrático médio. Uma solução simples para tal problema é o chaveamento para o modo decisão-direta após a aquisição inicial dos pesos, o que também é ilustrado na fig.5.28. As condições de simulação para a fig.5.28 são as mesmas anteriores exceto que $E_b/N_o = 50$ dB. A curva é uma média sobre todos os usuários e ao longo de 100 configurações diferentes de sistema.

Apesar de algumas desvantagens aqui apresentadas, este é um tópico que continua sendo amplamente investigado devido à baixa complexidade informacional exigida pelo receptor CMOE.

5.11.2. Arranjo de Antenas Reespalhador

O arranjo de antenas reespalhador representa a versão autodidata para CDMA do arranjo de antenas adaptativo estudado por nós anteriormente neste mesmo capítulo. Este tipo de arranjo parece ter sido proposto primeiramente pelo grupo de estudos em comunicações móveis e portáteis da *Virginia Tech* [100][101][93].

No contexto mais geral da separação de sinais de forma autodidata através de arranjos de antenas, o trabalho de Agee [10] propõe o uso do algoritmo CMA e de um procedimento explícito de ortogonalização dos vetores de pesos dos diversos filtros espaciais de forma a garantir a recuperação de todos os sinais. No capítulo 4 nós estudamos um método de decorrelação explícita dos sinais nas saídas dos filtros espaciais como forma de garantir a recuperação de todos os sinais de interesse. No entanto estes métodos não aproveitam a estrutura do sinal espalhado inerente ao sistema CDMA. Esta estrutura introduzida pelas sequências de espalhamento pode

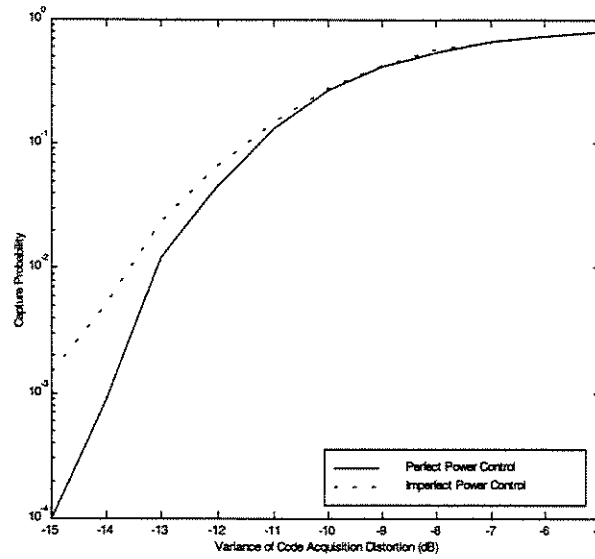


Fig. 5.27: Probabilidade de Captura do Receptor CMOE em função da variância do erro no circuito de aquisição de código

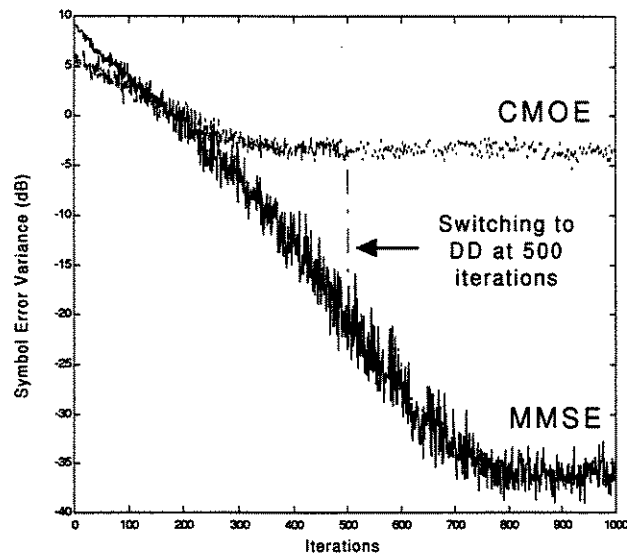


Fig. 5.28: Evolução temporal do erro quadrático de decisão para o equalizador de MAI treinado, para o receptor CMOE e para o CMOE com decisão direta na iteração 500. O algoritmo DMI foi utilizado para a aquisição

ser aproveitada eficientemente como veremos a seguir.

Os arranjos de antenas reespalhadores⁸ (DRAAs) tiram vantagem do ganho de processamento no sistema CDMA para tomar decisões confiáveis após o desespalhamento - que é realizado por um correlator convencional - e em seguida reespalhar tais decisões de tal forma que o sinal reespalhado forma uma referência para a aquisição dos pesos do arranjo de antenas. Um algoritmo de decisão direta simples pode ser utilizado para tal fim (seja na forma LMS ou DMI). O arranjo reespalhador com algoritmo DD será abreviado por DRDDA (do inglês *despread-respread decision-directed array*). Em [100][101][93] uma proposta mais sofisticada, baseada no algoritmo do módulo constante, foi mostrada ser superior ao DRDDA em termos de BER. Esta proposta terá a sigla DRCMA (do inglês *despread-respread constant-modulus array*). Os dois algoritmos serão abordados em seguida.

A arquitetura básica de um DRAA é mostrada na fig.5.29 e é semelhante àquela do arranjo de antenas com treinamento. O sinal de saída a nível de *chip* do arranjo de antenas do k -ésimo usuário é dado por:

$$z_k(m) = \mathbf{h}_k^H(n) \mathbf{r}(m) \quad (5.60)$$

onde $\mathbf{h}_k(n)$ é o vetor de pesos do filtro espacial e $\mathbf{r}(m)$ é o vetor de entradas do arranjo. Note que o índice temporal associado ao vetor de pesos do arranjo é aquele que mede intervalos de símbolo e não de *chip*. Aí reside uma primeira diferença fundamental em relação ao arranjo de antenas treinado que, como possui a sequência de treinamento localmente gerada no receptor, pode ter o arranjo de antenas atualizado concomitantemente com a recepção dos sinais a nível de *chip*. No caso do DRAA é preciso primeiro tomar uma decisão para então adaptar o arranjo. Esta decisão, que é tomada após o desespalhamento, tem a seguinte forma no caso de modulação e espalhamento BPSK:

$$\hat{a}_k(n) = \text{sgn} \left\{ \Re \left(\sum_{m=nN}^{nN+N-1} y_k(m) c_k(m) \right) \right\} \quad (5.61)$$

onde $\text{sgn}(\cdot)$ é a função sinal e $\Re(\cdot)$ é a operação de parte real. Com base na decisão tomada

⁸ O termo em inglês para esta técnica é *despread-respread multitarget adaptive antenna array* que pode ser abreviado por DRAA. O termo em português escolhido por nós não inclui a tradução de *despread* pois a operação de desespalhamento é feita sempre no sistema CDMA. A operação de reespalhamento é que representa a novidade nesta técnica.

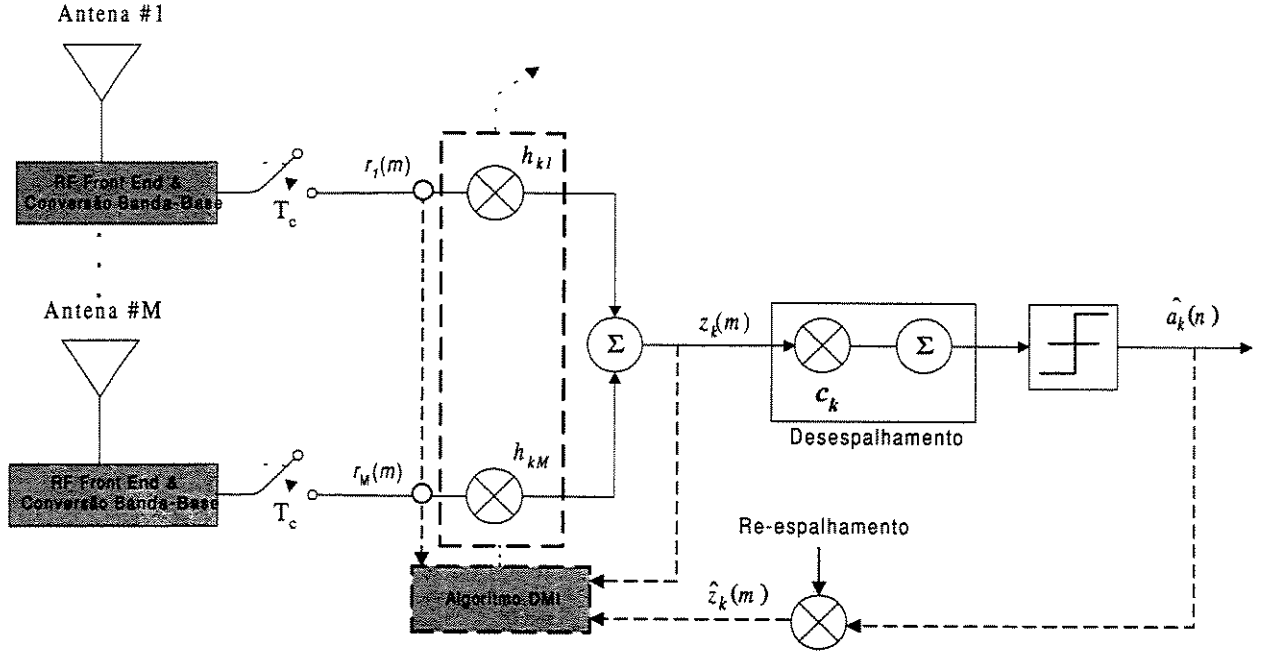


Fig. 5.29: Arquitetura e fluxo de sinais de um arranjo de antenas reespalhador para o k -ésimo usuário

pode-se obter o sinal reespalhado a nível de *chip* dado por:

$$\hat{z}_k(m) = \hat{a}_k(n)c_k(m) \quad (5.62)$$

Este sinal é então utilizado para adaptar os pesos do arranjo. Esta adaptação se dá de uma única vez com um total de N iterações, a cada intervalo de símbolo. Vamos utilizar o algoritmo DMI para esta adaptação. Em primeiro lugar a matriz de correlação do vetor de entradas precisa ser estimada, donde novamente usando-se um filtro de pólos simples:

$$\mathbf{R}(m+1) = \omega \mathbf{R}(m) + (1-\omega) \mathbf{r}(m) \mathbf{r}^H(m) \quad (5.63)$$

O vetor de correlação cruzada para o algoritmo DD toma a seguinte forma:

$$\mathbf{p}_k(m+1) = \omega \mathbf{p}_k(m) + (1-\omega) \mathbf{r}(m) \hat{z}_k(m) \quad (5.64)$$

onde, como havíamos adiantado, o sinal reespalhado $\hat{z}_k(m)$ faz o papel da sequência de

treinamento.

Em [100][101][93] é proposto um novo algoritmo para a adaptação do DRAA, denominado arranjo reespalhador do módulo constante (DRCMA). Os autores de [100][101] [93] utilizaram um argumento heurístico para a proposição do algoritmo: combinar as melhores características do algoritmo DD e do CMA numa forma híbrida. Desta forma o vetor de correlação cruzada para o DRCMA é dado por [100][101][93]:

$$\mathbf{p}_k(m+1) = \omega \mathbf{p}_k(m) + (1-\omega) \mathbf{r}(m) \left(k_1 \hat{z}_k(m) + k_2 \frac{z_k(m)}{|z_k(m)|} \right) \quad (5.65)$$

onde k_1 e k_2 são constantes que pesam os termos de decisão direta (k_1) e de módulo constante (k_2). Foi mostrado em [100] que para otimizar o desempenho de BER os valores seriam $k_1 = k_2 = 0.5$. Finalmente, o vetor de pesos do arranjo de antenas é atualizado a cada intervalo de símbolo com base no algoritmo DMI, tanto para o DRDDA como para o DRCMA, para o k -ésimo usuário como:

$$\mathbf{h}_k(n+1) = \mathbf{R}^{-1}(m) \mathbf{p}_k(m) \big|_{m=nN+N-1} \quad (5.66)$$

5.12. Um novo Arranjo Reespalhador para CDMA e Análise dos Efeitos de Captura

Assim como o arranjo de antenas treinado, os DRAAs podem operar com códigos longos ou curtos. Devido à operação de reespalhamento que gera o sinal de referência para a aquisição dos pesos do arranjo, o código de cada usuário torna-se o parâmetro fundamental para a extração do sinal desejado à partir do sinal recebido rico em interferência de múltiplo acesso. Portanto, a probabilidade de captura nos DRAAs depende diretamente do nível de correlação cruzada entre os códigos de espalhamento. Quando se emprega códigos curtos este problema pode ser sério, pois níveis elevados de correlações cruzadas entre os códigos podem permanecer por vários intervalos de símbolo. Isto pode causar eventos de captura nos DRAAs. Note que o problema da captura não foi discutido nas referências em que esta técnica foi proposta ou em qualquer outra de nosso conhecimento, sendo por isso, uma contribuição desta tese. Além disso, vamos propor um novo tipo de DRAA que, como será demonstrado, permite um melhor desempenho

que os DRAAs convencionais, em termos de probabilidade de captura.

Uma forma de aliviar o problema do efeito de captura no caso de utilização de códigos curtos é combinar o uso de um arranjo de antenas com uma das técnicas clássicas de detecção multiusuário. Em particular vamos aplicar a técnica do detector descorrelacionador [65]. Para tanto um novo filtro de desespalhamento pode ser computado da seguinte forma. Em primeiro lugar a nova matriz de códigos descorrelacionados é dada por:

$$\mathbf{W} = (\mathbf{C}\mathbf{C}^T)^{-1}\mathbf{C} \quad (5.67)$$

onde $\mathbf{C} = [\mathbf{c}_1 \dots \mathbf{c}_K]^T$ é uma matriz de códigos curtos sincronizados de todos os usuários. Em seguida o novo vetor de pesos do filtro de desespalhamento otimizado para o k -ésimo é:

$$\mathbf{w}_k = \mathbf{W}^{(k)} \quad (5.68)$$

onde $\mathbf{W}^{(k)}$ é a k -ésima linha de $\mathbf{W}$. A matriz $(\mathbf{C}\mathbf{C}^T)$ pode eventualmente tornar-se mal condicionada. Nestes casos nós adotamos um procedimento *ad-hoc* simples que permitiu o bom funcionamento do algoritmo: adicionar uma pequena constante positiva à diagonal principal desta matriz. Na teoria, isto equivale a introduzir uma estimativa da potência do ruído aditivo. Note que este novo filtro é utilizado apenas no desespalhamento, pois no reespalhamento o receptor convencional ainda deve ser utilizado para a correta geração do sinal de referência.

Portanto a técnica ora proposta constitui um novo DRAA baseado no algoritmo DMI com decisão direta (em (5.63), (5.64) e (5.66)) com a única modificação se dando no processo de desespalhamento que agora utiliza o filtro otimizado dado por (5.68). A nova técnica, que será denominada simplesmente DRDDA melhorado (DRDDA+), foi proposta originalmente em [26].

O DRDDA+ pode ser considerado, sob um certo ponto de vista, a versão autodidata do receptor SCAR proposto anteriormente no contexto de sequências de treinamento, já que otimiza a recepção nos domínios espacial e de código. Naturalmente, no DRDDA+ utiliza-se o conhecimento dos códigos sincronizados de todos os usuários, o que representa maior complexidade informacional do que aquela do SCAR treinado.

Restringiremos a aplicação do DRDDA+ ao caso de códigos curtos por dois motivos: este é o caso mais sério em termos de correlações cruzadas altas entre os códigos de espalhamento e por que no caso de códigos longos o filtro descorrelacionador seria variante com o tempo a

cada símbolo o que aumentaria ainda mais a complexidade de implementação.

5.12.1. Resultados de Simulação

Para acessar a probabilidade de captura das diversas alternativas de arranjos reespalhadores vamos novamente utilizar o método baseado na transmissão de sequências de Walsh introduzido anteriormente. Um total de 10^4 diferentes configurações de uma rede CDMA com uma única célula e setorização de 120° foram testadas. Outros parâmetros de simulação foram $E_b/N_o = 20$ dB e o valor do fator de amortecimento do algoritmo DMI foi $\omega = 0.99$. Os demais parâmetros de simulação são os mesmo utilizados nas outras simulações deste capítulo.

A fig.5.30 mostra a probabilidade de captura medida para o caso de códigos longos como função da carga do sistema K/N . Neste caso não aplicaremos o DRDDA+ como justificamos acima. Note que para o DRDDA não conseguimos medir eventos de captura no caso de controle de potência perfeito. Nota-se que o DRDDA tem melhor desempenho que o DRCMA. Este fato, não abordado nas referências onde o DRCMA foi proposto [100][101][93], não chega a ser surpreendente: o termo de módulo constante introduzido no DRCMA, enquanto pode melhorar o desempenho de BER de um usuário específico, diminui a capacidade de seletividade de sinal do algoritmo o que produz um desempenho ruim em termos de probabilidade de captura, e mesmo catastrófico no caso de controle de potência imperfeito. As figs.5.31 e 5.32 apresentam a probabilidade de captura do DRDDA, DRCMA e DRDDA+ no caso de códigos curtos. Nota-se uma degradação do desempenho do DRDDA e DRCMA enquanto a técnica proposta se apresenta bem melhor inclusive com menor sensibilidade ao controle de potência imperfeito.

Os resultados das figs.5.30 a 5.32 utilizaram conhecimento perfeito do código de espalhamento. Pode-se esperar que o desempenho dos DRAAs seja bem menos sensível a erros no circuito de aquisição de código do que o CMOE. Isto se dá por que a operação do arranjo de antenas atua no sentido de melhorar a relação sinal-interferente antes do desespalhamento o que por sua vez permite ao circuito de aquisição de código melhorar sua estimativa. Este comportamento sinérgico foi verificado em [93] onde conclui-se que, com relação aos erros na fase de amostragem do circuito de aquisição de código, os DRAAs podem operar inicialmente com erros de até $1/4$ do intervalo de *chip* permitindo que, devido à melhoria da SIR trazida pelo DRAA, este erro de amostragem seja diminuído. Isto por sua vez melhora o desempenho do DRAA, em um ciclo virtuoso contínuo.

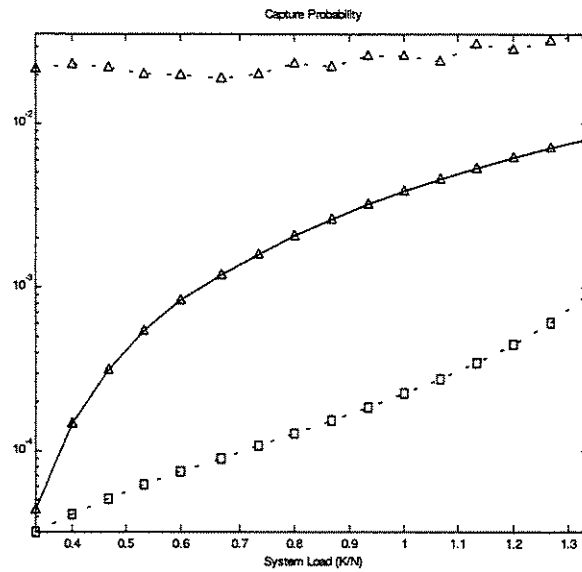


Fig. 5.30: Probabilidade de Captura com códigos longos ($\triangle$ DRCMA, $\square$ DRDDA, linha sólida: controle de potência perfeito, linha tracejada: controle de potência imperfeito)

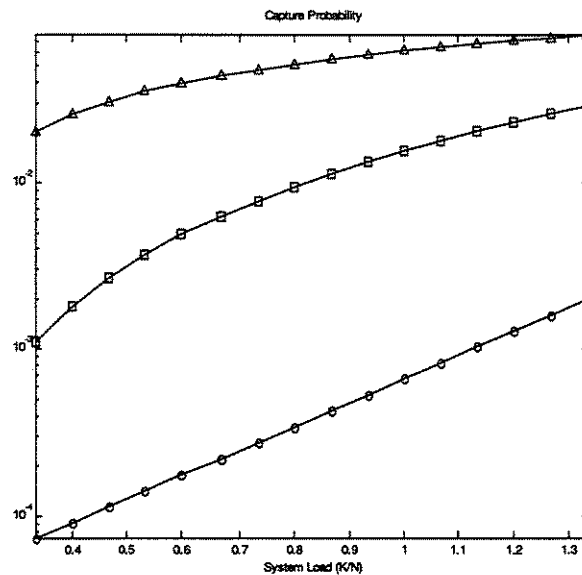


Fig. 5.31: Probabilidade de Captura com códigos curtos ($\triangle$ DRCMA, $\square$ DRDDA, $\circ$ DRDDA+, controle de potência perfeito)

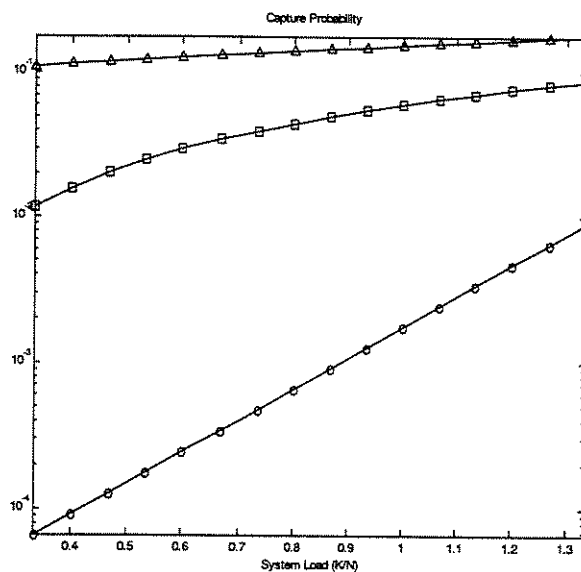


Fig. 5.32: Probabilidade de Captura com códigos curtos (Δ DRCMA, $\square$ DRDDA, $\circ$ DRDDA+, controle de potência imperfeito)

5.13. Conclusões

O principal objetivo deste capítulo foi apresentar técnicas de filtragem ótima para sistemas CDMA baseadas ou não em sequências de treinamento. Procuramos mostrar o potencial de aumento de capacidade trazido por estas técnicas, suas vantagens e desvantagens relativas bem como os requisitos de complexidade de implementação e informacional impostos ao sistema. Procuramos contribuir com propostas de estruturas de recepção e algoritmos adaptativos inovadores que oferecem melhor desempenho que outras alternativas existentes.

Um novo receptor adaptativo espaço-código (SCAR) foi proposto visando combinar as vantagens do processamento nestes dois domínios. Em um estudo de capacidade relativa entre os receptores adaptativos existentes e o proposto ficou clara a vantagem da técnica proposta. Ficou claro também que o ganho de capacidade potencial com os receptores ótimos MMSE não é adequadamente aproximado quando se utiliza uma implementação com o algoritmo DMI. Especulamos que tal diferença, especialmente pronunciada no caso do SCAR, deve-se às imperfeições nos procedimentos de estimativas das estatísticas envolvidas no algoritmo DMI. Isto suscita o interesse em novos métodos ou algoritmos adaptativos que permitam adquirir os pesos do SCAR com menor perda em relação aos valores ótimos MMSE.

O estudo de capacidade mostrou que no caso de múltiplas células e controle de potência imperfeito a ordem decrescente de melhor desempenho seria: SCAR, equalizador adaptativo e arranjo de antenas. No entanto vale lembrar que o SCAR e o equalizador requerem necessariamente o uso de códigos curtos. O arranjo de antenas por sua vez é mais flexível e opera com ambos os tipos de códigos. De fato, as duas propostas principais de sistemas WCDMA de 3ª geração [6] [5] citam textualmente a possibilidade de implementação de antenas inteligentes enquanto apenas um [6] considera a utilização de códigos curtos visando implementar técnicas de detecção multiusuário⁹. Por outro lado Madhow em [67], advoga que a teoria do receptor equalizador de MAI e do CMOE está amadurecida o suficiente ao ponto que o projeto de um sistema CDMA com códigos curtos e receptores adaptativos é factível.

Quanto ao desempenho dos algoritmos autodidatas, focalizamos no problema dos efeitos de captura. Apresentamos o receptor CMOE e revisamos algumas de suas vantagens e desvantagens. A sensibilidade extrema deste receptor a erros no circuito de aquisição de código é uma de suas principais desvantagens. Também analisamos os efeitos de captura em arranjos reespalhadores. Verificamos que para códigos curtos e controle de potência imperfeito a probabilidade de captura era relativamente alta nos arranjos reespalhadores convencionais.

Para lidar com o problema do efeito captura nos arranjos reespalhadores no caso de códigos curtos, propomos o arranjo reespalhador com decisão-direta melhorada. Este utiliza um filtro otimizado para recepção baseado no conceito do detector descorrelacionador. Ficou evidente que, com o efeito da redução do nível de correlação cruzada entre os códigos de desespalhamento provido pelo detector descorrelacionador, o desempenho da técnica proposta em termos de probabilidade de captura é superior àquele dos arranjos reespalhadores convencionais.

As técnicas de recepção autodidatas apresentam potenciais bastante interessantes para o futuro mas seu desempenho ainda precisa ser melhor caracterizado, especialmente estabelecendo-se um compromisso entre o desempenho de BER e de probabilidade de captura. É necessário otimizar os dois parâmetros e não apenas um, o que pode levar a conclusões errôneas, como bem ilustra o caso do arranjo reespalhador do módulo constante, superior ao de decisão-direta em termos de BER mas inferior em termos de probabilidade de captura.

⁹ De fato, o ITU incluiu no seu questionário de propostas de submissão para o UMTS/IMT-2000 a pergunta: "A tecnologia proposta é adequada ao emprego de antenas adaptativas ? "

Capítulo 6

Receptores Espaço-Temporais para Canais Seletivos em Frequência

Neste capítulo a hipótese de canal plano em frequência adotada nos capítulos 3, 4, e 5 é relaxada. Enfocaremos estruturas com processamento espacial e temporal simultâneos, ou seja, receptores espaço-temporais. Como veremos, a presença de múltiplos percursos resolvíveis no receptor tem dois impactos, um maléfico e outro benéfico. Por um lado os múltiplos percursos podem introduzir interferência intersimbólica no caso geral (assunto estudado no capítulo 2) ou interferência *interchip* no caso particular de sistemas CDMA. Por outro lado, se adequadamente processados, os multipercursos podem ser uma fonte de diversidade temporal implícita, melhorando o desempenho do receptor. A exploração de diversidade temporal implícita é mais adequada a sistemas CDMA, como veremos.

Uma revisão da modelagem de canal temporal com multipercursos será apresentada, bem como o conceito de interferência interpercurso. Para tanto, modelos de canais recomendados pelo ITU para os sistemas de comunicação pessoal de 3ª geração serão utilizados.

No contexto geral de sistemas SDMA será feita uma revisão da estrutura canônica de processamento espaço-temporal, bem como será derivada a solução ótima no sentido MMSE. Condições de recuperação de sinal e algoritmos adaptativos adequados a esta estrutura também serão discutidos.

O problema da adaptação autodidata em sistemas SDMA é retomado agora no contexto espaço-temporal e o conceito da descorrelação explícita será convenientemente aplicado. Uma versão espaço-temporal do algoritmo GCMA será apresentada como contribuição deste capítulo e comparada com outras alternativas neste contexto.

Finalmente retomamos o estudo de sistemas CDMA, onde serão revisadas estruturas clássicas de recepção com multipercursos resolvíveis a nível de *chip*, tal como o receptor Rake. Estruturas avançadas de recepção neste contexto serão revisadas, dentre estas as extensões do receptor Rake para o domínio espacial (Rake 2D), aquelas baseadas em detecção multiusuário, e especialmente aquelas baseadas em técnicas de filtragem ótima. Resultados de simulação comparam o desempenho de algumas destas estruturas utilizando os modelos de canais preconizados pelo ITU.

O capítulo está organizado da seguinte forma. Na seção 6.1 revisamos aspectos de modelagem importantes para canais de banda larga que serão utilizados no restante do capítulo. Na seção 6.2 apresentamos os fundamentos do processamento espaço-temporal em sistemas SDMA. Na seção 6.3 discutimos algoritmos autodidatas para recepção espaço-temporal em sistemas SDMA onde se realiza a extensão do conceito da descorrelação explícita para este contexto. Nesta seção também propomos a versão espaço-temporal do algoritmo GCMA. A seção 6.4 revisa e discute estruturas de recepção operantes no domínio temporal apenas para sistemas CDMA, tal como o receptor Rake. A seção 6.5 discute receptores espaço-temporais para sistemas CDMA e apresenta alguns resultados de simulação comparativos entre algumas das estruturas discutidas. Finalmente a seção 6.6 estabelece as conclusões do capítulo.

6.1. Modelos de Canais de Banda Larga

Nos capítulos 1 e 2 tratamos do modelo básico escalar de um canal com múltiplos percursos, resolvíveis em sistemas cuja largura de banda do sinal transmitido é maior que a banda de coerência. Nesta seção vamos dar um sentido físico àqueles modelos ao adotarmos as recomendações do ITU para canais de banda larga, adequados aos sistemas de comunicação sem fio de 3ª geração.

Revisando o modelo geral para a resposta impulsiva escalar de um canal, temos:

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} p_l \alpha_l(t) \delta(t - \tau_l) \quad (6.1)$$

onde L é o número de percursos, p_l é uma atenuação à priori obtida à partir do perfil de intensidade de multipercursos, $\alpha_l(t)$ é um processo aleatório complexo que representa a variação temporal da amplitude e fase introduzidas pelo canal; $\delta(t)$ é a função delta de Dirac e τ_l representa o atraso associado a cada percurso.

Este modelo básico pode ser associado a um canal físico através da especificação dos parâmetros L , p_l e τ_l . Neste sentido o ITU recomendou uma série de perfis de propagação $\{L, p_l, \tau_l\}$ para ambientes veicular, *outdoor to indoor* e *indoor*. Vamos nos concentrar no

ambiente veicular que é mais indicado para o caso macrocelular que temos tratado nesta tese. Para o ambiente veicular, dois perfis de propagação, ditos canais A e B, foram especificados pelo ITU [4]. Estes dois perfis são mostrados nas figs.6.1 e 6.2 onde cada multipercurso é recebido como um pulso cosseno levantado com fator de excesso de faixa de 0,22. Este valor de excesso de faixa é recomendado pela proposta UTRA/WCDMA [6]. O valores *rms* do espalhamento de atraso dos canais A e B são respectivamente 370ns e 4 μ s.

O ITU não recomendou valores para o espalhamento angular, que como vimos, é um parâmetro importante se consideramos recepção por arranjos de antenas. As figs.6.3 e 6.4 ilustram a resposta impulsiva do canal A nos eixos angular e temporal quando utilizamos espalhamentos angulares de 3° e 50° respectivamente. Vale lembrar que de nossas conclusões anteriores, quanto maior o espalhamento angular, maior o grau de diversidade disponível com um mesmo espaçamento entre antenas. Visando obter resultados de simulação conservativos, vamos adotar nas simulações onde utilizarmos os canais A e B do ITU, um espalhamento angular de 3°, que é um valor típico do ambiente macrocelular.

Além dos dois modelos do ITU, vamos considerar um terceiro modelo onde as amplitudes de 3 percursos recebidos são iguais e os atrasos coincidem com o intervalo de transmissão do sistema. No caso de sistemas CDMA este intervalo de transmissão coincidirá com o intervalo de *chip*. Este terceiro modelo será denominado por EQ (*Equal-Strength*).

As respostas impulsivas propriamente ditas são obtidas associando-se cada percurso dos modelos acima com uma variável aleatória gaussiana complexa $\alpha_l(t)$ de forma a emular o desvanecimento de amplitude Rayleigh e distribuição uniforme da fase. Vamos considerar o desvanecimento lento no tempo pelas razões explicitadas em capítulos anteriores. A resposta ao impulso no tempo contínuo é então amostrada numa taxa equivalente ao intervalo de transmissão do sistema após sincronização com o percurso recebido mais fortemente.

Uma suposição muito comum na modelagem de respostas impulsivas é a que as variáveis aleatórias que modelam a amplitude e a fase de cada percurso são independentes. Isto, aliado à suposição de que os atrasos de cada percurso mantêm-se constantes por um razoável período de tempo, corresponde ao modelo WSSUS (*Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*) [85]. Enquanto a suposição de independência é fisicamente compreensível na resposta ao impulso no tempo contínuo, o mesmo não se pode dizer do modelo correspondente após a discretização. Daí procedemos a uma análise da *interferência interpercurso* (IPI, ou *interpath interference*)

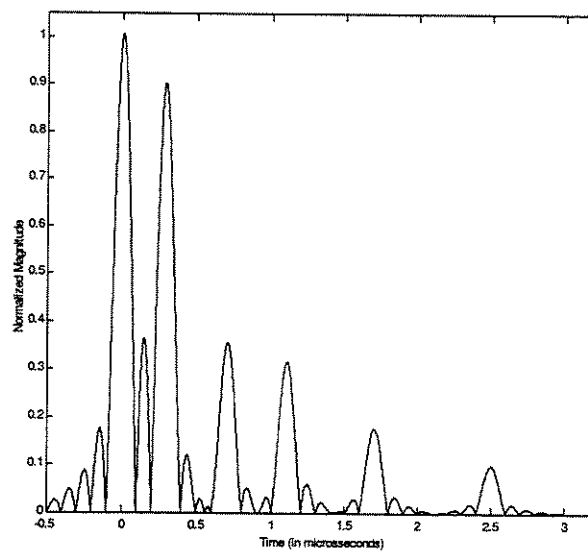


Fig. 6.1: Resposta ao Impulso do Canal A recomendado pelo ITU

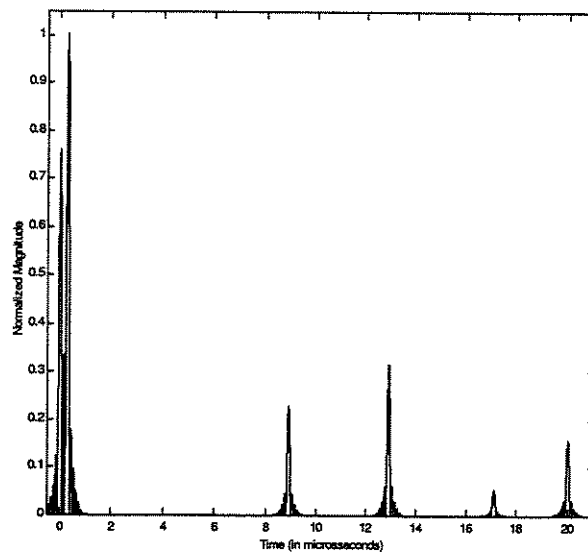


Fig. 6.2: Resposta ao Impulso do canal B recomendado pelo ITU.

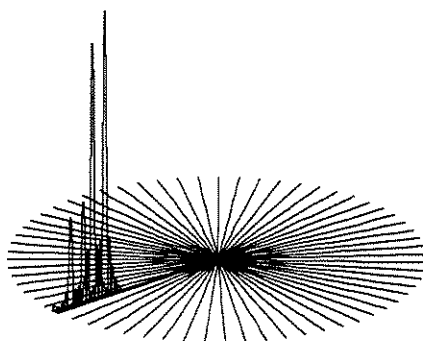


Fig. 6.3: Exemplo da resposta ao impulso do canal A do ITU nos eixos temporal e angular quando o espalhamento angular é 3° .

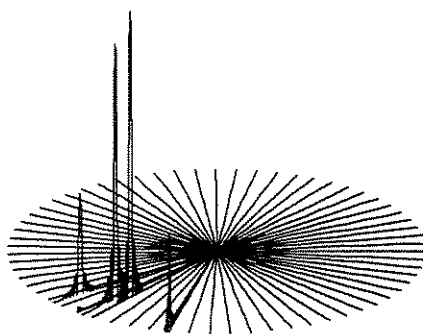


Fig. 6.4: Exemplo da resposta ao impulso do canal A do ITU nos eixos temporal e angular quando o espalhamento angular é 50° .

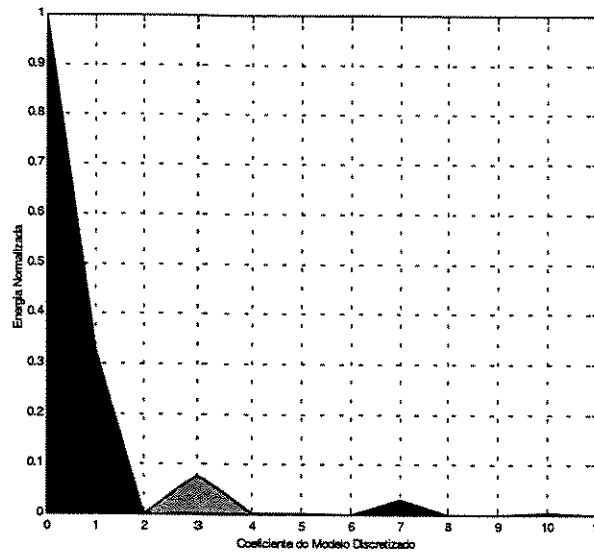


Fig. 6.5: Gráfico de Área para análise da interferência interpercurso (IPI): contribuições dos percursos físicos na energia dos coeficientes resultantes no modelo discreto.

possivelmente existente nos canais A e B recomendados pelo ITU. Este tipo de interferência se manifesta quando, após a discretização do canal, os coeficientes resultantes do modelo discreto dependem das variáveis aleatórias associadas com mais de um percurso do canal físico. Se isto ocorrer, naturalmente o grau de diversidade temporal implícito no canal discreto é reduzido, e isto é uma questão importante para sistemas CDMA que exploram tal tipo de diversidade.

Como exemplo da análise de IPI realizada, vamos tomar o caso do canal A. A análise consiste em montar uma tabela com as contribuições de cada percurso físico na energia resultante de cada coeficiente do modelo discreto. Graficamente esta tabela pode ser representada pelo gráfico de área da fig.6.5 para o canal A. Nota-se que a energia de cada coeficiente do modelo discreto é composta majoritariamente pela energia de um único percurso físico do canal. Portanto, neste caso particular, verifica-se que ao modelo discreto do canal também pode ser aplicado o conceito de independência entre as variáveis aleatórias. Realizamos a mesma análise para o canal B e obtivemos a mesma conclusão. Note porém que em geral não necessariamente o modelo discreto é do tipo WSSUS e tal verificação será importante sempre que se levar em conta ganhos de diversidade temporal implícitos com receptores implementados no domínio do tempo discreto.

Nas simulações envolvendo os canais A,B e EQ utilizaremos pulsos cosseno levantado com

excesso de faixa de 0,22 e taxa de amostragem de 4 MHz para obter a versão discretizada das mesmas. Esta é aproximadamente a taxa básica de *chip* na proposta UTRA/WCDMA [6] para sistemas de 3ª geração. Portanto, cada coeficiente do modelo discreto na fig.6.5 está separado por cerca de 1/4 de microsegundo. Nas simulações em que estes modelos forem utilizados, assumiremos controle de potência perfeito, o que neste contexto quer dizer que a energia total em todos os percursos é mantida constante e normalizada em um.

6.2. Processamento Espaço-Temporal em SDMA com Multipercursos

Nesta seção vamos retomar um modelo de sistema mais geral, o SDMA, onde todos os sinais se misturam no tempo e na frequência e onde não há espalhamento espectral. Na presença de múltiplos percursos, o arranjo de antenas com processamento espacial puro entende cada percurso dos usuários como sinais interferentes a serem anulados. Assim, embora possível, o processamento espacial puro para tratar sistemas com CCI e ISI pode requerer um número não realista de antenas, ou alternativamente, degradar o desempenho de um arranjo de antenas em relação ao caso em que ocorre desvanecimento plano em frequência. Tais afirmações ficarão mais claras ao longo desta seção.

6.2.1. Modelo de Canal com Multipercursos para SDMA

Vamos iniciar a modelagem do canal com multipercursos para SDMA pelo sinal transmitido pelo k -ésimo usuário:

$$s_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_k(n)p(t - nT) \quad (6.2)$$

onde $a_k(n)$ é a sequência de símbolos do k -ésimo usuário, $p(t)$ é a forma do pulso de transmissão e T é o intervalo de símbolo. Em um sistema SDMA todos os sinais se misturam no tempo e na frequência donde o vetor de sinal em banda-base recebido em um arranjo de antenas é dado por:

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{k,l} s_k(t - \tau_{k,l}) \mathbf{f}(\theta_{k,l}) + \mathbf{v}(t) \quad (6.3)$$

onde $\mathbf{x}(t) = [x_1(t) \dots x_M(t)]^T$, $x_i(t)$ é o sinal na i -ésima antena, M é o número de antenas, K é o número de usuários utilizando o canal simultaneamente, L é o número de percursos (assumido o mesmo para todos os usuários), $\alpha_{k,l}$ é a atenuação de canal do l -ésimo percurso do k -ésimo usuário, $\tau_{k,l}$ é o atraso combinado de transmissão do k -ésimo usuário e de recepção do l -ésimo percurso, $\mathbf{f}(\theta_{k,l})$ é o vetor de resposta do arranjo para o AOA do l -ésimo percurso do k -ésimo usuário, e $\mathbf{v}(t)$ é o vetor de AWGN ao longo do arranjo. Note que adotamos uma abordagem radar para cada percurso resolvível, ou seja, cada percurso chega ao receptor com um AOA bem definido com espalhamento angular desprezível. Por outro lado, os percursos resolvíveis chegam ao receptor através de diferentes direções de chegada.

Por razão de simplificação, vamos assumir que os atrasos combinados $\tau_{k,l}$ de todos os usuários e percursos são múltiplos inteiros aleatórios do intervalo de símbolo. Assim podemos obter o seguinte modelo completamente discretizado:

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{k,l} a_k(n-l) \mathbf{f}(\theta_{k,l}) + \mathbf{v}(n) \quad (6.4)$$

Vamos agora definir alguns vetores e matrizes auxiliares que serão utilizados adiante. A matriz de canal do k -ésimo usuário é dada por:

$$\mathbf{H}_k = \mathbf{F}(\theta_k) \boldsymbol{\alpha}_k \quad (6.5)$$

onde:

$$\mathbf{F}(\theta_k) = [\mathbf{f}(\theta_{k,0}) | \mathbf{f}(\theta_{k,1}) | \dots | \mathbf{f}(\theta_{k,L-1})] \quad (6.6)$$

é uma matriz composta de respostas do arranjo para o k -ésimo usuário com dimensão $M \times L$, e

$$\boldsymbol{\alpha}_k = \text{diag}[\alpha_{k,0} \dots \alpha_{k,L-1}] \quad (6.7)$$

é a matriz de ganhos de canal do k -ésimo usuário, de dimensão $L \times L$.

6.2.2. Estrutura do Receptor Espaço-Temporal e Solução Ótima MMSE

A estrutura canônica do receptor espaço-temporal (STR, *space-time receiver*) é mostrada na fig.6.6. É composto de um arranjo de M antenas com um filtro FIR associado a cada uma. Se P é o número de pesos em cada filtro FIR então o receptor ST de cada usuário é composto por MP pesos.

Podemos formular o sinal de saída do STR do k -ésimo usuário como:

$$y_k(n) = \mathbf{W}_k^H \mathbf{X}(n) \quad (6.8)$$

onde $\mathbf{W}_k^H = [\mathbf{w}_{k0}^T \dots \mathbf{w}_{k(P-1)}^T]^T$, $\mathbf{w}_{kp} = [w_{k1p} \dots w_{kMp}]^T$ e $\mathbf{X}(n) = [\mathbf{x}^T(n) \dots \mathbf{x}^T(n - P + 1)]^T$. A fig.6.7 mostra a mesma estrutura da fig.6.6 mas sob a luz de (6.8). O vetor de sinais recebidos pode ser escrito como:

$$\mathbf{X}(n) = \sum_{k=1}^K \mathcal{H}_k \mathbf{A}_k(n) + \mathbf{V}(n) \quad (6.9)$$

onde:

$$\mathcal{H}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_k & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_k & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{H}_k \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

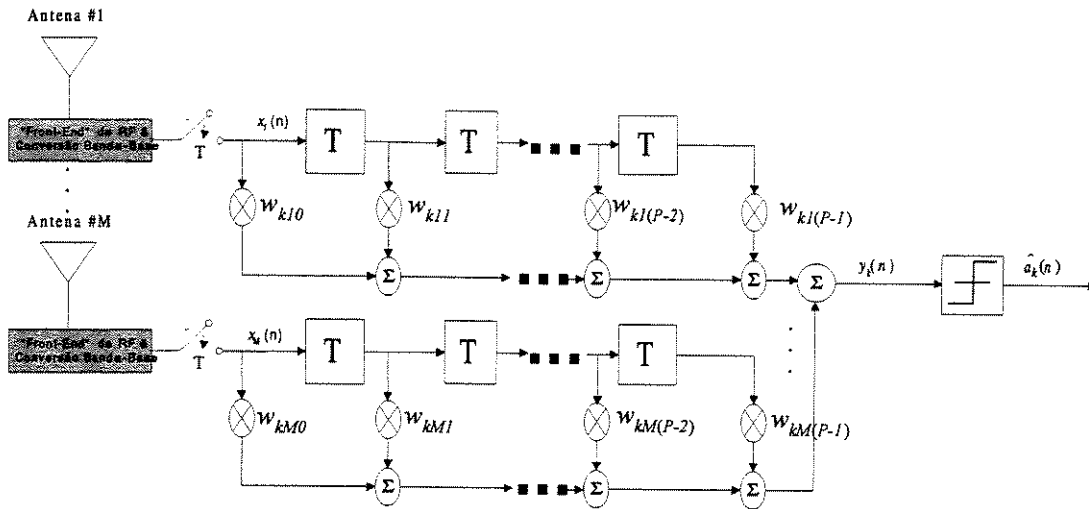
$$\mathbf{A}_k(n) = [a_k(n) \dots a_k(n - L - P + 2)]^T \quad (6.11)$$

$$\mathbf{V}(n) = [\mathbf{v}^T(n) \dots \mathbf{v}^T(n - P + 1)]^T \quad (6.12)$$

$\mathbf{H}_k$ é dado por (6.5) e $\mathbf{0}$ é um vetor nulo com dimensão $M \times 1$. A matriz $\mathcal{H}_k$ tem dimensão $MP \times (P + L - 1)$. Finalmente podemos estabelecer o vetor de pesos ótimos no sentido MMSE:

$$\mathbf{W}_k^{op} = \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{p}_k \quad (6.13)$$

onde:


 Fig. 6.6: Estrutura Canônica do Receptor Espaço-Temporal (para o k -ésimo usuário)

$$\mathbf{R}_X = E\{\mathbf{X}(n)\mathbf{X}^H(n)\} = \sigma_a^2 \sum_{k=1}^K \mathcal{H}_k \mathcal{H}_k^H + \sigma_v^2 \mathbf{I}_{MP} \quad (6.14)$$

$$\mathbf{p}_k = E\{a_k^*(n - \Delta_k) \mathbf{X}(n)\} = \sigma_a^2 \mathcal{H}_k^{(\Delta_k)} \quad (6.15)$$

σ_a^2 e σ_v^2 são as potências dos símbolos transmitidos e do ruído aditivo em cada antena, $\mathbf{I}_{MP}$ é a matriz identidade de ordem MP , Δ_k é o atraso de decisão do k -ésimo usuário e $\mathcal{H}_k^{(\Delta_k)}$ indica a $(\Delta_k + 1)$ -ésima coluna de $\mathcal{H}_k$.

Com base na solução ótima MMSE podemos estabelecer as formas dos algoritmos adaptativos clássicos com treinamento. O algoritmo LMS para o vetor de pesos do k -ésimo usuário é dado por:

$$\mathbf{W}_k(n+1) = \mathbf{W}_k(n) - \mu [y_k(n) - a_k(n - \Delta_k)]^* \mathbf{X}(n) \quad (6.16)$$

Um algoritmo DMI é dado da forma usual por:

$$\hat{\mathbf{R}}_X(n+1) = \omega \hat{\mathbf{R}}_X(n) + (1 - \omega) \mathbf{X}(n) \mathbf{X}^H(n) \quad (6.17)$$

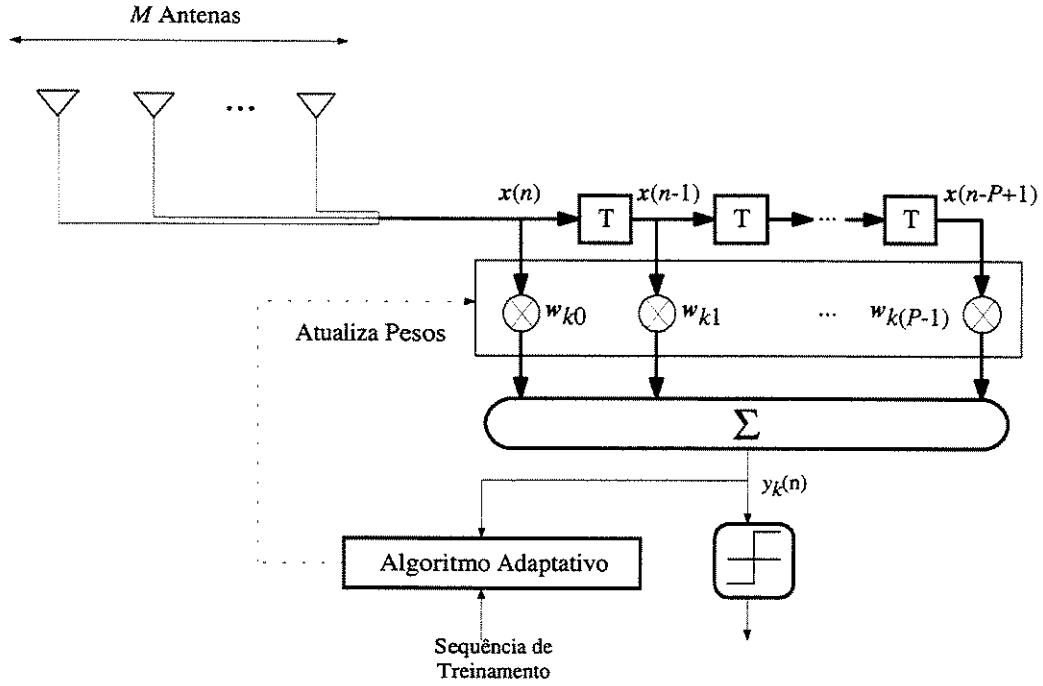


Fig. 6.7: Visão vetorial do receptor espaço-temporal (linhas grossas indicam sinais vetoriais)

$$\hat{\mathbf{p}}_k(n+1) = \omega \hat{\mathbf{p}}_k(n) + (1-\omega) a_k^*(n-\Delta_k) \mathbf{X}(n) \quad (6.18)$$

$$\mathbf{W}_k(n) = \hat{\mathbf{R}}_X^{-1}(n) \hat{\mathbf{p}}_k(n) \quad (6.19)$$

6.2.3. Condição de Recuperação ZF e Conceito de ISI Residual Espaço-Temporal

É possível estabelecer uma condição para a recuperação do sinal de um usuário específico. O sinal de saída do filtro espaço-temporal do k -ésimo usuário é dado por:

$$y_k(n) = \mathbf{W}_k^H \mathbf{X}(n) \quad (6.20)$$

Sendo o d -ésimo usuário o desejado então queremos estabelecer:

$$\mathbf{W}_d^H \mathbf{X}(n) = a_d(n - \Delta_d) \quad (6.21)$$

De acordo com o modelo do vetor de sinal recebido $\mathbf{X}(n)$ em (6.9) temos:

$$\mathbf{W}_d^H \left[\sum_{k=1}^K \mathcal{H}_k \mathbf{A}_k(n) \right] = a_d(n - \Delta_d) \quad (6.22)$$

onde assumimos para o momento a ausência de ruído aditivo. De outra forma, (6.22) quer satisfazer o seguinte sistema de equações:

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_d^H \mathcal{H}_1 &= [0 \dots 0] \\ &\vdots \\ \mathbf{W}_d^H \mathcal{H}_d &= [0 \dots 0 \ 1 \ 0 \dots 0] \\ &\vdots \\ \mathbf{W}_d^H \mathcal{H}_K &= [0 \dots 0] \end{aligned} \quad (6.23)$$

onde cada vetor no lado direito do sistema de equações tem $(P + L - 1)$ elementos, e o valor unitário no vetor do lado direito na d -ésima equação encontra-se na posição $(\Delta_d + 1)$. Definindo a seguinte matriz composta:

$$\mathcal{H} = [\mathcal{H}_1 | \mathcal{H}_2 | \dots | \mathcal{H}_K] \quad (6.24)$$

que tem dimensão $MP \times K(P + L - 1)$, podemos reescrever o sistema de equações de (6.23) como:

$$\mathbf{W}_d^H(n) \mathcal{H} = [0 \dots 0 \ 1 \ 0 \dots 0] \quad (6.25)$$

onde o vetor no lado direito da equação possui $K(P + L - 1)$ elementos com o valor unitário posicionado na $[(d - 1)(P + L - 1) + \Delta_d + 1]$ -ésima coluna.

Sob a interpretação de (6.25), o sistema de equações admitirá solução se [16]:

- $MP \geq K(P + L - 1)$, isto é, o número total de pesos no receptor ST é maior ou igual que o número total de usuários no sistema vezes o número total de símbolos envolvidos nas linhas de atraso do receptor ST e na ISI.
- a coluna $[(d - 1)(P + L - 1) + \Delta_d + 1]$ da matriz $\mathcal{H}$ é linearmente independente em relação às demais

A primeira condição é um critério de projeto. A segunda condição é fisicamente aceitável devido à independência entre os canais espaço-temporais associados a cada multipercursos dos diferentes usuários.

Claramente, de acordo com (6.25), esta é uma condição de recuperação no sentido do critério de forçagem a zero (ZF, *Zero Forcing*) da ISI nos domínios do espaço e tempo. É interessante notar que esta condição ZF pode ser atingida através de um gerenciamento adequado do número de antenas e do número de pesos por antena.

Considerando que o número de antenas é um inteiro, então o número de antenas para satisfação do critério ZF deve ser escolhido como:

$$M \geq \left\lceil K + \frac{K(L-1)}{P} \right\rceil \quad (6.26)$$

onde o operador $\lceil \cdot \rceil$ indica o primeiro valor inteiro maior que o argumento. Com base em (6.26) podemos tirar as seguintes conclusões:

- se $M = 1$ não é possível recuperar os usuários, ou seja, um equalizador síncrono com número finito de pesos, não permite a recuperação de usuários cocanaís ($K > 1$). Note que tal afirmação é válida mesmo na ausência de ISI ($L = 1$). No entanto, com equalizadores fracionários isto é, teoricamente, possível, como mostrado em [91].
- na presença de ISI ($L \geq 2$) é possível recuperar os sinais apenas com processamento espacial ($P = 1$) desde que o número de antenas satisfaça $M \geq KL$, o que pode ser um número não realista de antenas a implementar. Assim fica claro que o desempenho de um arranjo de antenas com processamento espacial puro é degradado na presença de múltiplos percursos, que agem como se fossem sinais interferentes. No caso particular em que $P = 1$ e $K = 1$ temos a interessante situação em que o arranjo de antenas faz as vezes de um equalizador temporal tradicional.
- no limite quando $P \rightarrow \infty$, e considerando a presença de ISI ($L \geq 2$), o número mínimo de antenas para a recuperação dos sinais é $K + 1$.
- na ausência de ISI ($L = 1$) nota-se que a utilização de mais que 1 peso por antena não traz nenhum benefício, ou seja, na presença apenas de CCI, apenas o processamento espacial permite a recuperação do sinal através da condição $M \geq K$, como já havíamos estabelecido no capítulo 4.

Um resultado mais geral [39] mostra que os graus de liberdade restantes após a eliminação da CCI e da ISI, isto é $MP - K(P + L - 1)$, permitem obter ganho de diversidade espacial equivalente se tal diversidade for disponível entre os sinais recebidos nas antenas.

Com base no critério ZF acima, podemos definir o conceito de ISI residual nos domínios

espacial e temporal. De acordo com o conjunto de condições ZF de (6.25), o nível de ISI para o k -ésimo usuário a qualquer momento pode ser então definido como:

$$ISI_k(n) = \mathbf{W}_k^H(n)\mathcal{H} \quad (6.27)$$

Assim a ISI residual para este usuário pode ser dada, em qualquer instante, por:

$$ISI_{res,k} = \frac{\left| \sum_l |ISI_k^l(n)| - \max_l |ISI_k^l(n)| \right|}{\max_l |ISI_k^l(n)|} \quad (6.28)$$

onde $ISI_k^l(n)$ é a l -ésima componente do vetor de ISI do k -ésimo usuário em qualquer instante.

Vale ressaltar novamente que, como no caso da condição ZF de processamento espacial puro, a condição de recuperação ZF acima tem valor mais referencial do que prático. A própria definição do número de símbolos envolvidos na ISI (L) é uma questão dependente do modo como se mede a resposta impulsiva.

Ainda assim, a condição ZF ilustra de forma interessante o gerenciamento do produto MP (antenas $\times$ pesos/antena) na determinação de um objetivo de desempenho. Para ilustrar tal gerenciamento vamos apresentar alguns resultados de simulação. O sistema SDMA será simplificado: $K = 2$ usuários transmitem no sistema onde cada um é recebido através de um canal EQ (veja seção 6.1) mas sem considerarmos o desvanecimento. Os usuários são recebidos com grande espaçamento angular: os ângulos centrais de recepção são 0° e 120° sendo que o espalhamento angular entre os percursos de um mesmo usuário é de 3° . O número de antenas e pesos por antena varia de 1 a 10. O atraso de decisão foi fixado em 2 amostras para os 2 usuários.

A condição de recuperação de sinal para o número de usuários e de multipercursos ($L = 3$ no canal EQ) em foco é dada por:

$$M \geq \left\lceil 2 + \frac{4}{P} \right\rceil \quad (6.29)$$

Assim nota-se que o número mínimo de antenas para a recuperação do sinal é 3 quando $P \rightarrow \infty$. O número mínimo de antenas e a região dos pares (M, P) em que a recuperação

do sinal no sentido ZF é garantida são mostrados na fig.6.8. A ISI espaço-temporal residual (em (6.28)) também foi calculada para diversas combinações dos pares (M, P) e é mostrada na fig.6.9 onde fica clara a região na qual a recuperação do sinal é perfeita, ou seja, a ISI residual é nula.

O comportamento do MMSE do receptor ST é um tanto quanto diferente daquele da ISI residual. Para analisarmos o comportamento do MMSE vamos considerar o ruído AWGN com SNR de 30 dB. A fig.6.10 mostra o comportamento do MMSE em função dos pares (M, P) . Nota-se que quanto maior o produto MP (número total de pesos) melhor o desempenho em termos do MMSE. Além disso não parece haver uma simetria de desempenho para mesmos valores do produto MP obtido com diferentes valores de M e P . Isto fica mais claro na fig.6.11 onde apresentamos o MMSE obtidos com o mesmo valor de produto MP . Nota-se que para um mesmo número total de pesos MP o melhor desempenho é obtido com maior número de antenas que de pesos por antena. De fato é possível trocar antenas por pesos/antena visando atingir um mesmo objetivo de desempenho, mas nota-se que o número de pesos por antena precisa crescer mais do que o número de antenas que se quer economizar. Como exemplo, retomemos a fig.6.11 e o ponto $(M = 10, P = 3)$ cujo MMSE vale aproximadamente -17 dB. O mesmo desempenho pode ser obtido no ponto $(M = 7, P = 10)$. Assim, economizam-se 3 antenas mas o número total de pesos do receptor ST mais do que dobrou, passando de 30 para 70. O fato do desempenho MMSE do receptor ST ser assimétrico com relação ao produto MP já havia sido observado em [52]. Note ainda que na medida que o número de antenas se torna grande, o ganho de desempenho obtido com a inclusão de um peso adicional é apenas marginal.

6.3. Algoritmos Autodidatas Espaço-Temporais para SDMA

O emprego de SDMA em ambientes com múltiplos percursos resolvíveis via algoritmos autodidatas recai nos mesmos problemas já discutidos para o caso puramente espacial. Isto é, é necessário incluir um termo nas funções custo autodidatas que garanta a decorrelação entre os usuários. Assim vamos novamente aplicar o conceito da decorrelação explícita desenvolvido no capítulo 4.

De uma maneira geral, pode-se propor a seguinte função custo baseada no conceito

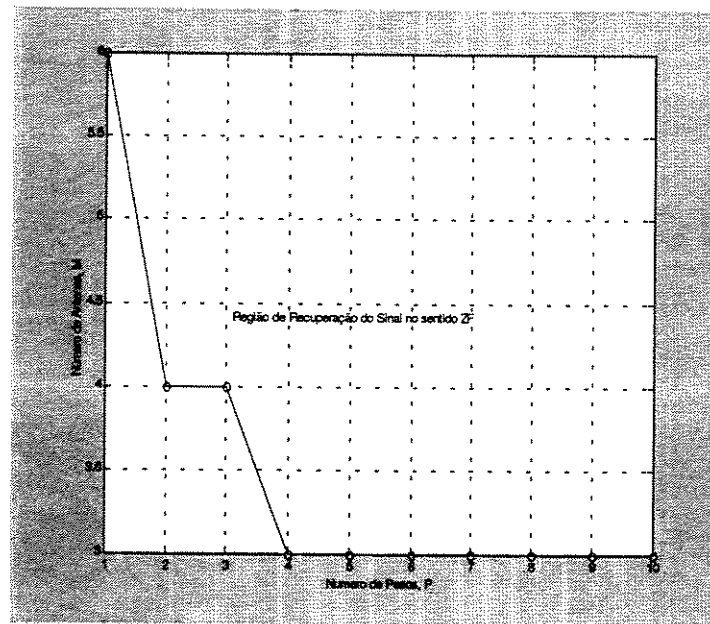


Fig. 6.8: Número mínimo de antenas (o) e região dos pares (M, P) onde a recuperação do sinal é garantida quando $K = 2$ e $L = 3$

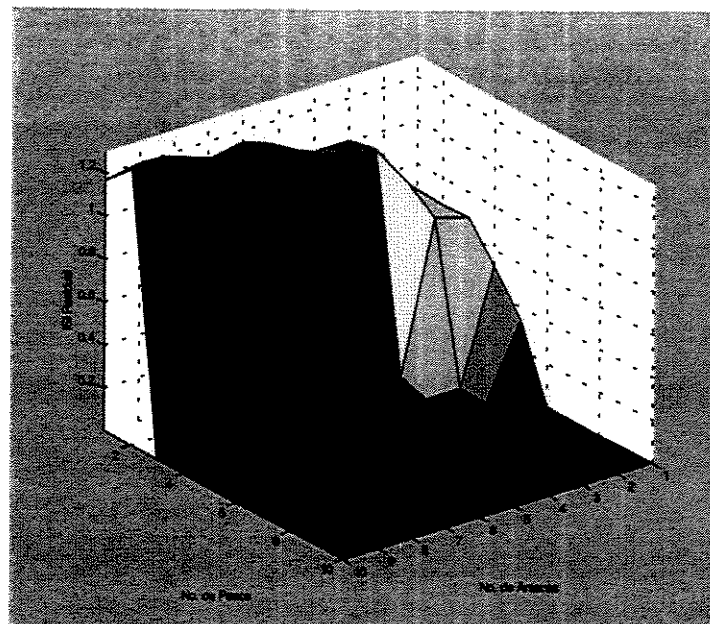


Fig. 6.9: ISI espaço-temporal residual como função dos pares (M, P)

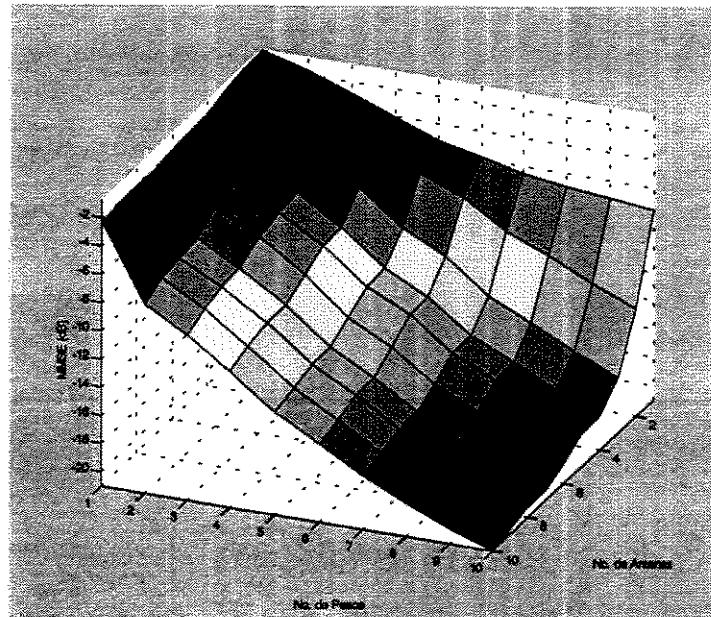


Fig. 6.10: Comportamento do MMSE em função dos pares (M, P)

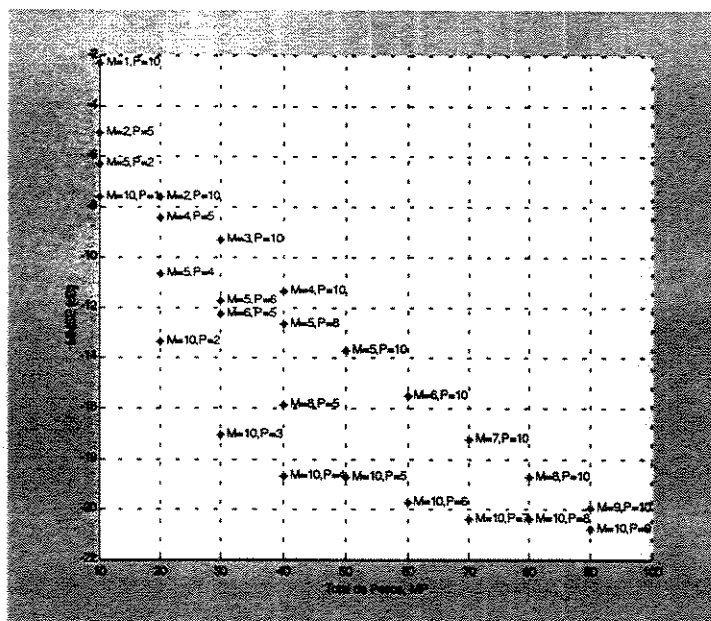


Fig. 6.11: MMSE obtido com mesmos valores do produto MP mas com diferentes valores de M e P

da descorrelação explícita mas incorporando modificações necessárias para lidar com os multipercursos:

$$J'(\mathbf{W}_k) = J(\mathbf{W}_k) + \gamma \sum_{i=1}^K \sum_{j=1, j \neq i}^K \sum_{d=0}^{D-1} |r_{ij}(d)|^2 \quad (6.30)$$

onde $J'(\mathbf{W}_k)$ é a função custo modificada para a recuperação do k -ésimo usuário, $J(\mathbf{W}_k)$ é a função custo original (do módulo constante, CM, ou do módulo constante generalizado, GCM, por exemplo), e $r_{ij}(d) = E\{y_i(n)y_j^*(n-d)\}$ é a correlação cruzada entre os sinais nas saídas dos filtros espaço-temporais dos usuários i e j com diferença de tempo d . O fator γ é o fator de ponderação do termo de descorrelação. D é o atraso máximo para o qual os sinais dos diversos usuários devem encontrar-se descorrelacionados.

Os demais passos para obter algoritmos do tipo MU-CMA e MU-GCMA são bastante semelhantes àqueles discutidos no capítulo 4 e no apêndice A. Assim, sem mais delongas, podemos estabelecer a formulação dos algoritmos MU-CMA [86] e MU-GCMA (proposto originalmente em [22]) para o caso de ambiente com multipercursos:

- MU-CMA

$$\mathbf{W}_k(n+1) = \mathbf{W}_k(n) - \mu (|y_k(n)|^2 - R) y_k^*(n) \mathbf{X}(n) - \gamma \sum_{i=1, i \neq k}^K \sum_{d=0}^{D-1} \hat{r}_{ik,d}(n) \mathbf{p}_{i,d}(n) \quad (6.31)$$

- MU-GCMA

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_k(n+1) = & \mathbf{W}_k(n) - \mu \frac{z_k(n) - \hat{z}_k(n)}{\hat{z}_k^3(n)} \left[\hat{z}_k(n) y_k^*(n) \mathbf{X}(n) - z_k(n) \hat{\mathbf{r}}_k \right] - \\ & - \gamma \sum_{i=1, i \neq k}^K \sum_{d=0}^{D-1} \hat{r}_{ik,d}(n) \mathbf{p}_{i,d}(n) \end{aligned} \quad (6.32)$$

Onde:

$$\mathbf{R}_d(n+1) = \omega_1 \mathbf{R}_d(n) + (1 - \omega_1) \mathbf{y}(n) \mathbf{y}^H(n-d) \quad (6.33)$$

$$\mathbf{P}_d(n+1) = \omega_1 \mathbf{P}_d(n) + (1 - \omega_1) \mathbf{X}(n) \mathbf{y}^H(n-d) \quad (6.34)$$

$$\mathbf{y}(n-d) = [y_1(n-d) \dots y_K(n-d)]^T \quad (6.35)$$

$$d = 0, \dots, D-1 \quad (6.36)$$

$$\widehat{z}_k(n+1) = \omega_2 \widehat{z}_k(n) + (1 - \omega_2) |y_k(n)|^2 \quad (6.37)$$

$$\widehat{\mathbf{r}}_k(n+1) = \omega_2 \widehat{\mathbf{r}}_k(n) + (1 - \omega_2) y_k^*(n) \mathbf{X}(n) \quad (6.38)$$

com $\widehat{r}_{ik,d}(n)$ sendo o elemento (i, k) da matriz $\mathbf{R}_d(n)$ e $\mathbf{p}_{i,d}(n)$ a i -ésima coluna da matriz $\mathbf{P}_d(n)$. Finalmente, podemos aplicar o conceito do peso adaptativo para o termo de descorrelação, anteriormente desenvolvido para o algoritmo LSAD-CMA (seção 4.4.5). O valor do peso do termo de descorrelação passa a ser dado por:

$$\overline{\gamma}_k(n) = \frac{1}{K-1} \sum_{i=1, i \neq k}^K |\widehat{r}_{ki,0}(n)|^2 \quad (6.39)$$

onde apenas as correlações com atraso nulo foram consideradas. Verificamos em nossas simulações que a utilização apenas do atraso nulo foi suficiente para obter o comportamento esperado de $\overline{\gamma}_k(n)$. Além disso realizamos uma normalização da matriz $\mathbf{R}_d(n)$ pelo valor de maior magnitude de forma a garantir um valor limitado para $\overline{\gamma}_k(n)$. Portanto, o valor de γ em (6.31) e (6.32) deve ser substituído pelo de $\overline{\gamma}_k(n)$ em (6.39).

Alguns resultados de simulação são apresentados a seguir para suportar nossas idéias. Nós comparamos os algoritmos LMS treinado, MU-CMA e MU-GCMA, os dois últimos com o peso adaptativo do termo de descorrelação de (6.39). Seja um sistema SDMA/QPSK onde dois usuários cocanais transmitam simultaneamente. Cada usuário é recebido através de 2 percursos dados pelos atrasos e ângulos de chegada mostrados na tabela 6.1. A relação E_b/N_0 é 30 dB e o pulso de transmissão utilizado é do tipo cosseno levantado com fator de excesso de faixa de

0,35 . Os usuários são recebidos com mesma potência. O receptor ST é composto de $M = 4$ antenas e $P = 2$ pesos por antena, o que satisfaz o critério ZF de (6.26). Outros parâmetros são: $\mu = 10^{-3}$ para o LMS, $\mu = 10^{-4}$ para os demais algoritmos, $\lambda_1 = 0.99$, $\lambda_2 = 0.90$, $D = 2$. Atrasos de decisão nulos foram assumidos para os 2 usuários.

Tabela 6.1 : Parâmetros de Simulação do sistema SDMA com Recepção Espaço-Temporal

Usuário	Percurso 1		Percurso 2	
	Atraso ($\times T$)	AOA (rad)	Atraso ($\times T$)	AOA (rad)
1	0,1	$2\pi/5$	1,1	$-\pi/3$
2	0,4	$\pi/7$	1,2	$-\pi/6$

A fig.6.12 apresenta a evolução da ISI residual (em (6.28)), que é uma média entre os dois usuários e ao longo de 200 repetições independentes da transmissão de 2000 símbolos QPSK. O MU-GCMA converge mais rápido que o MU-CMA e quase tão rapidamente quanto o LMS, pelo menos na fase de aquisição inicial. Este fato é melhor ilustrado pela fig.6.14 que apresenta a evolução temporal das constelações de saída do receptor ST para o usuário 1. Note como o GCMA apresenta *olho aberto* logo na primeira fase da adaptação. O algoritmo CMA não consegue *abrir o olho* mesmo após 2000 iterações. O piso de ISI residual do algoritmo MU-GCMA é um pouco maior que o do LMS devido ao ruído algorítmico introduzido pelo termo de descorrelação, embora tal fato não afete o desempenho significativamente como mostrado na fig.6.14. O peso adaptativo do termo de descorrelação em (6.39) evolui como mostrado na fig.6.13. O comportamento deste peso é como esperado: reduzindo seu valor à medida que os usuários encontram-se mais descorrelacionados.

6.4. Estruturas Temporais de Recepção para CDMA

Em sistemas CDMA a presença de multipercursos resolvíveis a nível de *chip* pode ser benéfica como fonte de diversidade temporal implícita. Tal diversidade é obtida quando os códigos de espalhamento possuem boas propriedades de autocorrelação. Isto permite o isolamento dos multipercursos que podem então ser combinados em diversidade. Nesta seção vamos revisar algumas estruturas de recepção com processamento temporal apenas e que procuram explorar esta fonte de diversidade em CDMA.

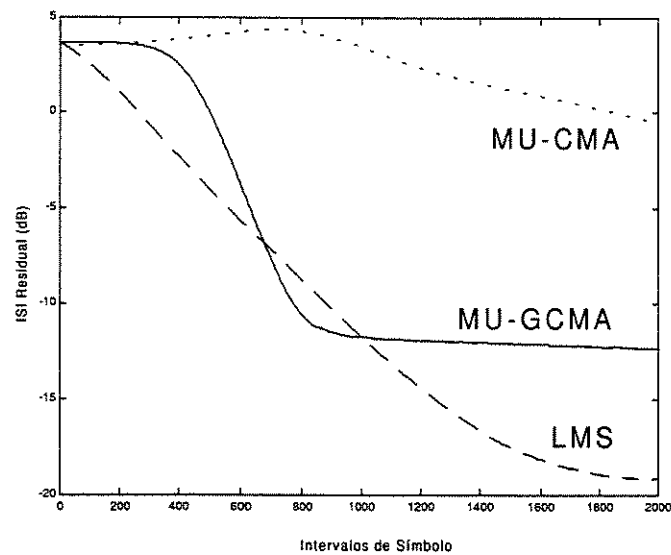


Fig. 6.12: Evolução temporal da ISI residual para diversos algoritmos

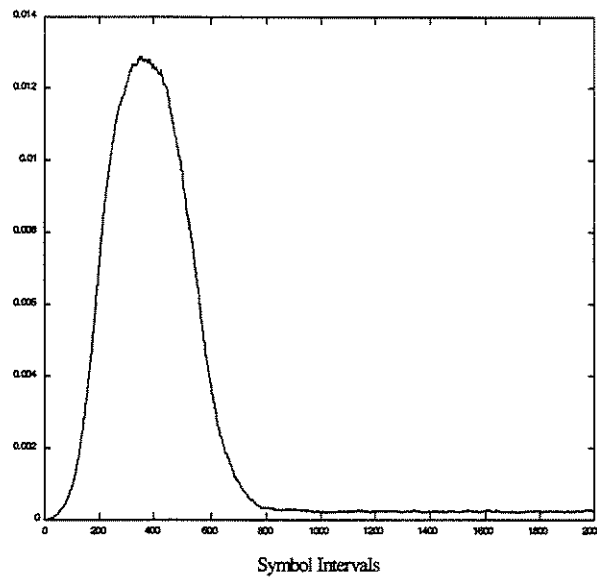


Fig. 6.13: Evolução temporal do peso adaptativo do termo de decorrelação

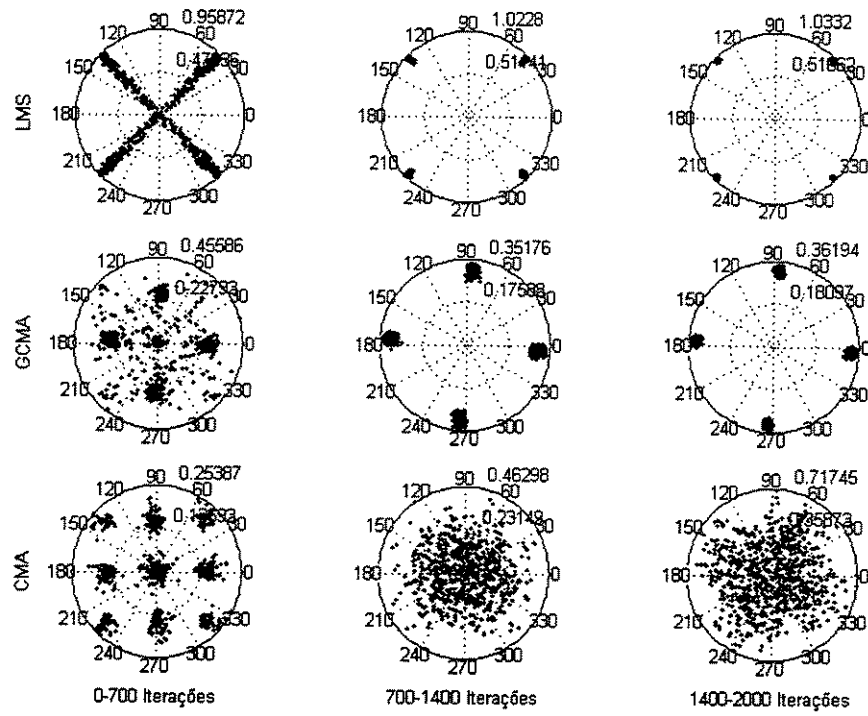


Fig. 6.14: Evolução das constelações de saída dos receptores espaço-temporais para o usuário 1 quando adaptados com diferentes algoritmos

6.4.1. Modelo de Sinal

Na presença de multipercursos a nível de *chip*¹ o sinal recebido por uma única antena é dado por:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{k,l} s_k(t - \tau_{k,l}) c_k(t - \tau_{k,l}) + v(t) \quad (6.40)$$

onde $\alpha_{k,l}$ é a atenuação e $\tau_{k,l}$ é o atraso de recepção do l -ésimo percurso do k -ésimo usuário, $s_k(t)$ é a forma de onda contendo a sequência de símbolos e $c_k(t)$ é a forma de onda contendo o código de espalhamento, $v(t)$ é o ruído AWGN. Neste caso, o receptor convencional do i -ésimo usuário sincronizado com o percurso cujo atraso de recepção é $\tau_{i,d}$ produz o seguinte sinal de saída:

$$\begin{aligned} y_{i,d}(t) &= \int_{\tau_{i,d}}^{T+\tau_{i,d}} r(t) c_k(t - \tau_{i,d}) dt = \alpha_{i,d} a_i(t - \tau_{i,d}) + \\ &+ \sum_{l=0, l \neq d}^{L-1} \rho_{i,i,d,l} \alpha_{i,l} a_i(t - \tau_{i,l}) + \sum_{k=1, k \neq i}^K \sum_{l=0}^{L-1} \rho_{k,i,d,l} \alpha_{k,l} a_k(t - \tau_{k,l}) + v'(t) \end{aligned} \quad (6.41)$$

onde:

$$\rho_{k,i,l,d} = \int_{\tau_{i,d}}^{T+\tau_{i,d}} c_k(t - \tau_{k,l}) c_i(t - \tau_{i,d}) dt \quad (6.42)$$

é a correlação entre as sequências de espalhamento dos usuários k e i com atrasos associados aos percursos l e d . Note que assumimos energia unitária para os códigos de espalhamentos. Portanto, em (6.41) o primeiro termo representa o símbolo desejado, o segundo termo é chamado de interferência *interchip* pois envolve apenas os multipercursos do usuário desejado, o terceiro termo é a MAI e o último termo $v'(t)$ é o ruído filtrado. O receptor convencional, neste contexto, apresenta as mesmas limitações que discutimos no caso de desvanecimento plano, ou seja, ignora a presença de MAI. Uma melhoria que se pode considerar no receptor convencional é utilizar códigos de espalhamento com boas propriedades de autocorrelação. Assim, no caso ideal:

¹ O espalhamento do atraso é considerado menor que um intervalo de símbolo para que não ocorra interferência-intersimbólica.

$$\rho_{i,i,l,d} = \begin{cases} 1, & \text{se } l = d \\ 0, & \text{c.c.} \end{cases} \quad (6.43)$$

Com esta suposição podemos eliminar a interferência *interchip* (ICI). Na prática é possível obter códigos de espalhamento com boas propriedades de autocorrelação tal que minimizem a ICI.

Mesmo com a redução da ICI, o receptor convencional privilegia um único percurso. Se os demais percursos do usuário desejado pudessem ser incluídos na detecção de forma construtiva, teríamos ganho de diversidade temporal implícita. Esta é a motivação por trás do receptor Rake.

6.4.2. O Receptor Rake

O receptor Rake provê vários correladores sincronizados com determinado número de multipercursos e realiza a combinação em diversidade destes percursos. A fig.6.15 ilustra uma possível estrutura para o receptor Rake². Inicialmente, algum critério de seleção dos multipercursos disponíveis é empregado. Dois destes critérios são: selecionar os P primeiros percursos recebidos ou selecionar os P percursos mais fortes. Em seguida, para cada percurso selecionado, o atraso de recepção é estimado. Um correlator sincronizado com cada percurso é então disponibilizado. Os sinais nas saídas dos correladores podem ser combinados segundo os métodos discutidos na seção 3.5. Na fig.6.15, em particular, ilustramos o uso da combinação por razão máxima, o que requer estimação das amplitudes e fases de cada percurso. O receptor Rake pode ser considerado como um filtro casado temporal de banda larga.

O receptor Rake pode ser eficientemente implementado no domínio do tempo discreto, onde os primeiros percursos recebido com atrasos maiores que um intervalo de chip serão utilizados para a combinação, como ilustra a fig.6.16. Nota-se que os P primeiros percursos são utilizados na combinação por razão máxima com estimativas perfeitas do canal.

Vamos supor ainda que, sem perda de generalidade, os atrasos de recepção sejam múltiplos aleatórios inteiros de intervalos de *chip*, o que nos permite escrever o sinal recebido na forma vetorial discretizada:

² O termo Rake pode ser traduzido em português por *ancinho* - o instrumento agrícola que permite juntar palha, feno, etc. Refere-se à forma semelhante desta estrutura de recepção (veja fig.6.15) com tal instrumento.

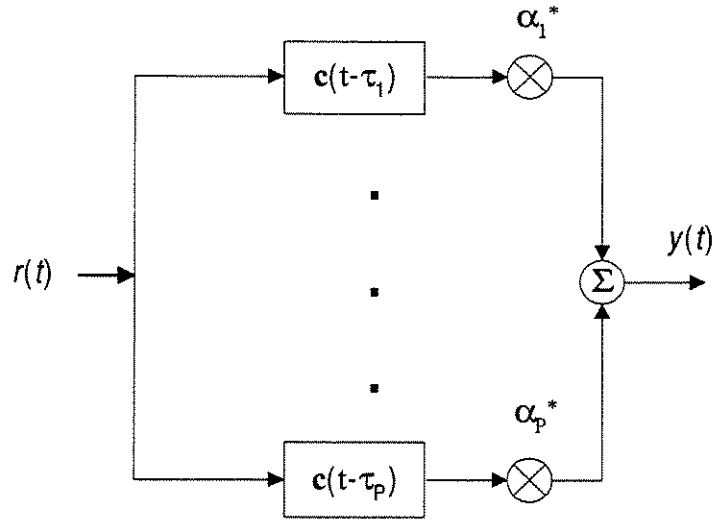


Fig. 6.15: Receptor Rake

$$\mathbf{r}(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{k,l} a_k(n) \mathbf{c}_k(n-l) + \mathbf{v}(t) \quad (6.44)$$

O sinal de saída do receptor Rake na fig.6.16 é:

$$y_i(n) = \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_{i,P-1-p}^* \mathbf{c}_i^T(n-P+1) \mathbf{r}(n-p) \quad (6.45)$$

Daf:

$$y_i(n) = \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_{i,P-1-p}^* \mathbf{c}_i^T(n-P+1) \left(\sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{k,l} a_k(n) \mathbf{c}_k(n-l-p) + \mathbf{v}(t) \right) \quad (6.46)$$

Donde:

$$\begin{aligned} y_i(n) = & \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_{i,P-1-p}^* \mathbf{c}_i^T(n-P+1) \left(\sum_{l=0}^{P-1} \alpha_{i,l} \mathbf{c}_i(n-l-p) a_i(n) \right) + \\ & + \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_{i,P-1-p}^* \mathbf{c}_i^T(n-P+1) \left(\sum_{l=P}^{L-1} \alpha_{i,l} \mathbf{c}_i(n-l-p) a_i(n) \right) + \\ & + \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_{i,P-1-p}^* \mathbf{c}_i^T(n-P+1) \left(\sum_{k=1, k \neq i}^K \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{k,l} \mathbf{c}_k(n-l-p) a_k(n) \right) + \end{aligned} \quad (6.47)$$

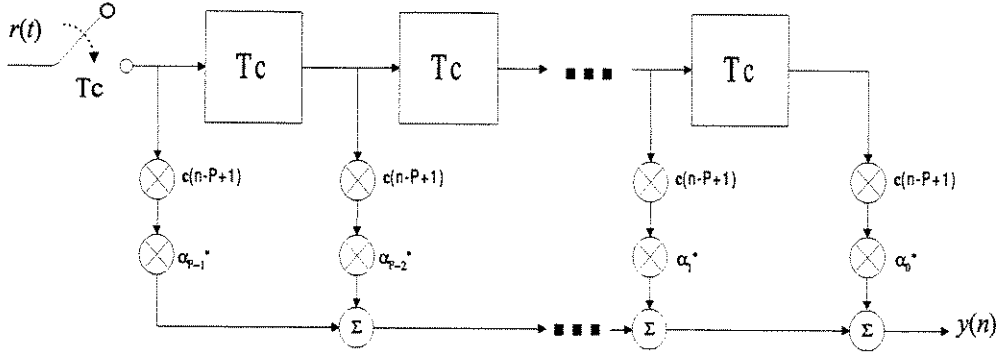


Fig. 6.16: Receptor Rake operando do domínio do tempo discreto

$$+ \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_{i,P-1-p}^* \mathbf{c}_i^T(n-P+1) \mathbf{v}(t)$$

Em (6.47) o primeiro termo contém os sinais de interesse a serem envolvidos na combinação do receptor Rake, os demais termos são interferência: dos demais percursos não incluídos na combinação, interferência de múltiplo acesso e ruído. Vamos assumir a propriedade ideal de autocorrelação das seqüências de espalhamento, o que nos leva a:

$$\begin{aligned} y_i(n) = & \sum_{p=0}^{P-1} |\alpha_{i,P-1-p}|^2 a_i(n) + \\ & + \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_{i,P-1-p}^* \mathbf{c}_i^T(n-P+1) \left(\sum_{k=1, k \neq i}^K \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{k,l} \mathbf{c}_k(n-l-p) a_k(n) \right) + \\ & + \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_{i,P-1-p}^* \mathbf{c}_i^T(n-P+1) \mathbf{v}(t) \end{aligned} \quad (6.48)$$

O primeiro termo de (6.48) resulta da combinação de razão máxima desejada, enquanto o segundo é a MAI e o terceiro é ruído filtrado. Portanto, o receptor Rake provê o ganho de diversidade desejado na medida que os P ganhos de canal considerados na combinação sejam descorrelacionados.

As limitações do Rake são discutidas a seguir. A ICI em princípio é controlável se um conjunto de códigos com boas propriedades de autocorrelação é utilizado no espalhamento, o que é factível com ganhos de processamento moderados ou grandes. No entanto, em sistemas de 3ª geração, devido à variabilidade do ganho de processamento em função da taxa de bits desejada, os ganhos de processamento podem ser pequenos (um valor mínimo de 4 na proposta

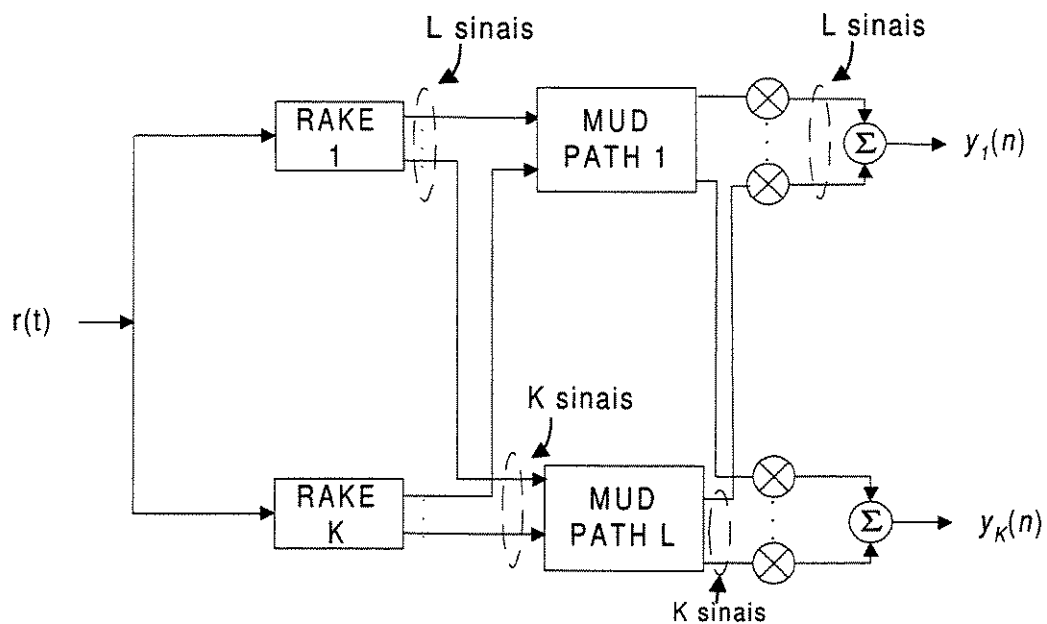


Fig. 6.17: Estratégia de obtenção diversidade temporal implícita enquanto reduzindo a MAI através de técnicas convencionais de detecção multiusuário (MUD)

UTRA/WCDMA). Com pequenos ganhos de processamento os códigos de espalhamento podem não apresentar uma propriedade de autocorrelação favorável. Assim a ICI pode crescer e degradar o desempenho. Este fenômeno foi estudado em [57] concluindo pela necessidade do uso de técnicas de recepção mais avançadas em sistemas WCDMA de 3ª geração. Esta conclusão também é baseada no fato de que o Rake, a exemplo do receptor convencional, ignora completamente a MAI. Assim o Rake é um receptor monousuário e terá desempenho limitado pela interferência.

6.4.3. Generalização dos Esquemas de Detecção Multiusuário

Uma primeira abordagem para a redução da MAI na presença de múltiplos percursos generaliza os esquemas de detecção multiusuário estudados no capítulo 5 [129]. A fig.6.17 ilustra esta generalização. Um Rake é disponibilizado para cada usuário, e um detector multiusuário é disponibilizado para cada percurso. A combinação dos sinais de um mesmo usuário é feita após a redução da interferência. As vantagens e desvantagens deste esquema são essencialmente as mesmas discutidas anteriormente para os detectores multiusuário do canal com desvanecimento plano em frequência.

6.4.4. Equalizador Adaptativo Estendido

Outra forma canônica de exploração dos múltiplos percursos é através do emprego de um equalizador adaptativo de MAI. Neste caso o número de pesos deve exceder o número mínimo necessário para o cancelamento de MAI. Nas condições do capítulo 5, o número mínimo correspondia ao ganho de processamento. Assim se utilizarmos mais pesos que o ganho de processamento, os pesos adicionais serão capazes de fazer as vezes de um receptor Rake ao mesmo tempo em que a MAI é reduzida. Em [9] uma estrutura deste tipo é implementada de forma simplificada: apenas os pesos adicionais são adaptativos enquanto o restante do filtro de desespalhamento corresponde ao correlator convencional. Ainda assim mostrou-se que os pesos adicionais permitiram o ganho de diversidade do Rake e alguma redução de MAI, com desempenho resultante superior ao Rake.

De fato a solução MMSE do equalizador adaptativo equivale à da combinação por razão máxima utilizado no Rake na ausência de interferência e com multipercursos descorrelacionados. Esta equivalência é mostrada no apêndice C. Assim, o equalizador adaptativo pode obter os mesmos ganhos de diversidade do Rake enquanto reduz a interferência.

6.4.5. Relação Sinal-Interferência para o Receptor Rake

Para estimar a relação sinal-interferência de saída do receptor Rake vamos assumir um caso otimista onde todos os percursos são incluídos na combinação e as estimativas de canal são perfeitas. A SIR do receptor Rake pode ser obtida à partir de (C.33) mas incluindo a ICI e MAI através da aproximação gaussiana:

$$SIR_k = \sum_{l=0}^{L-1} \frac{N |\alpha_{k,l}|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K \sum_{j=0}^{L-1} |\alpha_{i,j}|^2 + \sum_{j=0, j \neq l}^{L-1} |\alpha_{k,j}|^2} \quad (6.49)$$

onde N é o ganho de processamento.

6.5. Estruturas Espaço-Temporais de Recepção para CDMA

Nesta seção apresentamos algumas estruturas e resultados de simulação onde o processamento espaço-temporal é aplicado a sistemas CDMA. Como sempre o objetivo é de redução de MAI,

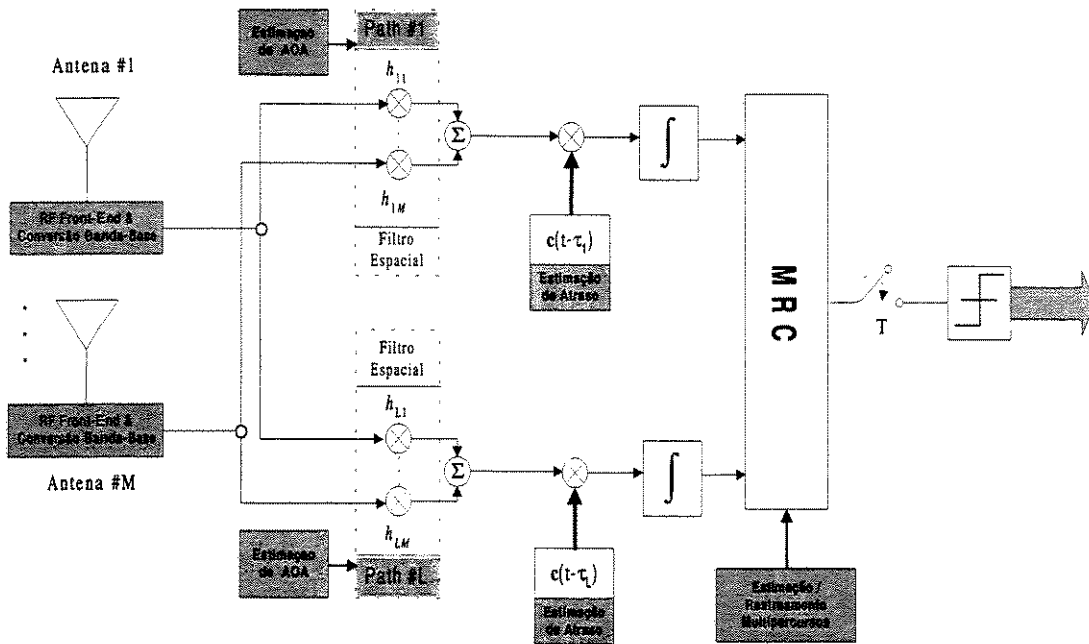


Fig. 6.18: Receptor Rake 2D combinando sinais nos domínios temporal e espacial

associada neste caso à obtenção de ganho de diversidade temporal implícita.

6.5.1. Receptor Rake 2D

O receptor Rake bidimensional é aquele que combina sinais no domínio temporal com algum outro tipo de processamento em outro domínio. A fig.6.18 ilustra o caso em que este outro domínio é o espacial. Neste caso, para cada percurso de cada usuário, um filtro espacial é empregado. Teoricamente, se todos os parâmetros de canal de cada usuário, isto é, os atrasos de recepção, os ganhos complexos e as direções de chegada (AOA) de todos os percursos, puderem ser estimados adequadamente, então um receptor Rake 2D casado temporal e espacialmente com o canal do usuário é obtido. Os arranjos de antenas associados a cada percurso geram uma redução da MAI. Os seus pesos podem ser obtidos aplicando-se o conceito de formação ótima de feixe (seção 3.6). Uma estrutura similar a esta foi estudada em [78].

Uma simplificação do Rake 2D da fig.6.18 se dá no caso de antenas inteligentes do tipo multifeixes chaveados. Neste caso, a busca pelos multipercursos para a combinação deve se dar no eixo temporal como de praxe, mas também ao longo de cada feixe. Assim diversidade temporal implícita e angular são obtidas. A redução de MAI é proporcional ao número de feixes.

Outros domínios de processamento podem ser empregados em conjunto com o receptor Rake convencional. Um equalizador de MAI poderia ser utilizado no caso do domínio de código, como proposto em [58].

No caso limite, o sinal recebido poderia ser processado nos 3 domínios, temporal, espacial e de código, o que poderia ser denominado de Rake 3D, onde, por exemplo, uma estrutura como o SCAR poderia ser associado a cada percurso. Desta forma seria possível explorar qualquer estrutura de interferência presente no sinal recebido.

Com o uso de estruturas deste tipo, os ganhos de diversidade podem ser utilizados para melhorar os resultados de capacidade obtidos no caso de desvanecimento plano apresentados no capítulo 5. Logo, os resultados do capítulo 5 podem ser considerados conservativos.

Note que as abordagens baseadas no receptor Rake 2D requerem a estimativa dos parâmetros do usuário de interesse (ganhos do canal e ângulo de chegada), e/ou o conhecimento dos códigos de desespalhamento. Assim circuitos ou algoritmos de estimação devem rodar em paralelo fornecendo os parâmetros necessários à construção desta estrutura de recepção.

6.5.2. STR Canônico

A estrutura canônica do receptor espaço-temporal apresentada na seção 6.2 pode ser aplicada a sistemas CDMA como uma forma de implementar um esquema semelhante ao Rake 2D da fig.6.18 mas sem a necessidade de diversos circuitos de estimação de parâmetros. O STR canônico no caso CDMA é mostrado na fig.6.19. Esta estrutura foi analisada detalhadamente em [63].

Note que embora a amostragem temporal dos sinais em cada antena se dê na taxa de *chip*, vamos considerar este receptor como espaço-temporal e não espaço-código, pois o objetivo do processamento com os pesos adicionais por antena é obter diversidade temporal implícita e não redução de MAI. Assim o desespalhamento é realizado por um correlator convencional.

Para este receptor, uma sequência de treinamento permite adquirir os pesos de forma direta através de um algoritmo adaptativo, obtendo-se ganho de diversidade e redução de MAI de forma direta.

A solução ótima MMSE do filtro espaço-temporal deste receptor é dada por (6.13). Para estimar a relação sinal-interferência de saída deste precisamos do valor da potência do erro quadrático mínimo residual a nível de *chip* (antes do desespalhamento) para o k -ésimo usuário

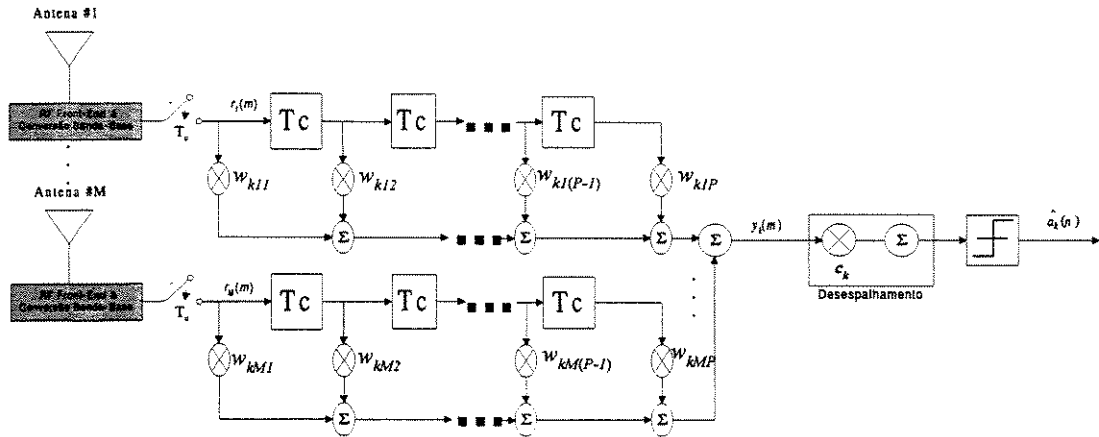


Fig. 6.19: Receptor Espaço-Temporal para CDMA

[49]:

$$\sigma_{e,k}^2 = \sigma_b^2 - \mathbf{p}_k \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}_k \quad (6.50)$$

onde σ_b^2 é a potência do sinal espalhado (nível de *chip*), $\mathbf{p}_k$ e $\mathbf{R}$ são o vetor de correlação cruzada e matriz de correlação usuais. Portanto, a SIR de saída para o k -ésimo usuário após processamento pelo correlator é:

$$SIR_k = \frac{N\sigma_b^2}{\sigma_{e,k}^2} \quad (6.51)$$

6.5.3. Resultados de Simulação

Para os resultados de simulação desta seção vamos utilizar os modelos de canais de banda larga discutidos na seção 6.1. Vamos assumir $K = 8$ e $E_b/N_0 = 20$ dB. A ordem de chegada dos percursos nos perfis de propagação discretizados foi tomada de forma aleatória de forma a emular diferentes atrasos relativos de recepção entre os usuários. Os resultados apresentados serão as distribuições cumulativas da SIR de saída do processador com 1000 diferentes configurações de um sistema CDMA de célula única com setorização de 120° . Apenas as soluções ótimas MMSE serão utilizadas.

Em primeiro lugar vamos comparar o desempenho do arranjo de antenas convencional

(apenas processamento espacial, seção 5.6.2) quando se empregam os diversos modelos de canais discutidos neste capítulo com o caso da ausência de multipercursos. Isto é apresentado na fig.6.20. Nota-se a degradação do desempenho do arranjo à medida que se incrementa o espalhamento do atraso. Isto ocorre por que o arranjo de antenas não tem capacidade de processamento no domínio temporal e portanto cada percurso adicional é visto como um interferente. As figs.6.21 a 6.23 mostram o desempenho do STR canônico (em (6.51)) quando se tem $M = 8$ e $P = 2$ em comparação com o receptor Rake convencional (em (6.49))³. A melhoria da SIR do STR em relação ao Rake é significativa como se pode esperar, pois combina ganho de diversidade com redução de MAI através do estágio espacial. Para ilustrar a equivalência entre as estruturas Rake e STR com relação ao ganho de diversidade, realizamos uma simulação com o canal *equal-strength* com um único usuário no sistema, ou seja, na ausência de MAI. Este resultado é mostrado na fig.6.24. Nota-se que a faixa de valores assumidos pela SIR de saída dos dois receptores é agora aproximadamente equivalente, o que não ocorria nos casos onde havia interferência, onde o STR levou ampla vantagem sobre o Rake.

6.6. Conclusões

Este capítulo teve por objetivo principal apresentar estruturas de recepção adequadas ao processamento de sinais na presença de multipercursos resolvíveis pelo receptor. Tratamos de sistemas SDMA e CDMA onde o receptor espaço-temporal canônico consiste de um arranjo de antenas com determinado número de pesos por antena.

No contexto de sistemas SDMA apresentamos algoritmos autodidatas para a adaptação do receptor ST onde o conceito da descorrelação explícita foi estendido para o caso de multipercursos. Como contribuição específica do capítulo propusemos uma versão espaço-temporal do algoritmo GCMA que apresentou, novamente, melhor velocidade de convergência que o algoritmo CMA convencional.

³ De fato os valores escolhidos aqui para M e P não satisfazem a condição ZF de recuperação de sinal ((6.26)), que indica que o número mínimo de antenas para a recuperação é $K + 1 = 9$. De fato seria difícil projetar o receptor ST com base na condição de recuperação ZF. Como os canais nesta simulação são aleatórios devido ao desvanecimento, o número de símbolos envolvidos na ISI é de fato variável também. Além disso, seria necessário estabelecer um valor mínimo da potência do percurso discretizado para incluí-lo na contagem de símbolos envolvidos na ISI. Considere ainda que no sistema CDMA o número de usuários K pode ser muito maior do que um número de antenas factível de ser implementado. Assim, a escolha dos valores de M e P foi baseada em limitações de complexidade de implementação. Mesmo não satisfazendo a condição ZF o receptor ST será capaz de reduzir o nível de interferência - e não anulá-la completamente como requer o critério ZF - o que por si só já será suficiente para o aumento de capacidade, por exemplo. Isto reforça nossa afirmação anterior de que a condição ZF tem sentido mais referencial do que prático.

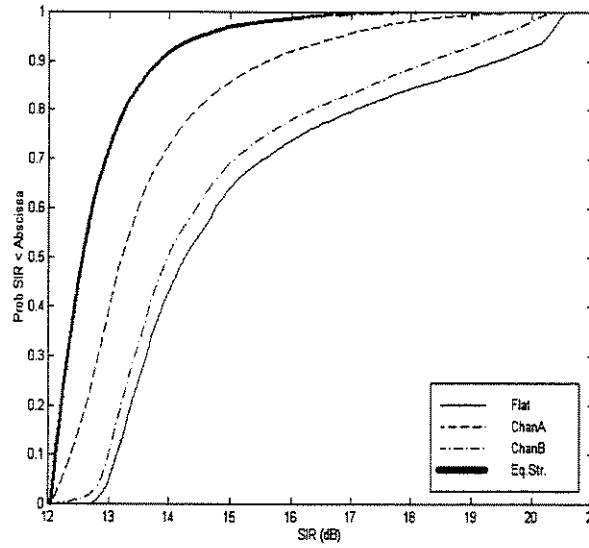


Fig. 6.20: Distribuição cumulativa da SIR do arranjo de antenas (processamento espacial apenas) de acordo com o tipo de canal adotado (Flat: desvanecimento plano, ChanA: canal A do ITU, ChanB: canal B do ITU, Eq.Str: Equal Strength)

No caso de sistemas CDMA o receptor ST é utilizado em conjunto com o receptor convencional que realiza o desespalhamento. Verificamos que o receptor ST permite melhor desempenho que o Rake na presença de interferência enquanto permite as mesmas capacidades de obtenção de ganho de diversidade.

Os algoritmos autodidatas estudados no capítulo, mesmo o ST-GCMA, são baseados em otimização do tipo gradiente estocástico e por isso podem requerer algumas centenas de iterações para convergir. Por outro lado, no contexto CDMA nossos resultados foram baseados apenas nas soluções ótimas MMSE. Assim, uma preocupação quanto ao receptor STR deve-se ao número potencialmente elevado de pesos (número de antenas $\times$ número de pesos por antena) a serem adaptados. Sabe-se da experiência com filtragem adaptativa que quanto maior o número de pesos a adaptar mais lenta é a convergência. Portanto, algoritmos adaptativos com rápida velocidade de convergência para adaptar receptores espaço-temporais representam uma questão em aberto.

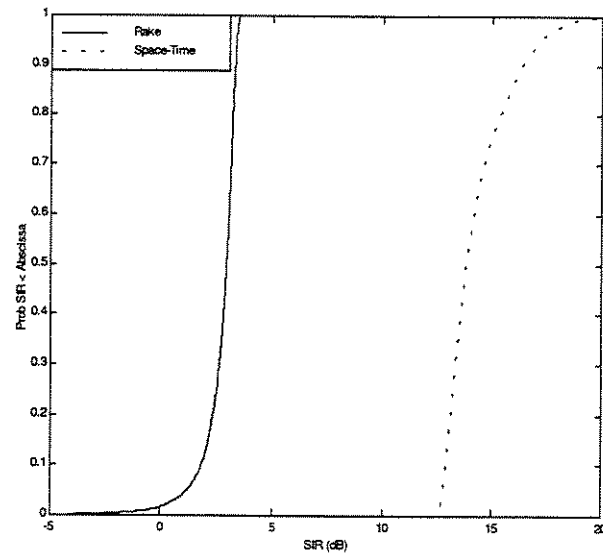


Fig. 6.21: Distribuição Cumulativa da SIR do receptor Rake e do STR para o canal A do ITU

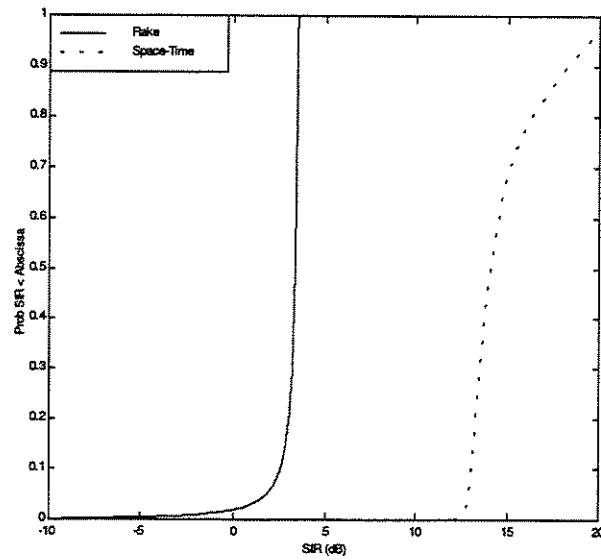


Fig. 6.22: Distribuição Cumulativa da SIR do receptor Rake e do STR para o canal B do ITU

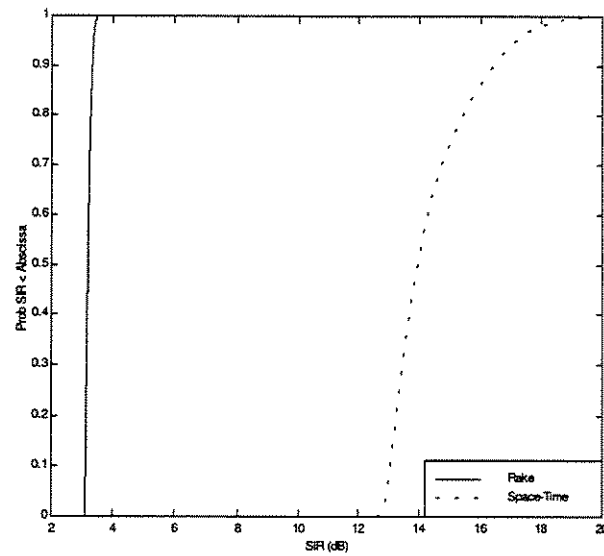


Fig. 6.23: Distribuição Cumulativa da SIR do receptor Rake e do STR para o canal Equal-Strength

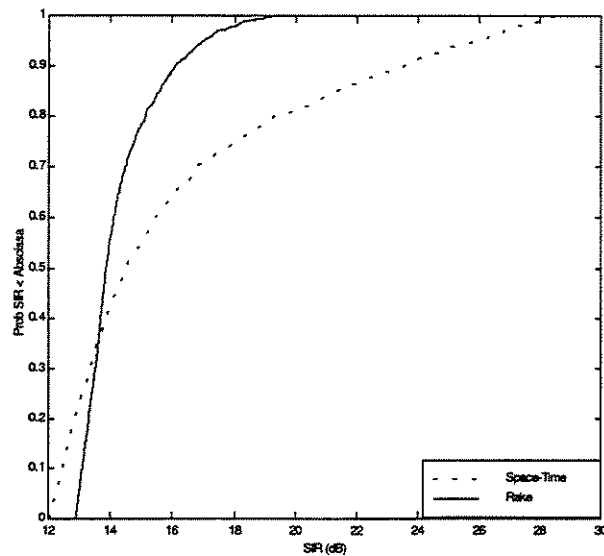


Fig. 6.24: Distribuição cumulativa da SIR dos receptores Rake e Espaço-Temporal no caso de ausência de interferência (canal EQ)

Capítulo 7

Conclusões, Sugestões para Trabalhos Futuros e Notas Bibliográficas

Neste capítulo apresentamos as conclusões da tese e sugestões para trabalhos futuros. Na verdade, os capítulos anteriores encerraram-se com uma seção de conclusões de forma que neste capítulo fazemos um resumo de tais seções. Da mesma forma, algumas sugestões para trabalhos futuros foram distribuídas ao longo do texto, de forma que revisamo-las aqui e acrescentamos mais algumas sugestões. Finalmente, apresentamos algumas notas bibliográficas, onde indicamos referências relevantes para a compreensão e/ou continuidade dos assuntos tratados na tese, mas que não foram incluídas no texto da tese propriamente dito.

7.1. Conclusões

Sucintamente, este trabalho de tese propôs e analisou o desempenho de técnicas de processamento de sinais baseadas em filtragem ótima quando aplicadas em sistemas de comunicação sem fio limitados por interferências do tipo intersimbólica, co-canal e de múltiplo acesso. Para tanto, tais técnicas de recepção processavam os sinais nos domínios temporal, espacial e de código ou numa combinação destes. Algoritmos adaptativos permitem a implementação de tais técnicas, seja através do emprego de seqüências de treinamento ou mesmo de forma autodidata.

De uma maneira geral as técnicas analisadas permitem a redução do nível das interferências citadas permitindo um potencial aumento das taxas de transmissão, da confiabilidade do sistema e capacidade de usuários. As técnicas propostas originalmente nesta tese se mostraram de uma forma ou de outra superiores às técnicas convencionais existentes sob as mesmas condições sistêmicas.

No que diz respeito aos sistemas de telefonia celular, as técnicas tratadas e propostas visavam o aumento de capacidade de usuário, mas outras aplicações também são possíveis. As técnicas de antenas inteligentes, por exemplo, podem ser utilizadas para o aumento da área de cobertura ou aumento da vida útil da bateria da unidade móvel, ao invés de aumento de capacidade. Outro uso interessante de antenas adaptativas que tem ganhado aceitação recentemente se dá em equipamentos de testes e manutenção de redes celulares. Neste caso, através da análise em tempo real do padrão de irradiação do arranjo, é possível localizar direcionalmente fontes de interferência ou zonas de sombra na rede celular [33].

Finalmente, vamos particularizar algumas conclusões relevantes nas seguintes sub-seções.

7.1.1. Algoritmo do Módulo Constante Generalizado para Equalização Temporal Autodidata

O algoritmo do módulo constante generalizado (GCMA) para equalização temporal autodidata apresentou propriedades interessantes quanto à sua convergência. Ao reproduzirmos a clássica experiência de Ding [35], que ilustrou o fenômeno da convergência indesejável para mínimos locais do CMA, notamos que o GCMA não apresentou tal desvantagem pois converge para um número infinito de soluções que incluem as soluções do algoritmo CMA como casos particulares. Isto se dá porque o GCMA não restringe a potência do sinal de saída do equalizador. Este fato também permite a convergência mais rápida do algoritmo proposto. Tal propriedade foi verificada em simulações realistas de um sistema rádio-*indoor* onde o desempenho do GCMA, tanto em termos de velocidade de convergência como de taxa de erro de bits, foi significativamente superior ao do CMA e próximo ao do algoritmo LMS com treinamento.

7.1.2. Abordagens para a Modelagem do Canal Espaço-Temporal e Combinação de Sinais

Verificamos que a introdução de ganhos de diversidade na modelagem do canal espaço-temporal

deve ser feita com cautela, de preferência pela adoção do modelo de Jakes generalizado (abordagem unificada). De outra forma, a hipótese de desvanecimentos descorrelacionados em cada antena (abordagem diversidade) pode levar a resultados muito otimistas. A adoção de desvanecimento correlacionado nas antenas (abordagem radar) leva a resultados conservativos quanto ao ganho de diversidade. Para a utilização da abordagem intermediária, a caracterização do espalhamento angular do canal é fundamental.

Quanto às possibilidades de combinação dos sinais nas antenas verificamos as limitações dos métodos de diversidade convencionais e do conceito da formatação ótima de feixe que requer o conhecimento das direções de chegada. Assim, a abordagem baseada na estrutura temporal dos sinais (combinação ótima) nos parece mais conveniente aos sistemas de comunicações móveis.

Da discussão sobre as antenas inteligentes baseadas em multifeixes chaveados verificamos que sua aplicabilidade em sistemas F/TDMA pode ser limitada pela presença de interferentes dominantes. No entanto, no *link* direto, por dificuldades de implementação de antenas adaptativas em sistemas FDD, é uma opção factível.

7.1.3. SDMA

Verificamos o potencial da aplicação de SDMA em combinação com F/TDMA no sistema IS-136. Mostramos que a redução do fator de reuso neste sistema é possível com o uso de antenas adaptativas implementadas com o algoritmo DMI.

Apresentamos o conceito da descorrelação explícita com vistas a obtenção de algoritmos autodidatas aplicáveis em SDMA. Em particular propusemos dois novos algoritmos, o MU-GCMA e o LSAD-CMA, que apresentaram melhores desempenhos que os algoritmos do tipo CMA correspondentes convencionais. Os dois algoritmos propostos apresentam relações complexidade-velocidade de convergência inversas, sendo o LSAD-CMA mais complexo, porém significativamente mais veloz que o MU-GCMA.

7.1.4. CDMA

Apresentamos estruturas de receptores avançadas para detecção adaptativa em CDMA com processamento nos domínios do espaço e do código. Em particular, propusemos o receptor adaptativo espaço-código (SCAR). Através de simulação de uma rede completa CDMA, mostramos como estes receptores adaptativos permitem aumentos significativos de capacidade

ao reduzirem o nível de interferência de múltiplo acesso. O receptor SCAR mostrou melhor desempenho que os demais. Também ficou evidente que o potencial de aumento de capacidade não é adequadamente aproveitado quando o algoritmo DMI é utilizado na implementação.

Apresentamos algumas arquiteturas de receptores adaptativos autodidatas para CDMA e discutimos suas vantagens e limitações. Através do receptor DRDDA+, que pode ser considerada uma versão autodidata do SCAR, verificamos ser possível reduzir a níveis aceitáveis a probabilidade de captura ao mesmo tempo em que se realiza a redução de interferência no domínio espacial.

Discutimos também como as antenas inteligentes com multifeixes chaveados representam uma opção concreta de aplicação devido à boa relação complexidade-desempenho em sistemas CDMA.

7.1.5. Processamento Espaço-Temporal

O receptor espaço-temporal (STR) canônico associa a cada antena de um arranjo um determinado número de pesos adaptativos. Assim, é possível gerenciar o desempenho deste receptor pela escolha adequada do número de antenas e de pesos por antena.

O problema da adaptação autodidata do receptor espaço-temporal foi abordado, estendemos o conceito da decorrelação explícita e propusemos a versão espaço-temporal do GCMA. Esta técnica mais uma vez mostrou-se superior ao CMA convencional.

No contexto CDMA, o receptor espaço-temporal é implementado a nível de *chip* buscando a redução da interferência de múltiplo acesso e ganho de diversidade temporal implícita. Numa comparação entre o STR e o receptor Rake, notamos que o STR pode ser implementado diretamente através do uso de seqüências de treinamento, enquanto o Rake requer circuitos de estimação dos parâmetros do canal à parte. Resultados de simulação com o STR ótimo no sentido MMSE e o Rake convencional mostraram ampla vantagem do primeiro em termos de relação sinal-interferência de saída. Os resultados de simulação também parecem indicar que o STR possui capacidade de ganho de diversidade semelhante àquele do Rake.

7.2. Sugestões de Trabalhos Futuros

Acreditamos que esta tese tenha apresentado, proposto e disponibilizado um número de

conceitos e de técnicas que permitem a continuidade de pesquisas em diversas direções. Vamos apontar algumas destas direções nesta seção.

7.2.1. Algoritmo do Módulo Constante Generalizado para Equalização Temporal Autodidata

Certamente o algoritmo do módulo constante generalizado (GCMA) é uma proposta interessante dentro do contexto da equalização temporal autodidata pelas propriedades observadas. No entanto, é também certo que seu desempenho precisa ser melhor caracterizado do ponto de vista teórico. Uma análise de convergência mais generalista que aquela apresentada no capítulo 2 é uma sugestão para a continuidade do estudo deste equalizador. Além disso, o estudo de utilização do algoritmo GCMA em uma estrutura de equalização do tipo DFE é um tópico que merece atenção.

7.2.2. Antenas Inteligentes

Um estudo detalhado do desempenho de sistemas de antenas inteligentes por multifeixes chaveados é sugerido como trabalho futuro tendo em vista a aplicabilidade desta técnica em sistemas CDMA, particularmente. Os efeitos de falsa seleção, tráfego não-uniforme e interferência dominante devem ser levados em conta. Uma comparação dos ganhos desta abordagem com aqueles obtidos com antenas adaptativas permitirá esclarecer sob quais condições uma ou outra técnica é mais vantajosa de acordo com a relação complexidade-desempenho resultante.

Outro aspecto interessante a investigar é a inclusão no modelo de simulação das imperfeições das antenas práticas, tais como padrão de irradiação não isotrópico e efeitos de acoplamento mútuo. Neste mister, um trabalho recente [36] apresenta um resultado interessante e surpreendente onde o desempenho de um arranjo de antenas com a inclusão dos efeitos de acoplamento mútuo foi melhor do que em sua ausência.

7.2.3. Adaptação de Receptores Espaço-Temporais

Verificamos que os receptores espaço-temporais possuem um número potencialmente grande de pesos a serem controlados por um algoritmo adaptativo. Assim a análise da viabilidade da adaptação com treinamento finito e algoritmos rápidos (ex.: DMI), e mesmo o desenvolvimento

de algoritmos autodidatas com maior velocidade de convergência, ficam como sugestão para trabalhos futuros.

7.2.4. Aplicações em Sistemas CDMA

Certamente, devido à importância crescente de sistemas CDMA no contexto da 3ª geração de comunicação pessoal, é aqui que reside a maior parte de nossas sugestões de trabalhos futuros:

- o estudo de métodos e/ou algoritmos de aquisição dos pesos do receptor SCAR na presença de seqüências de treinamento finitas e que sejam mais eficientes que o algoritmo DMI tratado nesta tese
- um método ou algoritmo de implementação completamente autodidata do receptor SCAR dispensando inclusive o conhecimento dos códigos dos outros usuários que não o do usuário desejado, ou até mesmo este. Poder-se-ia utilizar, por exemplo, o conceito de arranjo reespalhador e da técnica CMOE para inicialização do filtro de desespalhamento. A análise do efeito captura da técnica proposta seguida da análise do desempenho de taxa de erro de bits é imperativa.
- desenvolver um STCAR (*Space-Time-Code Adaptive Receiver*) onde o sinal é processado nos 3 domínios simultaneamente visando a redução da MAI (domínios espacial e de código) e obtenção de ganho de diversidade (domínio temporal). Nesta sugestão inclui-se a teoria de otimização MMSE, a proposição de algoritmos adaptativos para sua implementação e um estudo de capacidade nos moldes daquele apresentado no capítulo 5.
- tomando a técnica DRDDA+, que é um exemplo de união da técnica de antenas adaptativas com a de detecção multiusuário, onde em particular o detector descorrelacionador é empregado, fica como sugestão outras combinações entre antenas adaptativas e detectores não-lineares como o PIC e o SIC.
- um estudo de capacidade de sistemas CDMA com receptores espaço-temporais e os canais com multipercursos estudados no capítulo 6, incluindo, possivelmente, a adaptação dos receptores espaço-temporais com o algoritmo DMI ou outro mais eficiente
- a grande maioria dos trabalhos (esta tese incluída) que estudam ou propõem receptores avançados para CDMA ignoram a ocorrência de ISI. De fato não há uma razão fundamental para desconsiderar tal tipo de interferência em CDMA quando o espalhamento do atraso é significativamente maior que o intervalo de símbolo. Particularmente, na medida que taxas de transmissão elevadas são consideradas nos sistemas de 3ª geração, o que requer a redução dos ganhos de processamento, a presença de ISI se torna plausível. A forma como a ISI deve ser processada em sistemas CDMA, ou ainda a generalização das estruturas de recepção estudadas aqui para tal caso, representa um tópico vasto e que poderia render certamente outro trabalho de mesmas proporções desta tese.

7.3. Notas Bibliográficas

7.3.1. Implementações Práticas

Com o avanço das técnicas de DSP e da microeletrônica de uma forma geral, tem se tornado freqüente a construção de protótipos que implementam técnicas de processamento adaptativo, notadamente no domínio espacial através de arranjos de antenas adaptativas. Estes avanços revestem a área de estudo das antenas adaptativas de uma interessante característica: as inovações teóricas e conceituais se dão quase que em paralelo com a implementação prática e validação por testes de campo destes mesmos conceitos.

O trabalho mais antigo de nosso conhecimento tratando de implementação de arranjos adaptativos no contexto de comunicações móveis é [83]. Neste caso o algoritmo implementado é o CMA e o arranjo de antenas é do tipo ULA com 4 antenas. Vários DSPs foram utilizados em paralelo para as tarefas de sincronismo, demodulação e adaptação do arranjo. O sistema em foco é do tipo TDMA com modulação GMSK, muito semelhante ao GSM. A freqüência da portadora era de 1,43 GHz. A situação do teste de campo era basicamente de um canal plano em freqüência, com objetivo de analisar o desempenho do arranjo na presença de ruído e desvanecimento. Como o algoritmo CMA testado era do tipo LMS, o desempenho degradava-se rapidamente para desvios Doppler maiores que 5 Hz. Os resultados mostraram que, para baixas velocidades, o padrão de irradiação do arranjo coincidia com a direção de chegada do sinal transmitido.

Outro trabalho na linha GSM [105] implementou um arranjo adaptativo circular de 10 antenas com algoritmo DMI treinado¹ no *link* reverso de um sistema DCS1800². Um total de 7 DSPs são utilizados em paralelo para as tarefas de desmodulação e adaptação do arranjo. Dois sinais em SDMA são transmitidos continuamente. A melhoria na SIR de saída em relação a um receptor com uma única antena ficou em média em 30 dB. Os resultados para o padrão de irradiação do arranjo mostram plena conformação com as direções de chegada dos sinais. Este artigo confirma a viabilidade do uso do algoritmo DMI na prática.

Outro trabalho [30] apresenta resultados de processamento espaço-temporal na unidade móvel do sistema GSM na faixa dos 800 MHz. O processador espaço-temporal é composto de um arranjo circular³ de 5 antenas seguido de um equalizador de Viterbi tradicional para ISI.

¹ O *time-slot* do sistema GSM inclui uma sequência de treinamento de 26 bits.

² Evolução do sistema GSM na banda de PCS em 1800 MHz.

³ Veja mais detalhes sobre arranjos circulares no Apêndice B.

Novamente, os resultados são promissores tanto a nível de ganho de diversidade espacial como de rejeição de interferência.

Para o sistema IS-136 um receptor com características semelhantes ao do parágrafo anterior foi apresentado em [47] para a banda de PCS (1900 MHz). Um arranjo de 4 antenas é seguido de um equalizador de Viterbi tradicional para ISI. O arranjo tem uma forma peculiar: 2 antenas são co-localizadas mas com diversidade de polarização, e outro par destas antenas é posicionado cerca de 15 comprimentos de onda afastado do primeiro. Dois transmissores móveis fazem o papel do sinal desejado e do interferente, com velocidades de 50-100 Km/h. Ganhos de SNR na faixa de 3,5 dB e de SIR de até 5 dB foram verificados na prática em relação a um receptor convencional baseado em combinação por razão máxima e igual número de antenas.

Um trabalho de cunho mais acadêmico [106] tomou amostras do canal espaço-temporal no campo, em ambientes urbano e suburbano, e fez processamento *off-line* dos mesmos, procurando estabelecer uma comparação entre os métodos de formatação ótima de feixe e combinação ótima. Dois cenários foram preparados. No primeiro o receptor é uma ULA com 8 elementos montada numa torre com linha de visada para uma área suburbana, com frequência da portadora na faixa dos 800 MHz. No segundo cenário, o receptor é um arranjo quadrangular⁴ com 4 elementos montado no topo de um edifício de uma área urbana densa, com frequência da portadora na faixa dos 1900 MHz. Dois ou três transmissores foram utilizados simultaneamente na mesma frequência e a modulação era $\pi/4$ -DQPSK. O objetivo da experiência era comparar os métodos baseados em AOA (formatação de feixe) com aqueles baseados em algoritmos autodidatas e que exploram a estrutura temporal dos sinais (combinação ótima com algoritmos DD e CMA, por exemplo). A importante conclusão deste artigo é que de uma forma geral os algoritmos do tipo CMA oferecem uma redução de interferência significativamente maior do que os baseados em AOA. Isto se deve basicamente ao fato de que não é possível calibrar a resposta do arranjo de antenas com precisão suficiente para que a estimativa de AOA seja eficiente. Esta conclusão foi obtida no cenário suburbano, sendo que no cenário urbano os algoritmos baseados em AOA sequer foram testados, devido à expectativa óbvia de que seu desempenho seria ainda mais sofrível devido à maior presença de multipercursos.

Em [121] é descrito o mais completo receptor baseado em antenas inteligentes de nosso conhecimento. A construção do protótipo foi coordenado por Winters, que também foi um dos

⁴ Veja mais detalhes sobre arranjos quadrangulares no Apêndice B.

pioneiros na fundamentação teórica da combinação ótima. A aplicação em foco é o sistema IS-136 TDMA. No *link* reverso um arranjo adaptativo de 4 antenas é empregado. O arranjo tem uma forma peculiar: 2 antenas são posicionadas no mesmo ponto mas com diversidade de polarização, e outro par destas antenas é posicionado cerca de 3,5 metros afastado do primeiro e com a mesma configuração de diversidade. As frequências da portadora testadas foram de 900 e 1900 MHz. O algoritmo DMI é empregado com adaptação a cada símbolo devido ao desvanecimento rápido no sistema IS-136. O processamento em tempo real para o arranjo de antenas é realizado por 4 DSPs em paralelo. No *link* direto é utilizado um esquema de multifeixes chaveados com 4 feixes de 30° que cobrem um setor de 120° . Os testes de campo incluíram dois transmissores móveis - sinal desejado e interferente - em veículos com velocidades entre 40-90 Km/h e diversos tipos de ambiente, como urbano denso e suburbano. Os resultados práticos do desempenho do algoritmo DMI foram surpreendentemente positivos. Em termos de capacidade de rastreamento (sinal interferente desligado) a perda em SNR para atingir a mesma BER da simulação ficou em torno de 0,5 dB, mesmo para altas velocidades. Com um interferente de igual potência, uma BER de 10^{-2} foi atingida com uma SNR de 15 dB, o que não foi possível com o receptor convencional baseado em diversidade de seleção com 2 antenas. No *link* direto, o esquema de multifeixes chaveados permitiu um aumento de 75% na capacidade, limitando assim o ganho máximo de capacidade no *link* reverso.

Uma implementação prática de um sistema de multifeixes chaveados é reportada em [60]. São utilizados 12 ou 24 feixes para a cobertura da célula com ganhos de capacidade significativos em relação a um sistema com setorização de 120° e diversidade por seleção de 2 ramos. Na mesma linha, um *setup* experimental de multifeixes chaveados é utilizado em [92] para quantificar os ganhos de diversidade angular e compará-los com os ganhos de diversidade espacial. A conclusão é que em ambiente urbano denso o ganho de diversidade angular aproxima-se bastante daquele de diversidade espacial.

Um protótipo para um sistema SDMA puro é descrito em [33]. Um arranjo circular com 10 antenas é empregado na faixa de 800 MHz. Testes de qualidade de voz e medidas de BER são realizados com até 3 usuários transmitindo em um mesmo canal e *time-slot* do sistema GSM. A etapa de equalização de ISI é realizada à parte por um equalizador de Viterbi.

Com relação a sistemas CDMA, temos notícia de um experimento prático em [18][36]. Um arranjo de 4 antenas com a forma peculiar de uma pirâmide é utilizado. A frequência da

portadora era de 2 GHz, a taxa de *chip* foi fixada em 12.5 Mcps para um ganho de processamento de 31 e modulação BPSK. O transmissor é móvel. Os dados recebidos foram gravados para processamento *off-line*, onde utilizaram-se várias das técnicas estudadas nesta tese, tais como o equalizador de MAI, o arranjo de antenas e o processamento espaço-temporal. A conclusão, como se podia esperar, é que as técnicas de recepção avançadas superaram amplamente o desempenho do receptor convencional.

Outro experimento prático de antenas adaptativas e processamento no domínio de código para sistemas CDMA está em curso no projeto *GloMo* desenvolvido pela Virginia Tech (EUA) [1]. Neste projeto visa-se a aplicação de antenas adaptativas na estação-base em conjunto com um esquema de detecção multiusuário generalizado para multipercursos (veja sub-seção 6.4.3). No receptor móvel visa-se a aplicação do equalizador adaptativo.

Diversas empresas tem anunciado produtos baseados em antenas inteligentes (*smart antennas*). Basicamente tratam-se de *appliqués* que se permitem conectar às ERBs convencionais sem require alterações na instalação já em uso. Naturalmente estas empresas não disponibilizam informações sobre aspectos particulares do algoritmo de antena inteligente empregado. A maioria esmagadora dos produtos disponíveis é baseada em multifeixes chaveados, como por exemplo o *Spotlight2000* da empresa americana Metawave [2] direcionada ao sistema CDMA. Com relação à produtos baseados em antenas adaptativas, os testes de campo descritos em [121] e [47] foram patrocinados pela Ericsson e Lucent Technologies, o que nos leva a imaginar que um produto baseado em tais resultados esteja a caminho. A Ericsson batizou a técnica desenvolvida em [47] de IRC (*Interference Rejection Combining*). A empresa inglesa ERA Technology desenvolveu um protótipo de antenas adaptativas adequado ao uso no sistema UMTS. O protótipo foi financiado pela comissão européia ACTS (Advanced Communication Technologies & Systems) como parte do projeto TSUNAMI (Technology in Smart Antennas for Universal Mobile Infrastructure). O protótipo foi inicialmente testado no sistema DCS1800. Os resultados deste projeto, que se mostraram bastante promissores, podem ser encontrados em [7].

Como sequência do projeto ACTS/TSUNAMI, está em curso atualmente o projeto *Sunbeam* que visa o desenvolvimento de arquiteturas realizáveis dentro do contexto da proposta européia UTRA para o IMT-2000. Tal projeto inclui participantes como ERA Technology, Bosch, Motorola, France Telecom e Thomson-CSF.

7.3.2. Antenas Inteligentes

Como sugestão inicial para o estudo da influência do tráfego não uniforme no desempenho de sistemas de antenas inteligentes fica a referência [107]. Pontos de partida para análise dos efeitos da inclusão de antenas práticas (não isotrópicas e com acoplamento mútuo) nas simulações são as referências [127] e [36].

7.3.3. CDMA

O debate sobre a utilização de códigos longos ou curtos têm se intensificado nos últimos anos, ao ponto de um dos patronos da tecnologia CDMA empregada no sistema IS-95 ter se pronunciado a respeito. Assim, em [114], Viterbi se mostra cético quanto a aplicabilidade do esquema de recepção baseado em códigos curtos e cancelamento de interferência através do equalizador adaptativo ou CMOE. A razão levantada para tal é uma grande variabilidade do desempenho desta técnica. De fato, devido ao emprego de códigos curtos com correlações cruzadas que permanecem fixas por muitos intervalos de símbolo, mesmo com o emprego do equalizador adaptativo, o desempenho de diferentes usuários poderá ser bastante diferente. Ao contrário, a abordagem de códigos longos com poderosos códigos corretores de erro - utilizada no sistema IS-95 - permite a mediação da MAI e desta forma o desempenho será mais uniforme. As simulações apresentadas por Viterbi para sustentar suas afirmações concentram-se em mostrar a variabilidade do desempenho do CMOE mas não apresentam um desempenho comparativo do receptor convencional. Além disso, Viterbi não considera que códigos corretores de erro podem se aplicar igualmente aos canceladores de interferência. Por outro lado, neste mesmo trabalho Viterbi se mostra otimista quanto aos benefícios potenciais do processamento espacial nos sistemas CDMA.

A reação de pesquisadores ligados à área de cancelamento de interferência no domínio de código em relação às afirmações de Viterbi se fez, por exemplo, em [116][67][88]. Em [116], Verdu aponta a utilização de conceitos errôneos por parte de Viterbi na sua alegação quanto à variabilidade do desempenho do receptor MMSE. Em [88] uma análise detalhada do desempenho do equalizador MMSE com códigos curtos e do receptor convencional com códigos longos, incluindo códigos corretores de erro nos dois casos, mostra a clara superioridade da abordagem baseada em códigos curtos. Finalmente, em seu artigo tutorial recente [67], Madhow advoga

que a teoria da recepção adaptativa com códigos curtos atingiu um nível de maturidade que permite um projeto de sistema CDMA prático baseado em tal conceito.

As desvantagens do receptor CMOE original têm compelido os pesquisadores a proporem novos algoritmos aparentemente mais robustos. Algumas destas propostas inovadoras encontram-se em [69], [72] e [128] onde o algoritmo CMA é utilizado para aumentar a robustez da adaptação do equalizador de MAI.

7.3.4. Tutoriais

Algumas referências com conteúdo tutorial bem explanado e que não foram citados no texto da tese podem ser de especial valor ao leitor interessado em revisar ou aprofundar aspectos que, por algum motivo, não ficaram plenamente esclarecidos nesta tese. Note que outras referências tutoriais sobre os mesmos temas já foram citados no decorrer da tese. Estas representam portanto um complemento daquelas.

- Arranjos de Antenas & Antenas Inteligentes: [82],[123],[43],[64]
- Detecção Multiusuário: [76]
- Esquemas de Diversidade: [55]
- Sistemas de 3^a geração: [84]
- Implementações Práticas: [33] faz um apanhado das implementações práticas de antenas adaptativas desenvolvidos pela indústria francesa Thomson-CSF.

Apêndice A

Detalhes de Derivações de Algoritmos

A.1. Derivação do Algoritmo GCMA

Nesta seção apresentamos detalhes da obtenção do algoritmo GCMA através do método do gradiente estocástico.

O sinal na saída do equalizador é dado por:

$$y(n) = \mathbf{w}^H(n)\mathbf{x}(n) \quad (\text{A.1})$$

O critério GCM é dado por:

$$J_{GCM}(\mathbf{w}) = \frac{E\{|z(n) - \bar{z}|^2\}}{\bar{z}^2} \quad (\text{A.2})$$

onde $z(n) = |y(n)|^2$ e $\bar{z} = E\{|y(n)|^2\}$. Através do método do gradiente descendente a regra de atualização dos pesos do equalizador é[49]:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \frac{\partial J_{GCM}(\mathbf{w})}{\partial \mathbf{w}} \quad (\text{A.3})$$

onde μ é um fator de passo. Através do método do gradiente estocástico, substituímos a média estatística na definição da função custo pelo seu valor instantâneo, donde tem-se:

$$\frac{\partial J_{GCM}(\mathbf{w})}{\partial \mathbf{w}} = \frac{2[z(n) - \bar{z}]}{\bar{z}^3} \left\{ \bar{z} \left[\frac{\partial z(n)}{\partial \mathbf{w}} - \frac{\partial \bar{z}}{\partial \mathbf{w}} \right] - [z(n) - \bar{z}] \frac{\partial \bar{z}}{\partial \mathbf{w}} \right\} \quad (\text{A.4})$$

$$= \frac{2[z(n) - \bar{z}]}{\bar{z}^3} \left[\bar{z} \frac{\partial z(n)}{\partial \mathbf{w}} - z(n) \frac{\partial \bar{z}}{\partial \mathbf{w}} \right] \quad (\text{A.5})$$

Assim, aplicando as seguintes regras de derivação sobre vetores complexos [20] temos:

$$\frac{\partial z(n)}{\partial \mathbf{w}} = 2y^*(n)\mathbf{x}(n) \quad (\text{A.6})$$

$$\frac{\partial \bar{z}}{\partial \mathbf{w}} = \frac{\partial E\{z(n)\}}{\partial \mathbf{w}} = E\left\{\frac{\partial z(n)}{\partial \mathbf{w}}\right\} = 2E\{y^*(n)\mathbf{x}(n)\} \quad (\text{A.7})$$

Portanto:

$$\frac{\partial J_{GCM}(\mathbf{w})}{\partial \mathbf{w}} = \frac{4[z(n) - \bar{z}]}{\bar{z}^3} [\bar{z}y^*(n)\mathbf{x}(n) - z(n)\mathbf{r}] \quad (\text{A.8})$$

onde $\mathbf{r} = E\{y^*(n)\mathbf{x}(n)\}$. Incorporando o fator constante multiplicativo no fator de passo, temos o algoritmo GCMA:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \frac{[z(n) - \bar{z}]}{\bar{z}^3} [\bar{z}y^*(n)\mathbf{x}(n) - z(n)\mathbf{r}] \quad (\text{A.9})$$

Como descrito no capítulo 2, as médias estatísticas devem ser substituídas por médias temporais, finalizando, assim, a derivação do algoritmo.

A.2. Derivação do Algoritmo com Descorrelação Explícita

Apresentamos detalhes da obtenção de um algoritmo genérico que utiliza o conceito da descorrelação explícita. O sinal na saída do filtro espacial do k -ésimo usuário é dado por:

$$y_k(n) = \mathbf{w}_k^H(n)\mathbf{x}(n) \quad (\text{A.10})$$

O critério modificado que utiliza o conceito da descorrelação explícita é dado por:

$$J'_k(\mathbf{w}_k) = J_k(\mathbf{w}_k) + J_{dec}(\mathbf{w}_k) \quad (\text{A.11})$$

onde:

$$J_{dec}(\mathbf{w}_k) = \gamma \sum_{i=1}^K \sum_{j=1, j \neq i}^K |r_{ij}|^2 \quad (\text{A.12})$$

e $J'_k(\mathbf{w}_k)$ é a função custo modificada para a recuperação do k -ésimo usuário, $J_k(\mathbf{w}_k)$ é a função custo autodidata original, $J_{dec}(\mathbf{w}_k)$ é a função custo que penaliza as correlações cruzadas e $r_{ij} = E\{y_i(n)y_j^*(n)\}$ é a correlação cruzada entre os sinais na saída do filtro espacial dos usuários i e j . O fator γ é o fator de ponderação do termo de decorrelação. Visando obter um algoritmo do tipo LMS precisamos derivar a função custo em (A.11) com relação ao vetor de pesos do usuário desejado. Pela linearidade da operação de gradiente temos que:

$$\nabla_{\mathbf{w}_k}^{J'_k} = \nabla_{\mathbf{w}_k}^{J_k} + \nabla_{\mathbf{w}_k}^{J_{dec}} \quad (\text{A.13})$$

O primeiro termo da somatória leva aos algoritmos autodidatas já conhecidos (CMA ou GCMA). Vamos nos concentrar no gradiente do segundo termo, que representa o termo de decorrelação. É fácil mostrar que:

$$\nabla_{\mathbf{w}_k}^{J_{dec}} = \gamma \sum_{i=1}^K \sum_{j=1, j \neq i}^K \frac{\partial}{\partial \mathbf{w}_k} |r_{ij}|^2 \quad (\text{A.14})$$

Dai:

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{w}_k} (r_{ij} r_{ij}^*) = r_{ij} \frac{\partial r_{ij}^*}{\partial \mathbf{w}_k} + r_{ij}^* \frac{\partial r_{ij}}{\partial \mathbf{w}_k} = r_{ij} \frac{\partial r_{ji}}{\partial \mathbf{w}_k} + r_{ji} \frac{\partial r_{ij}}{\partial \mathbf{w}_k} \quad (\text{A.15})$$

Então:

$$\frac{\partial r_{ij}}{\partial \mathbf{w}_k} = E \left\{ \frac{\partial (y_i y_j^*)}{\partial \mathbf{w}_k} \right\} = E\{y_j^* \mathbf{x}\}, \quad i = k, \quad j \neq k \quad (\text{A.16})$$

$$\frac{\partial r_{ji}}{\partial \mathbf{w}_k} = E \left\{ \frac{\partial (y_j y_i^*)}{\partial \mathbf{w}_k} \right\} = E\{y_i^* \mathbf{x}\}, \quad j = k, \quad i \neq k \quad (\text{A.17})$$

Portanto:

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{w}_k} |r_{ij}|^2 = r_{ik} E\{y_i^* \mathbf{x}\} + r_{jk} E\{y_j^* \mathbf{x}\}, \quad i, j \neq k \quad (\text{A.18})$$

$$\nabla_{\mathbf{w}_k}^{J_{dec}} = \gamma \left(\sum_{i=1, i \neq k}^K r_{ki} E\{y_i^* \mathbf{x}\} + \sum_{j=1, j \neq k}^K r_{kj} E\{y_j^* \mathbf{x}\} \right) \quad (\text{A.19})$$

$$\nabla_{\mathbf{w}_k}^{J_{dec}} = 2\gamma \sum_{i=1, i \neq k}^K r_{ik} E\{y_i^* \mathbf{x}\} \quad (\text{A.20})$$

Um algoritmo autodidata com base no conceito da decorrelação explícita é complementado com a derivada da função custo autodidata original da seguinte maneira:

$$\mathbf{w}_k(n+1) = \mathbf{w}_k(n) - \mu \frac{\partial J_k(\mathbf{w}_k)}{\partial \mathbf{w}_k} - \gamma \sum_{i=1, i \neq k}^K r_{ik} E\{y_i^*(n) \mathbf{x}(n)\} \quad (\text{A.21})$$

onde a constante 4 foi absorvida em γ .

A.3. Obtenção do Algoritmo CMA de Mínimos Quadrados com Decorrelação Explícita

Apresentamos detalhes da obtenção da etapa de mínimos quadrados do algoritmo LSAD-CMA. O sinal na saída do filtro espacial do k -ésimo usuário é dado por:

$$y_k(n) = \mathbf{w}_k^H(n) \mathbf{x}(n) \quad (\text{A.22})$$

Suponhamos que no N -ésimo instante existam $N+1$ vetores de sinal recebidos disponíveis $\mathbf{x}(0), \dots, \mathbf{x}(N)$ assim como sinais de saída do k -ésimo usuário $y_k(0), \dots, y_k(N)$. Além disso assuma a disponibilidade das estatísticas de correlação cruzada r_{ij} , $1 \leq i, j \leq K$, $i \neq j$. Então, para o k -ésimo usuário, um novo critério é proposto e que minimiza a seguinte função custo:

$$J_k(\mathbf{w}_k, N) = \frac{1}{N+1} \sum_{n=0}^N \varepsilon_k^2(n) + \zeta \quad (\text{A.23})$$

onde:

$$\varepsilon_k(n) = (|y_k(n)|^2 - R) \quad (\text{A.24})$$

$$\zeta = \gamma \sum_{i=1}^K \sum_{j=1, j \neq i}^K |r_{ij}|^2 \quad (\text{A.25})$$

O gradiente desta função custo em relação ao vetor de pesos é dado por:

$$\nabla_{\mathbf{w}_k}^{J_k(\mathbf{w}_k, N)} = \frac{1}{N+1} \sum_{n=0}^N (|y_k(n)|^2 - R) y_k^*(n) \mathbf{x}(n) + \gamma \sum_{i=1, i \neq k}^K r_{ik} E\{y_i^*(n) \mathbf{x}(n)\} \quad (\text{A.26})$$

onde utilizamos o resultado clássico do critério CM e o resultado obtido na seção anterior para o termo de decorrelação e omitimos, por conveniência, algumas constantes multiplicativas. Igualando (A.26) a zero temos:

$$\frac{1}{N+1} \sum_{n=0}^N |y_k(n)|^2 y_k^*(n) \mathbf{x}(n) = \frac{1}{N+1} \sum_{n=0}^N R y_k^*(n) \mathbf{x}(n) - \gamma \sum_{i=1, i \neq k}^K r_{ik} E\{y_i^*(n) \mathbf{x}(n)\} \quad (\text{A.27})$$

Podemos reescrever (A.27) como:

$$\mathbf{R}_{xx}(N) \mathbf{w}_k(N) = \mathbf{d}_k(n) \quad (\text{A.28})$$

$$\mathbf{R}_{xx}(N) = \frac{1}{N+1} \sum_{n=0}^N |y_k(n)|^2 \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \quad (\text{A.29})$$

$$\mathbf{d}_k(n) = \frac{1}{N+1} \sum_{n=0}^N R y_k^*(n) \mathbf{x}(n) - \gamma \sum_{i=1, i \neq k}^K r_{ik} E\{y_i^*(n) \mathbf{x}(n)\} \quad (\text{A.30})$$

Finalmente:

$$\mathbf{w}_k(n) = \mathbf{R}_{xx}^{-1}(n) \mathbf{d}_k(n) \quad (\text{A.31})$$

para qualquer instante. A versão final dos algoritmos é obtida empregando-se um filtro de pólo simples para as estimativas de $\mathbf{R}_{xx}(N)$ e $\mathbf{d}_k(n)$, ao invés da janela retangular utilizada em (A.29) e (A.30).

Apêndice B

Aspectos sobre Arranjos de Antenas

B.1. Geometrias de Arranjos de Antenas

Vamos considerar um arranjo de M antenas posicionadas sobre um plano. A fig.B.1 mostra a notação de interesse para o momento. A m -ésima antena faz um ângulo θ_m com o eixo vertical. A onda planar recebida na m -ésima antena faz um ângulo θ com o eixo vertical. Sendo a fase nula de referência aquela na origem então a defasagem na m -ésima antena depende da distância a ser percorrida pela onda plana até atingir a origem, que é dada por:

$$r = r_m \cos(\theta - \theta_m) \quad (\text{B.1})$$

Lembrando que para ocorrer uma defasagem de 2π é necessário percorrer uma distância de um comprimento de onda λ , então a defasagem na m -ésima antena é dada por:

$$\phi_m = \frac{2\pi}{\lambda} r_m \cos(\theta - \theta_m) \quad (\text{B.2})$$

O padrão de irradiação associado à m -ésima antena no arranjo é então dado por:

$$E_m(\theta) = g_m(\theta) w_m e^{j\phi_m} \quad (\text{B.3})$$

onde $g_m(\theta)$ é o padrão físico de irradiação da m -ésima antena e w_m é o peso complexo associado a esta antena. Portanto o padrão de irradiação do arranjo é dado por:

$$E(\theta) = \sum_{m=1}^M g_m(\theta) w_m e^{j\phi_m} \quad (\text{B.4})$$

Se as antenas têm padrões físicos de irradiação iguais (antenas idênticas em forma e orientação), então:

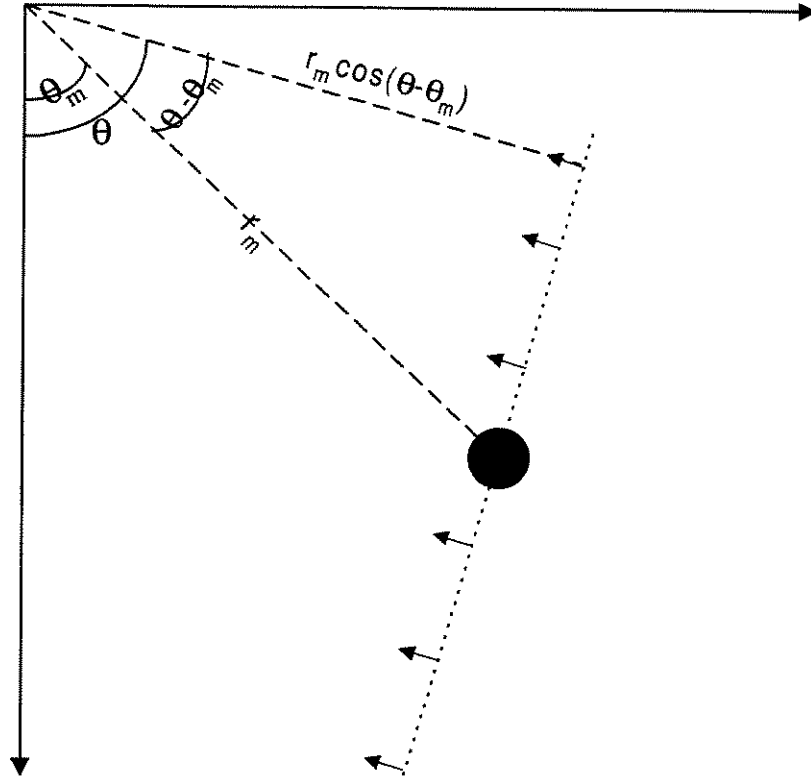


Fig. B.1: Geometria de um arranjo de antenas genérico.

$$E(\theta) = g(\theta) \sum_{m=1}^M w_m e^{j\phi_m} = g(\theta) S(\theta) \quad (\text{B.5})$$

onde o termo $S(\theta)$ é também chamado de fator de arranjo. Nota-se que o padrão de irradiação do arranjo é o produto do padrão físico das antenas utilizadas para sua construção pelo fator de arranjo. Nesta tese assumimos antenas isotrópicas tal que $g(\theta) = 1, \forall \theta$. Para se incorporar os efeitos de antenas práticas basta então modificar $g(\theta)$, sendo que o fator de arranjo calculado nas simulações ao longo de toda a tese não se alteram.

No caso particular de arranjo linear uniforme (ULA) basta modificar a defasagem entre as antenas. Considerando que as antenas se encontram sobre o eixo vertical, então $\theta_m = 0, \forall m$ e $r_m = (m - 1)d$, sendo d a distância entre os elementos. Logo a defasagem no caso ULA é dada por:

$$\phi_m = \frac{2\pi}{\lambda} d(m-1) \cos(\theta) \quad (\text{B.6})$$

A desvantagem do ULA é que os ângulos θ e $-\theta$ não são diferenciados e por isso é necessário limitar os ângulos de chegada na faixa $(0, \pi]$ se não se deseja ambiguidades. Por esta razão adotamos na tese o arranjo linear em combinação com setorização de 120° .

O arranjo circular uniforme coloca as antenas em um círculo de raio R onde a posição angular das antenas é uniforme ou seja o ângulo da m -ésima antena é dado por $\theta_m = \frac{2\pi(m-1)}{M}$, conforme mostra a fig.B.2. Vamos assumir que a fase nula de referência esteja no centro do círculo. Assim a distância a ser percorrida pela onda planar para atingir a origem é dada por:

$$r = R \cos(\theta - \theta_m) \quad (\text{B.7})$$

Assim a fase relativa na m -ésima antena é dada por:

$$\phi_m = \frac{2\pi(m-1)R \cos(\theta - \theta_m)}{\lambda} \quad (\text{B.8})$$

O arranjo quadrangular nada mais é do que um caso particular do arranjo circular. Note que o arranjo circular não sofre o problema da ambiguidade angular do ULA.

B.2. Soluções para Arranjos de Antenas na Ausência de Interferência

Com base em (B.5) podemos estabelecer a condição para maximizar a energia do padrão de irradiação numa direção desejada. Se a direção θ_0 é desejada então basta fazer $w_m = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d(m-1)\cos(\theta_0)}$ em (B.5), para o caso do arranjo linear uniforme. Sendo $\theta_0 = 45^\circ$ mostramos nas figs.B.3 e B.4 os padrões de irradiação para $M = 8$ no caso de arranjos linear e circular uniformes respectivamente quando $d = R = \lambda/2$. Note a ambiguidade no caso do arranjo linear, o que não ocorre com o arranjo circular. Por outro lado o arranjo circular apresenta um maior nível de lóbulos laterais indesejáveis, o que vem a ser sua principal desvantagem.

É interessante notar que a solução acima para a maximização da energia do padrão de irradiação do arranjo numa dada direção também pode ser obtida através da solução ótima MMSE. Vamos tomar o caso do arranjo linear uniforme onde tal solução obtida de forma

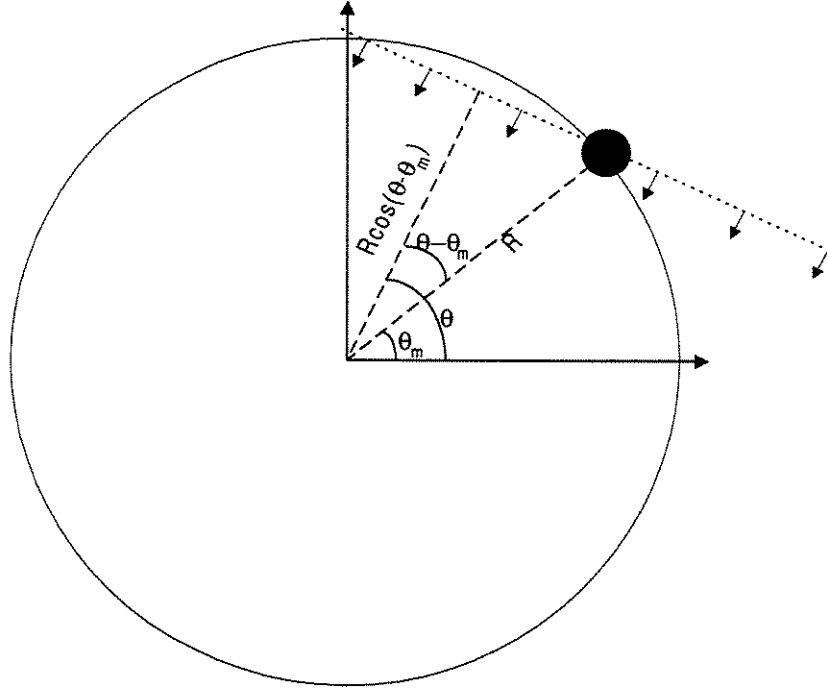


Fig. B.2: Geometria de arranjo circular.

intuitiva é dada por¹:

$$\mathbf{w} = [1 \ e^{j\phi} \ e^{j2\phi} \ \dots e^{j(M-1)\phi}]^T \quad (\text{B.9})$$

onde $\phi = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos(\theta)$. A solução MMSE para o mesmo problema é dada por $\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}$ onde, na ausência de desvanecimento, pode-se escrever $\mathbf{R} = \mathbf{h} \mathbf{h}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M$, $\mathbf{p} = \mathbf{h}$, $\mathbf{h} = [1 \ e^{j\phi} \ e^{j2\phi} \ \dots e^{j(M-1)\phi}]^T$, σ^2 é a potência do ruído AWGN e $\mathbf{I}_M$ é a matriz identidade de ordem M (vide seção 4.1.2). Daí a matriz de autocorrelação pode ser escrita como:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 + \sigma^2 & e^{-j\phi} & \dots & e^{-j(M-1)\phi} \\ e^{j\phi} & 1 + \sigma^2 & \dots & e^{-j(M-2)\phi} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(M-1)\phi} & e^{j(M-2)\phi} & \dots & 1 + \sigma^2 \end{bmatrix} \quad (\text{B.10})$$

A forma geral da inversa da matriz $\mathbf{R}$ foi obtida por indução matemática. Assim pode-se mostrar que:

¹ Estamos assumindo que os complexos conjugados dos pesos são empregados no arranjo.

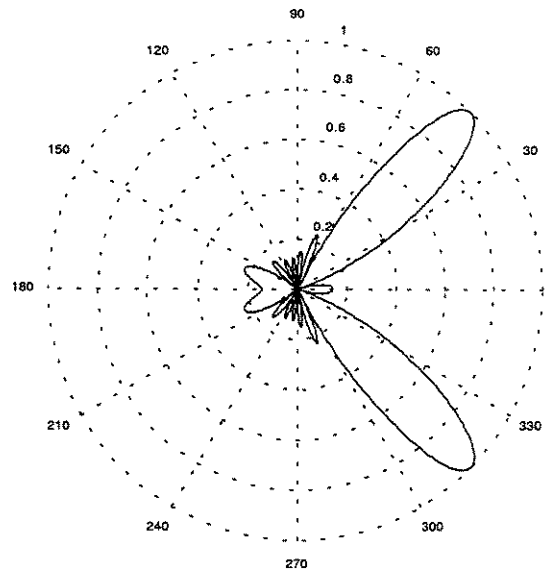


Fig. B.3: Padrão de irradiação do arranjo linear uniforme quando a direção desejada é 45° .

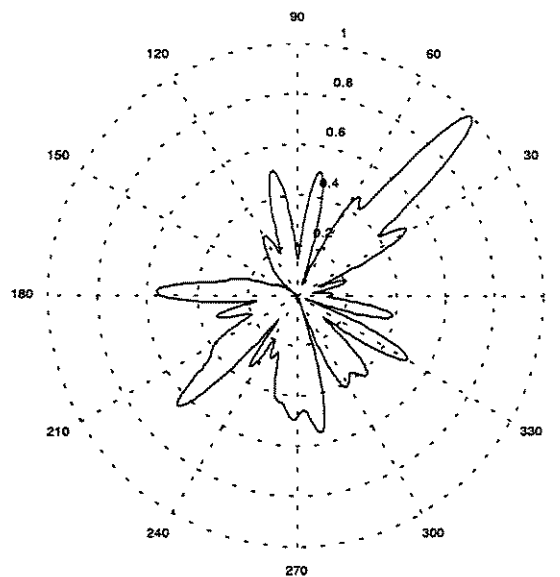


Fig. B.4: Padrão de irradiação do arranjo circular uniforme quando a direção desejada é 45° .

$$\mathbf{R}^{-1} = \frac{1}{\sigma^2(M + \sigma^2)} \begin{bmatrix} (M-1) + \sigma^2 & -e^{-j\phi} & \dots & -e^{-j(M-1)\phi} \\ -e^{j\phi} & (M-1) + \sigma^2 & \dots & -e^{-j(M-2)\phi} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -e^{j(M-1)\phi} & -e^{j(M-2)\phi} & \dots & (M-1) + \sigma^2 \end{bmatrix} \quad (\text{B.11})$$

Mais algumas manipulações nos levam ao resultado desejado:

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p} = \frac{1}{M + \sigma^2} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\phi} \\ \vdots \\ e^{j(M-1)\phi} \end{bmatrix} = \frac{1}{M + \sigma^2} \mathbf{h} \quad (\text{B.12})$$

que nada mais é que uma versão escalonada da solução intuitiva obtida anteriormente.

B.3. Equivalência entre Soluções MRC e MMSE em Arranjos de Antenas na Ausência de Interferência

Tomando os resultados da seção anterior fica fácil mostrar que o método de combinação por razão máxima para sinais em diversidade espacial nada mais é que um caso particular da solução MMSE na ausência de interferência. A única alteração neste caso é que o canal espaço-temporal $\mathbf{h}$ passa a ser dado por um conjunto de ganhos independentes, ou seja, $\mathbf{h} = [\alpha_1 \dots \alpha_M]^T$. Seguindo o mesmo raciocínio desenvolvido na seção anterior é possível mostrar que a solução ótima MMSE de um arranjo de antenas na ausência de interferência co-canal é dada por:

$$\mathbf{w} = \frac{1}{\sum_{m=1}^M |\alpha_m|^2 + \sigma^2} \mathbf{h} \quad (\text{B.13})$$

que é uma versão escalonada da solução de combinação por razão máxima $\mathbf{h}^{*2}$.

B.4. Tempo de Propagação

Em todos os modelos para o sinal recebido em um arranjo de antenas utilizados na tese assumimos implicitamente que o tempo de propagação no arranjo é desprezível se comparado ao intervalo de sinalização. Para exemplificar a validade de tal hipótese vamos tomar o pior caso

² Estamos assumindo que os complexos conjugados dos pesos são empregados no arranjo.

em termos de intervalo de sinalização e de tempo de propagação. A maior taxa de sinalização que tratamos na tese foi a taxa de *chip* de um sistema CDMA com aproximadamente 4 Mcps (*mega chips por segundo*). Isto equivale a $T_c = 250\text{ns}$ de intervalo de sinalização. O pior caso em termos de tempo de propagação no arranjo se dá quando há um maior espaço para a onda percorrer ao longo do arranjo e quando o comprimento de onda é maior. Neste sentido o pior caso tratado na tese foi de um arranjo com espaçamento total entre antenas de 10 comprimentos de onda, o que na faixa de 900 MHz equivale a aproximadamente 3m. Se a velocidade da luz é $3 \times 10^8 \text{m/s}$ então o tempo de propagação pelo arranjo é $T_p \cong 10\text{ns}$. Portanto mesmo no pior caso $T_c \gg T_p$ o que confirma a hipótese assumida na tese.

Caso esta hipótese não fosse válida então mais de um símbolo ou *chip* estariam envolvidos na formação do sinal recebido nas diferentes antenas. Daí, o arranjo de antenas teria que ser do tipo espaço-temporal (veja capítulo 6) mesmo que o canal de propagação fosse plano em frequência.

B.5. Função de autocorrelação Espaço-Temporal

A função de autocorrelação espaço-temporal estabelece uma forma analítica para o grau de autocorrelação espacial e temporal entre duas ondas de banda estreita recebidas em diferentes antenas e instantes. Sendo a forma de onda recebida em uma antena a uma distância d do ponto de referência nula de fase dada por:

$$h_d(t) = \exp j \left[w_d \cos(\phi_n)t + \Phi_n + \frac{2\pi d \sin(\theta_n)}{\lambda} \right] \quad (\text{B.14})$$

onde $w_d = 2\pi f_d$, então a função de autocorrelação espaço-temporal é dada por:

$$\begin{aligned} \rho(t, t + \tau, d, d + \delta) &= E\{h_d(t)h_{d+\delta}^*(t + \tau)\} = \\ &= E\{\exp j [w_d \cos(\phi_n)t - w_d \cos(\phi_m)(t + \tau) + \\ &\quad + \Phi_n - \Phi_m + \alpha d \sin(\theta_n) - \alpha(d + \delta) \sin(\theta_m)]\} \end{aligned} \quad (\text{B.15})$$

onde $\alpha = 2\pi/\lambda$. Como os pares de variáveis aleatórias ϕ_n e ϕ_m , Φ_n e Φ_m , θ_n e θ_m são independentes e identicamente distribuídas, a avaliação de (B.15) nos leva a :

$$\rho(t, t + \tau, d, d + \delta) = \rho(\tau, \delta) = E \{ \exp -j [w_d \cos(\phi_m)\tau + \alpha\delta \sin(\theta_m)] \} \quad (\text{B.16})$$

Neste ponto vale lembrar que ϕ_m é uma variável aleatória uniformemente distribuída em $[0, 2\pi)$ e θ_m uniformemente distribuída em $[\bar{\theta} - \Delta/2, \bar{\theta} + \Delta/2]$ onde $\bar{\theta}$ é o ângulo de chegada central e Δ o espalhamento angular. Retomando (B.16) e aplicando o operador esperança temos:

$$\rho(\tau, \delta) = \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{-jw_d\tau \cos(\phi)} d\phi \right) \left(\frac{1}{\Delta} \int_{\bar{\theta}-\Delta/2}^{\bar{\theta}+\Delta/2} e^{-j\alpha\delta \sin(\theta)} d\theta \right) \quad (\text{B.17})$$

A primeira integral é a definição da função de Bessel de primeira classe e ordem zero $J_0(w_d\tau)$ [104]. A segunda integral pode ser expandida como:

$$\frac{1}{\Delta} \int_{\bar{\theta}-\Delta/2}^{\bar{\theta}+\Delta/2} e^{-j\alpha\delta \sin(\theta)} d\theta = \frac{1}{\Delta} \int_{\bar{\theta}-\Delta/2}^{\bar{\theta}+\Delta/2} \cos(\alpha\delta \sin(\theta)) d\theta - j \frac{1}{\Delta} \int_{\bar{\theta}-\Delta/2}^{\bar{\theta}+\Delta/2} \sin(\alpha\delta \sin(\theta)) d\theta \quad (\text{B.18})$$

Os integrandos podem ser expandidos nas seguintes séries[104]:

$$\cos(x \sin(\theta)) = J_0(x) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l}(x) \cos(2l\theta) \quad (\text{B.19})$$

$$\sin(x \sin(\theta)) = 2 \sum_{l=0}^{\infty} J_{2l+1}(x) \sin((2l+1)\theta) \quad (\text{B.20})$$

onde $J_x(\bullet)$ é a função de Bessel de primeira classe e de ordem x . Com base nestas expansões em série podemos determinar as integrais em (B.18) de forma que, após algumas manipulações e cálculo de integrais elementares, tem-se o resultado final:

$$\begin{aligned} \rho(\tau, \delta) = J_0(w_d\tau) & \left\{ J_0\left(\frac{2\pi\delta}{\lambda}\right) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l}\left(\frac{2\pi\delta}{\lambda}\right) \cos(2l\bar{\theta}) \text{sinc}(l\Delta) + \right. \\ & \left. + j2 \sum_{l=0}^{\infty} J_{2l+1}\left(\frac{2\pi\delta}{\lambda}\right) \sin((2l+1)\bar{\theta}) \text{sinc}(l\Delta + \Delta/2) \right\} \end{aligned} \quad (\text{B.21})$$

onde $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$.

Apêndice C

Conceitos, Definições e Demonstrações Relacionados aos Sistemas DS-CDMA

C.1. Integral Gaussiana (Função Q)

Cálculos de probabilidades envolvendo processos gaussianos requerem o cálculo da área sob a cauda da função densidade de probabilidade gaussiana:

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp - \left(\frac{(x - \mu)^2}{2\sigma^2} \right) \quad (\text{C.1})$$

onde μ é a média e σ é o desvio padrão da distribuição. A probabilidade que uma variável aleatória gaussiana exceda x_0 , $P(x \geq x_0)$, é dada por:

$$P(x \geq x_0) = \int_{x_0}^{\infty} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp - \left(\frac{(x - \mu)^2}{2\sigma^2} \right) dx \quad (\text{C.2})$$

A seguinte transformação de variável pode ser introduzida:

$$u = \frac{x - \mu}{\sigma} \quad (\text{C.3})$$

A nova variável tem média nula e variância unitária. Neste caso a probabilidade de interesse passa a ser:

$$P(u \geq \frac{x_0 - \mu}{\sigma}) = \int_{\frac{x_0 - \mu}{\sigma}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp - \left(\frac{u^2}{2} \right) du \quad (\text{C.4})$$

A integral gaussiana acima não possui uma forma fechada e é usualmente simbolizada por $Q\left(\frac{x_0 - \mu}{\sigma}\right)$.

Considere agora que em um sistema de transmissão digital bipolar $\{\pm 1\}$, com valores equiprováveis, o sinal recebido seja composto do valor do bit desejado mais um termo de ruído:

$$y(t) = I_0(t) + \xi(t) \quad (\text{C.5})$$

A probabilidade de erro na determinação de um bit em um instante específico é igual à probabilidade que $\xi < -I_0$ quando I_0 é positivo ou $\xi > -I_0$ quando I_0 é negativo, ou seja, a probabilidade de erro é igual à probabilidade que $\xi > |I_0|$. Se ξ é uma variável gaussiana de média nula e variância σ_ξ^2 , então a probabilidade de erro é dada por:

$$p_e = \int_{|I_0|}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\xi} \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma_\xi^2}\right) dx \quad (\text{C.6})$$

Fazendo uma mudança de variável $u = x/\sigma_\xi$ temos:

$$p_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{|I_0|/\sigma_\xi}^{\infty} \exp\left(\frac{-u^2}{2}\right) du = Q\left(\frac{|I_0|}{\sigma_\xi}\right) \quad (\text{C.7})$$

O resultado em (C.7) nada mais é que o resultado clássico da expressão de BER para o sistema BPSK:

$$p_e = Q(\sqrt{SNR}) \quad (\text{C.8})$$

onde a relação sinal-ruído SNR é igual a $|I_0|^2 / \sigma_\xi^2$.

C.2. Aproximação Gaussiana para Sistema CDMA

A aproximação gaussiana para DS-CDMA visa a obtenção de uma expressão para a probabilidade de erro de bit. Para tanto a interferência de múltiplo acesso é aproximada como gaussiana, como veremos a seguir. A aproximação gaussiana em CDMA é uma ferramenta de

grande utilidade pois permite uma rápida avaliação da BER sem a necessidade da simulação bit a bit. Esta aproximação tem sido utilizada extensamente em trabalhos relacionados com sistemas CDMA. Nesta seção ilustramos este conceito ao obter a expressão de BER para um sistema CDMA síncrono a nível de *chip* e com recepção convencional. A expressão mais geral para sistemas assíncronos pode ser conferida em [98].

Inicialmente vamos retomar a expressão do sinal de saída do correlator para o i -ésimo usuário (vide cap. 5):

$$y_i(n) = \alpha_i a_i(n) + \sum_{k=1, k \neq i}^K \alpha_k a_k(n) \mathbf{c}_i^T(n) \mathbf{c}_k(n) + \mathbf{c}_i^T(n) \boldsymbol{\nu}(n) \quad (\text{C.9})$$

O primeiro termo representa o sinal desejado, o segundo termo é a MAI e o terceiro o ruído filtrado. Estes termos serão representados por:

$$I_0 = \alpha_i a_i(n) \quad (\text{C.10})$$

$$Z_1 = \sum_{k=1, k \neq i}^K \alpha_k a_k(n) \mathbf{c}_i^T(n) \mathbf{c}_k(n) \quad (\text{C.11})$$

$$Z_2 = \mathbf{c}_i^T(n) \boldsymbol{\nu}(n) \quad (\text{C.12})$$

Combinando os termos de ruído e interferência em um único termo $\xi = Z_1 + Z_2$, o sinal recebido será dado por:

$$y_i(n) = I_0 + \xi \quad (\text{C.13})$$

A aproximação gaussiana consiste em modelar o termo ξ como uma variável aleatória gaussiana de média nula e variância σ_ξ^2 tal que a probabilidade de erro do sistema CDMA possa ser dada simplesmente por:

$$p_e = Q\left(\frac{|I_0|}{\sigma_\xi}\right) \quad (\text{C.14})$$

Tal aproximação é justificada pelo teorema do limite central. Mas para tanto precisamos avaliar o valor da variância σ_ξ^2 . Assim:

$$\sigma_\xi^2 = E \left\{ \left(\sum_{k=1, k \neq i}^K \alpha_k a_k(n) \mathbf{c}_i^T(n) \mathbf{c}_k(n) + \mathbf{c}_i^T(n) \boldsymbol{\nu}(n) \right) \left(\sum_{j=1, j \neq i}^K \alpha_j a_j(n) \mathbf{c}_i^T(n) \mathbf{c}_j(n) + \mathbf{c}_i^T(n) \boldsymbol{\nu}(n) \right) \right\} \quad (\text{C.15})$$

À partir do fato que as sequências dos símbolos de diferentes usuários são descorrelacionadas assim como as amostras de ruído com aquelas, temos:

$$\begin{aligned} \sigma_\xi^2 &= \\ &= E \left\{ \sum_{k=1, k \neq i}^K \alpha_k \alpha_k^* a_k(n) a_k^*(n) \mathbf{c}_i^T(n) \mathbf{c}_k(n) \mathbf{c}_k^T(n) \mathbf{c}_i(n) + \mathbf{c}_i^T(n) \boldsymbol{\nu}(n) \boldsymbol{\nu}^H(n) \mathbf{c}_i(n) \right\} \\ &= \sigma_a^2 \sum_{k=1, k \neq i}^K E\{|\alpha_k|^2\} E\{\mathbf{c}_i^T(n) \mathbf{c}_k(n) \mathbf{c}_k^T(n) \mathbf{c}_i(n)\} + E\{\mathbf{c}_i^T(n) \boldsymbol{\nu}(n) \boldsymbol{\nu}^H(n) \mathbf{c}_i(n)\} \end{aligned} \quad (\text{C.16})$$

onde $\sigma_a^2 = E\{a_k(n) a_k^*(n)\}$ e foi assumida a mesma potência de símbolos para todos os usuários. Precisamos avaliar os termos que envolvem as sequências de espalhamentos. O primeiro termo a avaliar é:

$$E\{\mathbf{c}_i^T(n) \mathbf{c}_k(n) \mathbf{c}_k^T(n) \mathbf{c}_i(n)\} \quad (\text{C.17})$$

Sem perda de generalidade vamos assumir que os códigos serão avaliados em um intervalo de símbolo específico, donde poderemos representá-los na forma vetorial por:

$$\mathbf{c}_i(n) = \mathbf{c}_i = [c_{i,1} \dots c_{i,N}]^T \quad (\text{C.18})$$

$$\mathbf{c}_k(n) = \mathbf{c}_k = [c_{k,1} \dots c_{k,N}]^T \quad (\text{C.19})$$

onde N é o ganho de processamento. Assim temos:

$$E\{\mathbf{c}_i^T(n) \mathbf{c}_k(n) \mathbf{c}_k^T(n) \mathbf{c}_i(n)\} = E \left\{ \sum_{n=1}^N c_{i,n} c_{k,n} \sum_{m=1}^N c_{k,m} c_{i,m} \right\} = E \left\{ \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N c_{i,n} c_{k,n} c_{k,m} c_{i,m} \right\} \quad (\text{C.20})$$

No somatório acima vamos separar os termos nos quais os índices n e m coincidem:

$$\begin{aligned} E\{\mathbf{c}_i^T(n)\mathbf{c}_k(n)\mathbf{c}_k^T(n)\mathbf{c}_i(n)\} &= E\left\{\sum_{n=1}^N c_{i,n}^2 c_{k,n}^2 + \sum_{m=1, m \neq n}^N c_{i,n} c_{k,n} c_{k,m} c_{i,m}\right\} = \\ &= E\left\{\sum_{n=1}^N c_{i,n}^2 c_{k,n}^2\right\} + E\left\{\sum_{m=1, m \neq n}^N c_{i,n} c_{k,n} c_{k,m} c_{i,m}\right\} \quad (\text{C.21}) \end{aligned}$$

Se usamos códigos com energia normalizada para um, então cada *chip* assume valores $\pm 1/\sqrt{N}$. Assim, no segundo termo da equação acima, cada produto $c_{i,n} c_{k,n} c_{k,m} c_{i,m}$ assumirá valores equiprováveis em $\pm 1/N^2$ de forma que a esperança do segundo termo em (C.21) é nula. No primeiro termo por sua vez cada termo $c_{i,n}^2 c_{k,n}^2$ vale exatamente $1/N^2$ donde a esperança do somatório vale $1/N$. Portanto:

$$E\{\mathbf{c}_i^T(n)\mathbf{c}_k(n)\mathbf{c}_k^T(n)\mathbf{c}_i(n)\} = \frac{1}{N} \quad (\text{C.22})$$

O outro termo em (C.16) a avaliar é:

$$E\{\mathbf{c}_i^T(n)\boldsymbol{\nu}(n)\boldsymbol{\nu}^H(n)\mathbf{c}_i(n)\} \quad (\text{C.23})$$

Vamos adotar a mesma representação anterior para o código de espalhamento e para o vetor de amostras de ruído de um instante específico temos:

$$\boldsymbol{\nu}(n) = \boldsymbol{\nu} = [v_1 \dots v_N]^T \quad (\text{C.24})$$

Portanto:

$$E\{\mathbf{c}_i^T(n)\boldsymbol{\nu}(n)\boldsymbol{\nu}^H(n)\mathbf{c}_i(n)\} = E\left\{\sum_{n=1}^N c_{i,n} v_n \sum_{m=1}^N c_{i,m} v_m^*\right\} \quad (\text{C.25})$$

Como o ruído é branco apenas os termos onde os índices n e m coincidem permanecem:

$$E\{\mathbf{c}_i^T(n)\boldsymbol{\nu}(n)\boldsymbol{\nu}^H(n)\mathbf{c}_i(n)\} = E\left\{\sum_{n=1}^N c_{i,n}^2 |v_n|^2\right\} = \sigma_v^2 \quad (\text{C.26})$$

onde $\sigma_v^2 = E\{|v_n|^2\}$ é a potência do ruído. Antes de retomarmos (C.16) vamos definir a

potência recebida devido ao i -ésimo usuário como:

$$P_i = \sigma_a^2 E\{|\alpha_i|^2\} \quad (\text{C.27})$$

Portanto (C.16) pode ser reescrita como:

$$\sigma_\xi^2 = \sum_{k=1, k \neq i}^K \frac{P_k}{N} + \sigma_v^2 \quad (\text{C.28})$$

Portanto a relação sinal-interferência mais ruído para o i -ésimo usuário é dada por:

$$SINR_i = \frac{P_i}{\sum_{k=1, k \neq i}^K \frac{P_k}{N} + \sigma_v^2} \quad (\text{C.29})$$

Caso o termo no denominador de (C.29) seja dominado pela interferência de múltiplo acesso chegamos à expressão desejada:

$$SIR_i = \frac{N \cdot P_i}{\sum_{k=1, k \neq i}^K P_k} \quad (\text{C.30})$$

A expressão acima mostra como o ganho de processamento permite a redução da interferência de múltiplo acesso e como o desbalanceamento de potência pode degradar a relação sinal-interferência.

A expressão mais geral para sistemas assíncronos [98] mostra que a SIR de (C.30) é conservativa. Isto confirma a afirmação de [117] de que o sistema síncrono representa o pior caso em termos de interferência de múltiplo acesso.

C.3. Equivalência entre Receptor Rake MRC e Equalizador MMSE na Ausência de Interferência

Nesta seção mostramos que sob certas condições um equalizador MMSE realiza o mesmo papel de um receptor Rake com combinação por razão máxima. A condição básica para tal equivalência é a ausência de interferência cocanal ou de múltiplo acesso, caso que o equalizador será capaz de tratar mas não o Rake. Ao final da demonstração discutimos situações de interesse

prático onde tal equivalência não se verifica.

Vamos considerar um modelo de transmissão discretizado onde a sequência de símbolos $a(n)$ é transmitida por um canal discreto composto de L coeficientes $\{\alpha_i\}_{i=1}^L$. Assim o sinal recebido $x(n)$ é dado por:

$$x(n) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(n) a(n-l+1) + v(n) \quad (\text{C.31})$$

onde $v(n)$ é a amostra de ruído AWGN. O receptor é um filtro linear também com L pesos, cuja saída é dada por:

$$y(n) = \sum_{l=1}^L w_l x(n-l+1) \quad (\text{C.32})$$

Se este receptor é um equalizador MMSE então a sua solução ótima é dada por:

$$\mathbf{w}_{MMSE} = \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{p} \quad (\text{C.33})$$

Onde:

$$\mathbf{R}_X = E\{\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)\} \quad (\text{C.34})$$

$$\mathbf{p} = E\{a(n-L+1)\mathbf{x}^*(n)\} \quad (\text{C.35})$$

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \dots x(n-L+1)]^T \quad (\text{C.36})$$

onde escolhemos como símbolo desejado aquele com atraso $L-1$. O vetor de entrada do equalizador pode ser reescrito como:

$$\mathbf{x}(n) = [\boldsymbol{\alpha}^T(n)\mathbf{a}(n) \dots \boldsymbol{\alpha}^T(n)\mathbf{a}(n-L+1)]^T + [v(n) \dots v(n-L+1)]^T \quad (\text{C.37})$$

onde $\mathbf{a}(n-L+1) = [a(n-L+1) \dots a(n-L+1-L+1)]^T$ e $\boldsymbol{\alpha}(n) = [\alpha_1(n) \dots \alpha_L(n)]^T$. Assim os elementos da matriz de correlação $\mathbf{R}_X$ são do tipo:

$$r_{\Delta_1, \Delta_2} = E \left\{ [\boldsymbol{\alpha}^T(n) \mathbf{a}(n - \Delta_1) + v(n - \Delta_1)] [\mathbf{a}^H(n - \Delta_2) \boldsymbol{\alpha}^*(n) + v^*(n - \Delta_2)] \right\} \quad (\text{C.38})$$

Considerando o ruído e os símbolos descorrelacionados temos:

$$r_{\Delta_1, \Delta_2} = E \left\{ \boldsymbol{\alpha}^T(n) \mathbf{a}(n - \Delta_1) \mathbf{a}^H(n - \Delta_2) \boldsymbol{\alpha}^*(n) \right\} + E \left\{ v(n - \Delta_1) v^*(n - \Delta_2) \right\} \quad (\text{C.39})$$

O primeiro termo na soma acima pode ser escrito da seguinte forma explícita:

$$\begin{aligned} E \left\{ \boldsymbol{\alpha}^T(n) \mathbf{a}(n - \Delta_1) \mathbf{a}^H(n - \Delta_2) \boldsymbol{\alpha}^*(n) \right\} &= \\ &= \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l(n) a(n - \Delta_1 - l + 1) \right) \left(\sum_{m=1}^L \alpha_m^*(n) a^*(n - \Delta_2 - m + 1) \right) \\ &= \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^L E \{ \alpha_l(n) \alpha_m^*(n) \} E \{ a(n - \Delta_1 - l + 1) a^*(n - \Delta_2 - m + 1) \} \end{aligned} \quad (\text{C.40})$$

Neste momento cabe a seguinte interpretação: a correlação cruzada dos ganhos de canal serão nulas refletindo o fato que os multipercursos são descorrelacionados de forma que a média do conjunto $E \{ \alpha_l(n) \alpha_m^*(n) \}$ é nula para $l \neq m$. Para $l = m$ em (C.41) apenas os termos em que $\Delta_1 = \Delta_2$ sobrevivem. O mesmo vale para o termo que envolve a correlação cruzada das amostras do ruído branco. Assim (C.39) pode ser reescrita como:

$$r_{\Delta_1, \Delta_2} = \begin{cases} \sigma_a^2 \sum_{l=1}^L P_l + \sigma_v^2, & \text{se } \Delta_1 = \Delta_2 \\ 0, & \text{c.c} \end{cases} \quad (\text{C.42})$$

onde $P_l = E \{ |\alpha_l(n)|^2 \}$ é a potência recebida devida ao l -ésimo percurso. Finalmente a matriz de correlação pode ser escrita como a seguinte matriz diagonal:

$$\mathbf{R}_X = \left(\sigma_a^2 \sum_{l=1}^L P_l + \sigma_v^2 \right) \mathbf{I}_L \quad (\text{C.43})$$

O vetor de correlação cruzada em (C.35) é dado simplesmente por:

$$\mathbf{p} = \sigma_a^2 [\alpha_L^* \dots \alpha_1^*]^T \quad (\text{C.44})$$

Portanto a solução MMSE é dada por:

$$\mathbf{w}_{MMSE} = \frac{\sigma_a^2}{\sigma_a^2 \sum_{l=1}^L P_l + \sigma_v^2} \begin{bmatrix} \alpha_L^* \\ \vdots \\ \alpha_1^* \end{bmatrix} \quad (\text{C.45})$$

que nada mais é que uma versão escalonada da solução de combinação por razão máxima empregada no Rake. Assim, a solução de combinação por razão máxima é um caso particular da solução MMSE nas seguintes condições:

- não há interferência cocanal ou de múltiplo acesso
- os ganhos de cada multipercurso são mutuamente descorrelacionados

Com relação à hipótese de descorrelação entre os multipercursos, o receptor Rake leva uma vantagem sobre o equalizador. Enquanto no equalizador a descorrelação é uma hipótese feita sobre o comportamento do canal (que pode ou não se verificar), no Rake a descorrelação é forçada pela propriedade de autocorrelação dos códigos de espalhamento. Assim, embora teoricamente equivalentes, o receptor Rake deverá prover ganhos de diversidade em um maior número de casos práticos que o equalizador adaptativo.

Bibliografia

- [1] *GloMo - Global Mobile Project Web Page*. www.mprg.ee.vt.edu/research/glomo, Virginia Tech.
- [2] *Metawave WebSite*. www.metawave.com.
- [3] *Guide to the Use of ATSC Digital Television Standard*. Relatório Técnico, Advanced Television Systems Consortium, 1995.
- [4] "Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000", *Recommendation ITU-R M.1225* (1997).
- [5] *The Cdma2000 ITU-R RTT Candidate Submission*. Relatório Técnico, 1998.
- [6] *The ETSI UMTS Terrestrial Radio Access (UTRA) ITU-R RTT Candidate Submission*. Relatório Técnico, 1998.
- [7] *UMTS Adaptive Antennas System Proposal*. Relatório Técnico, ERA Technology, 1998.
- [8] *Updated UWC-136 RTT*. Relatório Técnico, Universal Wireless Communications Consortium, 1998.
- [9] Abdulrahman, M., et al. "Decision Feedback Equalization for CDMA in Indoor Wireless Communications", *IEEE Journal on Sel. Areas in Comm.*, 12(4):698–706 (1994).
- [10] Agee, B.G. "Blind Separation and Capture of Communication Signals Using a Multitarget Constant Modulus Beamformer", *Anais MILCOM*, pp. 340–346 (1989).
- [11] Aste, T., et al. "Downlink Beamforming for Cellular Mobile Communications (GSM System)", *Annales des Telecommunications*, 53(11/12):435–448 (1998).
- [12] Bahai, A. e M. Rupp. "Adaptive DFE Algorithms for IS-136 Based TDMA Cellular Phones", *Anais IEEE / Int. Conf. Acoustics Speech and Signal Proc. ICASSP*, pp. 2489–2492 (1997).
- [13] Batista, C. L. *Receptores de Sequências de Máxima Verossimilhança Aplicada Em Telecomunicações Móveis Digitais*. Tese Mestrado, Unicamp, 1995.
- [14] Bevan, D.D.N. "Beam Falsing Loss in Switched Beam Smart Antenna System", *Anais IEEE / VTC - Vehicular Technology Conference*, pp. 1034–1038 (1998).
- [15] Boaventura, A.M.S. *Avaliação de Métodos de Estimação de Direção de Chegada de Sinais Em Sistemas de Comunicação Sem-Fio*. Tese Mestrado, CETUC-PUC, Rio de Janeiro, 1998.
- [16] Boldrini, J.L., et al. *Álgebra Linear*. Harbra 3a.ed., 1986.
- [17] Brandão, A.L. "Quality Assessment for Pre-Detection Diversity Switching", *Anais IEEE / Personal Indoor Mobile Radio Communications PIMRC*, pp. 577–581 (1995).
- [18] Buljore, S., et al. "Experimentation of Space-Diversity Reception Techniques and for DS-CDMA System", *Proc. SPAWC - Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pp. 289–292 (1997).
- [19] Cardieri, P. e A. Lopes. "Desempenho de Equalizador Com Decisão Realimentada Em Comunicações Móveis", *Anais Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, pp. 234–239 (1995).

- [20] Cavalcanti, F.R.P. *Equalização Adaptativa e Autodidata Em Sistemas de Comunicação Digital Com Ênfase Em Técnicas Preditivas*. Tese Mestrado, Universidade Federal do Ceará, 1996.
- [21] Cavalcanti, F.R.P., et al. "A Generalized Constant Modulus Algorithm for Blind Equalization", *Anais IEEE/Globecom - Global Telecommunications Conference* (1998).
- [22] Cavalcanti, F.R.P., et al. "The Generalized Constant Modulus Algorithm Applied to Multiuser Space-Time Equalization", *Anais SPAWC - Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pp. 94-97 (1999).
- [23] Cavalcanti, F.R.P. e J.M.T. Romano. "Abordagens Para a Modelagem Do Canal Espaço-Temporal Com Vistas a Aplicações de Antenas Adaptativas", (*artigo em preparação*)
- [24] Cavalcanti, F.R.P. e J.M.T. Romano. "Blind Multiuser Detection in Space Division Multiple Access Systems", *Annales des Telecommunications, Invited Paper, Special Issue "Multiuser Detection"*, p. (a aparecer) (1999).
- [25] Cavalcanti, F.R.P. e J.M.T. Romano. "Evaluation of Smart Antenna Techniques for Capacity Increase in IS-136 TDMA Cellular System", *Submetido ao Simpósio Brasileiro de Telecomunicações* (1999).
- [26] Cavalcanti, F.R.P. e J.M.T. Romano. "Reducing Capture Effects in Despread-Respread Multitarget Adaptive Arrays in CDMA Systems", *Submetido ao IEEE/Globecom* (1999).
- [27] Cavalcanti, F.R.P., et al. "An Algorithm for Blind Multiuser Detection in SDMA Communications", *Anais ITS - International Telecommunications Symposium*, pp. 365-370 (1998).
- [28] Cavalcanti, F.R.P., et al. "Least-Squares CMA with Decorrelation for Fast Blind Multiuser Signal Separation", *Anais IEEE / Int. Conf. Acoustics Speech and Signal Proc. ICASSP*, 5:2527-2530 (1999).
- [29] Cavalcanti, F.R.P., et al. "Performance of a Space-Code Adaptive Receiver in Multi-Cell DS-CDMA Wireless Networks", *Anais do IEEE / VTC - Vehicular Technology Conference* (1999).
- [30] Chevalier, P., et al. "Smart Antennas for the GSM System: Experimental Results for a Mobile Reception", *Proc. VTC - Vehicular Technology Conference*, pp. 1572-1576 (1997).
- [31] Choi, K., et al. "Design and Implementation of a Grand Alliance HDTV Receiver Prototype", *IEEE Trans. Consumer Electronics*, 43(3):755-760 (1997).
- [32] Cupo, R.L., et al. "A Four-Element Adaptive Antenna Array for IS-136 PCS Base Stations", *Anais IEEE / VTC - Vehicular Technology Conference*, pp. 1577-1581 (1997).
- [33] Demeure, C. e P. Chevalier. "The Smart Antennas at Thomson-CSF Communications:

Concepts , Implementations, Performances and Applications”, *Annales des Telecommunications*, 53(11/12):466–482 (1998).

- [34] Dinan, E.H. e B. Jabbari. “Spreading Codes for Direct Sequence CDMA and Wideband CDMA Cellular Networks”, *IEEE Comm. Magazine*, pp. 48–55 (Setembro 1998).
- [35] Ding, Z., et al. “Ill-Convergence of Godard Blind Equalizers in Data Communication Systems”, *IEEE Trans. Comm.*, 9(39):1313–1327 (1991).
- [36] Diouris, J.F., et al. “Space-Path Diveristy in CDMA Using a Compact Array”, *Annales des Telecommunications*, 53(11/12):410–434 (1998).
- [37] Duel-Hallen, A., et al. “Multiuser Detection for CDMA Systems”, *IEEE Personal Comm. Mag.*, pp. 46–57 (Abril 1995).
- [38] Ertel, R.B., et al. “Overview of Spatial Channel Models for Antenna Array Communications Systems”, *IEEE Personal Communications Magazine*, pp. 10–22 (Fevereiro 1998).
- [39] Falconer, D.D. “Advances in Equalization and Diversity for Portable Wireless Systems”, *Digital Signal Processing*, 3:148–162 (1993).
- [40] Geppert, L. “High-Flying DSP Architectures”, *IEEE Spectrum*, pp. 53–56 (Novembro 1998).
- [41] Gilhousen, K.S., et al. “On the Capacity of a Cellular CDMA System”, *IEEE Trans. Vehich. Tech.*, 40(2):303–312 (1991).
- [42] Glisic, S. e B. Vucetic. *Spread Spectrum CDMA Systems for Wireless Communications*. Artech House, 1997.
- [43] Godara, L. G. “Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications”, *Proc. of the IEEE*, 85(7/8):1029–1245 (1998).
- [44] Godard, D.N. “Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two Dimensional Data Communications Systems”, *IEEE Trans. Comm.*, 28(11):1867–1875 (1980).
- [45] Gosh, M. “Blind Decision Feedback Equalization for Terrestrial Television Receivers”, *Proc. IEEE*, 86(10):2070–2081 (1998).
- [46] Hagerman, B. e S. Mazur. “Adaptive Antennas in IS-136 Systems”, *Anais IEEE / VTC - Vehicular Technology Conference*, pp. 2282–2286 (1998).
- [47] Hagerman, B., et al. “Field Test Performance Results for D-AMPS in PCS Bands with Array Processing”, *Proc. VTC - Vehicular Technology Conference*, pp. 1582–1586 (1997).
- [48] Hashemi, H. “The Indoor Radio Propagation Channel”, *Proc. IEEE*, 81(7):943–968 (1993).
- [49] Haykin, S. *Adaptive Filter Theory*. Prentice-Hall 3ed, 1996.
- [50] Ho, M., et al. “Performance of Switched Beam Smart Antennas for Cellular Radio”, *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, 47(1):10–19 (1998).
- [51] Honig, M., et al. “Blind Adaptive Multiuser Detection”, *IEEE Trans. Info. Theory*,

41(7):944–960 (1995).

- [52] Ishii, N. e R. Kohno. “Spatial and Temporal Equalization Based on an Adaptive Tapped-Delay-Line Array Antenna”, *IEICE Trans. Comm.*, E78B(8):1162–1169 (1995).
- [53] Jakes, W.C. *Microwave Mobile Communications*. Wiley-Interscience, 1974.
- [54] Jamal, K., et al. “Adaptive MLSE Performance on the DAMPS 1900 Channel”, *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, 46(3):634–641 (1997).
- [55] Klein, A., et al. “Known and Novel Diversity Approaches as a Powerful Means for Enhance Performance of Cellular Mobile Radio Systems”, *IEEE J. Sel. Areas in Comm.*, 14(9):1784–1795 (1996).
- [56] Lemaire, R.O., et al. “Wireless LANs and Mobile Networking: Standards and Future Directions”, *IEEE Comm. Mag.*, pp. 86–94 (Agosto 1996).
- [57] Latva-Aho, M. “Bit Error Probability Analysis for FRAMES WCDMA Downlink Receivers”, *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, 47(4):1119–1133 (1998).
- [58] Latva-Aho, M. “Blind Adaptive Single-User Receivers for DS-CDMA Systems in Frequency Selective Fading Channels”, *Anais IEEE/Globecom*, pp. CD-ROM (1998).
- [59] Lee, W.C.Y. *Mobile Communications Engineering*. McGraw-Hill, 1998.
- [60] Li, Y., et al. “Performance Evaluation of a Cellular Base Station Multibeam Antenna”, *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, 46(1):1–9 (1997).
- [61] Liberti, J.C. e T.S. Rappaport. “Analytical Results for Capacity Improvements in CDMA”, *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, 43(3):680–690 (1994).
- [62] Litva, J. e T.K. Lo. *Digital Beamforming in Wireless Communications*. Artech-House, 1996.
- [63] Liu, H. e M.D. Zoltowski. “Blind Equalization in Antenna Array CDMA Systems”, *IEEE Trans. Sig. Proc.*, 45(1):161–172 (1997).
- [64] Lopez, A.R. “Performance Predictions for Cellular Switched Beam Intelligent Antenna Systems”, *IEEE Comm. Mag.*, pp. 152–154 (Outubro 1996).
- [65] Lupas, R. e S. Verdu. “Linear Multiuser Detectors for Synchronous Code-Division Multiple Access Channels”, *IEEE Trans. Info. Theory*, 35(1):123–136 (1989).
- [66] Macchi, O. e E. Eweda. “Convergence Analysis of Self-Adaptive Equalizers”, *IEEE Trans. Info. Theory*, 30(2):161–176 (1984).
- [67] Madhow, U. “Blind Adaptive Interference Suppression for Direct Sequence CDMA”, *Proc. of the IEEE*, 86(10):2049–2069 (1998).
- [68] Madhow, U. e M.L. Honig. “MMSE Interference Suppression for Direct Sequence Spread Spectrum CDMA”, *IEEE Trans. Comm.*, 42(12):3178–3188 (1994).
- [69] Mangalvedhe, N.R. e J.H. Reed. “Blind CDMA Interference Rejection in Multipath Channels”, *Proc. VTC - Vehicular Technology Conference*, pp. 21–25 (1997).
- [70] Mayrargue, S. “Spatial Equalization of Radio Mobile Channel Without Beamforming

- Using CMA”, *Int. Conf. Acoustics Speech and Sig. Proc. - ICASSP*, 3:344–347 (1993).
- [71] Mayrargue, S. “A Blind Spatio-Temporal Equalizer for a Radio Mobile Channel”, *Int. Conf. Acoustics Speech and Sig. Proc. - ICASSP*, 3:317–320 (1994).
 - [72] Miguez, J. e L. Castedo. “A Linearly Constrained Constant Modulus Approach to Blind Adaptive Interference Suppression”, *IEEE Comm. Letters*, 2(8):217–219 (1998).
 - [73] Miller, S.L. “An Adaptive Direct Sequence CDMA Receiver for Multiuser Interference Rejection”, *IEEE Trans. Comm.*, 43(2/3/4):1746–1755 (1995).
 - [74] Morello, J.T., et al. “Adaptive DFE for GMSK in Indoor Radio Channels”, *IEEE J. Sel. Areas in Comm.*, 14(3):492–501 (1996).
 - [75] Morrow, R.K. “A Peek Into Pandora’s Box: Direct Sequence Vs. Frequency Hopped Spread Spectrum”, *Anais 8th. Virginia Tech Symp. on Wireless Personal Comm.*, pp. 339–348 (1998).
 - [76] Moshavi, S. “Multiuser Detection for DS-CDMA Communications”, *IEEE Comm. Mag.*, pp. 124–136 (Outubro 1996).
 - [77] Mota, J.C.M. *Equalização Adaptativa Em Sistemas Rádio Digitais : Das Técnicas Em Frequência À Teoria Da Desconvolução Autodidata*. Tese Doutorado, Unicamp, 1992.
 - [78] Naguib, A. F. “Space-Time Receivers for CDMA Multipath Signals”, *Anais IEEE/ICC Int. Conf. Communications*, pp. CD-ROM (1997).
 - [79] Naguib, A. F., et al. “Capacity Improvement with Base Station Antenna Arrays in Cellular CDMA”, *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, 43(3):691–698 (1994).
 - [80] Naguib, A.F. *Adaptive Antennas for CDMA Wireless Networks*. Tese Doutorado, Stanford Univeristy, EUA, 1996.
 - [81] Neves, A. L., et al. “Simulação Em DSP de Equalizador MLSE Para Sistemas D-AMPS de Telefonia Celular Digital”, *Submetido ao Simpósio Brasileiro de Telecomunicações* (1999).
 - [82] Nicolau, E. e D. Zaharia. *Adaptive Arrays*. Elsevier Ed., 1989.
 - [83] Ohgane, T., et al. “An Implementation of a CMA Adaptive Array for High Speed GMSK Transmission in Mobile Communications”, *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, 42(3):282–288 (1993).
 - [84] Ojanpera, T. e R. Prasad. *Wideband CDMA for Third Generation Mobile Communications*. Artech House, 1998.
 - [85] Pahlavan, K. e A.H. Levesque. *Wireless Information Networks*. Wiley, 1995.
 - [86] Papadias, C.B. e A.J. Paulraj. “A Constant Modulus Algorithm for Multiuser Signal Separation in Presence of Delay Spread Using Antenna Arrays”, *IEEE Sig. Proc. Letters*, 4(6):178–181 (1997).
 - [87] Papoulis, A. *Probability Random Variables and Stochastic Processes*. McGraw-Hill, 1991.
 - [88] Parkwall, S. “User Performance Variability in DS-CDMA Systems: Long Vs. Short

- Spreading Codes”, *Proc. Globecom - Global Telecommunications Conference* (1998).
- [89] Parsons, D. *The Mobile Radio Propagation Channels*. Pentech Press, 1992.
 - [90] Patel, P. e J. Holtzman. “Analysis of a Simple Successive Interference Cancellation Scheme in a DS/CDMA System”, *IEEE Journal on Sel. Areas in Comm.*, 12(5):796–807 (1994).
 - [91] Paulraj, A.J. e C.B. Papadias. “Space-Time Processing for Wireless Communications”, *IEEE Sig. Proc. Magazine*, pp. 49–83 (Novembro 1997).
 - [92] Perini, P.L. e C.L. Holloway. “Angle and Space Diversity Comparisons in Different Mobile Radio Environments”, *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, 46(6):764–775 (1998).
 - [93] Petrus, P. *Novel Adaptive Array Algorithms and their Impact on Cellular System Capacity*. Tese Doutorado, Virginia Tech, EUA, 1997.
 - [94] Pham, V.D. e T.B. Vu. “Adaptive Space-Time Reduced Length MMSE Receivers for Interference Suppression in DS-CDMA”, *Electronics Letters*, 34(5):427–428 (1998).
 - [95] Proakis, J.G. *Digital Communications*. McGraw-Hill 3ed., 1995.
 - [96] Qureshi, S.U. “Adaptive Equalization”, *Proc. IEEE*, 73(9):1349–1387 (1985).
 - [97] Rapajic, P.B. e B.S. Vucetic. “Adaptive Receiver Structures for Asynchronous CDMA Systems”, *IEEE Journal on Sel. Areas in Comm.*, 12(4):685–697 (1994).
 - [98] Rappaport, T. S. *Wireless Communications*. Prentice Hall, 1996.
 - [99] Rappaport, T.S., et al. “Performance of DFEs in Simulated Urban and Indoor Radio Channels”, *IEICE Trans. Comm.*, E76B(2):78–89 (1993).
 - [100] Rong, Z., et al. “Despread-Respread Multi-Target Constant Modulus Array for CDMA Systems”, *IEEE Comm. Letters*, 1(4):114–116 (1997).
 - [101] Rong, Z., et al. “Simulation of Multitarget Adaptive Array Algorithms for Wireless CDMA Systems”, *Anais Anais IEEE / VTC - Vehicular Technology Conference*, pp. 1–5 (1997).
 - [102] Salz, J. e J. Winters. “Effect of Fading Correlation on Adaptive Arrays in Digital Wireless Communications”, *Anais IEEE / ICC - Int. Conf. Communications*, pp. 1768–1774 (1993).
 - [103] Sklar, B. “Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems: Parts I and II”, *IEEE Communications Magazine*, pp. 136–155 (Setembro 1997).
 - [104] Spiegel, M.R. *Manual de Fórmulas, Métodos e Tabelas de Matemática*. Schaum, 1992.
 - [105] Strandell, J., et al. “Experimental Evaluation of an Adaptive Antenna for a TDMA Mobile Telephony System”, *Proc. PIMRC - Personal, Indoor and Mobile Radio Comm. Conf.* (1997).
 - [106] Swindlehurst, A.L., et al. “Some Experiments with Array Data Collected in Actual Urban and Suburban Environments”, *Anais SPAWC - Signal Processing Workshop in Wireless Communications*, pp. 301–304 (1997).

- [107] Tangemann, M. "Influence of the User Mobility on the Spatial Multiplex Gain of an Adaptive SDMA System", *Proc. Proc. PIMRC - Personal, Indoor and Mobile Radio Comm. Conf.*, pp. 745–749 (1994).
- [108] Thompson, J.S., et al. "Smart Antenna Arrays for CDMA Systems", *IEEE Personal Communications Magazine*, pp. 16–25 (Outubro 1996).
- [109] Treichler, J.R. e B.G. Agee. "A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals", *IEEE Trans. Acoustics Speech and Sig. Proc.*, 31(2):459–471 (1983).
- [110] Treichler, J.R., et al. "Fractionally Spaced Equalizers", *IEEE Sig. Proc. Mag.*, pp. 65–81 (Maio 1996).
- [111] Treichler, J.R., et al. "Practical Blind Demodulators for High-Order QAM Signals", *Proc. IEEE*, 86(10):1907–1926 (1998).
- [112] Tsai, J. e R. Buehrer. "Frequency Reuse Reduction for IS-136 Using a Four Element Adaptive Array", *Anais 8th. Virginia Tech Symposium on Wireless Personal Communications*, pp. 11–22 (1998).
- [113] Varanasi, M. e B. Aazhang. "Multistage Detection in Asynchronous Code Division Multiple Access Communications", *IEEE Trans. Comm.*, 38(4):509–519 (1990).
- [114] Vembu, S. e A.J. Viterbi. "Two Different Philosophies in CDMA - a Comparison", *Proc. VTC - Vehicular Technology Conference*, pp. 869–873 (1996).
- [115] Verdu, S. "Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple Access Channels", *IEEE Trans. Info. Theory*, 32(1):85–96 (1986).
- [116] Verdu, S. *Demodulation in Presence of Multiuser Interference: Progress and Misconceptions*, capítulo em *Intelligent Methods in Signal Processing and Communications*. Birkhauser, 1997.
- [117] Verdu, S. *Multiuser Detection*. Cambridge Press, 1998.
- [118] Wang, X. e H.V. Poor. "Blind Equalization and Multiuser Detection in Dispersive CDMA Channels", *IEEE Trans. Comm.*, 46(1):91–103 (1998).
- [119] Wang, X. e H.V. Poor. "Blind Multiuser Detection: A Subspace Approach", *IEEE Trans. Info. Theory*, 44(2):677–690 (1998).
- [120] Winters, J. H. "Optimum Combining in Digital Mobile Radio with Cochannel Interference", *IEEE Journal on Sel. Areas in Comm.*, pp. 528–539 (1984).
- [121] Winters, J. H. "Adaptive Antennas for Wireless Systems", *Notas de Tutorial, Globecom - Global Telecommunications Conference* (1998).
- [122] Winters, J.H. "Signal Acquisition and Tracking with Adaptive Arrays in the Digital Mobile Radio System IS-54 with Flat Fading", *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, 42(4):377–384 (1993).
- [123] Winters, J.H. "Smart Antennas for Wireless Systems", *IEEE Personal Comm. Mag.*, pp. 23–27 (Fevereiro 1998).
- [124] Winters, J.H., et al. "The Impact of Antenna Diversity on the Capacity of Wireless Communication Systems", *IEEE Trans. Comm.*, 42(2/3/4):1740–1750 (1994).

- [125] Woodward, G. e B.S. Vucetic. "Adaptive Detection for DS-CDMA", *Proc. of the IEEE*, 86(7):1413–1434 (1998).
- [126] Yacoub, M. D. *Foundations of Mobile Radio Engineering*. CRC Press, 1993.
- [127] Yvan, H., et al. "The Mutual Coupling and Diffraction Effects on the Performance of a CMA Adaptive Array", *IEEE Trans. Vehic. Tech.*, 47(3):728–736 (1998).
- [128] Zecevic, N. e J.H. Reed. "Blind Adaptation Algorithms for Direct Sequence Spread Spectrum CDMA Single-User Detection", *Proc. VTC - Vehicular Technology Conference*, pp. 2133–2137 (1997).
- [129] Zvonar, Z. e D. Brady. "Suboptimal Multiuser Detector for Frequency Selective Rayleigh Fading Synchronous CDMA Channels", *IEEE Trans. Comm.*, 43(2/3/4):154–157 (1995).