

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação
Departamento de Comunicações

Análise de Desempenho de Sistemas CDMA Utilizando Arranjo de Antenas em Canais Seletivos em Frequência

Autora:

Silvia Regina Coelho da Rosa

Orientador:

Prof. Dr. Celso de Almeida

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da UNICAMP como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Campinas, Novembro de 2002

**Análise de Desempenho de Sistemas
CDMA Utilizando Arranjo de Antenas
em Canais Seletivos em Frequência**

Autora:

Silvia Regina Coelho da Rosa

Orientador:

Prof. Dr. Celso de Almeida

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da UNICAMP como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Celso de Almeida (Orientador)

Prof. Dr. Hélio Magalhães de Oliveira

Prof. Dr. Renato Baldini Filho

FEEC/UNICAMP

DES/UFPE

FEEC/UNICAMP

Campinas, Novembro de 2002

Resumo

O objetivo deste trabalho é o de analisar o desempenho dos enlaces reverso e direto de um sistema CDMA constituído de apenas uma célula empregando um arranjo linear de antenas na estação rádio base. Esta análise é fundamentada no cálculo da probabilidade de erro de bit média. A análise de desempenho do sistema é desenvolvida com sinais BPSK transmitidos através de um canal com múltiplos percursos com desvanecimento Rayleigh. O desvanecimento é considerado estatisticamente independente e descorrelacionado entre as antenas. A interferência de acesso múltiplo é modelada usando-se a aproximação gaussiana. Na análise de desempenho do enlace reverso, consideramos na estação rádio base um receptor Rake bidimensional (Rake 2D) que combina sinais nos domínios temporal e espacial. Na análise de desempenho do enlace direto, as estações móveis são equipadas com um receptor Rake convencional enquanto que a ERB dispõe de um arranjo de antenas. Os resultados analíticos mostram que um arranjo de antenas na estação rádio base melhora o desempenho de ambos os enlaces de um sistema CDMA constituído de apenas uma célula.

Abstract

The aim of this work is to carry out a performance analysis of a single cell CDMA cellular system with a uniform linear antenna array at the base station for both downlink and uplink. This analysis is based on the evaluation of the average bit error probability. The system performance analysis is developed with binary shift keying (BPSK) modulated signals on a Rayleigh fading multipath channel. The fading is considered statistically independent and uncorrelated among antennas. The Gaussian approximation is used to model all the interferences. In the uplink performance analysis, the receiver structure at the base station is assumed to be a two-dimensional RAKE receiver (2D-RAKE) that combines signals in both spatial and time domains. In the downlink performance analysis, a conventional RAKE receiver is employed at the mobile stations. The analytical results show that antenna array at the base station can improve both downlink and uplink performance of a single cell CDMA system.

*Ao meu pai.
Pelos exemplos,
Pelos lições de vida,
Por tudo que me ensinou.*

Agradecimentos

Agradeço a todas as pessoas que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

Agradeço especialmente a minha mãe Regina por seu terno amor, dedicação, por sua voz sempre doce e carinhosa.

A você, Marcelo, minha graça alcançada, obrigada pelo amor, cumplicidade, apoio e paciência. Obrigada ainda por ter mudado minha vida.

Agradeço as minhas irmãs Sheila e Suzelle pela força do amor que nos une, pelo apoio incondicional e descontraídas conversas à distância.

Ao meu orientador, Celso de Almeida, pela oportunidade, orientação e paciência, sem as quais não seria possível a execução e conclusão deste trabalho.

Agradeço imensamente aos Grasseschi & Mathias Duarte por terem me acolhido como um dos seus. Obrigada pelo carinho e incentivo.

Agradeço aqueles que (con)viveram comigo e tornaram meu dias em Campinas bem mais alegres: Adriana, André, Ana Paula & Cia, Carlos Henrique, Carolina, Daniel, Daniela, Divanilson, Fabrício, Gustavo, Igor, Jim, Joselan, Luciana, Márcio, Raquel, Raul, Verena, Virgínia, Vítor, Taciana. Obrigada pela alegria dos nossos momentos, pelo carinho e preciosa amizade.

Aos amigos da Unicamp: Cíntia, Gonzalo, Hélcio, Irênio, Jorge, Letícia, Rafael, Rodrigo Gusmão, Romis, Tarciana, Teógenes e tantos outros. Obrigada pelo companheirismo, agradável convivência e apoio.

Aos Profs. Drs. Hélio Magalhães de Oliveira (UFPE) e Renato Baldini Filho (UNICAMP), por participarem da banca examinadora.

Aos professores da UFPA, Eurípedes Pinheiro, João Crisóstomo e Luiz Affonso Guedes, pela amizade e incentivo.

Às funcionárias da FEEC, Lúcia e Noêmia, que sempre foram muito atenciosas comigo.

Gostaria de expressar meus sinceros agradecimentos aos que contribuíram de forma indispensável na conclusão deste trabalho: Rodrigo Ramos, pela paciência e auxílio em \LaTeX e “*bugs*” do computador. Gustavo, pelas dicas de simulação e por ter desvendado o mistério do ruído complexo. Fabrício, pelo auxílio no Matlab e pela infundável paciência.

Agradeço a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro.

Sumário

1	Introdução	1
2	Introdução Teórica	5
2.1	Sistema Móvel Celular	5
2.1.1	Introdução	5
2.1.2	Interferência	5
2.1.3	Setorização	6
2.1.4	Atividade de Voz	6
2.2	Perdas no Canal	6
2.2.1	Perda de Percurso	6
2.2.2	Sombreamento	7
2.2.3	Desvanecimento em Canais com Múltiplos Percursos	7
2.3	Caracterização de Canais por Múltiplos Percursos	9
2.4	Modelo de Canal com Múltiplos Percursos	10
2.5	Técnicas de Diversidade	11
2.6	Espalhamento Espectral	13
2.7	Seqüências de Espalhamento	16
2.7.1	Seqüências de Comprimento Máximo	17
2.7.2	Seqüências Gold	18
2.7.3	Seqüências Puramente Aleatórias	19
2.7.4	Seqüências Walsh	19
2.8	Sistemas CDMA	20
2.8.1	Modelo de um Sistema CDMA	21
2.8.2	Receptor Rake	23
2.8.3	Desempenho do Receptor Rake em Sistemas CDMA	24
2.9	Arranjo Linear de Antenas	30
2.9.1	Introdução	30

2.9.2	Vetor de Assinatura Espacial	33
2.9.3	Relação Sinal-Interferência	35
2.9.4	Interferência Média Normalizada	36
2.9.5	Modelo de Canal Espaço-Temporal	38
2.9.6	Introdução ao Receptor Rake 2D	40
3	Enlace Reverso	43
3.1	Modelo do Sistema	43
3.2	Modelo do Receptor	45
3.3	Probabilidade de Erro de Bit Média	50
3.3.1	SNIR por Bit Média	52
3.4	Casos Particulares	53
3.4.1	Sistema CDMA sem arranjo de antenas na ERB em um canal com desvanecimento plano	53
3.4.2	Sistema CDMA sem arranjo de antenas na ERB em um canal seletivo em frequência	54
3.4.3	Sistema CDMA com um arranjo de antenas na ERB em um canal com desvanecimento plano	54
3.5	Resultados Numéricos e Conclusões	55
4	Enlace Direto	61
4.1	Modelo do Sistema	62
4.2	Modelo do Receptor	65
4.3	Probabilidade de Erro de Bit Média	70
4.3.1	SNIR por Bit Média	72
4.4	Casos Particulares	73
4.4.1	Sistema CDMA sem arranjo de antenas na ERB em um canal com desvanecimento plano	73
4.4.2	Sistema CDMA sem arranjo de antenas na ERB em um canal seletivo em frequência	74
4.4.3	Sistema CDMA com um arranjo de antenas na ERB em um canal com desvanecimento plano	74
4.5	Resultados Numéricos e Conclusões	76
5	Conclusão	83
5.1	Considerações Finais	83
5.2	Propostas para Trabalhos Futuros	84

A Simulação Computacional	87
A.1 Modelo Básico de Simulação	87
A.2 Simulador_ER	88
A.3 Simulador_ED	91
Referências Bibliográficas	95

Lista de Figuras

2.1	Exemplo de resposta a um impulso de um canal com múltiplos percursos variante no tempo.	7
2.2	Canal seletivo em frequência modelado como uma linha de atrasos com derivações.	10
2.3	Modelo de um sistema de comunicações com espalhamento espectral.	14
2.4	Espalhamento espectral do tipo DS.	15
2.5	Registrador de deslocamento de m -estágios com realimentação linear.	17
2.6	Modelo de enlace reverso de um sistema CDMA.	22
2.7	Diagrama esquemático de um receptor Rake.	24
2.8	Geometria de um arranjo linear uniforme de M antenas orientado ao longo do eixo x	31
2.9	Arranjo linear de antenas orientado ao longo do eixo x recebendo uma onda plana da direção θ	32
2.10	Sinais incidentes em um arranjo de antenas considerando um canal com múltiplos percursos.	38
2.11	Modelo de canal espaço-temporal entre o l -ésimo percurso do k -ésimo usuário e um arranjo linear de M antenas uniformemente espaçadas.	39
2.12	Modelo de um receptor Rake 2D.	41
3.1	Resultados teóricos e de simulação Resultados teóricos e de simulação para o desempenho do enlace reverso de um sistema CDMA assíncrono empregando um receptor Rake 2D, em função do número de usuários, para $G = 16$, $M = 3$, $L = 2$ e $E_b/N_0 = 10$ dB	55
3.2	Probabilidade de erro de bit média, em função do carregamento, para $E_b/N_0 = 10$ dB e parametrizada pelo número de percursos, considerando um arranjo linear uniforme de 3 antenas na ERB.	56

3.3	Probabilidade de erro de bit média de um sistema CDMA, em função do carregamento, para $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$ e parametrizada pelo número de antenas, considerando um canal seletivo com 3 percursos.	57
3.4	Probabilidade de erro de bit média em função da relação sinal-ruído, parametrizada pelo número de percursos e pelo carregamento do sistema, considerando um arranjo linear uniforme de 3 antenas na ERB.	58
3.5	Probabilidade de erro de bit média, em função da relação sinal-ruído, parametrizada pelo número de antenas e pelo carregamento, considerando um canal seletivo com 3 percursos.	59
3.6	Probabilidade de erro de bit média, em função do carregamento, parametrizada pelo número de percursos e pelo número de antenas.	60
4.1	Modelo de canal para o l -ésimo percurso entre o arranjo de antenas na ERB e o k -ésimo usuário.	63
4.2	Resultados teóricos e de simulação para o desempenho do enlace direto de um sistema CDMA síncrono com um arranjo de antenas na ERB, em função do número de usuários, para $G = 16$, $M = 3$, $L = 2$ e $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$	76
4.3	Probabilidade de erro de bit média, em função do carregamento, para $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$ e parametrizada pelo número de percursos, considerando um arranjo linear uniforme de 3 antenas na ERB.	77
4.4	Probabilidade de erro de bit média do enlace direto de um sistema CDMA, em função do carregamento, para $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$ e parametrizada pelo número de antenas, considerando um canal seletivo com $L = 3$ percursos.	78
4.5	Probabilidade de erro de bit média, em função da relação sinal-ruído, parametrizada pelo número de percursos e pelo carregamento do sistema, considerando um arranjo linear uniforme de 3 antenas na ERB.	79
4.6	Probabilidade de erro de bit média, em função da relação sinal-ruído, parametrizada pelo número de antenas e pelo carregamento, considerando um canal seletivo com $L = 3$ percursos.	80
4.7	Probabilidade de erro de bit média, utilizando-se seqüências Walsh ou seqüências aleatórias em função do carregamento, para $M = 3$, $L = 2$ e $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$	81
A.1	Modelo básico de simulação.	87
A.2	Modelo do receptor do Simulador_ER.	90
A.3	Modelo do receptor do Simulador_ED.	93

Glossário

Abreviaturas

BPSK - *Binary Phase Shift Keying*

DOA - *Direction-of-arrival* (Direção de chegada)

DS/SS - Espalhamento espectral por seqüência direta

ERB - Estação rádio base

ERM - Estação rádio móvel

CDMA - *Code Division Multiple Access* (Acesso múltiplo por divisão de códigos)

FDMA - *Frequency Division Multiple Access* (Acesso múltiplo por divisão em frequência)

FH/SS - Espalhamento espectral por saltos em frequência

ISI - *Intersymbol Interference* (Interferência Intersimbólica)

Rake 2D - Receptor Rake bidimensional

SCM - Seqüência de comprimento máximo

SIR - Relação sinal-interferência

SNR - Relação sinal-ruído

SNIR - Relação sinal-ruído-mais-interferência

SS - *Spread Spectrum* (Espalhamento Espectral)

TDMA - *Time Division Multiple Access* (Acesso múltiplo por divisão no tempo)

Símbolos

L - Número de percursos resolvíveis

M - Número de antenas

K - Número de usuários do sistema

G - Ganho de processamento

$\frac{K-1}{G}$ - Carregamento do sistema

W - Banda do sinal transmitido

T - Intervalo de duração de um símbolo

T_c - Intervalo de duração de um *chip*

E_b - Energia média por bit

A_k - Amplitude do sinal do k -ésimo usuário

A - Amplitude do sinal transmitido quando o controle de potência é perfeito

b_k - Seqüência de bits de informação do k -ésimo usuário

c_k - Seqüência de espalhamento espectral do k -ésimo usuário

τ_k - Atraso de transmissão do sinal do k -ésimo usuário

ϕ_k - Fase inicial do sinal do k -ésimo usuário

$s_k(t)$ - Envoltória complexa do sinal do k -ésimo usuário

$h_k(t, \tau_{l,k})$ - Resposta impulsiva do canal do k -ésimo usuário

$\alpha_{l,k}$ - Atenuação do l -ésimo percurso do k -ésimo usuário

$\Psi_{l,k}$ - Fase do l -ésimo percurso do k -ésimo usuário

$\tau_{l,k}$ - Atraso do l -ésimo percurso do k -ésimo usuário

$n(t)$ - Ruído aditivo gaussiano branco

d - Espaçamento entre duas antenas adjacentes

λ - Comprimento de onda da portadora

φ - Diferença de fase entre sinais recebidos em antenas adjacentes de um arranjo linear

θ - Ângulo de chegada

$\mathbf{a}(\theta)$ - Vetor de assinatura espacial na direção θ

P_b - Probabilidade de erro condicionada ao desvanecimento

$p(\gamma_b)$ - Função densidade de probabilidade da variável γ_b

\overline{P}_b - Probabilidade de erro de bit média

E_b/N_0 - Relação sinal-ruído

γ_b - Relação sinal-ruído-mais-interferência por bit instantânea

$\overline{\gamma}_b$ - Relação sinal-ruído-mais-interferência por bit média

Notações

$(*)$ - Operação de convolução

$(\cdot)^T$ - Operação de transposição de vetores

$(\cdot)^H$ - Operação Hermitiana (conjugado transposto)

$|x|$ - Módulo de x

x^* - Conjugado de x

$sen(x)$ - Seno de x

$cos(x)$ - Co-seno de x

$Re(x)$ - Valor real de x

$E[x]$ ou \overline{x} - Valor esperado de x

$Var[x]$ - Variância de x

$\delta(t)$ - Distribuição de Dirac

$\delta[i]$ - Delta de Dirac discreto

Capítulo 1

Introdução

O sistema de acesso múltiplo por divisão de códigos (“*Code Division Multiple Access*” - CDMA) é uma tecnologia digital baseada na técnica de espalhamento espectral dos sinais [1], em que diversos usuários utilizam simultaneamente o mesmo espectro de frequência, porém, o sinal de informação de cada usuário é multiplicado por uma seqüência de espalhamento única que o diferencia dos demais [2].

Em um sistema CDMA, à medida que o número de usuários aumenta, a interferência de acesso múltiplo também aumenta, o que degrada o desempenho do sistema. Uma tecnologia que pode ser utilizada para reduzir a interferência de acesso múltiplo e, dessa forma, melhorar o desempenho de sistemas CDMA é o arranjo de antenas [3], que consiste de um grupo de antenas espacialmente distribuídas de acordo com o padrão geométrico desejado.

Esta é a motivação deste trabalho, que propõe um estudo do desempenho de sistemas CDMA utilizando um arranjo de antenas operando em canal que sofre os efeitos do desvanecimento por múltiplos percursos. Estes efeitos podem ser combatidos através de técnicas de diversidade. Uma destas técnicas, é o receptor Rake que combina as versões do sinal transmitido produzidas pelo canal com múltiplos percursos para obter ganho de desempenho. No entanto, ao utilizarmos arranjo de antenas, a dimensão espacial é introduzida, sendo, portanto, o canal em questão definido como espaço-temporal. Neste caso, surge um receptor bidimensional - o Rake 2D - que explora a diversidade espacial e temporal do sistema. Em outras palavras, o receptor Rake 2D nada mais é que uma extensão do receptor Rake convencional, onde é incorporado o domínio espacial através do uso de um arranjo de antenas na recepção. Dentre as estruturas possíveis de arranjo de antenas, aquela utilizada neste trabalho é a de um arranjo linear uniforme.

Portanto, o principal objetivo deste trabalho é o de avaliar o desempenho dos enlaces reverso e direto, em termos de probabilidade de erro de bit média, de sistemas CDMA usan-

do um arranjo linear de antenas na estação rádio base e uma antena omnidirecional na estação rádio móvel. A análise de desempenho do sistema é desenvolvida com sinais BPSK transmitidos através de um canal com múltiplos percursos com desvanecimento Rayleigh. O desempenho do sistema é analisado sob diversas condições, onde parâmetros como a relação sinal-ruído, carregamento do sistema, número de antenas e número de percursos são variados. Os resultados obtidos mostram a melhora de desempenho quando um arranjo de antenas é utilizado.

É importante salientar que as expressões analíticas obtidas neste trabalho, que determinam a probabilidade de erro de bit média, tanto para o enlace reverso quanto para o direto, em função de vários parâmetros, ainda não existem na literatura.

Este trabalho está dividido nos seguintes capítulos:

O **Capítulo 2** apresenta uma revisão dos principais conceitos utilizados neste trabalho. Inicialmente, faz-se uma breve descrição dos sistemas móveis celulares e do canal de comunicação. Em seguida, é feita uma abordagem sobre o tipo de desvanecimento sofrido pelos sinais e sobre as características do canal com múltiplos percursos. Além disso, é feita uma breve introdução das técnicas de diversidade mais utilizadas. A partir destes conceitos, é apresentado o modelo de canal com múltiplos percursos.

Ainda neste capítulo faz-se uma apresentação das principais características dos sistemas CDMA, como o espalhamento espectral, os diversos tipos de seqüências de espalhamento utilizados e suas principais características de correlação. Mais adiante, são apresentados os conceitos de sistemas CDMA assíncrono e síncrono. Para finalizar a abordagem sobre sistemas CDMA, é apresentado o receptor Rake e, a partir do modelo de canal adotado, são determinadas as equações para a obtenção da probabilidade de erro de um sistema CDMA utilizando este tipo de receptor.

Para concluir este capítulo, são apresentados alguns conceitos e terminologia sobre arranjos lineares de antenas, que são relevantes no entendimento deste trabalho, tais como: vetor de assinatura espacial e interferência média normalizada. O modelo de canal espaço-temporal também é discutido além de uma breve introdução do receptor Rake 2D.

No **Capítulo 3** é avaliado o desempenho do enlace reverso de um sistema CDMA usando arranjo linear de antenas na estação rádio base em um canal seletivo em frequência, ou seja, considerando na estação rádio base um receptor Rake 2D que combina sinais nos domínios temporal e espacial. Nesta análise, deduzimos expressões analíticas para determinar o desempenho em termos da probabilidade de erro de bit média do sistema com base na obtenção da relação sinal-ruído-mais-interferência na recepção. A forma fechada da expressão da probabilidade de erro de bit média é obtida considerando estimação perfeita dos parâmetros do canal. Ainda neste capítulo são obtidas equações que permitem o cálculo da relação

sinal-ruído-mais-interferência do sistema em situações particulares que confirmam resultados já conhecidos. A expressão da probabilidade de erro de bit média é validada através de simulação computacional.

No **Capítulo 4** é avaliado o desempenho do enlace direto de um sistema CDMA usando arranjo linear de antenas na estação rádio base para transmissão de sinais em um canal seletivo em frequência. Cada usuário é equipado com uma antena omnidirecional e um receptor Rake convencional. Mesmo sabendo que no enlace direto de sistemas CDMA são empregadas seqüências ortogonais, considera-se que as seqüências de espalhamento podem ser ortogonais ou aleatórias. Devido às características do modelo de canal adotado, são deduzidas expressões analíticas aproximadas para determinar o desempenho do sistema. A expressão de probabilidade de erro de bit média é resolvida numericamente. Similar ao desenvolvimento do **Capítulo 3**, são obtidas equações que determinam a relação sinal-ruído-mais-interferência do sistema para alguns casos particulares. Além disso, uma simulação computacional é desenvolvida para avaliar e ao mesmo tempo validar a expressão aproximada de probabilidade de erro de bit média.

O **Capítulo 5** trata das conclusões, comentários finais sobre os resultados obtidos e sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Introdução Teórica

2.1 Sistema Móvel Celular

2.1.1 Introdução

Em um sistema celular, três elementos são fundamentais: as células, as estações rádio base (ERBs) e as estações rádio móveis (ERMs). Uma célula é definida como sendo uma região idealmente circular, cuja cobertura é feita por uma ERB que trabalha com antenas omnidirecionais ou com antenas direcionais, se utilizada a setorização da célula. Dentro de cada célula opera um determinado número de ERMs. Estas ERMs trabalham com antenas omnidirecionais e transmitem e recebem informação da ERB através dos diversos canais específicos de cada sistema (CDMA, TDMA, FDMA, etc). Outras células também podem estar presentes no sistema e são denominadas células vizinhas, operando da mesma forma com seus próprios usuários.

O enlace para transmissão de sinais da ERB para a ERM é denominado de direto (“*forward link*” ou “*downlink*”). Para a transmissão no sentido contrário, ou seja, da ERM para a ERB, o enlace é denominado de reverso (“*reverse link*” ou “*uplink*”).

2.1.2 Interferência

Interferência é qualquer sinal indesejável que atinge um determinado receptor. Quando esse sinal indesejável é proveniente dos usuários pertencentes à própria célula chamamos de interferência interna e quando ela é proveniente de usuários oriundos de outras células denominamos de interferência externa. No caso de interferência externa proveniente de células que utilizam o mesmo recurso (frequência, intervalo de tempo, código) da célula em questão denominamos de interferência co-canal.

Veremos adiante que em um sistema CDMA todos os usuários de uma mesma célula utilizam simultaneamente a mesma banda de frequência, o que resulta em uma nova forma de interferência, denominada de interferência de múltiplo acesso.

2.1.3 Setorização

Uma técnica muito comum empregada para aumentar a capacidade do sistema é a setorização [4]. A técnica de setorização consiste em dividir uma célula em setores através da utilização de antenas direcionais nas ERBs. Desta forma, o valor médio da interferência diminui com o número de setores. Na prática as células são divididas em 3 setores de 120°.

2.1.4 Atividade de Voz

Em sistemas CDMA a monitoração da atividade de voz é muito utilizada com o objetivo de se diminuir a interferência e aumentar a capacidade do sistema [4]. Toda vez que um usuário entra em estado de silêncio, a transmissão é cessada e nenhuma informação é transmitida pelo canal, fazendo com que a interferência total sobre os demais usuários diminua. Ao estado de silêncio é associada a probabilidade $1 - \rho$ e ao estado ativo, período em que o usuário está falando, corresponde a probabilidade ρ . O parâmetro ρ é conhecido como fator de atividade de voz. Neste trabalho vamos considerar que os usuários estão sempre ativos.

2.2 Perdas no Canal

2.2.1 Perda de Percurso

Um modelo de propagação bastante simples, onde a perda de percurso cresce com uma potência da distância é dado por:

$$\frac{P_R}{P_T} = D^{-\beta} \quad (2.1)$$

onde P_R é a potência recebida, P_T é a potência transmitida, D é a distância entre o transmissor e o receptor e β é o expoente de perda de propagação [5]. Para ambientes externos, o expoente β apresenta valores entre 3 e 5. A propagação em espaço livre apresenta valores de β da ordem de 1,8.

2.2.2 Sombreamento

O sombreamento é causado por grandes obstáculos entre o usuário e a ERB. Estas obstruções são em geral causadas por prédios, árvores, montanhas e até mesmo por grandes veículos em movimento. A potência do sinal recebido diminui drasticamente e, em alguns casos, há perda completa do sinal por um certo período de tempo, que depende das dimensões do obstáculo. O sombreamento faz com que a potência do sinal recebido apresente uma flutuação em torno do valor médio dado pela perda de percurso, sendo que esta flutuação varia lentamente com o tempo e pouco com a distância. Medidas de campo [6] 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 com média de 0 dB e cujo desvio padrão situa-se entre 4 e 12 dB.

2.2.3 Desvanecimento em Canais com Múltiplos Percursos

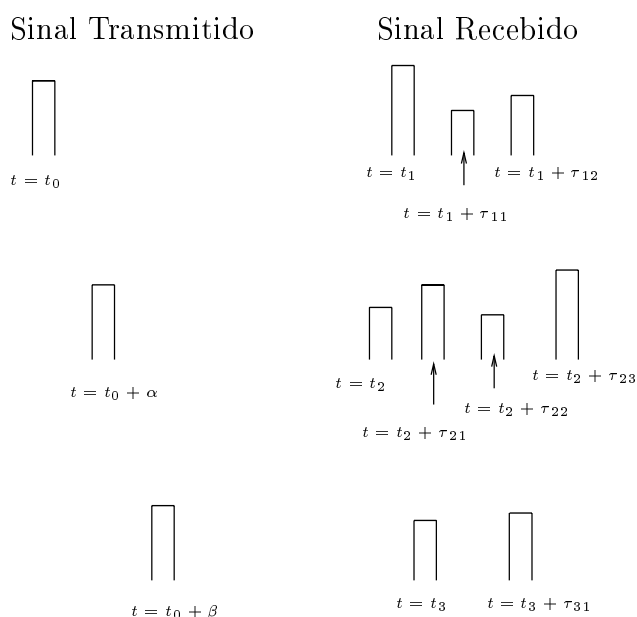


Fig. 2.1: Exemplo de resposta a um impulso de um canal com múltiplos percursos variante no tempo.

Em sistemas de comunicações móveis, além da propagação em linha de visada direta (LOS), a propagação também ocorre devido à reflexão, difração e espalhamento do sinal transmitido por diversos percursos do canal. Se um pulso estreito é transmitido em um canal com múltiplos percursos variante no tempo, no receptor serão encontrados trens de pulsos, conforme mostrado na Fig. 2.1. Na repetição deste experimento várias vezes, observa-

se que características dos pulsos recebidos, como a amplitude, o número de pulsos e o atraso entre eles, também variam com o tempo.

Vamos considerar que a diferença de tempo de chegada entre dois pulsos consecutivos é dada por $\Delta\tau_l$. Considerando agora um sistema cujo intervalo de sinalização seja denotado por T_s , pode-se afirmar que os percursos onde $\Delta\tau_l \ll T_s$ não são resolvíveis pelo receptor e portanto tendem a um único percurso. Então temos uma situação em que o canal é representado por um único percurso resolvível. Caso contrário, haverá mais de um percurso resolvível no receptor.

Associado a cada percurso resolvível tem-se um atraso de propagação e uma atenuação, os quais variam no tempo em consequência das mudanças na estrutura do canal.

O sinal recebido é uma combinação de réplicas não-resolvíveis do sinal transmitido que chegam de diversas direções com diferentes atrasos, variações de amplitude e fase em virtude da propagação por múltiplos percursos. Em determinados instantes tal combinação de sinais é construtiva enquanto que em outros é destrutiva, de acordo com a relação de fase dos sinais envolvidos. Quando a combinação é destrutiva, a amplitude do sinal recebido é muito pequena ou praticamente nula. Por outro lado, quando a combinação é construtiva, o sinal recebido apresenta maiores amplitudes. Este efeito do canal que causa variações de amplitude do sinal recebido é conhecido como desvanecimento (“*fading*”). A taxa de variação da amplitude e da fase do sinal recebido depende da frequência da portadora e da velocidade do móvel.

Quando o receptor está fora da linha de visada direta com sua respectiva estação transmissora, o sinal recebido é constituído de componentes refletidas do sinal transmitido, entre as quais não há uma componente dominante. Neste caso, a envoltória do sinal recebido é modelada como um processo estocástico com amplitudes que têm distribuição do tipo Rayleigh. Assim, este tipo de desvanecimento é conhecido como desvanecimento Rayleigh. No caso em que houver linha de visada direta entre o transmissor e o receptor, a envoltória do sinal recebido é uma função do tipo Rice. Neste trabalho vamos considerar apenas o desvanecimento Rayleigh.

A função de densidade de probabilidade de uma variável aleatória R do tipo Rayleigh é dada por:

$$p_R(r) = \frac{2r}{\Omega} \exp\left[-\frac{r^2}{\Omega}\right], \quad r \geq 0 \quad (2.2)$$

onde r é a envoltória do sinal recebido e

$$\Omega = E[R^2] \quad (2.3)$$

2.3 Caracterização de Canais por Múltiplos Percursos

A propagação por múltiplos percursos causa uma dispersão temporal do sinal (“*Delay Spread*”). Na Fig. 2.1 foi mostrado um pulso estreito transmitido em tempos diferentes, em um canal que apresenta dispersão temporal gerada pelos múltiplos percursos. Devido à estrutura do canal ser variante no tempo, no receptor são encontrados trens de pulsos, com diferentes amplitudes e atrasos em cada um dos experimentos. A largura de banda máxima em que há correlação entre os sinais é conhecida como banda de coerência do canal [7]. Assim, dois sinais com separação em frequência maior que a banda de coerência são afetados diferentemente pelo canal.

Se a dispersão temporal for muito maior que um período de símbolo, pode ocorrer interferência intersimbólica (ISI). Quanto maior a taxa de transmissão de um sistema, maior a possibilidade de ISI no sistema devido à dispersão temporal.

Denotando T_m como o tempo máximo de dispersão temporal de um canal, seu recíproco corresponde aproximadamente à banda de coerência do canal [8], dada por:

$$(\Delta f)_c \simeq \frac{1}{T_m} \quad (2.4)$$

Para sinais de largura de banda maior que a banda de coerência, as componentes do sinal chegam ao receptor atenuadas em frequências diferentes, o que caracteriza um canal seletivo em frequência. Neste caso, o sinal pode ser severamente distorcido pelo canal enfrentando degradações diferentes para frequências distintas. Por outro lado, se a banda de coerência for maior que a banda de frequência do sinal transmitido, o canal é chamado de canal não-seletivo em frequência ou plano, onde todas as componentes do sinal em diversas frequências são igualmente afetadas pelo canal, de forma que o sinal recebido, muito embora com amplitude diferente, possui essencialmente a mesma conformação espectral.

O desvanecimento é proveniente das variações na estrutura do canal em função do tempo. Estas variações são responsáveis pelo aparecimento de um outro efeito que é denotado por espalhamento Doppler e que resulta no espalhamento do sinal em uma banda de frequência B_d . Uma das principais causas é a movimentação relativa do usuário na célula. O recíproco da banda de espalhamento Doppler corresponde ao intervalo de tempo de coerência do canal, que é denotado por:

$$(\Delta t)_c \simeq \frac{1}{B_d} \quad (2.5)$$

Para um canal cuja estrutura varia lentamente com o tempo, o intervalo de tempo de coerência é grande, correspondendo a um pequeno espalhamento Doppler. Esta situação

caracteriza o desvanecimento lento, o que implica em variações lentas de amplitude e fase dos sinais, quando comparado com o intervalo de símbolo.

É importante observar que seletividade em frequência e desvanecimento são considerados dois tipos diferentes de perturbação. O primeiro depende da dispersão temporal causada por múltiplos percursos ou, de maneira equivalente, depende da banda de coerência do canal comparada à banda de frequência do sinal transmitido, definindo se o canal é ou não seletivo em frequência. O desvanecimento, por outro lado, depende da variação das características do canal em função do tempo, ou seja, do intervalo de tempo de coerência do canal ou da banda de espalhamento Doppler, podendo ser caracterizado como lento ou rápido.

Para um canal com desvanecimento do tipo lento, onde o deslocamento da fase do sinal recebido varia lentamente e pode ser estimada sem erro, é possível realizar detecção coerente, melhorando a qualidade e o desempenho do sistema.

2.4 Modelo de Canal com Múltiplos Percursos

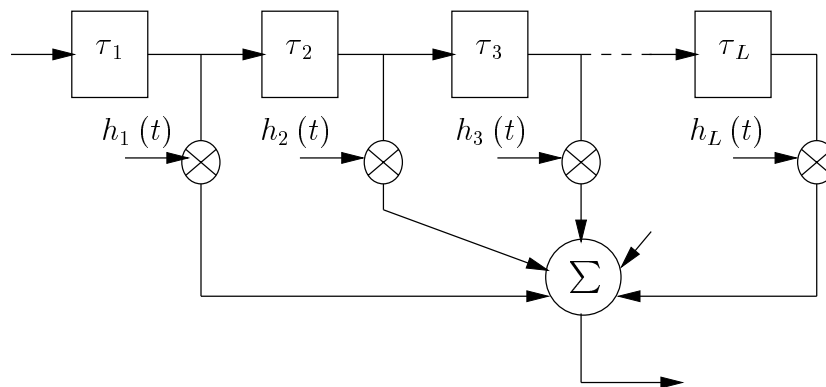


Fig. 2.2: Canal seletivo em frequência modelado como uma linha de atrasos com derivações.

O canal seletivo em frequência é usualmente modelado como uma linha de L atrasos com derivações (“*tapped delay line*”), conforme ilustra a Fig. 2.2, onde L é o número de percursos resolvíveis. Os coeficientes de derivação $\{h_l(t)\}$ caracterizam o desvanecimento de cada percurso.

O equivalente passa-baixas da resposta impulsiva do canal pode ser escrito como:

$$\begin{aligned}
h(t, \tau_l) &= \sum_{l=1}^L h_l(t) \delta(t - \tau_l) \\
&= \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) e^{j\Psi_l(t)} \delta(t - \tau_l)
\end{aligned} \tag{2.6}$$

onde $\alpha_l(t)$, $\Psi_l(t)$ e τ_l representam a atenuação, a fase e o atraso do l -ésimo percurso.

Em geral, $\{h_l(t)\}$ são processos aleatórios gaussianos complexos de média nula. Assim, $|h_l(t)| \equiv \alpha_l(t)$ são variáveis aleatórias independentes e identicamente distribuídas (i.i.d) do tipo Rayleigh e as fases $\Psi_l(t)$ são variáveis aleatórias independentes e uniformemente distribuídas no intervalo de $[0, 2\pi]$.

2.5 Técnicas de Diversidade

Quando um canal sofre um desvanecimento profundo ocorre degradação do sinal transmitido e, conseqüentemente, erros na recepção do sinal. Este efeito do desvanecimento por múltiplos percursos pode ser combatido usando uma técnica de recepção que permita captar a energia dos múltiplos percursos. Esta técnica é conhecida como diversidade.

A diversidade é mais eficiente quando o desvanecimento que ataca os diversos percursos for independente entre eles. Desta forma, se transmitirmos a mesma informação em dois ou mais canais independentes, é de se esperar que a probabilidade desta informação ser atacada por um desvanecimento profundo, ocorrendo em todos os canais ao mesmo tempo, seja pequena. Assim, se p é a probabilidade de que a amplitude do sinal caia abaixo de um certo limiar, então p^L é a probabilidade de que a amplitude de todos os sinais também caia abaixo do mesmo limiar, onde L é o número de canais independentes.

Então, um esquema de diversidade pode ser visto como uma forma de redundância, onde réplicas do sinal de informação são transmitidas simultaneamente em canais independentes. Na recepção, as cópias do sinal são combinadas convenientemente, de forma que os efeitos do desvanecimento são minimizados.

As técnicas de diversidade mais utilizadas são:

- Diversidade em Freqüência

A separação em freqüência entre os canais, para que os mesmos sejam independentes, deve exceder a banda de coerência do canal. As cópias do sinal de informação são transmitidas usando portadoras diferentes, que possuem freqüências espaçadas sufi-

cientemente umas das outras, para obter versões do sinal atacadas pelo desvanecimento de forma independente.

- Diversidade Temporal

O mesmo sinal de informação é transmitido em intervalos de tempo diferentes, com separação entre os instantes de transmissão maior que o tempo de coerência do canal para que os canais sejam independentes. A diversidade temporal pode ser comparada ao uso de códigos de repetição para correção de erros.

- Diversidade Espacial

Emprega-se um arranjo de múltiplas antenas transmissoras ou receptoras, com separação entre antenas adjacentes maior que alguns comprimentos de onda para que os canais sejam independentes, de forma que sejam obtidas cópias descorrelacionadas do mesmo sinal.

Dado que é possível estabelecer L canais com desvanecimento independente com uma destas técnicas, podemos usar um método de combinação envolvendo L receptores independentes. Vejamos os métodos de combinação mais conhecidos:

- Combinação por seleção

Somente um dos L sinais de entrada é usado por instante de tempo, sendo que este sinal é selecionado segundo algum critério pré-estabelecido, como por exemplo, selecionar o sinal de maior potência:

$$r = \text{máximo} \{r_1, r_2, \dots, r_L\}$$

onde r é o sinal resultante do método de combinação e r_i são os sinais de entrada, onde $i = 1, \dots, L$. As técnicas pertencentes a este grupo são a combinação por seleção pura e combinação por seleção por limiar.

- Combinação por adição

O sinal resultante é uma combinação linear dos sinais recebidos, ou seja,

$$r = \sum_{i=1}^L \alpha_i r_i$$

onde α_i são os pesos de cada ramo de diversidade e são definidos segundo as técnicas deste grupo, que são a combinação por ganhos iguais e a combinação por razão máxima.

Na combinação por razão máxima, os pesos são proporcionais à estimação do desvanecimento de cada canal e na combinação por ganhos iguais, como o próprio nome sugere, os pesos são unitários.

2.6 Espalhamento Espectral

A técnica de espalhamento espectral (em inglês “*Spread Spectrum*” ou SS) foi originalmente desenvolvida em meados do século XX com objetivos militares, visando principalmente resistência às interferências propositais (“*jamming*”) e a garantia de privacidade nas transmissões de mensagens possivelmente interceptadas por ouvintes indesejáveis [9].

Mais recentemente esta técnica começou a ser utilizada comercialmente, onde características como o bom desempenho em canais com desvanecimento e múltiplo acesso são também importantes.

A técnica de espalhamento espectral de sinais digitais apresenta duas características importantes [10]:

- A banda espectral do sinal transmitido é muito maior que a largura espectral da seqüência de informação, ou seja, uma expansão da banda do sinal é realizada propositalmente no transmissor;
- Este espalhamento espectral do sinal é realizado através do uso de seqüências de espalhamento, que são independentes da seqüência de informação. A mesma seqüência é utilizada tanto no transmissor quanto no receptor, sendo este responsável pela contração espectral e recuperação da seqüência de informação enviada.

Existem diversas maneiras de se implementar um sistema de espalhamento espectral, sendo que em todas elas é sempre necessário [2]:

- Espalhamento do sinal por meio de seqüências;
- Sincronização da seqüência gerada no receptor com a seqüência recebida;

A Fig. 2.3 mostra o modelo de um sistema de comunicações com espalhamento espectral. Primeiramente, o sinal de informação em banda base é espalhado, fazendo com que a banda de transmissão seja muito maior que a banda do sinal original. A seguir, o sinal espalhado é modulado e, por fim, transmitido pelo canal de comunicação. O sinal recebido é demodulado para obtenção do sinal em banda base, que é contraído para recuperação do sinal original. A contração espectral é realizada de acordo com a técnica de espalhamento utilizada.

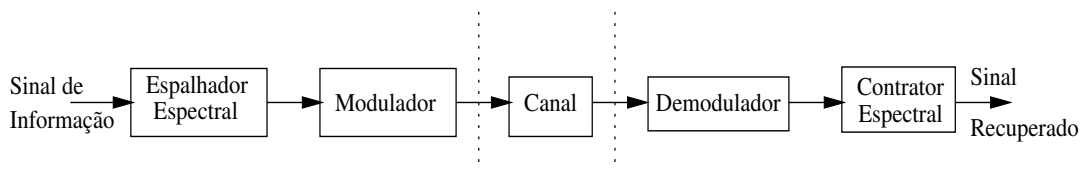


Fig. 2.3: Modelo de um sistema de comunicações com espalhamento espectral.

O processo de modulação é independente da seqüência, por este motivo, a técnica de espalhamento espectral pode ser associada a diversos métodos de modulação, como por exemplo: BPSK, QPSK, MSK, etc.

As técnicas de espalhamento espectral mais comuns são a de saltos em freqüência (em inglês, “*frequency hopping*” ou FH) e a de seqüência direta (em inglês, “*direct sequence*” ou DS).

Em um sistema com espalhamento espectral por saltos em freqüência (FH/SS), a banda do canal é dividida em um grande número de pequenas faixas de freqüências. O sinal transmitido ocupa uma destas sub-faixas durante um intervalo de transmissão T . A seleção de tais faixas a cada intervalo de tempo T segue um padrão ditado pela seqüência de espalhamento.

Em um sistema de comunicação com espalhamento espectral por seqüência direta (DS/SS), a seqüência de bits de informação $b(t)$ é multiplicada diretamente pela seqüência de espalhamento $c(t)$, como ilustrado na Fig. 2.4, considerando sinais em banda base. Sendo a seqüência de bits de informação um sinal de banda estreita B e a seqüência de espalhamento um sinal de banda larga W , o sinal resultante deste processo terá um espectro com banda igual a do sinal de banda larga $c(t)$. Desta forma, a seqüência de espalhamento realiza sua função de espalhar o espectro do sinal de informação. Para este processo funcionar, ambas as seqüências são bipolares, ou seja, possuem dois níveis iguais em amplitude e opostos em polaridade (+1,-1). A contração espectral é realizada através da multiplicação (correlação) do sinal com a mesma seqüência usada no transmissor.

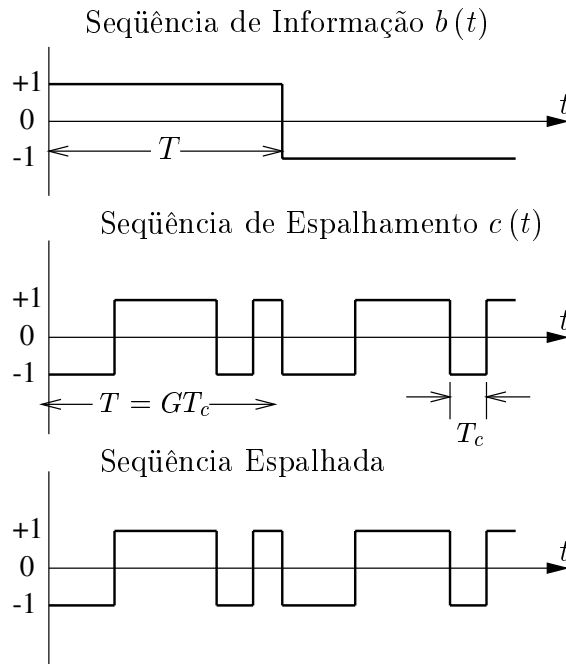


Fig. 2.4: Espalhamento espectral do tipo DS.

Em síntese, a utilização de uma seqüência de espalhamento torna o sinal transmitido em um sinal de banda larga e com baixa densidade espectral de potência. São estas características que garantem a esta técnica uma grande imunidade à interferência e tornam suas transmissões de difícil interceptação por parte dos receptores que não conheçam a seqüência de espalhamento utilizada. Por outro lado, tais sistemas apresentam uma maior complexidade e requerem uma ampla faixa do espectro para sua transmissão.

Neste trabalho tem-se particular interesse na técnica DS/SS, onde uma seqüência digital é espalhada utilizando-se uma seqüência específica para cada usuário.

Como mostrado na Fig. 2.4, a multiplicação de cada bit de informação pela seqüência de espalhamento resulta na divisão deste bit em partes menores, denominadas de “chips”. O intervalo de duração de um bit de informação é denotado por T e o intervalo de duração de cada *chip* é T_c . Tipicamente, a taxa de *chips* é muito maior que a taxa de bits do sinal de informação, de tal forma que a banda do sinal resultante do espalhamento é também muito maior. A razão entre o intervalo de bit de informação do sinal e o intervalo de *chip* define o ganho de processamento G do sistema. O ganho de processamento também é definido como a razão entre a banda do sinal espalhado pela banda do sinal original, assim:

$$G = \frac{T}{T_c} = \frac{W}{R_b} \quad (2.7)$$

onde W é a banda do sinal espalhado e R_b é a taxa de bits do sinal transmitido.

2.7 Seqüências de Espalhamento

O desempenho de um sistema baseado na técnica de espalhamento espectral está relacionado, entre outros fatores, às características da seqüência de espalhamento utilizada.

Nesta seção, são definidas as funções de autocorrelação e de correlação cruzada para seqüências periódicas. Em seguida, apresentamos a construção de algumas seqüências e suas propriedades de correlação.

A função de autocorrelação é o grau de distinção entre uma seqüência $x(t)$ e ela mesma para diferentes deslocamentos τ e é expressa por:

$$\rho_{x,x}(\tau) = \int_0^{\tau} x(t) x(t + \tau) dt \quad (2.8)$$

onde $0 \leq \tau < T$.

A função de correlação cruzada determina o grau de distinção entre duas seqüências diferentes $x(t)$ e $y(t)$ de período T , em função do deslocamento τ , e é dada por:

$$\rho_{x,y}(\tau) = \int_0^{\tau} x(t) y(t + \tau) dt \quad (2.9)$$

onde $0 \leq \tau < T$. Quando a correlação cruzada entre duas seqüências de espalhamento é nula, diz-se que as seqüências são ortogonais.

Em parte devido à relativa simplicidade de geração, as seqüências aqui consideradas são formadas por uma série de pulsos de duração finita e amplitude fixa. Como as seqüências têm período T , então T deve ser múltiplo de T_c . Portanto, o comprimento das seqüências é dado pelo ganho de processamento $G = \frac{T}{T_c}$.

Em geral, as seqüências de espalhamento são bipolares ou antipodais onde a amplitude dos pulsos assume apenas os valores de $\{-1, 1\}$.

Um caso particular de (2.8) e (2.9) é o da função discreta de autocorrelação periódica e da função discreta de correlação cruzada periódica, expressas respectivamente por:

$$R_{x,x}(j) = \sum_{i=0}^{G-1} x_i x_{i+j} \quad (2.10)$$

$$R_{x,y}(j) = \sum_{i=0}^{G-1} x_i y_{i+j} \quad (2.11)$$

onde j é um número inteiro.

2.7.1 Seqüências de Comprimento Máximo

Seqüências de comprimento máximo (SCM) trata-se do tipo de seqüências de espalhamento mais conhecido, pois em alguns casos estão direta ou indiretamente envolvidas no processo de obtenção de outros tipos de seqüências.

As propriedades de autocorrelação das SCMs em muito se assemelham às propriedades de uma seqüência puramente aleatória [11]. Esta é a razão destas seqüências também serem conhecidas como Seqüências PN (“*Pseudo-Noise*” ou Pseudo Aleatórias).

As SCMs não apresentam características tão boas de correlação cruzada quanto de autocorrelação. Por outro lado, a obtenção deste tipo de seqüência é bastante simples, o que torna atraente sua utilização em sistemas práticos.

Estas seqüências podem ser geradas através de um circuito de registradores de deslocamento de m -estágios com realimentação linear como mostrado na Fig. 2.5. Se a realimentação for especificada por um polinômio primitivo de grau m , então a seqüência gerada é periódica de comprimento máximo $G = 2^m - 1$ bits. Considerando uma seqüência inicial não-nula [12], cada período da seqüência possui $2^{m-1} - 1$ zeros e 2^{m-1} uns.

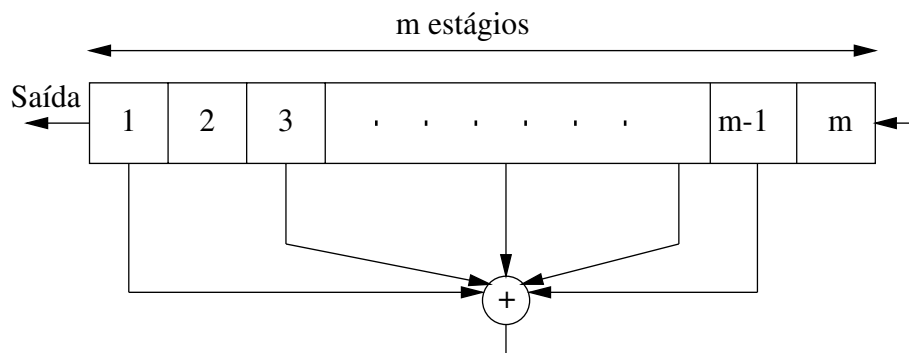


Fig. 2.5: Registrador de deslocamento de m -estágios com realimentação linear.

Por polinômio primitivo, entende-se aquele que é irredutível e, além disso, não divide nenhum polinômio do tipo $x^p + 1$, com $p < 2^m$. Um polinômio de grau m é dito irredutível quando não for divisível por nenhum polinômio de grau menor que m .

Uma característica importante de uma SCM é a sua função discreta de autocorrelação periódica, com apenas dois valores, dada por:

$$R_{x,x}(j) = \begin{cases} G & j = 0 \\ -1 & 1 \leq j \leq G - 1 \end{cases} \quad (2.12)$$

Uma seqüência de espalhamento ideal deveria possuir função de autocorrelação que resultasse em $R_{x,x}(0) = G$ e $R_{x,x}(j) = 0$ para $1 \leq j \leq G - 1$. Quando as SCMs são longas (G grande), o valor relativo de pico de correlação cruzada, $\frac{R_{x,x}(j)}{R_{x,x}(0)} = -1/G$, tende a zero, sendo, portanto, do ponto de vista prático, uma seqüência com propriedades de autocorrelação ideais.

Em algumas aplicações, como é o caso de sistemas CDMA, a correlação cruzada é ainda mais importante. Idealmente, as seqüências dos usuários deveriam ser ortogonais entre si, entretanto, exibem na prática alguma correlação cruzada. Embora seja possível selecionar um conjunto de SCMs que apresentem valores desprezíveis de correlação cruzada, o número de seqüências neste conjunto é muito pequeno para aplicações como sistemas CDMA, em que cada usuário utiliza uma seqüência diferente.

A partir das SCMs é possível gerar outros tipos de seqüências de espalhamento com melhores propriedades de correlação cruzada e maior número de seqüências integrantes, sendo portanto mais adequadas a sistemas CDMA.

2.7.2 Seqüências Gold

Gold e Kasami provaram que certos pares de SCMs de comprimento $G = 2^m - 1$ apresentam melhores propriedades de função de correlação cruzada periódica com apenas três valores $\{-1, -t(m), t(m) - 2\}$, onde:

$$t(m) = \begin{cases} 2^{(m+1)/2} + 1 & \text{se } m \text{ é ímpar} \\ 2^{(m+2)/2} + 1 & \text{se } m \text{ é par} \end{cases} \quad (2.13)$$

Um par de SCMs que apresentam correlação cruzada com valores $\{-1, -t(m), t(m) - 2\}$ são chamadas de seqüências preferidas.

Dado um par de seqüências preferidas a e b , podemos construir um conjunto de seqüências de comprimento G fazendo a soma módulo-2 de a com as G versões cíclicas de b ou vice-versa. Assim, incluindo as duas seqüências originais teremos um total de $G + 2$ seqüências com os mesmos valores de correlação cruzada. As seqüências construídas desta maneira são conhecidas por Seqüências Gold.

Em relação às SCMs, as seqüências Gold apresentam melhores propriedades de correlação cruzada e um maior número de seqüências disponíveis.

2.7.3 Seqüências Puramente Aleatórias

Uma seqüência bipolar puramente aleatória de comprimento G é aquela onde cada elemento tem probabilidade $1/2$ de ser $+1$ e $1/2$ de ser -1 . Dessa forma, como cada *chip* permite dois valores possíveis, existem 2^G seqüências diferentes. Trata-se do caso mais geral de seqüências bipolares, sendo todos os demais tipos de seqüências casos particulares desta.

As funções de autocorrelação e de correlação cruzada de seqüências puramente aleatórias permitem, em módulo, todos os valores entre 0 e G , entretanto, o valor quadrático médio da correlação cruzada é parecido com o das SCMs. Por outro lado, por sua fácil construção e por terem propriedades de correlação bem conhecidas, têm sido bastante utilizadas nas análises de desempenho de sistemas CDMA.

As propriedades de correlação das seqüências puramente aleatórias são dadas por [13]:

$$E[\rho_{x,y}(\tau)] = 0$$

$$E[\rho_{x,y}^2(\tau)] = \begin{cases} \frac{1}{G} & \text{para sistemas síncronos} \\ \frac{2}{3G} & \text{para sistemas assíncronos} \end{cases} \quad (2.14)$$

onde o operador $E[x]$ representa o valor esperado da variável aleatória x . O conceito de sistemas síncronos e assíncronos será visto mais adiante.

2.7.4 Seqüências Walsh

Seqüências Walsh de comprimento N podem ser obtidas a partir de uma matriz de Hadamard H_N , onde N é sempre uma potência de 2. Uma matriz de Hadamard pode ser gerada através do seguinte procedimento recursivo para $N \geq 2$:

$$H_N = \begin{bmatrix} H_{N/2} & H_{N/2} \\ H_{N/2} & \overline{H_{N/2}} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

onde

$$H_1 = [-1]$$

$$\overline{H_1} = [1]$$

Desta maneira teremos:

$$H_2 = \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}, H_4 = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}, \text{ etc.}$$

e assim sucessivamente. As seqüências Walsh se constituem de todas as linhas da matriz H_N . Através deste procedimento podemos obter N seqüências Walsh de comprimento N .

Observe que as linhas destas matrizes são sempre ortogonais duas a duas, ou seja, $R_{x,y}(0) = 0$ para quaisquer linhas $x \neq y$. Desta forma, são seqüências ideais quando se trabalha com sistemas que possuam sincronismo de bit, como no caso de enlaces diretos.

Para sistemas sem garantia de sincronismo, os valores relativos de correlação cruzada são muito altos e o desempenho das seqüências Walsh torna-se péssimo. Algumas seqüências são, inclusive, versões deslocadas de outras de mesmo comprimento. Portanto, são completamente inadequadas para sistemas CDMA sem garantia de sincronismo de bit, como no caso de enlaces reversos.

O padrão IS-95 emprega 64 seqüências Walsh no enlace direto, onde o sincronismo é mantido durante a transmissão, já que a ERB é a originadora de todos os sinais.

2.8 Sistemas CDMA

O sistema CDMA foi desenvolvido pela Qualcomm, Inc e padronizado pela TIA (“*Telecommunications Industry Association*”) como padrão IS-95 e tornou-se operacional em 1993. O sistema CDMA é uma tecnologia digital baseada na técnica de espalhamento espectral dos sinais. Vimos que a principal característica desta técnica é a banda de transmissão ser muito maior que a banda do sinal original.

Neste sistema, diversos usuários podem utilizar simultaneamente o mesmo espectro de frequência, porém, o sinal de informação de cada usuário é multiplicado por uma seqüência de espalhamento única que o diferencia dos demais. Veremos mais adiante que as seqüências escolhidas para identificar cada usuário devem apresentar baixa correlação cruzada.

A correlação cruzada é a medida de ortogonalidade entre dois usuários do sistema. Se as seqüências dos usuários forem ortogonais, de forma a anular a correlação cruzada, a interferência de acesso múltiplo desaparece, restando apenas o ruído aditivo. Neste caso, o desempenho do sistema é determinado pelo nível de potência do sinal recebido em relação à potência do ruído.

Por outro lado, se uma ou mais seqüências não forem ortogonais com a seqüência do

usuário desejado, mas que apresentem baixas correlações cruzadas, o desempenho do sistema dependerá basicamente do nível de potência do sinal recebido em relação ao nível de potência dos demais usuários.

A interferência dos outros usuários pode se tornar excessiva se os níveis de potência dos sinais destes usuários forem suficientemente grandes em relação ao nível de potência do usuário desejado. Este problema chamado de “*near-far*” (efeito próximo versus distante) em sistemas de acesso múltiplo acontece no enlace reverso, onde a potência recebida dos usuários próximos à ERB torna-se maior que a dos usuários distantes. Isto pode ser resolvido aplicando um algoritmo de controle de potência para que os sinais de todos usuários sejam recebidos com a mesma potência média na ERB [14].

Portanto, a seleção de seqüências com boas características de correlação cruzada e um controle de potência são fundamentais para o bom desempenho de um sistema CDMA.

O sistema CDMA é dito síncrono quando as seqüências dos usuários são perfeitamente alinhadas bit a bit. Caso contrário, o sistema é assíncrono. O sistema CDMA síncrono é possível apenas no enlace direto, onde a ERB pode sincronizar a transmissão dos sinais de todos os usuários da célula. Por outro lado, no enlace reverso o sistema é assíncrono, já que não é possível garantir o sincronismo entre os sinais transmitidos pelos diversos usuários.

2.8.1 Modelo de um Sistema CDMA

Um modelo de um sistema CDMA com um total de K usuários está ilustrado na Fig. 2.6. Neste modelo, $b_k(t)$, $c_k(t)$ e τ_k são, respectivamente, a seqüência de bits de informação, a seqüência de espalhamento e o atraso relativo do k -ésimo usuário no canal. Este é o modelo para o enlace reverso de um sistema CDMA, ou seja, é um sistema assíncrono. No caso do enlace direto o sistema será síncrono, isto é, $\tau_k = 0$ para todo e qualquer usuário.

Cada usuário transmite um sinal $s_k(t)$ formado pela seqüência de informação $b_k(t)$ multiplicada por sua seqüência de espalhamento $c_k(t)$ e modulado convenientemente. Considere que o sinal é modulado por uma constelação BPSK. Assim, a envoltória complexa do sinal transmitido pelo k -ésimo usuário será dada por:

$$s_k(t) = A_k b_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) e^{j\phi_k} \quad (2.16)$$

onde A_k e ϕ_k representam a amplitude do sinal transmitido e a fase inicial de transmissão do k -ésimo usuário, respectivamente. Vamos assumir sem perda de generalidade que a fase ϕ_k seja nula.

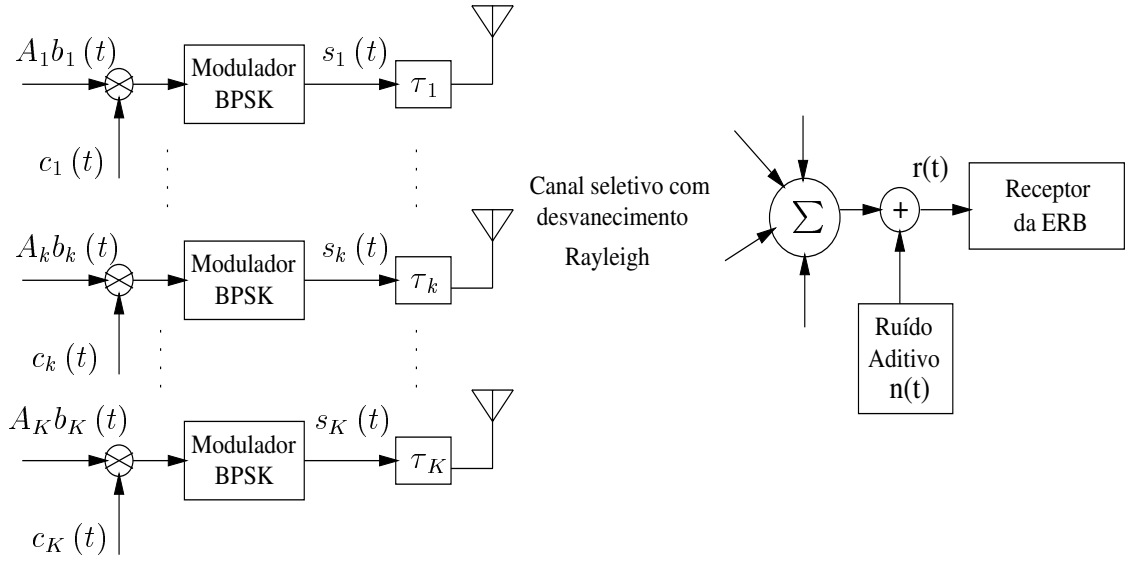


Fig. 2.6: Modelo de enlace reverso de um sistema CDMA.

Considere que o controle de potência realizado pela ERB seja perfeito, onde os sinais dos diversos usuários chegam ao receptor com a mesma potência. Neste caso, temos que $A_1 = A_2 = \dots = A_K = A$.

Os sinais são transmitidos pelo mesmo canal rádio móvel que apresenta múltiplos percursos e desvanecimento Rayleigh. Desta forma, o sinal recebido $r(t)$ é dado por:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K h_k(t, \tau_{l,k}) * s_k(t) + n(t)$$

onde $(*)$ representa a operação de convolução, K é o número de usuários, $n(t)$ é um ruído gaussiano branco aditivo de média nula e densidade espectral de potência $2N_0$ e $h_k(t, \tau_{l,k})$ é a resposta impulsiva do canal do k -ésimo usuário, dada por (2.6). Considere que os atrasos dos percursos são múltiplos inteiros do intervalo de um *chip* T_c , ou seja, $\tau_{l,k} = lT_c$.

Aplicando-se em $r(t)$ a propriedade distributiva do produto de convolução e a propriedade da convolução com o impulso, obtemos:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \alpha_{l,k}(t) e^{j\Psi_{l,k}(t)} s_k(t - lT_c) + n(t) \quad (2.17)$$

Assuma que o canal apresenta desvanecimento lento, de forma que a atenuação e a fase de cada percurso sejam consideradas constantes durante um intervalo de um símbolo. Assim, $\alpha_{l,k}(t) e^{j\Psi_{l,k}(t)} = \alpha_{l,k} e^{j\Psi_{l,k}}$.

Substituindo (2.16) em (2.17), temos que:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L A\alpha_{l,k} e^{j\Psi_{l,k}} b_k(t - \tau_k - lT_c) c_k(t - \tau_k - lT_c) + n(t) \quad (2.18)$$

2.8.2 Receptor Rake

Um aspecto interessante que deve ser levado em consideração é a utilização proposital de um sinal cuja banda seja muito maior que a banda de coerência do canal. Neste caso, o canal é seletivo em frequência e a ordem da diversidade que se consegue obter é igual ao número de caminhos resolvíveis. A resolução temporal é aproximadamente igual a $1/W$, onde $W = 1/T_c$ é a banda do sinal transmitido em sistemas CDMA. Considere que o tempo máximo de espalhamento temporal do canal seja dado por $T_m \simeq \frac{1}{(\Delta f)_c}$, onde $(\Delta f)_c$ é a banda de coerência do canal. Em T_m segundos teremos $T_m W$ percursos resolvíveis e portanto a diversidade conseguida é igual a $L = \frac{W}{(\Delta f)_c}$. No caso específico de um canal seletivo, diz-se que L é a diversidade implícita do canal.

O artifício de transmitir um sinal de banda maior que a banda de coerência do canal, permite explorar a diversidade implícita do canal, já que podem ser recebidas várias componentes do sinal transmitido independentes entre si com degradações diferentes. Nesta situação, pode-se utilizar um receptor ótimo que foi inventado por Price e Green [15], e que é denominado de receptor Rake (“*Rake Receiver*”). O receptor Rake procura se beneficiar da diversidade do canal usando métodos de correlação para detectar as componentes do sinal e combiná-las construtivamente, no intuito de melhorar a relação sinal-ruído do sistema.

A Fig. 2.7 ilustra a idéia básica de um receptor Rake, que consiste de uma linha de atrasos com derivações, chamadas braços ou ramos, por onde passa a seqüência de espalhamento do usuário desejado. Os atrasos de recepção dos percursos são múltiplos inteiros do intervalo de um *chip* T_c . Cada ramo é ponderado pelo peso estimado do canal $h_l^*(t) = \alpha_{l,j} e^{-j\Psi_{l,j}}$, onde $l = 1, \dots, L$ e j é o usuário desejado. O sinal recebido $r(t)$ é multiplicado pelo peso de cada ramo e também pela seqüência de espalhamento deslocada no tempo, para detectar separadamente os sinais que se propagam pelos L percursos resolvíveis. Em seguida, os sinais de saída dos ramos são somados, integrados e amostrados para formar a variável de decisão para o usuário desejado.

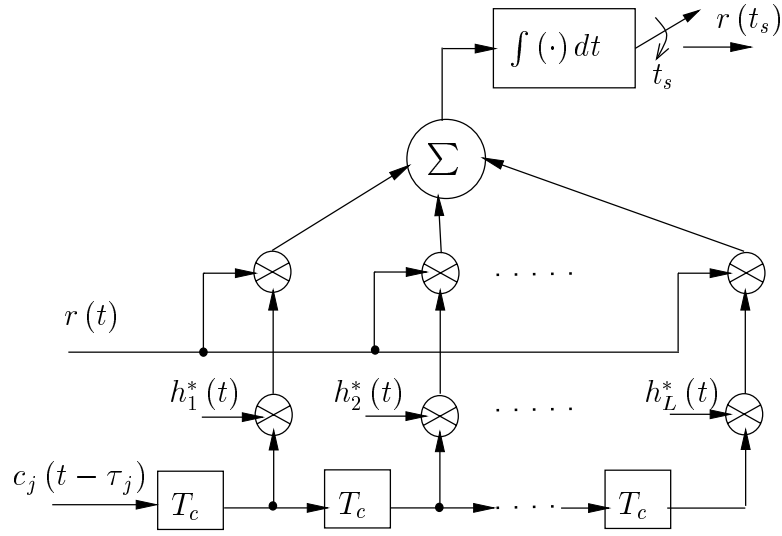


Fig. 2.7: Diagrama esquemático de um receptor Rake.

Se os pesos dos ramos são casados com a resposta do canal, ou seja, atenuação e fase perfeitamente estimados, temos um receptor Rake equivalente a um combinador de razão máxima para sistemas com diversidade de ordem L . Neste tipo de combinador, os sinais dos L braços do receptor são somados de forma ponderada. O efeito de multiplicar o sinal recebido pelo ganho conjugado do canal $h_l^*(t)$, é compensar o deslocamento de fase e ponderar o sinal por um fator que é proporcional à relação sinal-ruído daquele ramo de diversidade. Então, sinais mais fortes carregam maior peso que sinais mais fracos, de forma que ao se fazer a combinação dos sinais, os ramos com maior amplitude são privilegiados e se obtém um sinal com melhor relação sinal-ruído. De fato, o receptor Rake tenta coletar a energia dos sinais gerados pelos diversos percursos e que carregam a mesma informação.

2.8.3 Desempenho do Receptor Rake em Sistemas CDMA

Vamos determinar a probabilidade de erro de bit do enlace reverso do sistema CDMA apresentado na Fig. 2.6, considerando um canal com desvanecimento por múltiplos percursos. Neste caso, para explorar a diversidade implícita do canal, a estrutura de recepção utilizada é a do receptor Rake ilustrado na Fig. 2.7.

Assuma que o sinal do usuário 1 é o sinal de interesse e que $b_1 = 1$ é o bit transmitido no intervalo $0 \leq t \leq T$. O sinal recebido $r(t)$ é dado por (2.18). A variável de decisão na saída do receptor Rake é escrita como:

$$r(t_s) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^L \int_{\tau_1 + nT_c}^{T + \tau_1 + nT_c} \alpha_{n,1} e^{-j\Psi_{n,1}} c_1(t - \tau_1 - nT_c) r(t) dt \right\} \quad (2.19)$$

onde $t_s = T + \tau_1 + LT_c$ é o tempo de amostragem do filtro. Sem perda de generalidade, o atraso relativo ao usuário 1 é considerado nulo, ou seja, $\tau_1 = 0$. Os atrasos dos demais usuários são relativos ao usuário 1 e podem ser modelados como pertencentes ao intervalo $0 \leq \tau_k \leq T$. Assim, substituindo (2.18) em (2.19), temos que:

$$r(t_s) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^L \alpha_{n,1} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L A \alpha_{l,k} e^{j(\Psi_{l,k} - \Psi_{n,1})} I_{k,l,n} \right\} + N(t_s) \quad (2.20)$$

onde

$$N(t_s) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^L \alpha_{n,1} e^{-j\Psi_{n,1}} \int_{nT_c}^{T+nT_c} n(t) c_1(t - nT_c) dt \right\} \quad (2.21)$$

e

$$I_{k,l,n} = \int_{nT_c}^{T+nT_c} b_k(t - \tau_k - lT_c) c_k(t - \tau_k - lT_c) c_1(t - nT_c) dt \quad (2.22)$$

A variável de decisão em (2.20) pode ser escrita como:

$$r(t_s) = S_1(t_s) + g_1(t_s) + g_2(t_s) + N(t_s) \quad (2.23)$$

onde o primeiro termo, correspondente ao usuário 1 e ao casamento das n componentes resolvíveis do sinal com os l ramos do receptor Rake, é dado por:

$$S_1 = \sum_{n=1}^L \alpha_{n,1}^2 A I_{1,n,n} \quad (2.24)$$

onde

$$\begin{aligned} I_{1,n,n} &= \int_{nT_c}^{T+nT_c} c_1^2(t - nT_c) dt \\ &= T \end{aligned} \quad (2.25)$$

Assim,

$$S_1 = AT \sum_{n=1}^L \alpha_{n,1}^2 \quad (2.26)$$

O termo acima representa o valor médio do sinal do usuário 1 condicionado ao conhecimento de $\sum_{n=1}^L \alpha_{n,1}^2$.

O segundo termo $g_1(t_s)$, que corresponde a $k = 1$ e $l \neq n$ e representa a interferência gerada pelos múltiplos percursos do próprio usuário 1, é dado por:

$$g_1(t_s) = A \sum_{n=1}^L \alpha_{n,1} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^L \alpha_{l,1} I_{1,l,n} \cos(\Psi_{l,1} - \Psi_{n,1})$$

O terceiro termo $g_2(t_s)$, correspondente a $k \neq 1$, representa a soma das interferências de múltiplos percursos que os outros $K - 1$ usuários produzem na recepção do sinal do usuário 1. Este termo é conhecido como interferência de acesso múltiplo e podemos escrevê-lo como:

$$g_2(t_s) = A \sum_{k=2}^K \sum_{n=1}^L \alpha_{n,1} \sum_{l=1}^L \alpha_{l,k} I_{k,l,n} \cos(\Psi_{l,k} - \Psi_{n,1})$$

O último termo $N(t_s)$ representa a componente do ruído na variável de decisão.

Desde que os desvanecimentos que atacam os percursos de cada usuário são considerados independentes, os termos $g_1(t_s)$ e $g_2(t_s)$ representam um somatório de variáveis aleatórias independentes, cujas respectivas médias e variâncias vamos determinar a partir de agora.

Vamos supor que as seqüências de espalhamento espectral sejam seqüências aleatórias binárias e independentes de média nula e que o formato de pulso de *chip* seja retangular, o que implica em [13]:

$$E[I_{k,l,n}] = 0 \quad (2.27)$$

$$E[I_{k,l,n}^2] = \begin{cases} \frac{T^2}{G} & k = 1, l \neq n \\ \frac{2T^2}{3G} & k \neq 1, \forall l \end{cases} \quad (2.28)$$

A condição em que $k = 1$ e $l = n$ não está englobada nas proposições acima porque, conforme vimos em (2.25), o termo $I_{1,n,n}$ é determinístico.

Aplicando-se (2.27), constata-se facilmente que $g_1(t_s)$ e $g_2(t_s)$ têm média nula. A variância de $g_1(t_s)$ é dada por:

$$\sigma_{g_1}^2 = A^2 \sum_{n=1}^L \alpha_{n,1}^2 \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^L E[\alpha_{l,1}^2] E[I_{1,l,n}^2] E[\cos^2(\Psi_{l,1} - \Psi_{n,1})]$$

Os desvanecimentos associados aos múltiplos percursos de cada usuário são considerados independentes e identicamente distribuídos, o que implica em $E[\alpha_{l,k}^2] = E[\alpha^2]$. Além disso, $E[\cos^2(\Psi_{l,1} - \Psi_{n,1})] = 1/2$, dado que $\Psi_{l,1} - \Psi_{n,1}$ é uma variável aleatória uniformemente distribuída de $[0, 2\pi]$. Portanto, substituindo (2.28) em $\sigma_{g_1}^2$, temos:

$$\sigma_{g_1}^2 = \frac{A^2 T}{2G} (L-1) E[\alpha^2] \sum_{n=1}^L \alpha_{n,1}^2 \quad (2.29)$$

A variância de $g_2(t_s)$ é dada por:

$$\sigma_{g_2}^2 = A^2 \sum_{n=1}^L \alpha_{n,1}^2 \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq 1}}^K \sum_{l=1}^L E[\alpha_{l,k}^2] E[I_{k,l,n}^2] E[\cos^2(\Psi_{l,k} - \Psi_{n,1})]$$

Para determinar $\sigma_{g_2}^2$ valem as mesmas considerações feitas para obter $\sigma_{g_1}^2$. Assim,

$$\sigma_{g_2}^2 = \frac{A^2 T}{3G} (K-1) L E[\alpha^2] \sum_{n=1}^L \alpha_{n,1}^2 \quad (2.30)$$

A componente do ruído na variável de decisão é uma variável aleatória gaussiana de média nula e variância dada por:

$$\sigma_n^2 = N_0 T \sum_{n=1}^L \alpha_{n,1}^2 \quad (2.31)$$

Vamos usar a aproximação gaussiana para determinar o desempenho do sistema. Desta forma, a variável de decisão $r(t_s)$ pode ser modelada por uma variável aleatória gaussiana condicionada aos pesos dos ramos do receptor $\{\alpha_{n,1}\}$. Esta variável de decisão tem média e variância dadas, respectivamente, por:

$$S_1(t_s) = AT \sum_{n=1}^L \alpha_{n,1}^2 \quad (2.32)$$

e

$$\begin{aligned} \sigma_r^2 &= \sigma_{g_1}^2 + \sigma_{g_2}^2 + \sigma_n^2 \\ &= \frac{A^2 T}{2G} (L-1) E[\alpha^2] \sum_{n=1}^L \alpha_{n,1}^2 + \frac{A^2 T}{3G} (K-1) L E[\alpha^2] \sum_{n=1}^L \alpha_{n,1}^2 + N_0 T \sum_{n=1}^L \alpha_{n,1}^2 \end{aligned} \quad (2.33)$$

Como estamos analisando o desempenho do sistema em relação ao usuário 1, as variáveis de índice 1 são exclusivamente relacionadas a este usuário. No entanto, eliminaremos este índice de algumas variáveis que, apesar de corresponderem a valores instantâneos que dependem do usuário em questão, apresentam valores médios que descrevem o comportamento do sistema para qualquer usuário.

Para os valores de média e variância dados, respectivamente, por (2.32) e (2.33), a probabilidade de erro condicionada ao conhecimento do desvanecimento é dada por:

$$P_b = Q\left(\sqrt{2\gamma_b}\right) \quad (2.34)$$

onde $Q(x)$ é a função definida por:

$$Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \quad (2.35)$$

Além disso, γ_b é a relação sinal-ruído-mais-interferência instantânea do sinal recebido, dada por:

$$\gamma_b = \frac{S_1^2(t_s)}{2\sigma_r^2} \quad (2.36)$$

Substituindo (2.32) e (2.33) em (2.36), obtemos:

$$\gamma_b = \frac{\sum_{n=1}^L \alpha_{n,1}^2}{\frac{(L-1)}{G} E[\alpha^2] + \frac{2}{3} \frac{(K-1)L}{G} E[\alpha^2] + \frac{2N_0}{A^2T}} \quad (2.37)$$

A relação sinal-ruído-mais-interferência pode ser também escrita como:

$$\gamma_b = \sum_{n=1}^L \gamma_n \quad (2.38)$$

onde

$$\gamma_n = \frac{\alpha_{n,1}^2}{\frac{(L-1)}{G} E[\alpha^2] + \frac{2}{3} \frac{(K-1)L}{G} E[\alpha^2] + \frac{2N_0}{A^2T}} \quad (2.39)$$

é a relação sinal-ruído-mais-interferência instantânea do sinal recebido do n -ésimo percurso do usuário 1.

Para obter a probabilidade de erro de bit média, é necessário determinar a função densidade de probabilidade $p(\gamma_b)$. Esta função pode ser facilmente determinada através da função característica de γ_b . Para $L = 1$, $\gamma_b = \gamma_1$ tem distribuição exponencial [8], cuja função característica é dada por:

$$\begin{aligned} \Psi_1(j\nu) &= E[e^{j\nu\gamma_1}] \\ &= \frac{1}{1 - j\nu\gamma_c} \end{aligned} \quad (2.40)$$

onde $\overline{\gamma_c}$ é a relação sinal-ruído-mais-interferência média por canal, que é a mesma para todos os canais, ou seja,

$$\begin{aligned}\overline{\gamma_c} &= E[\gamma_n] \\ &= \frac{E[\alpha_{n,1}^2]}{\frac{(L-1)}{G} E[\alpha^2] + \frac{2}{3} \frac{(K-1)L}{G} E[\alpha^2] + \frac{2N_0}{A^2 T}}\end{aligned}\quad (2.41)$$

Como o desvanecimento é considerado independente e identicamente distribuído, $E[\alpha_{n,1}^2] = E[\alpha^2]$. Assim,

$$\overline{\gamma_c} = \frac{1}{\frac{(L-1)}{G} + \frac{2}{3} \frac{(K-1)L}{G} + \frac{2N_0}{A^2 T E[\alpha^2]}}\quad (2.42)$$

Desde que os desvanecimentos nos L percursos são independentes, os termos γ_n também são estatisticamente independentes. Desta forma, a relação sinal-ruído-mais-interferência média do sinal recebido é dada por:

$$\begin{aligned}\overline{\gamma_b} &= \sum_{n=1}^L E[\gamma_n] \\ &= L \overline{\gamma_c} \\ &= \frac{1}{\frac{1}{G} \frac{(L-1)}{G} + \frac{2}{3} \frac{(K-1)}{G} + \frac{2N_0}{A^2 T L E[\alpha^2]}}\end{aligned}\quad (2.43)$$

Dado que (2.38) é a soma de L variáveis aleatórias independentes de distribuição exponencial, podemos escrever a função característica de γ_b como:

$$\Psi_b(j\nu) = \frac{1}{(1 - j\nu \overline{\gamma_c})^L}\quad (2.44)$$

Esta é a função característica de uma chi-quadrada com $2L$ graus de liberdade e função densidade de probabilidade dada por:

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{(L-1)! \overline{\gamma_c}^L} (\gamma_b)^{L-1} \exp\left(-\frac{\gamma_b}{\overline{\gamma_c}}\right), \quad \gamma_b > 0\quad (2.45)$$

Para obtermos a probabilidade de erro de bit média devemos eliminar a estatística do desvanecimento através de:

$$\overline{P}_b = \int_0^\infty Q(\sqrt{2\gamma_b})p(\gamma_b) d\gamma_b$$

A expressão anterior possui a seguinte forma fechada [8]:

$$\overline{P}_b = \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^L \sum_{n=0}^{L-1} \binom{L-1+n}{n} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^n \quad (2.46)$$

onde, por definição,

$$\mu = \sqrt{\frac{\overline{\gamma}_c}{1+\overline{\gamma}_c}}$$

Mas de (2.43) temos que:

$$\overline{\gamma}_c = \frac{\overline{\gamma}_b}{L}$$

Assim,

$$\mu = \sqrt{\frac{\overline{\gamma}_b}{L+\overline{\gamma}_b}} \quad (2.47)$$

Quando $\overline{\gamma}_c \gg 1$, a probabilidade de erro pode ser aproximada por [8]:

$$\overline{P}_b \simeq \left(\frac{1}{4\overline{\gamma}_c}\right)^L \binom{2L-1}{L} \quad (2.48)$$

Podemos observar em (2.48) que a probabilidade de erro de bit média é inversamente proporcional à relação sinal-ruído-mais-interferência média por canal elevada à L -ésima potência.

2.9 Arranjo Linear de Antenas

2.9.1 Introdução

Um arranjo de antenas consiste de M antenas espacialmente distribuídas de acordo com o padrão geométrico desejado. Os padrões podem variar largamente, no entanto, as configurações mais comuns são: o arranjo circular onde, como o próprio nome sugere, as antenas estão posicionadas em torno de um círculo, o arranjo planar e o arranjo linear uniforme de antenas igualmente espaçadas ao longo do mesmo eixo.

Neste trabalho, a geometria considerada é a de um arranjo linear uniforme de antenas. A grande vantagem do uso de arranjos lineares é a simplicidade matemática do modelo do sinal na saída do arranjo.

Para simplificar a análise, vamos assumir que:

- O espaçamento entre as antenas seja suficientemente pequeno para que não haja variações de amplitude entre os sinais recebidos em antenas diferentes;
- Não exista acoplamento mútuo entre as antenas;
- Todas as fontes de sinais estejam localizadas longe o bastante de forma que os sinais incidentes no arranjo sejam compostos de um número finito de ondas planas;
- Os sinais sejam de banda estreita, ou seja, a banda do sinal incidente é pequena comparada com a frequência da portadora.

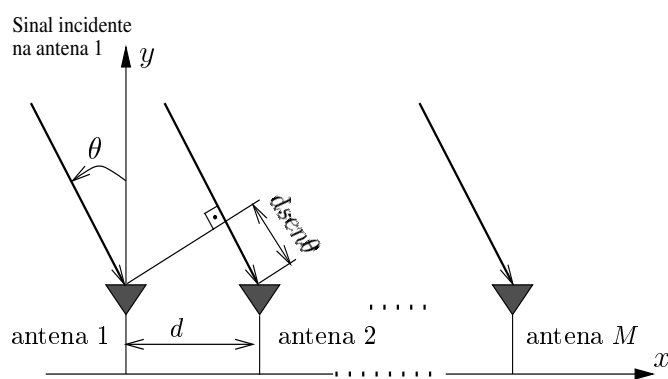


Fig. 2.8: Geometria de um arranjo linear uniforme de M antenas orientado ao longo do eixo x .

A geometria de um arranjo linear uniforme de M antenas orientado ao longo do eixo x , é mostrada na Fig. 2.8, onde d é o espaçamento entre duas antenas adjacentes. Considere que uma onda plana é recebida no arranjo na direção θ . Dado que uma defasagem de 2π ocorre quando se percorre a distância de um comprimento de onda da portadora, a diferença de fase entre os sinais incidentes em antenas adjacentes é dada por:

$$\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \text{sen}\theta \quad (2.49)$$

onde λ é o comprimento de onda da portadora.

Um caso particular de interesse é aquele em que o espaçamento entre duas antenas adjacentes vale meio comprimento de onda da portadora. Neste caso $d = \lambda/2$ e a diferença de fase entre os sinais incidentes em antenas adjacentes é dada simplesmente por:

$$\varphi = \pi \operatorname{sen} \theta$$

Usando (2.49), pode-se determinar a diferença de fase entre o sinal incidente na m -ésima antena e aquele incidente na antena de referência localizada na origem (antena 1) através de:

$$\Delta\varphi_m = (m - 1) \varphi \quad (2.50)$$

A Fig. 2.9 mostra um arranjo linear uniforme de M antenas idênticas orientado ao longo do eixo x , onde a saída de cada antena é ponderada por um peso complexo w_m , onde $m = 1, \dots, M$. Ajustando o conjunto de pesos $\{w_m\}$, é possível direcionar o feixe principal do arranjo na direção desejada.

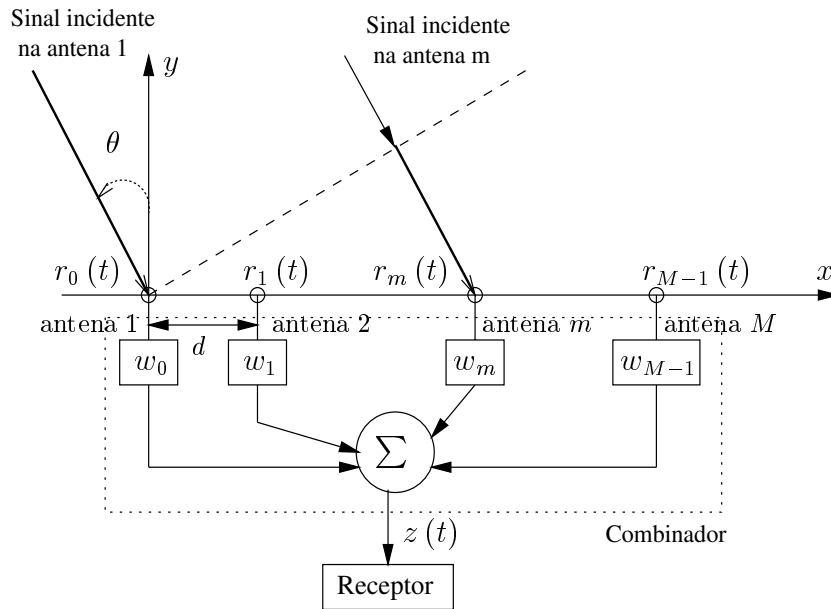


Fig. 2.9: Arranjo linear de antenas orientado ao longo do eixo x recebendo uma onda plana da direção θ .

Considere uma onda plana incidente na direção θ no arranjo da Fig. 2.9. Vamos considerar que todas as antenas do arranjo são isotrópicas e sem ruído. Usando (2.50), o sinal recebido na m -ésima antena é dado por:

$$\begin{aligned} r_m(t) &= s(t) e^{j\Delta\varphi_m} \\ &= s(t) e^{j(m-1)\varphi} \end{aligned} \quad (2.51)$$

onde $s(t)$ é a envoltória complexa do sinal incidente no arranjo.

O sinal $r_m(t)$ recebido em cada antena é multiplicado pelo peso complexo w_m . Os sinais ponderados são então somados para formar o sinal $z(t)$ na saída do arranjo, dado por:

$$\begin{aligned} z(t) &= \sum_{m=1}^M w_m r_m(t) \\ &= s(t) \sum_{m=1}^M w_m e^{j(m-1)\varphi} \\ &= s(t) f(\theta) \end{aligned} \quad (2.52)$$

O termo $f(\theta)$ é denominado de *fator do arranjo*, o qual determina a razão entre o sinal na saída do arranjo $z(t)$ e o sinal $s(t)$ medido na antena de referência, em função da direção de chegada θ .

Para demonstrar como os pesos podem ser usados para direcionar o padrão de radiação do arranjo, considere um sinal incidente no arranjo na direção θ_0 . Se $w_m = e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda}(m-1)\text{sen}\theta_0}$, o fator de arranjo torna-se:

$$\begin{aligned} f(\theta) &= \sum_{m=1}^M e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(m-1)(\text{sen}\theta - \text{sen}\theta_0)} \\ &= \frac{\text{sen} \left[\frac{\beta M d}{2} (\text{sen}\theta - \text{sen}\theta_0) \right]}{\text{sen} \left[\frac{\beta d}{2} (\text{sen}\theta - \text{sen}\theta_0) \right]} e^{j\frac{\beta d(M-1)}{2} (\text{sen}\theta - \text{sen}\theta_0)} \end{aligned} \quad (2.53)$$

onde $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Dado que $f(\theta)$ é um complexo, a idéia é maximizar $|f(\theta)|$. Se $w_m = e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda}(m-1)\text{sen}\theta_0}$, a resposta máxima de $f(\theta)$ será na direção θ_0 , ou seja, o feixe de radiação do arranjo será apontado na direção de origem do sinal. Isto pode ser provado aplicando a desigualdade $\left| \sum_m x_m \right| \leq \sum_m |x_m|$ que implica em $|f(\theta)| \leq M$. Mas $|f(\theta_0)| = M$ de modo que o valor máximo é alcançado em θ_0

2.9.2 Vetor de Assinatura Espacial

Quando se trabalha com arranjo de antenas é conveniente usar a notação vetorial. Define-se o vetor de pesos do arranjo como:

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} w_1 & \cdots & w_M \end{bmatrix}^T \quad (2.54)$$

onde $(\cdot)^T$ representa a operação de transposição de matrizes. O vetor de pesos é ajustado por um algoritmo adaptativo de forma a satisfazer um critério de desempenho.

Os sinais recebidos pelas antenas são agrupados no seguinte vetor de sinais:

$$\mathbf{r}(t) = \begin{bmatrix} r_1 & \cdots & r_M \end{bmatrix}^T \quad (2.55)$$

Assim, a saída $z(t)$ do arranjo pode ser escrita como o produto interno entre o vetor de pesos e o vetor de sinais, ou seja,

$$z(t) = \mathbf{w}^T \mathbf{r}(t) \quad (2.56)$$

O fator de arranjo na direção θ também pode ser escrito em termos do produto interno de vetores da seguinte forma:

$$f(\theta) = \mathbf{w}^T \mathbf{a}(\theta) \quad (2.57)$$

onde o vetor $\mathbf{a}(\theta)$ é denominado de vetor de assinatura espacial (“*steering vector*”) na direção θ , chamada de direção de chegada (“*direction of arrival*” - DOA) da onda plana recebida [16]. Para uma dada onda plana incidente na direção θ , o vetor de assinatura espacial descreve a fase do sinal incidente em cada antena em relação a fase do sinal que incide sobre a antena de referência e fornece informação sobre a direção de chegada do sinal. Para o arranjo linear da Fig. 2.9, o vetor de assinatura espacial é dado por:

$$\mathbf{a}(\theta) = \begin{bmatrix} a_1(\theta) & a_2(\theta) & \cdots & a_M(\theta) \end{bmatrix}^T \quad (2.58)$$

onde

$$\begin{aligned} a_m(\theta) &= e^{\frac{j2\pi d}{\lambda} \text{sen}\theta} \\ &= e^{j(m-1)\varphi} \end{aligned} \quad (2.59)$$

sendo φ a diferença de fase entre os sinais incidentes em antenas adjacentes, dada por (2.49).

Assim, o sinal recebido no arranjo pode ser reescrito como:

$$\mathbf{r}(t) = s(t) \mathbf{a}(\theta) \quad (2.60)$$

Normalizando os elementos de $\mathbf{a}(\theta)$ por \sqrt{M} garante-se que $\|\mathbf{a}^H(\theta), \mathbf{a}(\theta)\|^2 = 1$, onde $(\cdot)^H$ representa a operação Hermitiana (conjugado transposto). Com isso, $a_m(\theta)$ torna-se:

$$a_m(\theta) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j(m-1)\varphi} \quad (2.61)$$

2.9.3 Relação Sinal-Interferência

Considere agora que K sinais incidem sobre o arranjo, cada um com direção de chegada θ_k . O sinal na saída da m -ésima antena é dado por:

$$r_m(t) = \sum_{k=1}^K a_m(\theta_k) s_k(t) \quad (2.62)$$

onde $s_k(t)$ é o k -ésimo sinal incidente no arranjo e $a_m(\theta_k)$ é dado por (2.61).

O sinal recebido no arranjo pode ser escrito como:

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) \mathbf{a}(\theta_k) \quad (2.63)$$

Considere que se deseja extrair o sinal do i -ésimo usuário, $s_i(t)$. Para isso, vamos considerar estimação perfeita da direção de chegada do sinal do i -ésimo usuário. Desta forma o vetor de pesos é dado por:

$$\mathbf{w}^T = \mathbf{a}^H(\theta_i) \quad (2.64)$$

Assim, a saída do arranjo pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} z(t) &= \mathbf{w}^T \mathbf{r}(t) \\ &= s_i(t) \mathbf{a}^H(\theta_i) \mathbf{a}(\theta_i) + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K s_k(t) \mathbf{a}^H(\theta_i) \mathbf{a}(\theta_k) \end{aligned} \quad (2.65)$$

Mas, $\mathbf{a}^H(\theta_i) \mathbf{a}(\theta_i) = 1$, assim:

$$z(t) = s_i(t) + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K s_k(t) \mathbf{a}^H(\theta_i) \mathbf{a}(\theta_k) \quad (2.66)$$

A potência do sinal desejado é dada por:

$$\begin{aligned}
P_0 &= \frac{1}{T} \int_0^T |s_i(t)|^2 dt \\
&= |s_i(t)|^2
\end{aligned} \tag{2.67}$$

onde $|s_i(t)|^2$ é considerada constante dentro de um intervalo de sinalização.

Considerando que os usuários transmitem sinais de forma independente, a potência média total de interferência de acesso múltiplo é dada por:

$$\begin{aligned}
I_0 &= E \left[\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K |s_k(t)|^2 |\mathbf{a}^H(\theta_i) \mathbf{a}(\theta_k)|^2 \right] \\
&= \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K P_k E |\mathbf{a}^H(\theta_i) \mathbf{a}(\theta_k)|^2
\end{aligned} \tag{2.68}$$

onde P_k é a potência do sinal do usuário k que interfere no sinal desejado. Assumindo controle de potência perfeito, temos que $P_0 = P_k$. Assim,

$$I_0 = P_0 \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K E |\mathbf{a}^H(\theta_i) \mathbf{a}(\theta_k)|^2 \tag{2.69}$$

A relação sinal-interferência média do sinal recebido no arranjo pode ser escrita como o quociente entre a potência do sinal e a potência média total de interferência de acesso múltiplo, ou seja:

$$\begin{aligned}
\overline{SIR} &= \frac{P_0}{P_0 \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K E |\mathbf{a}^H(\theta_i) \mathbf{a}(\theta_k)|^2} \\
&= \frac{1}{\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K E |\mathbf{a}^H(\theta_i) \mathbf{a}(\theta_k)|^2}
\end{aligned} \tag{2.70}$$

2.9.4 Interferência Média Normalizada

Considere o receptor associado ao usuário i com direção de chegada θ_i . A potência de interferência média normalizada produzida pelo sinal do usuário k incidente no arranjo na direção de chegada θ_k é dada por [17]:

$$\begin{aligned}
\eta(\theta_i, \theta_k) &= |\mathbf{a}^H(\theta_i) \cdot \mathbf{a}(\theta_k)|^2 \\
&= \left[\frac{1}{M} \frac{\text{sen}\left(\frac{M\psi}{2}\right)}{\text{sen}\left(\frac{\psi}{2}\right)} \right]^2
\end{aligned} \tag{2.71}$$

onde

$$\psi = \frac{2\pi d}{\lambda} (\text{sen}\theta_i - \text{sen}\theta_k) \tag{2.72}$$

Considerando que θ_i e θ_k são independentes, o valor médio de $\eta(\theta_i, \theta_k)$ é dado por:

$$\begin{aligned}
\bar{\eta} &= E |\mathbf{a}^H(\theta_i) \mathbf{a}(\theta_k)|^2 \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |\mathbf{a}^H(\theta_i) \mathbf{a}(\theta_k)|^2 p(\theta_i) p(\theta_k) d\theta_i d\theta_k
\end{aligned} \tag{2.73}$$

Considerando que a direção de chegada é uma variável aleatória uniformemente distribuída de $[0, 2\pi]$, ou seja, $p(\theta_i) = p(\theta_k) = \frac{1}{2\pi}$, (2.73) resulta em [17]:

$$\bar{\eta} = \frac{1}{M} + \frac{2}{M^2} \sum_{m=1}^{M-1} (M-m) J_0^2\left(\frac{2\pi m d}{\lambda}\right) \tag{2.74}$$

onde $J_0^2(\cdot)$ é a função de Bessel de ordem zero e primeiro tipo.

Dado que a direção de chegada é uma variável aleatória uniformemente distribuída no intervalo $[0, 2\pi]$ e, além disso, $J_0^2\left(\frac{2\pi m d}{\lambda}\right) \ll 1$, o limitante inferior de (2.74) é dado por [17]:

$$\bar{\eta} \geq \frac{1}{M} \tag{2.75}$$

Este resultado indica que quanto maior o número de antenas menor é a potência média de interferência normalizada. A potência média total de interferência de acesso múltiplo dada por (2.69) pode ser escrita como:

$$I_0 \simeq \frac{P_0}{M} (K-1) \tag{2.76}$$

Com este resultado, podemos aproximar (2.70) para:

$$\overline{SIR} \simeq \frac{M}{K-1} \tag{2.77}$$

2.9.5 Modelo de Canal Espaço-Temporal

Considere um arranjo linear de M antenas na ERB para receber e transmitir sinais em um ambiente com desvanecimento por múltiplos percursos, onde réplicas do sinal transmitido alcançam o arranjo em diferentes ângulos de chegada e deslocadas no tempo. Portanto, o sinal recebido é função de duas variáveis: tempo e ângulo de chegada θ . O modelo do canal em questão é derivado nos domínios espacial e temporal, daí a denominação de canal espaço-temporal. A Fig. 2.10 ilustra um ambiente com desvanecimento por múltiplos percursos, onde dois usuários transmitem sinais para a ERB.

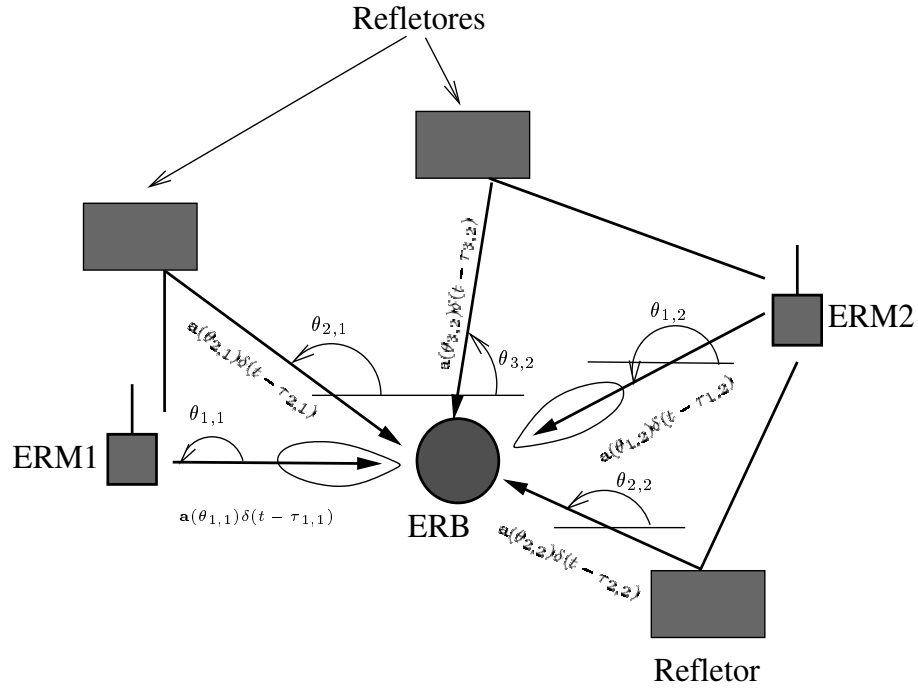


Fig. 2.10: Sinais incidentes em um arranjo de antenas considerando um canal com múltiplos percursos.

Considere que o arranjo recebe sinais de K usuários. A resposta impulsiva do canal espaço-temporal entre o k -ésimo usuário e a m -ésima antena do arranjo pode ser escrita como:

$$h_{k,m}(t, \tau_{l,k}) = \sum_{l=1}^L a_m(\theta_{l,k})\delta(t - \tau_{l,k}) \quad (2.78)$$

onde L é o número de percursos, $\theta_{l,k}$ é o ângulo de chegada do l -ésimo percurso do k -ésimo usuário, $\tau_{l,k}$ é o atraso do l -ésimo percurso entre a m -ésima antena e o k -ésimo usuário e

$$a_m(\theta_{l,k}) = \frac{1}{\sqrt{M}} \alpha_{l,k,m} e^{j\Psi_{l,k,m}} e^{j(m-1)\varphi_{l,k}} \quad (2.79)$$

onde $\alpha_{l,k,m}$ e $\Psi_{l,k,m}$ representam, respectivamente, a atenuação e a fase introduzidas no l -ésimo percurso entre a m -ésima antena e o k -ésimo usuário. Considere que o sinal recebido através do l -ésimo percurso do k -ésimo usuário alcança todas as antenas do arranjo com a mesma fase, ou seja, $\Psi_{k,l,m} = \Psi_{l,k}$.

A Fig. 2.11 ilustra o modelo do canal espaço-temporal entre o l -ésimo percurso do k -ésimo usuário e o arranjo de antenas.

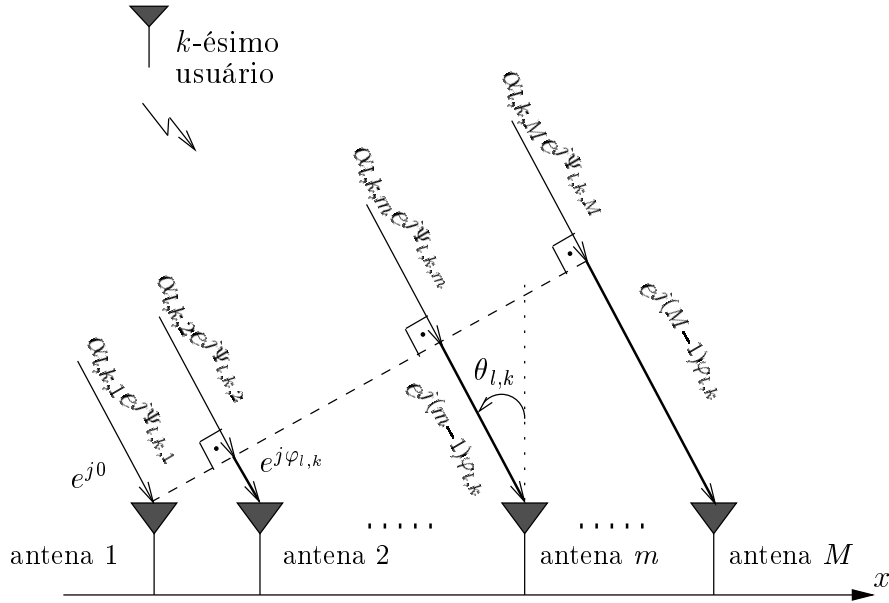


Fig. 2.11: Modelo de canal espaço-temporal entre o l -ésimo percurso do k -ésimo usuário e um arranjo linear de M antenas uniformemente espaçadas.

A diferença de fase $\varphi_{l,k}$ entre os sinais recebidos em antenas adjacentes de um arranjo linear é dada por (2.49):

$$\varphi_{l,k} = \frac{2\pi d}{\lambda} \text{sen}(\theta_{l,k}) \quad (2.80)$$

Para representar a resposta impulsiva do canal entre o k -ésimo usuário e o arranjo de antenas podemos empregar a seguinte notação vetorial:

$$\mathbf{h}_k(t, \tau_{l,k}) = \sum_{l=1}^L \mathbf{a}(\theta_{l,k}) \delta(t - \tau_{l,k}) \quad (2.81)$$

onde $\mathbf{a}(\theta_{l,k})$ é o vetor de assinatura espacial dado por:

$$\mathbf{a}(\theta_{l,k}) = \left[a_1(\theta_{l,k}) \quad a_2(\theta_{l,k}) \quad \cdots \quad a_m(\theta_{l,k}) \quad \cdots \quad a_M(\theta_{l,k}) \right]^T \quad (2.82)$$

O vetor da resposta impulsiva do canal $\mathbf{h}_k(t, \tau_{l,k})$ é dado pela combinação dos L percursos, onde cada percurso é descrito pelo vetor de assinatura espacial $\mathbf{a}(\theta_{l,k})$ que contém todos os parâmetros que caracterizam o canal espaço-temporal entre o l -ésimo percurso e o arranjo: ângulo de chegada, atenuação, atraso e fase. A distribuição destes parâmetros depende do tipo de ambiente que caracteriza o canal. Vamos considerar que o desvanecimento é do tipo Rayleigh e que a fase e o ângulo de chegada são uniformemente distribuídos no intervalo de $[0, 2\pi]$. Consideramos que os desvanecimentos e as fases são independentes e descorrelacionados entre as antenas.

Em canais com desvanecimento Rayleigh, os vetores de assinatura espacial $\{\mathbf{a}(\theta_{l,k})\}$, onde $1 \leq l \leq L$ e $1 \leq k \leq K$, podem ser considerados como vetores gaussianos complexos i.i.d de média nula e matriz de covariância $\mathbf{R}_a = E[\mathbf{a}(\theta_{l,k})\mathbf{a}^H(\theta_{l,k})]$.

Considere agora um ambiente de acesso múltiplo (ver Fig. 2.6). O sinal recebido pelo arranjo é a soma da convolução entre os sinais transmitidos pelos K usuários e suas respectivas respostas impulsivas mais o ruído, ou seja,

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(t) &= \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_k(t, \tau_{l,k}) * s_k(t) + \mathbf{n}(t) \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L s_k(t - \tau_{l,k}) \mathbf{a}(\theta_{l,k}) + \mathbf{n}(t) \end{aligned} \quad (2.83)$$

onde $s_k(t)$ representa a envoltória complexa do sinal transmitido pelo k -ésimo usuário e $\mathbf{n}(t)$ representa o vetor de envoltória complexa do ruído aditivo gaussiano branco de média nula e densidade espectral de potência $2N_0$ em cada antena, sendo que o ruído é estatisticamente independente entre as antenas.

2.9.6 Introdução ao Receptor Rake 2D

Como os sinais que se propagam por múltiplos percursos alcançam o receptor com diferentes atrasos e ângulos de chegada distintos é necessário implementar um receptor que explore simultaneamente a diversidade espacial e temporal do canal.

O receptor Rake convencional usado em sistemas CDMA explora a diversidade temporal combinando os sinais dos diversos percursos em um combinador de razão máxima. Para

explorar a dimensão espacial, adicionada pelo uso do arranjo de antenas, surge o receptor Rake bidimensional (Rake 2D) [18], que combina sinais nos domínios temporal e espacial, empregando um filtro espacial para cada um dos percursos do sinal do usuário desejado para formar a variável de decisão. Teoricamente, se todos os parâmetros do canal de cada usuário, ou seja, atraso, atenuação, fase e direção de chegada de todos os percursos, puderem ser estimados adequadamente, obtém-se um receptor Rake 2D casado temporal e espacialmente com o canal de cada usuário.

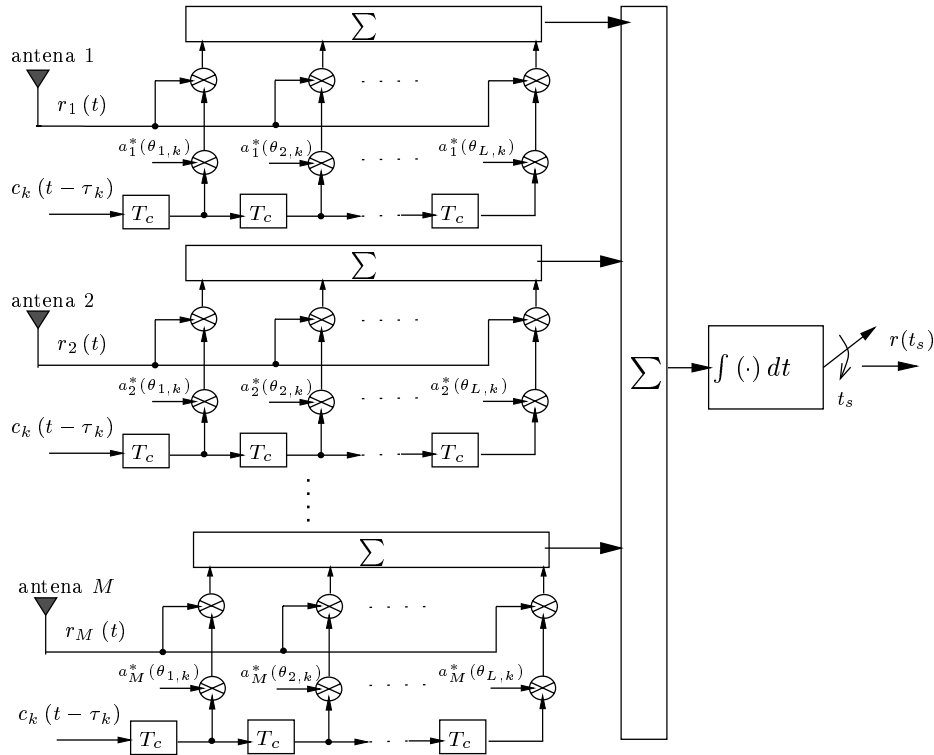


Fig. 2.12: Modelo de um receptor Rake 2D.

A estrutura de um receptor Rake 2D casado com o canal do k -ésimo usuário é mostrada na Fig. 2.12, onde os atrasos de recepção dos percursos são múltiplos inteiros de um intervalo de *chip* T_c . Observe que cada um dos M estágios do receptor Rake 2D é similar ao receptor Rake convencional descrito na Seção 2.8.2. Cada ramo do m -ésimo estágio é ponderado pela estimação dos parâmetros do canal de propagação do l -ésimo percurso entre a m -ésima antena e o k -ésimo usuário $a_m^*(\theta_{l,k})$, dado por (2.79), onde $l = 1, \dots, L$.

O sinal recebido na m -ésima antena $r_m(t)$ é multiplicado pelo peso de cada ramo e também pelas L versões deslocadas no tempo da seqüência de espalhamento do usuário k , para detectar separadamente os sinais que se propagam pelos L percursos resolvíveis. Da mesma forma que no Rake convencional, os sinais de saída de cada estágio são então somados,

integrados e amostrados para formar a variável de decisão do sistema, que será determinada no Capítulo 3, onde é analisado o desempenho do enlace reverso de um sistema CDMA assíncrono com um arranjo de antenas na recepção.

Capítulo 3

Enlace Reverso

Neste capítulo, avaliamos o desempenho do enlace reverso de um sistema CDMA assíncrono com um arranjo linear de antenas na ERB, utilizando um receptor Rake 2D. Cada estação rádio móvel é equipada com uma antena omnidirecional. A análise de desempenho do sistema proposto é desenvolvida com sinais BPSK transmitidos através de um canal com múltiplos percursos com desvanecimento Rayleigh. A interferência de acesso múltiplo é modelada através da aproximação gaussiana. Consideramos estimação perfeita dos parâmetros do canal. Assim, é obtido um receptor Rake 2D temporal e espacialmente casado com o canal do usuário de interesse.

O capítulo está organizado da seguinte forma. A Seção 3.1 apresenta o modelo do sistema. Na Seção 3.2, apresentamos o receptor Rake 2D e a análise completa para determinar a variável de decisão do sistema. A probabilidade de erro de bit média deste sistema é determinada na Seção 3.3. Alguns casos particulares são apresentados na Seção 3.4. Finalmente, a Seção 3.5 apresenta os resultados numéricos e conclusões do capítulo.

3.1 Modelo do Sistema

Considere o enlace reverso de um sistema CDMA assíncrono com um total de K usuários distribuídos uniformemente no interior de uma única célula, onde cada usuário transmite sinais BPSK. Cada ERM é equipada com uma antena omnidirecional enquanto que na estação rádio base é empregado um arranjo linear uniforme de M antenas igualmente espaçadas entre si. Vamos considerar controle de potência perfeito realizado pela ERB. A envoltória complexa do sinal transmitido pelo k -ésimo usuário é dada por (2.16):

$$s_k(t) = Ab_k(t - \tau_k)c_k(t - \tau_k)e^{j\phi_k} \quad (3.1)$$

onde A é a amplitude do sinal, $b_k(t)$, $c_k(t)$, τ_k representam, respectivamente, a seqüência de bits de informação, a seqüência de espalhamento espectral, atraso de transmissão do sinal do k -ésimo usuário. Além disso, ϕ_k representa a fase inicial do sinal do k -ésimo usuário no instante $t = 0$. A fase ϕ_k é uniformemente distribuída no intervalo de $[0, 2\pi]$. A fase do sinal recebido é composta da fase inicial e também de uma fase aleatória introduzida pelo canal, que apresenta a mesma distribuição da fase inicial. Portanto, a fase do sinal recebido também é uma variável aleatória uniformemente distribuída naquele intervalo, mesmo que uma das fases componentes seja nula. Nesse caso, podemos assumir sem perda de generalidade que a fase ϕ_k é nula. O atraso τ_k é uniformemente distribuído no intervalo de $[0, T]$, onde T é o intervalo de duração de um símbolo. O ganho de processamento do sistema é definido como $G = \frac{T}{T_c}$, onde T_c é o intervalo de duração de um *chip*.

O modelo de canal espaço-temporal descrito na Seção 2.9.5 será utilizado na análise de desempenho deste sistema. A resposta impulsiva do canal espaço-temporal entre o k -ésimo usuário e a m -ésima antena é dada por (2.78):

$$h_{k,m}(t, lT_c) = \sum_{l=1}^L a_m(\theta_{l,k}) \delta(t - \tau_{l,k}) \quad (3.2)$$

onde

$$a_m(\theta_{l,k}) = \frac{1}{\sqrt{M}} \alpha_{l,k,m} e^{j\Psi_{l,k}} e^{j(m-1)\varphi_{l,k}} \quad (3.3)$$

Consideramos que o atraso $\tau_{l,k}$ é múltiplo inteiro de um intervalo de *chip* T_c , ou seja, $\tau_{l,k} = lT_c$.

A diferença de fase $\varphi_{l,k}$ entre os sinais recebidos em antenas adjacentes de um arranjo linear é dada por (2.49):

$$\varphi_{l,k} = \frac{2\pi d}{\lambda} \text{sen}(\theta_{l,k}) \quad (3.4)$$

Para representar a resposta impulsiva do canal entre o k -ésimo usuário e o arranjo de antenas vamos utilizar a mesma notação vetorial empregada na Seção 2.9.5. Assim,

$$\mathbf{h}_k(t, lT_c) = \sum_{l=1}^L \mathbf{a}(\theta_{l,k}) \delta(t - lT_c) \quad (3.5)$$

onde $\mathbf{a}(\theta_{l,k})$ é o vetor de assinatura espacial dado por (2.82):

$$\mathbf{a}(\theta_{l,k}) = \left[a_1(\theta_{l,k}) \quad a_2(\theta_{l,k}) \quad \cdots \quad a_m(\theta_{l,k}) \quad \cdots \quad a_M(\theta_{l,k}) \right]^T \quad (3.6)$$

Em canais com desvanecimento Rayleigh, os vetores de assinatura espacial $\{\mathbf{a}(\theta_{l,k})\}$, onde $1 \leq l \leq L$ e $1 \leq k \leq K$, podem ser considerados como vetores gaussianos complexos i.i.d de média zero e matriz de covariância $\mathbf{R}_a = E[\mathbf{a}(\theta_{l,k})\mathbf{a}^H(\theta_{l,k})]$. Vamos considerar que os desvanecimentos e as fases são independentes e descorrelacionados entre as antenas.

O sinal recebido pelo arranjo é soma da convolução entre os sinais transmitidos pelos K usuários e suas respectivas respostas impulsivas mais o ruído, ou seja,

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(t) &= \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_k(t, lT_c) * s_k(t) + \mathbf{n}(t) \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L s_k(t - lT_c) \mathbf{a}(\theta_{l,k}) + \mathbf{n}(t) \end{aligned} \quad (3.7)$$

onde $\mathbf{n}(t)$ representa o vetor de envoltória complexa do ruído aditivo gaussiano branco de média nula e densidade espectral de potência $2N_0$ em cada antena, ou seja,

$$E[n_i(t)n_j^*(s)] = 2N_0\delta(t-s)\delta[i-j] \quad (3.8)$$

onde $n_m(t)$ é o ruído na m -ésima antena, considerando que o ruído é estatisticamente independente entre as antenas.

3.2 Modelo do Receptor

O modelo de recepção para o sistema proposto é o receptor Rake 2D, discutido na Seção 2.9.6, onde cada antena possui um estágio de recepção similar ao receptor Rake convencional. Vamos considerar que o receptor Rake 2D é perfeitamente casado temporal e espacialmente com o canal do usuário desejado, ou seja, atraso, atenuação, fase e direção de chegada de todos os percursos são perfeitamente estimados pelo receptor. Portanto, cada ramo do m -ésimo estágio é ponderado pela estimação dos parâmetros do canal de propagação do l -ésimo percurso entre a m -ésima antena e o usuário desejado. O modelo de um receptor Rake 2D foi apresentado na Fig. 2.12.

Assuma que $k = 1$ corresponde ao usuário desejado. O sinal recebido na m -ésima antena $r_m(t)$ é multiplicado pelas L versões deslocadas no tempo da seqüência de espalhamento do usuário 1 e também multiplicado pelo peso de cada ramo. Os sinais de saída de cada estágio são então somados, integrados e amostrados para formar a variável de decisão do sistema $r(t_s)$, dada por:

$$r(t_s) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^L \int_{\tau_1+nT_c}^{T+\tau_1+nT_c} \mathbf{a}^H(\theta_{n,1}) c_1(t - \tau_1 - nT_c) \mathbf{r}(t) dt \right\} \quad (3.9)$$

onde $t_s = T + \tau_1 + LT_c$ é o tempo de amostragem do filtro.

Substituindo (3.7) em (3.9) temos que:

$$r(t_s) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^L \int_{\tau_1+nT_c}^{T+\tau_1+nT_c} \mathbf{a}^H(\theta_{n,1}) c_1(t - \tau_1 - nT_c) \left[\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L s_k(t - lT_c) \mathbf{a}(\theta_{l,k}) + \mathbf{n}(t) \right] dt \right\}$$

Invertendo-se a ordem dos operadores:

$$r(t_s) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^L \mathbf{a}^H(\theta_{n,1}) \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \int_{\tau_1+nT_c}^{T+\tau_1+nT_c} s_k(t - lT_c) c_1(t - \tau_1 - nT_c) \mathbf{a}(\theta_{l,k}) dt \right\} + N(t_s) \quad (3.10)$$

onde

$$N(t_s) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^L \mathbf{a}^H(\theta_{n,1}) \int_{\tau_1+nT_c}^{T+\tau_1+nT_c} c_1(t - \tau_1 - nT_c) \mathbf{n}(t) dt \right\}$$

Substituindo (3.1) em (3.10), temos:

$$r(t_s) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^L \mathbf{a}^H(\theta_{n,1}) \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L AI_{k,l,n} \mathbf{a}(\theta_{l,k}) \right\} + N(t_s) \quad (3.11)$$

onde $I_{k,l,n}$ é definido como:

$$I_{k,l,n} = \int_{\tau_1+nT_c}^{T+\tau_1+nT_c} b_k(t - \tau_k - lT_c) c_k(t - \tau_k - lT_c) c_1(t - \tau_1 - nT_c) dt \quad (3.12)$$

Podemos representar a variável de decisão do sinal recebido $r(t_s)$ por:

$$r(t_s) = r_s(t_s) + r_{mip}(t_s) + r_{mai}(t_s) + N(t_s) \quad (3.13)$$

onde o primeiro termo é o sinal do usuário desejado, o segundo termo representa a interferência gerada pelos múltiplos percursos do primeiro usuário, o terceiro termo representa a interferência de acesso múltiplo gerada pelos outros usuários do sistema e o último termo é a componente do ruído na variável de decisão.

Suponha que o bit transmitido pelo primeiro usuário seja $b_1(t) = 1$. Então, fazendo $k = 1$ e $l = n$ em (3.11), $r_s(t_s)$ será dada por:

$$r_s(t_s) = A \times \operatorname{Re} \left\{ \sum_{n=1}^L \mathbf{a}^H(\theta_{n,1}) \mathbf{a}(\theta_{n,1}) I_{1,n,n} \right\} \quad (3.14)$$

Substituindo (2.25) na expressão acima, obtemos:

$$r_s(t_s) = AT \times \operatorname{Re} \left\{ \sum_{n=1}^L \mathbf{a}^H(\theta_{n,1}) \mathbf{a}(\theta_{n,1}) \right\} \quad (3.15)$$

É possível mostrar através de algumas manipulações algébricas que:

$$\operatorname{Re} \{ \mathbf{a}^H(\theta_{n,1}) \mathbf{a}(\theta_{l,k}) \} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \alpha_{n,1,m} \alpha_{l,k,m} \cos \{ \Psi_{l,k} - \Psi_{n,1} + (m-1)(\varphi_{l,k} - \varphi_{n,1}) \}$$

Para $k = 1$ e $l = n$, temos que:

$$\operatorname{Re} \{ \mathbf{a}^H(\theta_{n,1}) \mathbf{a}(\theta_{n,1}) \} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \alpha_{n,1,m}^2 \quad (3.16)$$

Usando (3.16) em (3.15), $r_s(t_s)$ se reduz a:

$$r_s(t_s) = \frac{AT}{M} \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^M \alpha_{n,1,m}^2 \quad (3.17)$$

O segundo termo de $r(t_s)$ pode ser obtido a partir de (3.11), para $k = 1$ e $l \neq n$:

$$r_{mip}(t_s) = A \sum_{n=1}^L \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^L \operatorname{Re} \{ \mathbf{a}^H(\theta_{n,1}) \mathbf{a}(\theta_{l,1}) \} I_{1,l,n} \quad (3.18)$$

Por sua vez, o terceiro termo em $r(t_s)$ é obtido quando $k \neq 1$ em (3.11), ou seja:

$$r_{mai}(t_s) = A \sum_{k=2}^K \sum_{n=1}^L \sum_{l=1}^L \operatorname{Re} \{ \mathbf{a}^H(\theta_{n,1}) \mathbf{a}(\theta_{l,k}) \} I_{k,l,n} \quad (3.19)$$

Vamos supor que as seqüências de espalhamento espectral sejam seqüências aleatórias binárias e independentes de média nula e que o formato de pulso de *chip* seja retangular. Desta forma, aplicando-se (2.27), constata-se facilmente que $r_{mip}(t_s)$ e $r_{mai}(t_s)$ têm média nula. A variância de $g_1(t_s)$ é dada por:

Usando o Teorema do Limite Central [19], $r_{mip}(t_s)$ e $r_{mai}(t_s)$ podem ser aproximadas por variáveis aleatórias gaussianas de média nula e variâncias condicionadas ao desvanecimento.

A variância de $r_{mip}(t_s)$ é dada por:

$$\begin{aligned} Var \{r_{mip}(t_s)\} &= E [r_{mip}^2(t_s)] \\ &= \frac{A^2}{M^2} E \left[\sum_{n=1}^L \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^L I_{1,l,n} \sum_{m=1}^M \alpha_{n,1,m} \alpha_{l,1,m} \cos \{ \Psi_{l,1} - \Psi_{n,1} + (m-1) (\varphi_{l,1} - \varphi_{n,1}) \} \times \right. \\ &\quad \left. \sum_{n'=1}^L \sum_{\substack{l'=1 \\ l' \neq n'}}^L I_{1,l',n'} \sum_{m'=1}^M \alpha_{n',1,m'} \alpha_{l',1,m'} \cos \{ \Psi_{l',1} - \Psi_{n',1} + (m'-1) (\varphi_{l',1} - \varphi_{n',1}) \} \right] \end{aligned}$$

Como as seqüências de espalhamento espectral são seqüências aleatórias binárias e independentes de média nula e considerando desvanecimento independente, o resultado da expressão acima é não-nulo se e somente se $m = m'$, $n = n'$, $l = l'$ e $l \neq n$, ou seja,

$$Var \{r_{mip}(t_s)\} = \frac{A^2}{M^2} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^L \alpha_{n,1,m}^2 \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^L E [\alpha_{l,1,m}^2] E [I_{1,l,n}^2] E [\cos^2 \{ \Psi_{l,1} - \Psi_{n,1} + (m-1) (\varphi_{l,1} - \varphi_{n,1}) \}] \quad (3.20)$$

onde $E [\cos^2 \{ \Psi_{l,1} - \Psi_{n,1} + (m-1) (\varphi_{l,1} - \varphi_{n,1}) \}] = 1/2$.

Aplicando (2.28) em (3.20):

$$Var \{r_{mip}(t_s)\} = \frac{A^2 T^2}{2GM^2} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^L \alpha_{n,1,m}^2 \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^L E [\alpha_{l,1,m}^2]$$

O desvanecimento associado aos múltiplos percursos é considerado independente e identicamente distribuído, o que implica em $E [\alpha_{l,k,m}^2] = E [\alpha^2]$. Assim, $Var \{r_{mip}(t_s)\}$ se reduz a:

$$Var \{r_{mip}(t_s)\} = \frac{A^2 T^2}{2G} \frac{(L-1)}{M^2} E [\alpha^2] \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^M \alpha_{n,1,m}^2 \quad (3.21)$$

Para obtermos a variância de $r_{mai}(t_s)$ valem as mesmas considerações empregadas na determinação de $Var \{r_{mip}(t_s)\}$. Assim,

$$\begin{aligned} Var \{r_{mai}(t_s)\} &= E [r_{mai}^2(t_s)] \\ &= \frac{A^2}{M^2} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^L \alpha_{n,1,m}^2 \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L E [\alpha_{l,k,m}^2] E [I_{k,l,n}^2] \times \\ &\quad E [\cos^2 \{ \Psi_{l,k} - \Psi_{n,1} + (m-1) (\varphi_{l,k} - \varphi_{n,1}) \}] \end{aligned}$$

Aplicando resultados anteriores na expressão acima podemos mostrar que:

$$\text{Var} \{r_{mai}(t_s)\} = \frac{(K-1)L}{M^2} \frac{A^2 T^2}{3G} E[\alpha^2] \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^M \alpha_{n,1,m}^2 \quad (3.22)$$

A componente do ruído $N(t_s)$ é modelada como uma variável aleatória gaussiana de média nula e variância σ_N^2 dada por:

$$\begin{aligned} \sigma_N^2 = & E \left[\frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=1}^L \int_{\tau_1+nT_c}^{T+\tau_1+nT_c} \sum_{m=1}^M \alpha_{n,1,m} \cos \{ \Psi_{n,1} + (m-1)\varphi_{n,1} \} n_m(t) c_1(t - \tau_1 - nT_c) dt \times \right. \\ & \left. \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n'=1}^L \int_{\tau_1+n'T_c}^{T+\tau_1+n'T_c} \sum_{m'=1}^M \alpha_{n',1,m'} \cos \{ \Psi_{n',1} + (m'-1)\varphi_{n',1} \} n_{m'}(s) c_1(s - \tau_1 - n'T_c) ds \right] \end{aligned} \quad (3.23)$$

Pode-se mostrar que os termos onde $n \neq n'$ e $m \neq m'$ têm média nula. Assim,

$$\begin{aligned} \sigma_N^2 = & \frac{1}{M} \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^M \alpha_{n,1,m}^2 E[\cos^2 \{ \Psi_{n,1} + (m-1)\varphi_{n,1} \}] \times \\ & \int_{\tau_1+nT_c}^{T+\tau_1+nT_c} \int_{\tau_1+nT_c}^{T+\tau_1+nT_c} E[n_m(t)n_m^*(s)] c_1(t - \tau_1 - nT_c) c_1(s - \tau_1 - nT_c) dt ds \end{aligned} \quad (3.24)$$

onde $E[\cos^2 \{ \Psi_{n,1} + (m-1)\varphi_{n,1} \}] = 1/2$.

Substituindo (3.8) em (3.24) e aplicando as propriedades da distribuição de Dirac, obtemos:

$$\sigma_N^2 = \frac{N_0}{M} \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^M \alpha_{n,1,m}^2 \int_{\tau_1+nT_c}^{T+\tau_1+nT_c} c_1(t - \tau_1 - nT_c) c_1(t - \tau_1 - nT_c) dt$$

Finalmente, a variância da componente do ruído será dada por:

$$\sigma_N^2 = \frac{N_0 T}{M} \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^M \alpha_{n,1,m}^2 \quad (3.25)$$

3.3 Probabilidade de Erro de Bit Média

Nesta seção, a probabilidade de erro de bit média é obtida usando a variável de decisão $r(t_s)$. Primeiramente, a probabilidade de erro de bit condicionada ao desvanecimento é determinada. Em seguida, a estatística do desvanecimento é eliminada para obtermos a probabilidade de erro de bit média.

Para um número grande de usuários, a variável de decisão pode ser aproximada para uma variável aleatória gaussiana de média m_r e variância σ_r^2 , dadas por:

$$m_r = \frac{AT}{M} \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^M \alpha_{n,1,m}^2 \quad (3.26)$$

e

$$\begin{aligned} \sigma_r^2 &= \text{Var} \{r_{mip}(t_s)\} + \text{Var} \{r_{mai}(t_s)\} + \sigma_N^2 \\ &= \left\{ \frac{A^2 T^2 (L-1)}{2G} \frac{1}{M^2} E[\alpha^2] + \frac{A^2 T^2 (K-1)L}{3G} \frac{1}{M^2} E[\alpha^2] + \frac{N_0 T}{M} \right\} \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^M \alpha_{n,1,m}^2 \end{aligned} \quad (3.27)$$

Para estes valores de média e variância, a probabilidade de erro condicionada ao desvanecimento é dada por:

$$P_b = Q(\sqrt{2\gamma_b}) \quad (3.28)$$

onde γ_b é a relação sinal-ruído-mais-interferência instantânea por bit (SNIR) escrita como:

$$\gamma_b = \frac{m_r^2}{2\sigma_r^2} \quad (3.29)$$

Substituindo (3.26) e (3.27) em (3.29), temos:

$$\gamma_b = \frac{\sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^M \alpha_{n,1,m}^2}{\frac{(L-1)}{G} E[\alpha^2] + \frac{2}{3} \frac{(K-1)L}{G} E[\alpha^2] + \frac{2N_0 M}{A^2 T}} \quad (3.30)$$

A relação sinal-ruído-mais-interferência γ_b pode ser também escrita como:

$$\gamma_b = \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^M \gamma_{n,m} \quad (3.31)$$

onde $\gamma_{n,m}$ é a relação sinal-ruído-mais-interferência instantânea do sinal recebido na m -ésima antena através do n -ésimo percurso, dada por:

$$\gamma_{n,m} = \frac{\alpha_{n,1,m}^2}{\frac{(L-1)}{G} E[\alpha^2] + \frac{2}{3} \frac{(K-1)L}{G} E[\alpha^2] + \frac{2N_0M}{A^2T}} \quad (3.32)$$

Para obter a probabilidade de erro de bit média, é necessário determinar a função densidade de probabilidade $p(\gamma_b)$. Esta função pode ser obtida a partir da função característica de γ_b . Para $L = 1$ e $M = 1$, $\gamma_b = \gamma_{1,1}$ tem distribuição exponencial [8]. Assim, a função característica de $\gamma_{1,1}$ é dada por:

$$\begin{aligned} \Psi_{1,1}(j\nu) &= E[e^{j\nu\gamma_{1,1}}] \\ &= \frac{1}{1 - j\nu\bar{\gamma}_c} \end{aligned} \quad (3.33)$$

onde $\bar{\gamma}_c$ é a relação sinal-ruído-mais-interferência média por canal, que é a mesma para todos os canais, ou seja,

$$\bar{\gamma}_c = \frac{E[\alpha_{n,1,m}^2]}{\frac{(L-1)}{G} E[\alpha^2] + \frac{2}{3} \frac{(K-1)L}{G} E[\alpha^2] + \frac{2N_0M}{A^2T}} \quad (3.34)$$

Desde que os desvanecimentos sejam mútua e estatisticamente independentes e descorrelacionados entre as antenas, as $\{\gamma_{n,m}\}$ também são estatisticamente independentes. Desta forma, a função característica de γ_b é o produto da função característica de cada variável independente $\gamma_{n,m}$. Portanto, podemos escrever a função característica de γ_b como:

$$\Psi_{bc}(j\nu) = \frac{1}{(1 - j\nu\bar{\gamma}_c)^{ML}} \quad (3.35)$$

Esta é a função característica de uma distribuição chi-quadrada com $2ML$ graus de liberdade e função densidade de probabilidade dada por [8]:

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{(ML - 1)! \bar{\gamma}_c^{ML}} (\gamma_b)^{ML-1} \exp\left(-\frac{\gamma_b}{\bar{\gamma}_c}\right), \quad \gamma_b > 0 \quad (3.36)$$

Para obtermos a probabilidade de erro de bit média devemos eliminar a estatística do desvanecimento através de:

$$\bar{P}_b = \int_0^\infty Q(\sqrt{2\gamma_b}) p(\gamma_b) d\gamma_b \quad (3.37)$$

Esta expressão possui forma fechada dada por [8]:

$$\bar{P}_b = \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^{ML} \sum_{j=0}^{ML-1} \binom{ML-1+j}{j} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^j \quad (3.38)$$

onde

$$\mu = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_c}{1+\bar{\gamma}_c}}$$

Mas a partir de (3.31) e usando (3.34), podemos escrever que:

$$\bar{\gamma}_c = \frac{\bar{\gamma}_b}{ML} \quad (3.39)$$

onde $\bar{\gamma}_b$ é o valor médio de γ_b . Assim,

$$\mu = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{ML + \bar{\gamma}_b}}$$

Quando $\bar{\gamma}_c \gg 1$, a probabilidade de erro de bit média pode ser aproximada por [8]:

$$\bar{P}_b \simeq \left(\frac{1}{4\bar{\gamma}_c}\right)^{ML} \binom{2ML-1}{ML} \quad (3.40)$$

Observe que a probabilidade de erro de bit média varia com a ML -ésima potência de $1/\bar{\gamma}_c$, o que significa que o sistema tem ML graus de diversidade espaço-temporal.

3.3.1 SNIR por Bit Média

O valor médio de γ_b é obtido extraíndo o valor médio da relação sinal-ruído-mais-interferência instantânea por bit em relação ao desvanecimento Rayleigh do canal. Isto implica em:

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_b &= E[\gamma_b] \\ &= \frac{\sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^M E[\alpha_{n,1,m}^2]}{\frac{(L-1)}{G} E[\alpha^2] + \frac{2}{3} \frac{(K-1)L}{G} E[\alpha^2] + \frac{2N_0M}{A^2T}} \end{aligned}$$

Considerando que $E[\alpha_{n,1,m}^2] = E[\alpha^2]$, obtemos:

$$\bar{\gamma}_b = \frac{1}{\frac{1}{G} \frac{(L-1)}{ML} + \frac{2}{3G} \frac{(K-1)}{M} + \frac{2N_0}{A^2TL E[\alpha^2]}} \quad (3.41)$$

Analisando-se o resultado anterior podemos definir a relação sinal-ruído como:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{A^2 T}{2N_0} LE [\alpha^2] \quad (3.42)$$

Com este resultado, a SNIR média $\overline{\gamma_b}$ é dada por:

$$\overline{\gamma_b} = \frac{1}{\frac{1}{G} \frac{(L-1)}{ML} + \frac{2}{3G} \frac{(K-1)}{M} + \frac{N_0}{E_b}} \quad (3.43)$$

3.4 Casos Particulares

Esta seção apresenta a SNIR por bit média e a probabilidade de erro de bit média para casos particulares de sistemas CDMA. As análises são desenvolvidas a partir de alguns resultados obtidos na Seção 3.3.

3.4.1 Sistema CDMA sem arranjo de antenas na ERB em um canal com desvanecimento plano

Considere o enlace reverso de um sistema CDMA assíncrono em um canal com desvanecimento plano, ou seja, $L = 1$. Além disso, consideramos uma antena omnidirecional na ERB, isto é, $M = 1$. Portanto, substituindo $L = 1$ e $M = 1$ em (3.43), obtemos a SNIR por bit média deste sistema, dada por:

$$\overline{\gamma_b} = \frac{1}{\frac{2}{3G} (K - 1) + \frac{N_0}{E_b}} \quad (3.44)$$

Este resultado representa o limitante superior da SNIR por bit média. Para este caso particular, a probabilidade de erro de bit média é dada por [8]:

$$\overline{P_b} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\overline{\gamma_b}}{1 + \overline{\gamma_b}}} \right) \quad (3.45)$$

Conforme veremos na Seção 3.5, este sistema apresenta os maiores valores de probabilidade de erro de bit média, representando a situação de pior caso.

3.4.2 Sistema CDMA sem arranjo de antenas na ERB em um canal seletivo em frequência

Considere o enlace reverso de um sistema CDMA assíncrono em um canal seletivo em frequência. Além disso, consideramos uma antena omnidirecional na ERB, ou seja, $M = 1$. A SNIR por bit média deste sistema é obtida fazendo $M = 1$ em (3.43). Assim,

$$\overline{\gamma}_b = \frac{1}{\frac{1}{G} \frac{(L-1)}{L} + \frac{2}{3G}(K-1) + \frac{N_0}{E_b}} \quad (3.46)$$

A probabilidade de erro de bit média deste sistema é dada por:

$$\overline{P}_b = \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^L \sum_{j=0}^{L-1} \binom{L-1+j}{j} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^j \quad (3.47)$$

onde

$$\mu = \sqrt{\frac{\overline{\gamma}_b}{L + \overline{\gamma}_b}} \quad (3.48)$$

Estes resultados são idênticos àqueles apresentados na Seção 2.8.3, onde foi analisado o desempenho de um receptor Rake convencional no enlace reverso de um sistema CDMA assíncrono.

3.4.3 Sistema CDMA com um arranjo de antenas na ERB em um canal com desvanecimento plano

Considere o enlace reverso de um sistema CDMA assíncrono em um canal com desvanecimento plano. Um arranjo linear uniforme de M antenas é utilizado na ERB para recepção dos sinais dos diversos usuários. A SNIR por bit média deste sistema é obtida assumindo que $L = 1$ em (3.43). Assim,

$$\overline{\gamma}_b = \frac{1}{\frac{2}{3G} \frac{(K-1)}{M} + \frac{N_0}{E_b}} \quad (3.49)$$

A probabilidade de erro de bit média deste sistema é dada por:

$$\overline{P}_b = \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^M \sum_{j=0}^{M-1} \binom{M-1+j}{j} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^j \quad (3.50)$$

onde

$$\mu = \sqrt{\frac{\overline{\gamma}_b}{M + \overline{\gamma}_b}} \quad (3.51)$$

3.5 Resultados Numéricos e Conclusões

O desempenho do enlace reverso de um sistema CDMA assíncrono com arranjo de antenas na recepção empregando um receptor Rake 2D, será avaliado em termos da probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b , dada por (3.38). Com o objetivo de validar esta expressão teórica, uma simulação computacional foi desenvolvida para um sistema CDMA assíncrono em um canal seletivo em frequência (ver Seção A.2 do Apêndice A). Os parâmetros usados foram: número de percursos $L = 2$, número de antenas $M = 3$, ganho de processamento $G = 16$ e relação sinal-ruído $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$. Os resultados teóricos e de simulação foram obtidos em função do número de usuários. Conforme ilustra a Fig. 3.1, os resultados de simulação apresentam excelente concordância com os resultados teóricos. Portanto, a expressão obtida \overline{P}_b pode ser considerada como um método confiável para avaliar o desempenho do sistema proposto.

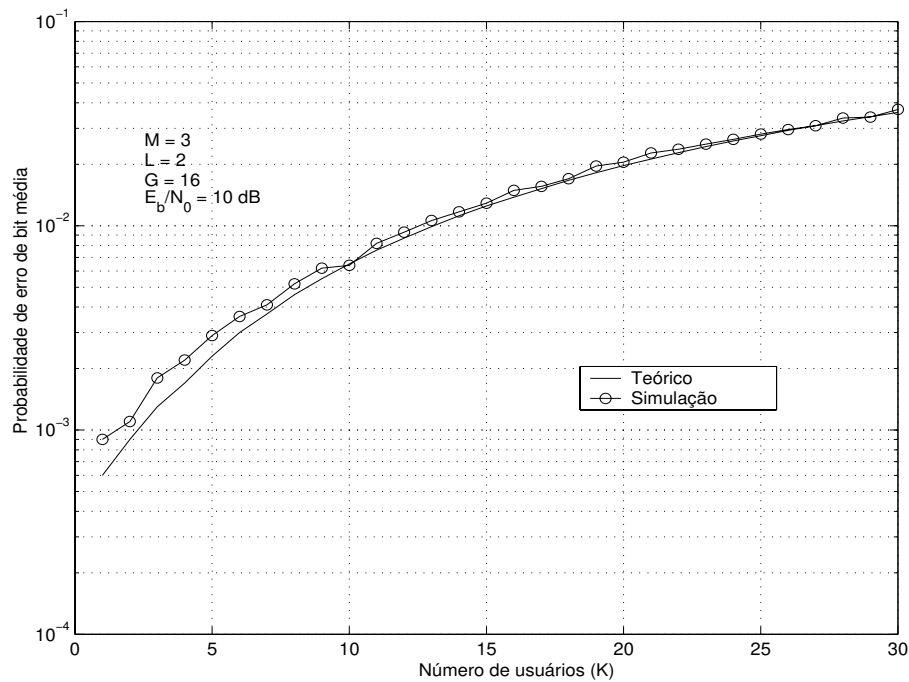


Fig. 3.1: Resultados teóricos e de simulação para o desempenho do enlace reverso de um sistema CDMA assíncrono empregando um receptor Rake 2D, em função do número de usuários, para $G = 16$, $M = 3$, $L = 2$ e $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$

Os resultados numéricos são apresentados nas figuras 3.2-3.6. Desde que $\frac{2}{3G}(K-1) \gg \frac{1}{G} \frac{(L-1)}{L}$, foi considerado em (3.43) que $\frac{(L-1)}{GL}$ é desprezível em relação a $\frac{2}{3} \frac{K-1}{G}$. Portanto, alguns resultados podem ser obtidos em função do carregamento do sistema $(K-1)/G$.

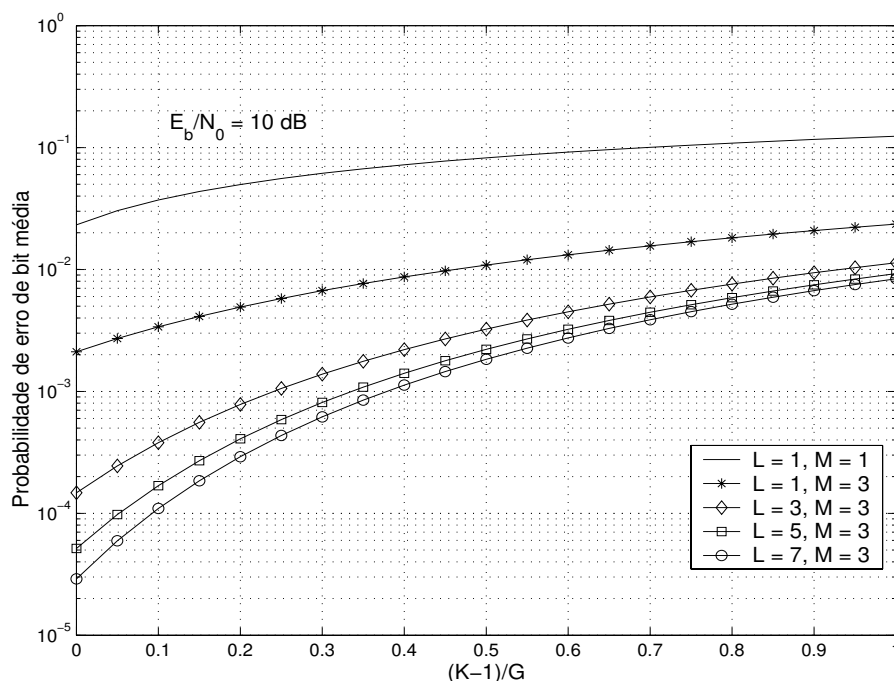


Fig. 3.2: Probabilidade de erro de bit média, em função do carregamento, para $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$ e parametrizada pelo número de percursos, considerando um arranjo linear uniforme de 3 antenas na ERB.

A Fig. 3.2 apresenta o desempenho do enlace reverso de um sistema CDMA assíncrono com um arranjo linear uniforme de 3 antenas na ERB, para uma relação sinal-ruído $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$. Esta figura mostra a probabilidade de erro de bit média do sistema, em função do carregamento $(K-1)/G$, parametrizada pelo número de percursos L . Para efeito de comparação, também é incluído um sistema CDMA operando em canal com desvanecimento plano sem arranjo de antenas na ERB ($L=1, M=1$), que representa a situação de pior caso com os maiores valores de probabilidade de erro de bit média. Observe que um ganho significativo no desempenho do sistema é obtido quando o número de antenas aumenta de $M=1$ para $M=3$, considerando o sistema em um canal com desvanecimento plano ($L=1$). Contudo, à medida que L cresce, o aumento do ganho de capacidade torna-se cada vez menor, até que seja considerado desprezível.

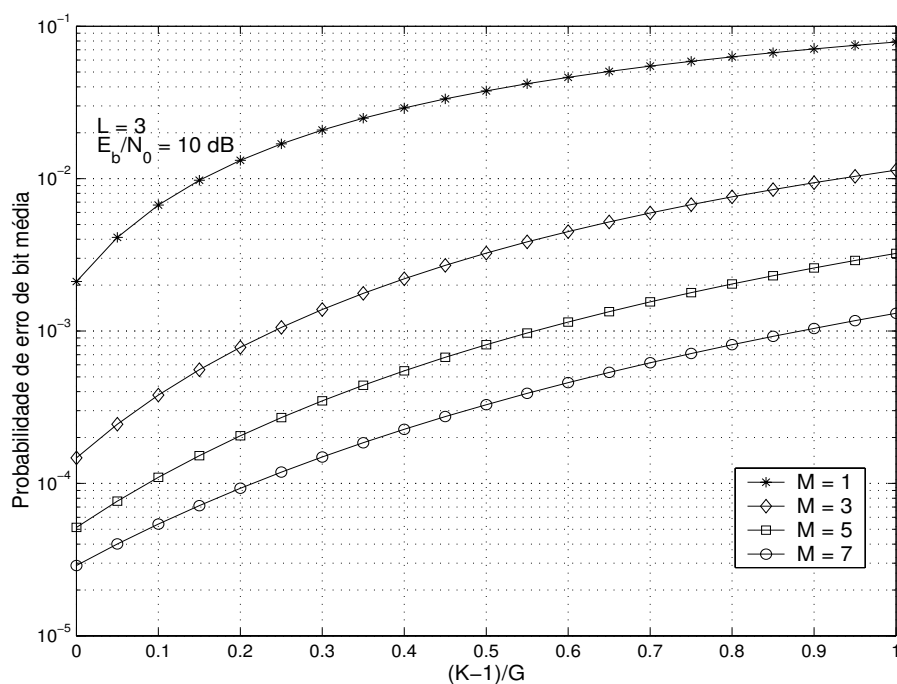


Fig. 3.3: Probabilidade de erro de bit média de um sistema CDMA, em função do carregamento, para $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$ e parametrizada pelo número de antenas, considerando um canal seletivo com 3 percursos.

A Fig. 3.3 corresponde a um sistema CDMA em um canal seletivo com 3 percursos. Esta figura ilustra a probabilidade de erro de bit média do sistema, em função do carregamento, para uma relação sinal-ruído $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$ e parametrizada pelo número de antenas. A situação de pior caso corresponde a um sistema CDMA sem arranjo de antenas na ERB. Observe que a probabilidade de erro do sistema diminui consideravelmente quando o número de antenas aumenta de $M = 1$ para $M = 3$.

Comparando a Fig. 3.2 com a Fig. 3.3, observa-se que, nas mesmas condições de carregamento e relação sinal-ruído, um aumento no número de antenas resulta em valores menores de probabilidade de erro de bit média, para L constante, que um aumento similar no número de percursos, para M constante.

Os resultados anteriores são mostrados em função do carregamento para uma relação sinal-ruído $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$. Agora, a probabilidade de erro de bit média, em função da relação sinal-ruído, para diferentes condições de carregamento, é mostrada na Fig. 3.4 e na Fig. 3.5.

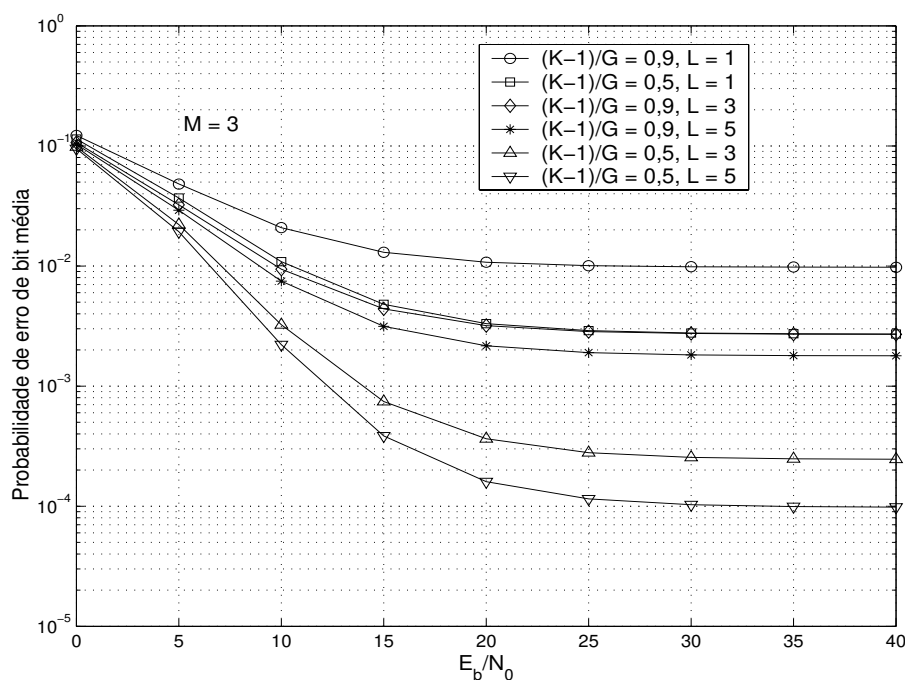


Fig. 3.4: Probabilidade de erro de bit média em função da relação sinal-ruído, parametrizada pelo número de percursos e pelo carregamento do sistema, considerando um arranjo linear uniforme de 3 antenas na ERB.

A Fig. 3.4 corresponde a um sistema CDMA empregando um arranjo linear uniforme de 3 antenas na ERB. Esta figura mostra a probabilidade de erro de bit média parametrizada pelo número de percursos e pelo carregamento. Para baixa relação sinal-ruído E_b/N_0 , as curvas estão muito próximas, o que indica que a probabilidade de erro de bit média é muito mais influenciada pelo ruído do que pela interferência de acesso múltiplo. À medida que a relação sinal-ruído aumenta, é evidente a significativa influência do carregamento e do número de percursos sobre o desempenho do enlace reverso de um sistema CDMA com arranjo de antenas na ERB. A situação de pior caso corresponde a um sistema com maior carregamento em um canal com desvanecimento plano. Por outro lado, os menores valores de probabilidade de erro de bit média são obtidos para um sistema com poucos usuários ativos e maior número de percursos. Para o mesmo número de percursos, um aumento do carregamento resulta em maior interferência, ou seja, obtém-se um pior desempenho. Nas mesmas condições de carregamento, quanto maior o número de percursos menor a probabilidade de erro de bit média. Conforme foi verificado também na Fig. 3.2, à medida que o número de percursos aumenta, o ganho de capacidade torna-se cada vez menor, principalmente, em condições de grande carregamento, conforme está bem ilustrado nas curvas de desempenho para $(K - 1)/G = 0,9, L = 3$ e $(K - 1)/G = 0,9, L = 5$.

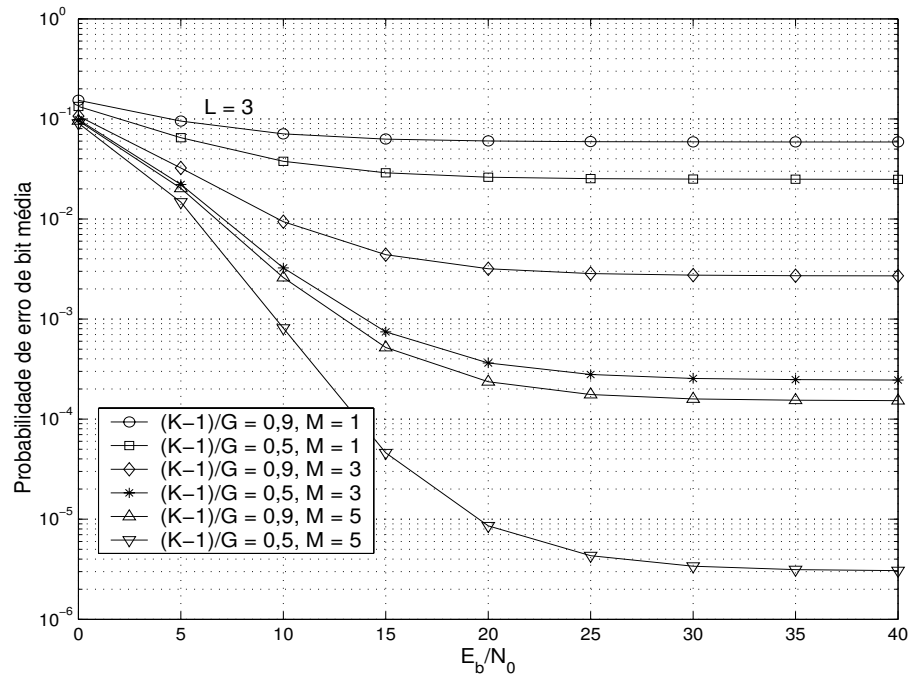


Fig. 3.5: Probabilidade de erro de bit média, em função da relação sinal-ruído, parametrizada pelo número de antenas e pelo carregamento, considerando um canal seletivo com 3 percursos.

A Fig. 3.5 apresenta o desempenho de um sistema CDMA em um canal seletivo com 3 percursos, parametrizado pelo número de antenas. Em alguns casos, as conclusões acerca do desempenho deste sistema são similares às aquelas apresentadas na análise da Fig. 3.4. Para baixa relação sinal-ruído E_b/N_0 (abaixo de 5 dB), a probabilidade de erro de bit média é muito mais influenciada pelo ruído do que pela interferência de acesso múltiplo. À medida que a relação sinal-ruído aumenta, é evidente a influência do carregamento e do número de antenas no desempenho de um sistema CDMA. A situação de pior caso corresponde a um sistema sem arranjo de antenas e com maior carregamento. Por outro lado, o desempenho do sistema é melhor para poucos usuários ativos e maior número de antenas. Para um mesmo número de antenas, pode-se observar mais uma vez que um aumento no carregamento implica em maior interferência e, conseqüentemente, pior desempenho do sistema. Nas mesmas condições de carregamento, um aumento do número de antenas resulta em valores menores de probabilidade de erro de bit média.

Comparando a Fig. 3.4 com a Fig. 3.5, pode-se observar que, para as mesmas condições de carregamento e relação sinal-ruído, um aumento do número de antenas é mais eficiente que um aumento similar do número de percursos.

Na Fig. 3.4 e na Fig. 3.5, pode-se observar que para altos valores de relação sinal-ruído E_b/N_0 , as curvas atingem valores constantes de probabilidade de erro de bit média. Note que

estes valores dependem do carregamento, do número de percursos e do número de antenas. Pode-se concluir que em sistemas CDMA, o aumento de relação sinal-ruído E_b/N_0 , não implica sempre em diminuição da probabilidade de erro de bit média.

A Fig. 3.6 é uma comparação entre um sistema CDMA com arranjo de antenas em um canal com desvanecimento plano ($M > 1, L = 1$) e um sistema sem arranjo de antenas em um canal seletivo ($M = 1, L > 1$). Esta figura mostra a probabilidade de erro de bit média, em função do carregamento, para $E_b/N_0 = 10$ dB e parametrizada pelo número de antenas e pelo número de percursos. Observe que para um carregamento superior a 20%, o sistema com arranjo de antenas em um canal com desvanecimento plano apresenta valores menores de probabilidade de erro de bit média. Note que, conforme o número de antenas aumenta, o desempenho do sistema melhora em qualquer condição de carregamento. Por outro lado, à medida que o número de percursos aumenta, o ganho de capacidade torna-se cada vez menor.

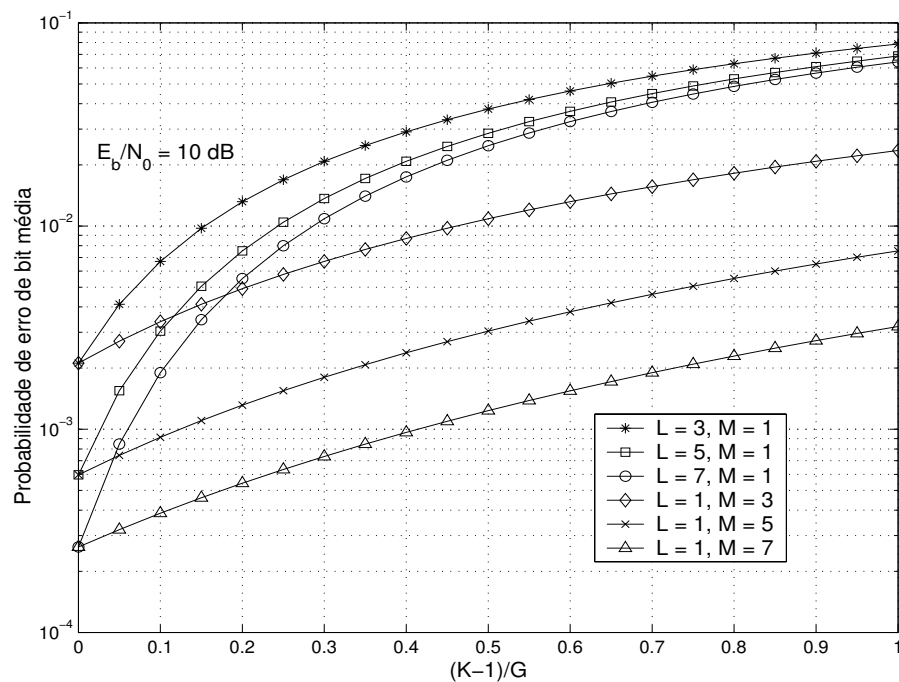


Fig. 3.6: Probabilidade de erro de bit média, em função do carregamento, parametrizada pelo número de percursos e pelo número de antenas.

Capítulo 4

Enlace Direto

Na transmissão de sinais, a ERB precisa determinar os vetores de assinatura espacial de cada usuário. Para isso, a ERB baseia-se nas informações coletadas durante o recebimento de sinais no enlace reverso. No padrão FDD (“*frequency division duplex*”), as frequências de “*uplink*” e “*downlink*” são diferentes. Portanto, o vetor de assinatura espacial do enlace reverso não pode ser diretamente aplicado para o enlace direto, dado que as componentes dos vetores dependem da frequência da portadora.

Um possível método para determinar o vetor de assinatura espacial do enlace direto é o método de realimentação (“*feedback method*”) [20], onde a ERB transmite periodicamente tons ou seqüências de treinamento para todos os usuários, que por sua vez retornam informações para que a ERB realize a estimação do vetor de assinaturas do enlace direto. Outro método é baseado no uso de informações sobre os ângulos de chegada obtidos a partir de sinais recebidos na ERB [21]. De fato, desde que os sinais, tanto no enlace reverso quanto no direto, se propagam através de reflexões e difrações usando os mesmos refletores em torno da estação rádio móvel e da ERB, os ângulos de chegada dos sinais recebidos pela ERB podem ser os únicos parâmetros constantes a ser usados na estimação do vetor de assinatura do enlace direto. Neste trabalho, apenas vamos assumir que a ERB estima perfeitamente o vetor de assinatura do enlace direto.

Neste capítulo, avaliamos o desempenho do enlace direto de um sistema CDMA síncrono usando arranjo linear de antenas na ERB para transmissão de sinais para as diversas ERMs do sistema. Cada ERM é equipada com uma antena omnidirecional e um receptor Rake. A análise de desempenho do sistema proposto é desenvolvida com sinais BPSK transmitidos através de um canal com múltiplos percursos com desvanecimento Rayleigh. O desvanecimento é considerado independente e descorrelacionado entre as antenas.

Consideramos que somente a fase do canal é perfeitamente estimada pelo receptor, sendo

que não é possível estimar separadamente cada uma das atenuações introduzidas pelos percursos entre as antenas da ERB e o usuário desejado. No entanto, consideramos que é possível estimar a atenuação total correspondente a cada percurso. A estimação de atenuação e fase constitui o peso de cada ramo do receptor Rake.

O capítulo está organizado da seguinte forma. A Seção 4.1 apresenta uma descrição do modelo do sistema. A Seção 4.2 descreve o modelo do receptor utilizado e apresenta a análise completa para determinar a variável de decisão do sistema. A probabilidade de erro de bit média é determinada na Seção 4.3, onde a interferência de acesso múltiplo é modelada através da aproximação gaussiana. Alguns casos particulares são apresentados na Seção 4.4. Finalmente, a Seção 4.5 apresenta os resultados numéricos e conclusões do capítulo.

4.1 Modelo do Sistema

Considere o enlace direto de um sistema CDMA síncrono com um total de K usuários distribuídos uniformemente no interior de uma única célula, onde a ERB transmite sinais BPSK. Cada estação rádio móvel (ERM) é equipada com uma antena omnidirecional e um receptor Rake. Na ERB é empregado um arranjo linear uniforme de M antenas. Os sinais são transmitidos em um canal seletivo em frequência com L percursos resolvíveis e desvanecimento Rayleigh.

Vamos considerar que o vetor de assinatura espacial do enlace direto seja perfeitamente estimado pela ERB através de um método baseado nos ângulos de chegada dos diversos percursos de propagação do sinal dos usuários. Deste modo, a ERB transmite sinais aos usuários formando feixes na direção de cada um deles. Além disso, assumimos que os sinais transmitidos são sincronizados pela ERB de forma que os atrasos na recepção são introduzidos pelo canal.

O sinal de informação a ser transmitido para cada usuário é modulado por sua respectiva seqüência com fator de espalhamento G . Em seguida, é ponderado pelo seu correspondente vetor de assinatura espacial do enlace direto do l -ésimo percurso e, finalmente, somado ao sinal dos outros usuários. Portanto, cada usuário recebe, juntamente com o sinal que a ERB lhe transmite, todos os sinais direcionados aos outros usuários da célula.

O sinal transmitido através do l -ésimo percurso é escrito como:

$$\mathbf{s}_l(t) = \sum_{k=1}^K A b_k(t) c_k(t) \mathbf{a}(\theta_{l,k}), \quad l = 1, \dots, L \quad (4.1)$$

onde L é o número de percursos, A é a amplitude do sinal transmitido, b_k e $c_k(t)$ represen-

tam a seqüência de bits de informação e a seqüência de espalhamento do k -ésimo usuário, respectivamente, $\mathbf{a}(\theta_{l,k})$ é o vetor de assinaturas do enlace direto para o l -ésimo percurso do k -ésimo usuário, dado por:

$$\mathbf{a}(\theta_{l,k}) = \left[a_1(\theta_{l,k}) \quad a_2(\theta_{l,k}) \quad \cdots \quad a_m(\theta_{l,k}) \quad \cdots \quad a_M(\theta_{l,k}) \right] \quad (4.2)$$

onde

$$a_m(\theta_{l,k}) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j(m-1)\varphi_{l,k}} \quad (4.3)$$

e $\varphi_{l,k}$ é a diferença de fase entre os sinais transmitidos por antenas adjacentes de um arranjo linear, dada por (2.49):

$$\varphi_{l,k} = \frac{2\pi d}{\lambda} \text{sen}(\theta_{l,k}) \quad (4.4)$$

onde d é o espaçamento entre duas antenas adjacentes, λ é o comprimento de onda da portadora e $\theta_{l,k}$ é o ângulo de chegada estimado pela ERB referente ao l -ésimo percurso do k -ésimo usuário.

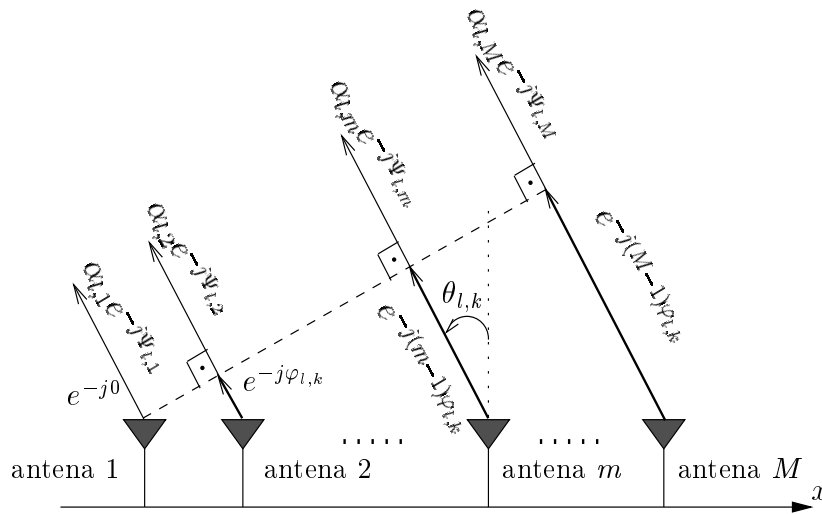


Fig. 4.1: Modelo de canal para o l -ésimo percurso entre o arranjo de antenas na ERB e o k -ésimo usuário.

A Fig. 4.1 ilustra o modelo de canal para o l -ésimo percurso entre o arranjo de antenas na ERB e o k -ésimo usuário, cujo vetor da resposta impulsiva é representado por:

$$\mathbf{h}(\theta_{l,k}, t) = \left[h_1(\theta_{l,k}, t) \quad h_2(\theta_{l,k}, t) \quad \cdots \quad h_m(\theta_{l,k}, t) \quad \cdots \quad h_M(\theta_{l,k}, t) \right]^T \quad (4.5)$$

onde

$$h_m(\theta_{l,k}, t) = \alpha_{l,m} e^{-j\Psi_{l,m}} e^{-j(m-1)\varphi_{l,k}} \delta(t - \tau_l) \quad (4.6)$$

onde $\alpha_{l,m}$, τ_l e $\Psi_{l,m}$ representam, respectivamente, a atenuação, o atraso e a fase introduzidos no l -ésimo percurso entre a m -ésima antena da ERB e o k -ésimo usuário. Considere que todos os sinais que alcançam um determinado usuário no mesmo instante de tempo τ_l chegam com a mesma fase, ou seja, $\Psi_{l,m} = \Psi_l$. Vamos considerar que o canal apresenta desvanecimento lento e, desta forma, a atenuação e a fase de cada percurso podem ser consideradas constantes durante um intervalo de símbolo. Além disso, $\alpha_{l,m}$ são consideradas variáveis aleatórias independentes do tipo Rayleigh e Ψ_l variáveis aleatórias independentes uniformemente distribuídas no intervalo $[0, 2\pi]$.

Assuma que $k = 1$ é o usuário desejado. O sinal recebido por este usuário através do l -ésimo percurso pode ser escrito como a convolução entre o sinal transmitido $\mathbf{s}_l(t)$ e o correspondente vetor da resposta impulsiva do canal entre a ERB e o l -ésimo percurso do usuário desejado, ou seja:

$$\begin{aligned} r_l(t) &= \int_{-\infty}^t \mathbf{s}_l(t') \mathbf{h}(\theta_{l,1}, t - t') dt' \\ &= \int_{-\infty}^t \sum_{k=1}^K A b_k(t') c_k(t') \mathbf{a}(\theta_{l,k}) \mathbf{h}(\theta_{l,1}, t - t') dt', \quad l = 1, \dots, L \end{aligned} \quad (4.7)$$

Após algumas manipulações algébricas e aplicando a propriedade da Distribuição de Dirac, $r_l(t)$ resulta em:

$$r_l(t) = \frac{A}{\sqrt{M}} \sum_{k=1}^K b_k(t - \tau_l) c_k(t - \tau_l) e^{-j\Psi_l} \left[\sum_{m=1}^M \alpha_{l,m} e^{-j(m-1)(\varphi_{l,1} - \varphi_{l,k})} \right] \quad (4.8)$$

O sinal total recebido pelo usuário desejado é a soma dos sinais recebidos através dos L percursos mais o ruído, ou seja,

$$\begin{aligned}
r(t) &= \sum_{l=1}^L r_l(t) + n(t) \\
&= \frac{A}{\sqrt{M}} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L b_k(t - \tau_l) c_k(t - \tau_l) e^{-j\Psi_l} \left[\sum_{m=1}^M \alpha_{l,m} e^{-j(m-1)(\varphi_{l,1} - \varphi_{l,k})} \right] + n(t)
\end{aligned} \tag{4.9}$$

onde $n(t)$ é a envoltória complexa do ruído aditivo gaussiano branco de média nula e densidade espectral de potência $2N_0$, ou seja:

$$E[n(t)n^*(s)] = 2N_0\delta(t-s) \tag{4.10}$$

4.2 Modelo do Receptor

Na estação rádio móvel temos um receptor Rake, descrito na Seção 2.8.2. Vamos considerar que as fases $\{\Psi_l\}$ são perfeitamente estimadas pelo receptor mas que não é possível estimar separadamente cada atenuação $\alpha_{l,m}$ introduzida no l -ésimo percurso entre a m -ésima antena da ERB e o usuário desejado. Por outro lado, consideramos que é possível estimar perfeitamente a atenuação total equivalente a cada percurso, dada por:

$$\alpha_{l,eq} = \sum_{m=1}^M \alpha_{l,m} \tag{4.11}$$

O modelo de um receptor Rake foi apresentado na Fig. 2.7. O sinal recebido é multiplicado por L versões deslocadas da seqüência de espalhamento do usuário desejado. Além disso, o sinal recebido em cada ramo do receptor é ponderado pelo conjugado da estimação do peso complexo do canal correspondente. As saídas dos ramos são somadas, integradas e amostradas para formar a variável de decisão para o usuário desejado.

Para o usuário desejado, considere que $c_1(t)$ e $b_1(t)$ sejam a seqüência de espalhamento e o bit transmitido, respectivamente. Assumiremos que os atrasos dos percursos são múltiplos inteiros do intervalo de um *chip* T_c , ou seja, $\tau_l = lT_c$. Assim, a variável de decisão na saída do receptor Rake é escrita como:

$$r(t_s) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq} e^{j\Psi_n} \int_{nT_c}^{T+nT_c} c_1(t - nT_c) r(t) dt \right\} \tag{4.12}$$

onde $t_s = T + LT_c$ é o tempo de amostragem.

Substituindo (4.9) em (4.12) obtemos:

$$r(t_s) = \text{Re} \left\{ \frac{A}{\sqrt{M}} \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L I_{k,l,n} e^{-j(\Psi_l - \Psi_n)} \sum_{m=1}^M \alpha_{l,m} e^{-j(m-1)(\varphi_{l,1} - \varphi_{l,k})} \right\} + N(t_s) \quad (4.13)$$

onde

$$N(t_s) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq} e^{j\Psi_n} \int_{nT_c}^{T+nT_c} n(t) c_1(t - nT_c) dt \right\} \quad (4.14)$$

e $I_{k,l,n}$ é definida como:

$$I_{k,l,n} = \int_{nT_c}^{T+nT_c} b_k(t - lT_c) c_k(t - lT_c) c_1(t - nT_c) dt \quad (4.15)$$

Podemos expressar $r(t_s)$ como:

$$r(t_s) = r_s(t_s) + r_{mip}(t_s) + r_{mai}(t_s) + N(t_s) \quad (4.16)$$

onde o primeiro termo é o sinal do usuário desejado, o segundo termo representa a interferência gerada pelos múltiplos percursos do primeiro usuário, o terceiro termo é a interferência dos múltiplos percursos dos demais usuários sobre o sinal do usuário desejado e o último termo é a componente do ruído na variável de decisão.

Suponha que o bit transmitido para o primeiro usuário seja $b_1(t) = 1$. Então, fazendo $k = 1$ e $l = n$ em (4.13), $r_s(t_s)$ é dada por:

$$r_s(t_s) = \frac{A}{\sqrt{M}} \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq} I_{1,n,n} \sum_{m=1}^M \alpha_{n,m} \quad (4.17)$$

Substituindo (2.25) e (4.11) em r_s , obtemos:

$$r_s(t_s) = \frac{AT}{\sqrt{M}} \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq}^2 \quad (4.18)$$

O segundo termo de $r(t_s)$ pode ser obtido a partir de (4.13), para $k = 1$ e $l \neq n$:

$$r_{mip} = \frac{A}{\sqrt{M}} \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^L I_{1,l,n} \cos(\Psi_l - \Psi_n) \sum_{m=1}^M \alpha_{l,m}$$

Substituindo (4.11) em r_{mip} , temos que:

$$r_{mip} = \frac{A}{\sqrt{M}} \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^L \alpha_{l,eq} I_{1,l,n} \cos(\Psi_l - \Psi_n) \quad (4.19)$$

Por sua vez, o terceiro termo em $r(t_s)$ é obtido quando $k \neq 1$ em (4.13), ou seja:

$$r_{mai}(t_s) = \frac{A}{\sqrt{M}} \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq} \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L I_{k,l,n} \sum_{m=1}^M \alpha_{l,m} \cos[\Psi_l - \Psi_n + (m-1)(\varphi_{l,1} - \varphi_{l,k})] \quad (4.20)$$

Desde que os desvanecimentos devido aos múltiplos percursos são considerados independentes e descorrelacionados entre as antenas, os termos $r_{mip}(t_s)$ e $r_{mai}(t_s)$ podem ser considerados somatórias de variáveis aleatórias independentes e, de acordo com o Teorema do Limite Central [19], podem ser aproximados por variáveis gaussianas de média nula condicionadas aos pesos dos ramos do receptor Rake, cujas respectivas variâncias vamos determinar a partir de agora

Em sistemas de terceira geração bem como no padrão IS-95, são usadas seqüências Walsh no enlace direto para usuários da mesma célula. Para um canal não-seletivo, as seqüências de usuários da mesma célula são perfeitamente ortogonais garantindo que a correlação cruzada seja nula. Neste caso, a correlação cruzada pode ser definida como:

$$E [I_{n,l,k}^2] = 0, \quad l = n, \quad k \neq 1 \quad (4.21)$$

$$E [I_{n,l,k}^2] \neq 0, \quad l \neq n, \quad \forall k \quad (4.22)$$

Contudo, quando seqüências aleatórias síncronas são empregadas [13], temos que:

$$E [I_{k,l,n}] = 0 \quad (4.23)$$

e considerando que o formato de pulso de *chip* seja retangular, pode ser mostrado que:

$$E [I_{k,l,n}^2] = \frac{T^2}{G}, \quad \begin{cases} l \neq n, \text{ se } k = 1 \\ \forall l, \text{ se } k \neq 1 \end{cases} \quad (4.24)$$

A condição em que $k = 1$ e $l = n$ não está englobada nas proposições acima porque, conforme vimos em (2.25), o termo $I_{1,n,n}$ é determinístico.

Mesmo sabendo que no enlace direto de sistemas CDMA são empregadas seqüências

ortogonais, vamos assumir que as seqüências de espalhamento são aleatórias. No entanto, conforme veremos mais adiante, a expressão da interferência de múltiplo acesso considerando seqüências ortogonais é um caso particular da interferência de outros usuários quando seqüências aleatórias são utilizadas.

A variância de $r_{mip}(t_s)$ é dada por:

$$Var \{r_{mip}(t_s)\} = \frac{A^2}{M} \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq}^2 \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^L E[\alpha_{l,eq}^2] E[I_{1,l,n}^2] E[\cos^2(\Psi_l - \Psi_n)] \quad (4.25)$$

onde

$$E[\cos^2(\Psi_l - \Psi_n)] = \frac{1}{2}, \text{ se } l \neq n \quad (4.26)$$

e considerando desvanecimento independente e identicamente distribuído, temos que $E[\alpha_{l,eq}^2] = E[\alpha_{eq}^2]$. Além disso, substituindo $E[I_{k,l,n}^2]$ por (4.24), obtemos:

$$Var \{r_{mip}(t_s)\} = \frac{A^2 T^2 L - 1}{M} \frac{1}{2G} E[\alpha_{eq}^2] \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq}^2 \quad (4.27)$$

A variância de $r_{mai}(t_s)$ é dada por:

$$Var \{r_{mai}(t_s)\} = \frac{A^2}{M} \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq}^2 \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L E[I_{k,l,n}^2] \times \sum_{m=1}^M E[\alpha_{l,m}^2] E\{\cos^2[\Psi_l - \Psi_n + (m-1)(\varphi_{l,1} - \varphi_{l,k})]\} \quad (4.28)$$

Os desvanecimentos associados aos múltiplos percursos são considerados independentes e identicamente distribuídos, o que implica em $E[\alpha_{l,m}^2] = E[\alpha^2]$. Assim, dividindo a equação anterior em dois termos, onde o primeiro termo corresponde a $l = n$ e o segundo a $l \neq n$ e substituindo $E[I_{k,l,n}^2]$ por (4.24), temos que:

$$\begin{aligned}
Var \{r_{mai}(t_s)\} &= \frac{A^2}{M} E[\alpha^2] \frac{T^2}{G} (K-1) \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq}^2 \sum_{m=1}^M E \{ \cos^2 [(m-1)(\varphi_{n,1} - \varphi_{n,k})] \} \\
&+ \frac{A^2}{M} E[\alpha^2] \frac{T^2}{G} (K-1) \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq}^2 \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^L \sum_{m=1}^M E \{ \cos^2 [\Psi_l - \Psi_n + (m-1)(\varphi_{l,1} - \varphi_{l,k})] \}
\end{aligned} \tag{4.29}$$

onde

$$\sum_{m=1}^M E \{ \cos^2 [(m-1)(\varphi_{n,1} - \varphi_{n,k})] \} = \frac{M+1}{2} \tag{4.30}$$

e

$$\sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^L \sum_{m=1}^M E \{ \cos^2 [\Psi_l - \Psi_n + (m-1)(\varphi_{l,1} - \varphi_{l,k})] \} = \frac{M}{2} (L-1) \tag{4.31}$$

Substituindo (4.30) e (4.31) em (4.29), obtemos:

$$Var \{r_{mai}(t_s)\} = \frac{A^2 T^2 (K-1)}{M} \frac{(ML+1)}{2G} E[\alpha^2] \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq}^2 \tag{4.32}$$

A componente do ruído $N(t_s)$ é modelada como uma variável aleatória gaussiana de média nula e variância σ_N^2 dada por:

$$\begin{aligned}
\sigma_N^2 &= E \left[\sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq} \int_{nT_c}^{T+nT_c} n(t) c_1(t - nT_c) \cos(\Psi_n) dt \times \right. \\
&\quad \left. \sum_{l=1}^L \alpha_{l,eq} \int_{lT_c}^{T+lT_c} n^*(s) c_1(s - lT_c) \cos(\Psi_l) ds \right]
\end{aligned}$$

Vamos desprezar os termos de média nula, ou seja, para $n \neq l$. Desta forma,

$$\sigma_N^2 = \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq}^2 \int_{nT_c}^{T+nT_c} \int_{nT_c}^{T+nT_c} E[n(t)n^*(s)] c_1(t - nT_c) c_1(s - nT_c) E[\cos^2(\Psi_n)] dt ds \tag{4.33}$$

onde $E[\cos^2(\Psi_n)] = 1/2$. Substituindo (4.10) em (4.33), teremos:

$$\sigma_N^2 = \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq}^2 \int_{nT_c}^{T+nT_c} \int_{nT_c}^{T+nT_c} N_0 \delta(t-s) c_1(t-nT_c) c_1(s-nT_c) dt ds$$

Usando as propriedades da Distribuição de Dirac existem termos não-nulos somente quando $t = s$. Assim,

$$\sigma_N^2 = N_0 \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq}^2 \int_{nT_c}^{T+nT_c} c_1^2(t-nT_c) dt$$

Finalmente, a variância da componente do ruído é dada por:

$$\sigma_N^2 = N_0 T \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq}^2 \quad (4.34)$$

Caso o sistema proposto empregasse seqüências ortogonais como, por exemplo, seqüências Walsh, a correlação cruzada entre seqüências perfeitamente sincronizadas (“*on-sync*”) seria nula. Além disso, consideraríamos que a correlação cruzada entre seqüências não-sincronizadas (“*off-sync*”) seria igual àquela obtida para seqüências aleatórias. Neste caso, (4.32) seria substituída por:

$$Var \{r_{mai}(t_s)\} = \frac{A^2 T^2 (K-1)}{M} \frac{(L-1)}{2G} E[\alpha^2] \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq}^2 \quad (4.35)$$

Pode-se observar que a utilização de seqüências Walsh resulta em uma variância de $r_{mai}(t_s)$ menor do que aquela correspondente a seqüências aleatórias.

4.3 Probabilidade de Erro de Bit Média

Nesta seção, a probabilidade de erro de bit média é determinada usando a variável de decisão $r(t_s)$. Primeiramente, a probabilidade de erro de bit condicionada ao desvanecimento é determinada. Em seguida, a estatística do desvanecimento é eliminada para obtermos a probabilidade de erro de bit média.

Quando o número de usuários é grande, a variável de decisão pode ser aproximada por uma variável aleatória gaussiana de média m_r e variância σ_r^2 , dadas por:

$$m_r = \frac{AT}{\sqrt{M}} \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq}^2 \quad (4.36)$$

e

$$\begin{aligned}
\sigma_r^2 &= \text{Var} \{r_{mip}(t_s)\} + \text{Var} \{r_{mai}(t_s)\} + \sigma_N^2 \\
&= \left(\frac{A^2 T^2}{M} \frac{L-1}{2G} E[\alpha_{eq}^2] + \frac{A^2 T^2}{M} \frac{(K-1)}{2G} (ML+1) E[\alpha^2] + N_0 T \right) \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq}^2
\end{aligned} \tag{4.37}$$

Para estes valores de média e variância, a probabilidade de erro condicionada ao desvanecimento é dada por:

$$P_b = Q(\sqrt{2\gamma_b}) \tag{4.38}$$

onde γ_b é a relação sinal-ruído-mais-interferência por bit instantânea (SNIR) escrita como:

$$\gamma_b = \frac{m_r^2}{2\sigma_r^2} \tag{4.39}$$

Substituindo (4.36) e (4.37) em (4.39), obtemos:

$$\gamma_b = \frac{\sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq}^2}{\frac{1}{G}(L-1)E[\alpha_{eq}^2] + \frac{1}{G}(K-1)(ML+1)E[\alpha^2] + \frac{2N_0M}{A^2T}} \tag{4.40}$$

Podemos expressar (4.40) por:

$$\gamma_b = \sum_{n=1}^L X_n^2 \tag{4.41}$$

onde X_n é dada por:

$$X_n = \frac{\alpha_{n,eq}}{\sqrt{\frac{1}{G}(L-1)E[\alpha_{eq}^2] + \frac{1}{G}(K-1)(ML+1)E[\alpha^2] + \frac{2N_0M}{A^2T}}} \tag{4.42}$$

Através da equação (4.11), pode-se observar que $\alpha_{n,eq}$ é uma somatória de variáveis aleatórias independentes do tipo Rayleigh. No entanto, invocando o Teorema do Limite Central, vamos considerar que $\alpha_{n,eq}$ é uma variável aleatória gaussiana com média e variância dadas respectivamente por:

$$E[\alpha_{n,eq}] = ME[\alpha] \tag{4.43}$$

$$\text{Var} [\alpha_{n,eq}] = M\text{Var}[\alpha] \quad (4.44)$$

onde α é uma variável Rayleigh. Portanto, podemos considerar que X_n também é uma variável aleatória gaussiana de média μ_x e variância σ_x^2 dadas por:

$$\mu_x = \frac{ME[\alpha]}{\sqrt{\frac{1}{G}(L-1)E[\alpha_{eq}^2] + \frac{1}{G}(K-1)(ML+1)E[\alpha^2] + \frac{2N_0M}{A^2T}}} \quad (4.45)$$

$$\sigma_x^2 = \frac{M\text{Var}[\alpha]}{\frac{1}{G}(L-1)E[\alpha_{eq}^2] + \frac{1}{G}(K-1)(ML+1)E[\alpha^2] + \frac{2N_0M}{A^2T}} \quad (4.46)$$

Desta forma, (4.41) é uma somatória dos quadrados de L variáveis aleatórias gaussianas de médias não-nulas e variâncias idênticas. Portanto, γ_b é uma chi-quadrada não-central de ordem L , cuja função densidade de probabilidade é definida por:

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{2\sigma_x^2} \left(\frac{\gamma_b}{v}\right)^{(L-2)/4} \exp\left[-\frac{v+\gamma_b}{2\sigma_x^2}\right] I_{L/2-1}\left(\frac{\sqrt{v\gamma_b}}{\sigma_x^2}\right), \quad \gamma_b \geq 0 \quad (4.47)$$

onde por definição:

$$v = L\mu_x^2 \quad (4.48)$$

é o parâmetro de não-centralidade da distribuição e $I_m(x)$ é a função de Bessel modificada do primeiro tipo e ordem m , que pode ser representada por séries infinitas:

$$I_m(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(x/2)^{m+2k}}{k! \Gamma(m+k+1)}, \quad x \geq 0 \quad (4.49)$$

A probabilidade de erro de bit média é dada pelo descondicionamento de (4.38) por $p(\gamma_b)$, ou seja, devemos calcular a seguinte integral:

$$\overline{P}_b = \int_0^{\infty} Q(\sqrt{2\gamma_b}) p(\gamma_b) d\gamma_b \quad (4.50)$$

Como (4.50) não possui forma fechada, deve ser resolvida numericamente.

4.3.1 SNIR por Bit Média

A SNIR por bit média $\overline{\gamma}_b$ é dada por:

$$\begin{aligned}\bar{\gamma}_b &= E \left[\sum_{n=1}^L X_n^2 \right] \\ &= LE [X_n^2]\end{aligned}\tag{4.51}$$

onde

$$E [X_n^2] = \frac{E [\alpha_{eq}^2]}{\frac{1}{G}(L-1)E [\alpha_{eq}^2] + \frac{1}{G}(K-1)(ML+1)E [\alpha^2] + \frac{2N_0M}{A^2T}}\tag{4.52}$$

Assim $\bar{\gamma}_b$ resulta em:

$$\bar{\gamma}_b = \frac{1}{\frac{1}{G} \left(\frac{L-1}{L} \right) + \frac{1}{G} (K-1) \left(\frac{ML+1}{L} \right) \frac{E[\alpha^2]}{E[\alpha_{eq}^2]} + \frac{2N_0M}{A^2TLE[\alpha_{eq}^2]}}\tag{4.53}$$

A relação sinal-ruído por bit (SNR) pode ser definida como:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{A^2T}{2N_0} \frac{L}{M} E [\alpha_{eq}^2]\tag{4.54}$$

Substituindo (4.54) em (4.53), obtemos:

$$\bar{\gamma}_b = \frac{1}{\frac{1}{G} \frac{L-1}{L} + \frac{1}{G} (K-1) \left(\frac{ML+1}{L} \right) \frac{E[\alpha^2]}{E[\alpha_{eq}^2]} + \frac{N_0}{E_b}}\tag{4.55}$$

4.4 Casos Particulares

Esta seção apresenta a SNIR por bit média e a probabilidade de erro de bit média para casos particulares de sistemas CDMA. As análises são desenvolvidas a partir de alguns resultados obtidos na Seção 4.3.

4.4.1 Sistema CDMA sem arranjo de antenas na ERB em um canal com desvanecimento plano

Considere o enlace direto de um sistema CDMA em um canal com desvanecimento plano, ou seja, $L = 1$. Além disso, consideramos uma antena omnidirecional na ERB, isto é, $M = 1$. Neste caso, o sistema é perfeitamente síncrono, de forma que a seqüência de espalhamento do usuário desejado é alinhada em *chip* e fase com as seqüências dos outros usuários. Portanto, substituindo $L = 1$ e $M = 1$ em (4.55), obtemos a SNIR por bit média deste sistema dada

por:

$$\overline{\gamma}_b = \frac{1}{\frac{2}{G}(K-1) + \frac{N_0}{E_b}} \quad (4.56)$$

Este resultado é idêntico àquele obtido por [22] e representa o limitante superior da SNIR por bit média. Para este caso particular, a probabilidade de erro de bit média é dada por [8]:

$$\overline{P}_b = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\overline{\gamma}_b}{1 + \overline{\gamma}_b}} \right) \quad (4.57)$$

Conforme veremos na Seção 4.5, este sistema apresenta os maiores valores de probabilidade de erro de bit média, representando a situação de pior caso.

4.4.2 Sistema CDMA sem arranjo de antenas na ERB em um canal seletivo em frequência

Considere o enlace direto de um sistema CDMA em um canal seletivo em frequência. Além disso, consideramos uma antena omnidirecional na ERB, ou seja, $M = 1$. A SNIR por bit média deste sistema é obtida fazendo $M = 1$ em (4.55). Assim,

$$\overline{\gamma}_b = \frac{1}{\frac{1}{G} \frac{(KL-1)+(K-1)}{L} + \frac{N_0}{E_b}} \quad (4.58)$$

A probabilidade de erro de bit média é dada por [8]:

$$\overline{P}_b = \left(\frac{1-\mu}{2} \right)^L \sum_{j=0}^{L-1} \binom{L-1+j}{j} \left(\frac{1+\mu}{2} \right)^j \quad (4.59)$$

onde

$$\mu = \sqrt{\frac{\overline{\gamma}_b}{L + \overline{\gamma}_b}} \quad (4.60)$$

4.4.3 Sistema CDMA com um arranjo de antenas na ERB em um canal com desvanecimento plano

Considere o enlace direto de um sistema CDMA em um canal com desvanecimento plano. Um arranjo linear uniforme de M antenas é utilizado na ERB para transmitir sinais para

os diversos usuários. Para este sistema, a SNIR por bit instantânea é obtida assumindo que $L = 1$ em (4.40). Assim,

$$\gamma_b = \frac{\alpha_{n,eq}^2}{\frac{1}{G} (K-1) (M+1) E[\alpha^2] + \frac{2N_0M}{A^2T}} \quad (4.61)$$

Na Seção 4.3, consideramos que $\alpha_{n,eq}$ é uma variável aleatória gaussiana de média e variância dadas por (4.43) e (4.44), respectivamente. Portanto, γ_b pode ser reescrito como:

$$\gamma_b = X^2 \quad (4.62)$$

onde X é também uma variável aleatória gaussiana de média μ_x e variância σ_x^2 dadas por:

$$\mu_x = \frac{ME[\alpha]}{\sqrt{\frac{1}{G} (K-1) (M+1) E[\alpha^2] + \frac{2N_0M}{A^2T}}} \quad (4.63)$$

$$\sigma_x^2 = \frac{MVar[\alpha]}{\frac{1}{G} (K-1) (M+1) E[\alpha^2] + \frac{2N_0M}{A^2T}} \quad (4.64)$$

Desde que γ_b é o quadrado de uma variável aleatória gaussiana de média não-nula, então, a variável γ_b é uma chi-quadrada não-central, cuja função densidade de probabilidade é dada por:

$$p(\gamma_b) = \left(\frac{1}{2\pi\sigma_x^2\gamma_b} \right)^{1/2} \exp \left[-\frac{\mu_x^2 + \gamma_b}{2\sigma_x^2} \right] \cosh \left(\frac{\sqrt{\gamma_b}\mu_x}{\sigma_x^2} \right), \quad \gamma_b \geq 0 \quad (4.65)$$

Esta distribuição é um caso particular de uma chi-quadrada não-central de ordem L , apresentada na Seção 4.3.

A probabilidade de erro de bit média é dada pelo descondicionamento de (4.38) por (4.65). No entanto, como não existe forma fechada, a probabilidade de erro de bit média deve ser obtida numericamente.

Para este sistema, a SNIR por bit média é dada por:

$$\bar{\gamma}_b = \frac{1}{\frac{1}{G} (K-1) (M+1) \frac{E[\alpha^2]}{E[\alpha_{eq}^2]} + \frac{N_0}{E_b}} \quad (4.66)$$

4.5 Resultados Numéricos e Conclusões

O desempenho do enlace direto do sistema CDMA proposto com um arranjo de antenas na ERB é analisado em termos da probabilidade de erro de bit média \overline{P}_b , obtida a partir de (4.50). Com o objetivo de validar esta expressão teórica, uma simulação computacional foi desenvolvida para um sistema CDMA síncrono em um canal seletivo em frequência. Os parâmetros usados foram: número de percursos $L = 2$, número de antenas $M = 3$, ganho de processamento $G = 16$ e relação sinal-ruído $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$. A Fig. 4.2 mostra os resultados teóricos e de simulação obtidos em função do número de usuários.

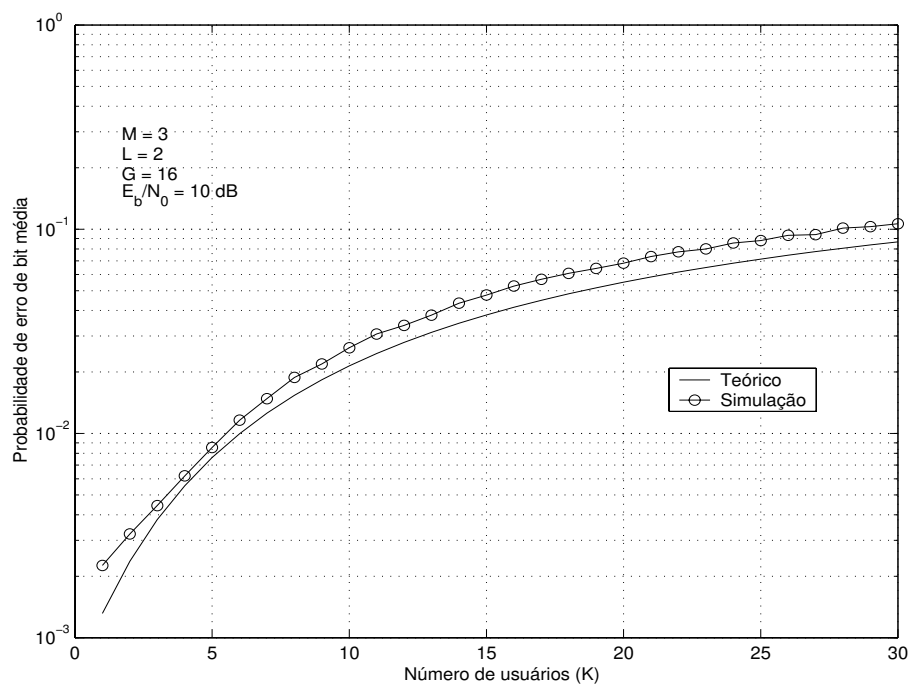


Fig. 4.2: Resultados teóricos e de simulação para o desempenho do enlace direto de um sistema CDMA síncrono com um arranjo de antenas na ERB, em função do número de usuários, para $G = 16$, $M = 3$, $L = 2$ e $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$.

Conforme ilustra a Fig. 4.2, apesar das aproximações feitas na Seção 4.3 e do pequeno número de antenas, os resultados de simulação apresentam uma boa concordância com os resultados teóricos. Portanto, a expressão obtida \overline{P}_b pode ser considerada como um método confiável para avaliar o desempenho do sistema proposto.

Os resultados numéricos são apresentados nas figuras 4.3-4.6. Para a obtenção dos resultados, considera-se que $\frac{(K-1)}{G} (ML + 1) E[\alpha^2] \gg \frac{1}{G} (L - 1) E[\alpha_{eq}^2]$, de forma que (4.45) e (4.46), tornam-se respectivamente:

$$\mu_x \simeq \frac{ME[\alpha]}{\sqrt{\frac{(K-1)}{G} (ML + 1) E[\alpha^2] + \frac{N_0}{E_b} LE[\alpha_{eq}^2]}} \quad (4.67)$$

$$\sigma_x^2 \simeq \frac{MVar[\alpha]}{\frac{(K-1)}{G} (ML + 1) E[\alpha^2] + \frac{N_0}{E_b} LE[\alpha_{eq}^2]} \quad (4.68)$$

onde E_b/N_0 é a relação sinal-ruído dada por (4.54).

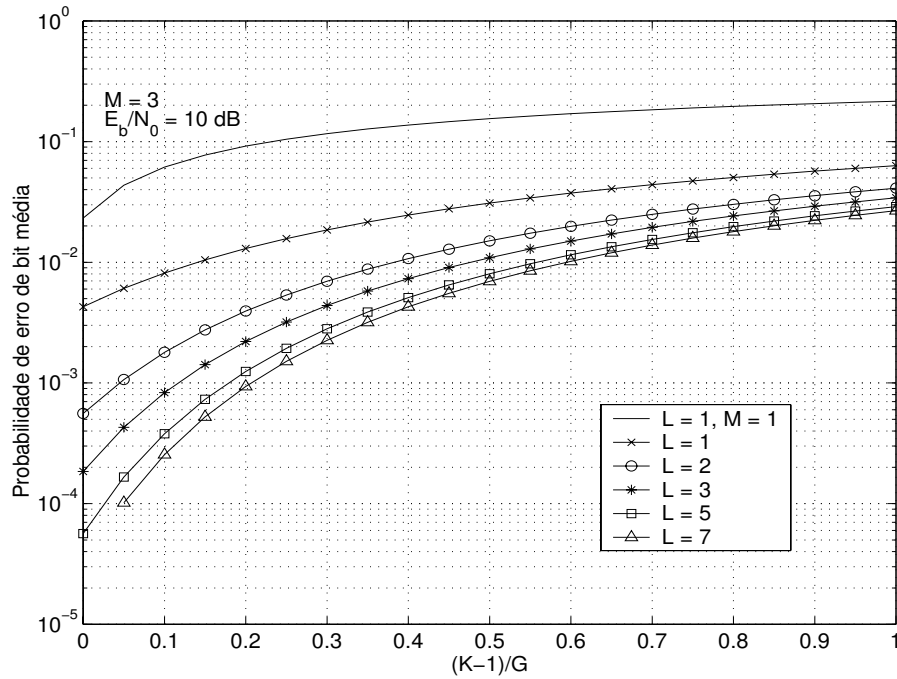


Fig. 4.3: Probabilidade de erro de bit média, em função do carregamento, para $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$ e parametrizada pelo número de percursos, considerando um arranjo linear uniforme de 3 antenas na ERB.

A Fig. 4.3 apresenta o desempenho do enlace direto de um sistema CDMA síncrono com um arranjo linear uniforme de 3 antenas na ERB, para uma relação sinal-ruído $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$. Esta figura mostra a probabilidade de erro de bit média do sistema, em função do carregamento $(K - 1)/G$, parametrizada pelo número de percursos L . Para efeito de comparação, também é incluído um sistema CDMA operando em um canal com desvanecimento plano sem arranjo de antenas na ERB ($L = 1, M = 1$), que representa a situação de pior caso, com os maiores valores de probabilidade de erro de bit média. Observe que um

ganho significativo no desempenho do sistema é obtido quando o número de antenas aumenta de $M = 1$ para $M = 3$, considerando o sistema sobre um canal com desvanecimento plano ($L = 1$). Contudo, à medida que L cresce, o aumento do ganho de capacidade torna-se cada vez menor até que seja considerado desprezível.

A Fig. 4.4 corresponde a um sistema CDMA em um canal seletivo em frequência com $L = 3$ percursos. Esta figura ilustra a probabilidade de erro de bit média do sistema em função do carregamento, para uma relação sinal-ruído $E_b/N_0 = 10$ dB e parametrizada pelo número de antenas. A situação de pior caso corresponde a um sistema CDMA sem arranjo de antenas na ERB. Observe que, em todas condições de carregamento, o desempenho do sistema melhora à medida que o número de antenas aumenta, diferentemente do que ocorre quando é o número de percursos que é incrementado.

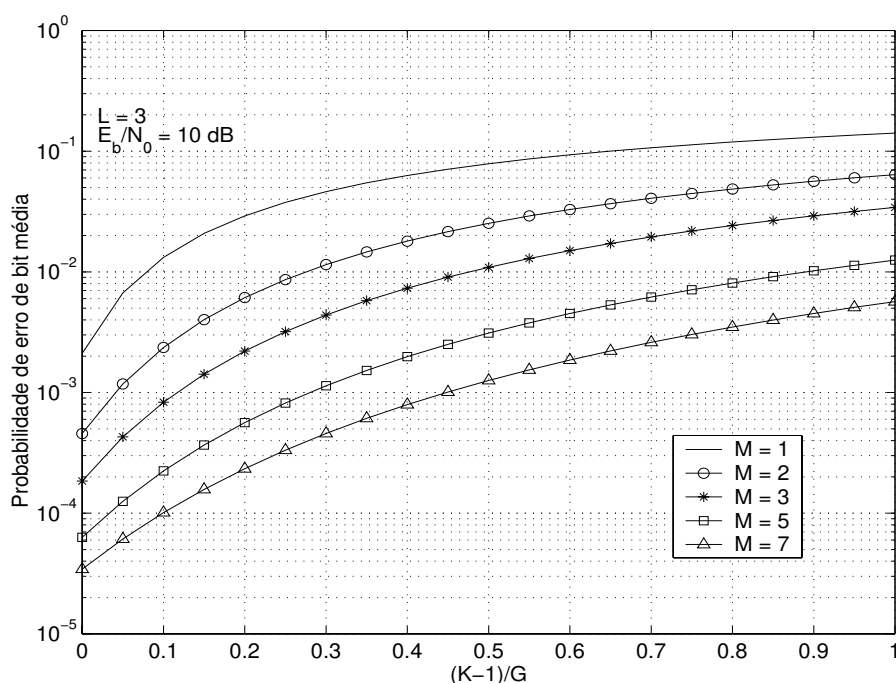


Fig. 4.4: Probabilidade de erro de bit média do enlace direto de um sistema CDMA, em função do carregamento, para $E_b/N_0 = 10$ dB e parametrizada pelo número de antenas, considerando um canal seletivo com $L = 3$ percursos.

Comparando a Fig. 4.3 com a Fig. 4.4, observa-se que, nas mesmas condições de carregamento e relação sinal-ruído, um aumento no número de antenas resulta em valores menores de probabilidade de erro de bit média para L constante do que um aumento similar no número de percursos para M constante.

Agora, para analisar a influência de E_b/N_0 sobre o desempenho do sistema proposto, a probabilidade de erro de bit média é avaliada em função da relação sinal-ruído para diferentes

condições de carregamento, conforme mostrado na Fig. 4.5 e na Fig. 4.6.

A Fig. 4.5 corresponde a um sistema CDMA empregando um arranjo linear uniforme de 3 antenas na ERB. Esta figura mostra a probabilidade de erro de bit média parametrizada pelo número de percursos e pelo carregamento. Para baixa relação sinal-ruído E_b/N_0 , as curvas estão muito próximas, o que indica que, nestas condições, a probabilidade de erro de bit média é muito mais influenciada pelo ruído do que pela interferência de acesso múltiplo. À medida que a relação sinal-ruído aumenta, é evidente a significativa influência do carregamento e do número de percursos sobre o desempenho do enlace direto de um sistema CDMA com arranjo de antenas na ERB.

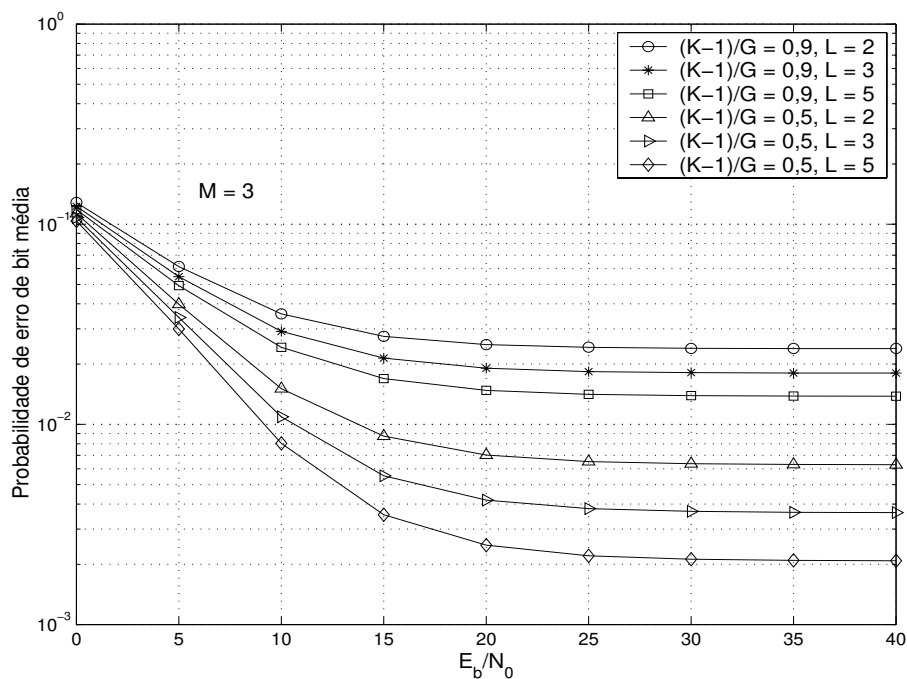


Fig. 4.5: Probabilidade de erro de bit média, em função da relação sinal-ruído, parametrizada pelo número de percursos e pelo carregamento do sistema, considerando um arranjo linear uniforme de 3 antenas na ERB.

A Fig. 4.6 apresenta o desempenho de um sistema CDMA em um canal seletivo com $L = 3$ percursos, parametrizado pelo número de antenas. À medida que a relação sinal-ruído aumenta, é evidente a influência do carregamento e do número de antenas no desempenho do sistema. Nas mesmas condições de carregamento, um aumento no número de antenas resulta em valores menores de probabilidade de erro de bit média para L constante do que um aumento similar no número de percursos para M constante. Além disso, é possível aumentar a capacidade do sistema e obter valores de probabilidade de erro de bit média aproximadamente iguais àqueles obtidos para um sistema com menos usuários e menor número de antenas.

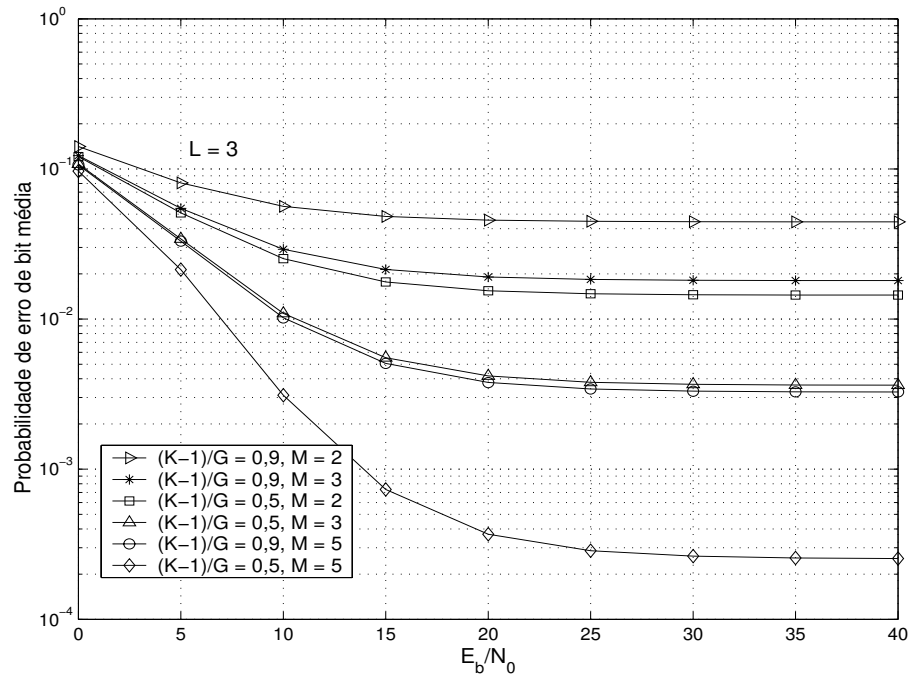


Fig. 4.6: Probabilidade de erro de bit média, em função da relação sinal-ruído, parametrizada pelo número de antenas e pelo carregamento, considerando um canal seletivo com $L = 3$ percursos.

Para efeito de comparação, a Fig. 4.7 apresenta a probabilidade de erro de bit média de um sistema CDMA empregando seqüências aleatórias ou seqüências Walsh. Considera-se um canal seletivo com número de percursos $L = 2$ e um arranjo linear de 3 antenas nas ERB. A probabilidade de erro de bit média é avaliada em função do carregamento do sistema para uma relação sinal-ruído $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$. De acordo com a Seção 4.2, quando seqüências Walsh são utilizadas, a variância de $r_{mai}(t_s)$ é menor do que aquela obtida para seqüências aleatórias, ou seja, a interferência de múltiplo acesso diminui. Portanto, conforme mostra a Fig. 4.7, o desempenho do sistema melhora quando seqüências Walsh são utilizadas.

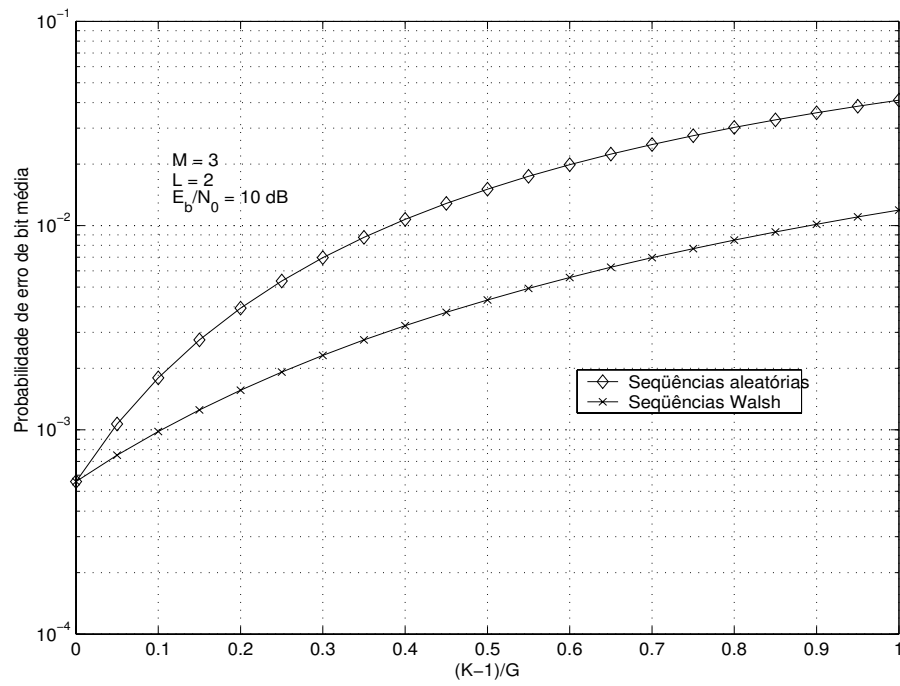


Fig. 4.7: Probabilidade de erro de bit média, utilizando-se seqüências Walsh ou seqüências aleatórias em função do carregamento, para $M = 3$, $L = 2$ e $E_b/N_0 = 10$ dB.

Capítulo 5

Conclusão

5.1 Considerações Finais

A contribuição deste trabalho constituiu-se da obtenção de expressões analíticas para o cálculo de probabilidade de erro de bit média para avaliar o desempenho de sistemas CDMA nos enlaces reverso e direto, usando um arranjo linear de antenas na ERB em canais seletivos em frequência. A análise de desempenho do sistema proposto foi desenvolvida com sinais BPSK transmitidos através de um canal com múltiplos percursos e desvanecimento Rayleigh. Os desvanecimentos foram considerados independentes e descorrelacionados entre as antenas do arranjo e a interferência de acesso múltiplo foi modelada como uma variável aleatória gaussiana.

Na análise de desempenho do enlace reverso, a estrutura de recepção utilizada foi o Rake 2D, que pode ser interpretado como uma extensão do receptor Rake convencional, onde é incorporado o domínio espacial através do arranjo de antenas na recepção. Nesta análise, foi considerada estimação perfeita dos parâmetros do canal. A expressão fechada de probabilidade de erro de bit média foi validada através de simulação computacional.

Na análise de desempenho do enlace direto considerando um arranjo de antenas na transmissão, a estrutura de recepção utilizada foi um Rake convencional. Neste caso, foi considerado que somente a fase do canal é perfeitamente estimada pelo receptor e que não é possível estimar separadamente cada uma das atenuações introduzidas pelos percursos entre as antenas da ERB e o usuário desejado. No entanto, foi assumido que o receptor estima a atenuação total correspondente a cada percurso. Além disso, consideramos que a soma de M variáveis do tipo Rayleigh é aproximadamente uma variável gaussiana. Os resultados de simulação mostram que essa aproximação é boa, mesmo para um pequeno número de antenas. Ainda nesta análise, foi considerado um caso particular onde o sistema utiliza seqüências Walsh.

Os resultados obtidos mostram que o desempenho do sistema melhora quando seqüências Walsh são empregadas, dado que a interferência de acesso múltiplo diminui.

As conclusões acerca do desempenho do enlace direto são similares àquelas sobre o desempenho do enlace reverso nas diversas situações abordadas, apesar de apresentarem valores diferentes de probabilidade de erro de bit média. Desta forma, os comentários a seguir valem para as análises dos enlaces direto e reverso.

Pode-se verificar que um aumento do número de antenas resulta em ganhos de capacidade em todas condições de carregamento, diferente do que ocorre para um canal mais seletivo, onde o ganho de capacidade torna-se cada vez menor até que seja considerado desprezível. Além disso, foi observado que, nas mesmas condições de carregamento e relação sinal-ruído, para um aumento do número de antenas, mantendo-se constante o número de percursos, o sistema apresenta valores menores de probabilidade de erro, que um correspondente aumento no número de percursos, considerando o número de antenas constante. Desta forma, pode-se concluir que um aumento do número de antenas é mais eficiente que um correspondente aumento no número de percursos.

Para baixa relação sinal-ruído, pode-se observar que a probabilidade de erro de bit é muito mais afetada pelo ruído que pela interferência. No entanto, à medida que a relação sinal-ruído aumenta, é possível observar a influência do carregamento, do número de percursos e do número de antenas no desempenho de um sistema CDMA com arranjo de antenas. Nota-se também que a partir de um determinado valor de relação sinal-ruído, as curvas se estabilizam em um certo patamar de probabilidade de erro. As curvas de probabilidade de erro para sistemas CDMA se estabilizam em um certo valor porque, quando a potência do sinal é muito maior que a potência do ruído, a única limitação do sistema reside na interferência causada pelos demais usuários do sistema. Como todos os usuários possuem a mesma potência no modelo de sistema considerado, aumentar a potência do usuário desejado também significa aumentar a interferência de acesso múltiplo.

5.2 Propostas para Trabalhos Futuros

Como forma de implementar e dar continuidade a este trabalho, vários aspectos podem ser modificados ou considerados para análise de desempenho de sistemas CDMA com arranjo de antenas, tais como:

- Consideração da interferência de acesso múltiplo proveniente de células adjacentes;
- Uso de células setorizadas;

- Desvanecimento do tipo Rice;
- Monitoração da atividade de voz;
- Sombreamento e perda de percurso exponencial;
- Utilização de outros tipos de modulação;
- Imperfeição no mecanismo de controle de potência;
- Emprego de códigos corretores de erro;
- Consideração de modelagens diferentes para o canal de comunicação, como, por exemplo, desvanecimento correlacionado entre as antenas;
- Outros tipos de arranjos de antenas;
- Uso de receptores com detecção conjunta.

Apêndice A

Simulação Computacional

A.1 Modelo Básico de Simulação

Os resultados de simulação computacional apresentados nos Capítulos 3 e 4 são relevantes para complementar e confirmar as expressões analíticas de probabilidade de erro de bit média. Estes resultados de simulação foram obtidos a partir de programas implementados no *software Matlab for Windows* versão 6.0. Foram desenvolvidos dois simuladores, um referente à análise do enlace reverso - Simulador_ER, e outro para a análise do enlace direto - Simulador_ED. Este Anexo tem por finalidade apresentar alguns detalhes da implementação dos simuladores.

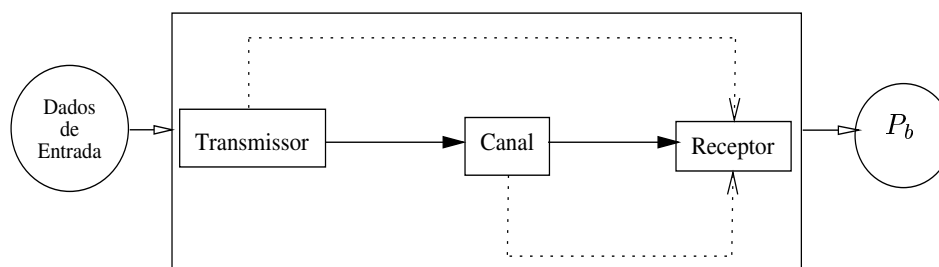


Fig. A.1: Modelo básico de simulação.

Para implementação de cada simulador seguimos um modelo básico mostrado na Fig. A.1, que representa a transmissão e recepção de um bit. Dados os parâmetros de entrada, o resultado da simulação é a probabilidade de erro de bit média. Os parâmetros de entrada são: ganho de processamento (G), número de antenas (M), número de percursos (L), relação sinal-ruído (E_b/N_0), número de usuários (K), parâmetro para simular o desvanecimento Rayleigh (σ_R) e número de iterações (N_i). O número de iterações indica quantas vezes o modelo da Fig. A.1 é simulado.

Os parâmetros de entrada podem ser alterados de acordo com o objetivo desejado. Existem outros parâmetros, como a amplitude do sinal transmitido A e espaçamento entre as antenas d , que são considerados constantes da simulação. Consideramos que $A = 1$ e $d = \lambda/2$.

Na Fig. A.1, pode-se observar o fluxo de sinais entre os blocos de funções. As variáveis que representam o sinal transmitido e o sinal recebido são identificadas pelas linhas de fluxo contínuas. Por sua vez, as linhas pontilhadas representam variáveis armazenadas a partir de seus blocos correspondentes e posteriormente utilizadas no receptor. Estas variáveis representam a estimação perfeita dos parâmetros do canal, os bits transmitidos e a seqüência de espalhamento do usuário desejado.

A seguir, são descritos de forma mais específica os blocos que compõem cada simulador.

A.2 Simulador_ER

No Simulador_ER, o bloco transmissor gera para cada usuário as seguintes variáveis: $\{b_k(t), c_k(t), \tau_k\}$, $1 \leq k \leq K$, onde $b_k(t)$, $c_k(t)$ e τ_k são, respectivamente, o bit de informação, a seqüência de espalhamento e o atraso de transmissão do k -ésimo usuário. Dado que apenas um bit é gerado a cada iteração, consideramos que o intervalo de um bit é $T = 1$. Além disso, dado que as variáveis são geradas a cada intervalo de tempo T , podemos representá-las como sinais discretos, por exemplo, o bit $b_k(t)$ é representado por b_k .

Os K sinais b_k são gerados de forma aleatória e podem assumir valores de $\{-1, 1\}$. Para simular uma seqüência de espalhamento c_k de G chips, é criado um vetor de dimensão G , onde cada elemento representa um chip. Este vetor é preenchido com sinais de amplitudes $\{-1, 1\}$. Por simplicidade, as amplitudes das seqüências geradas são normalizadas por \sqrt{G} , para obtermos função de autocorrelação unitária e função de correlação cruzada que assume valores no intervalo $[0, 1]$. Vamos considerar que o usuário desejado seja o usuário 1. Desta forma, o bit transmitido b_1 e a seqüência de espalhamento c_1 são armazenados e utilizados mais adiante no bloco receptor.

Para simular o atraso de transmissão do k -ésimo usuário, o vetor que representa a seqüência c_k é deslocado de τ_k posições. Este deslocamento é representado por $c_k[\tau_k]$. Para gerar o atraso τ_k , primeiramente é feita uma super amostragem de cada chip. Esta operação pode ser interpretada como a sub-divisão de um intervalo de chip em N_a intervalos de tempo idênticos. Em seguida, o atraso τ_k é simulado para assumir aleatoriamente um múltiplo inteiro de N_a . Além disso, todos os atrasos são relativos ao usuário 1, ou seja, $\tau_1 = 0$.

O bloco canal gera de forma independente os vetores de assinatura espacial $\mathbf{a}(\theta_{l,k})$, onde $1 \leq l \leq L$ e $1 \leq k \leq K$. Os vetores $\mathbf{a}(\theta_{n,1})$, onde $1 \leq n \leq L$, também são armazenados para

serem utilizados como pesos dos ramos do receptor.

Cada vetor $\mathbf{a}(\theta_{l,k})$ tem dimensão M , onde o m -ésimo elemento é dado por (2.79). As variáveis que compõem os vetores também são geradas de forma independente seguindo a distribuição definida para cada uma delas. Para simular o desvanecimento, é utilizada uma função do Matlab que gera uma variável Rayleigh a partir do parâmetro σ_R , dado pela seguinte relação:

$$\sigma_R^2 = E[\alpha^2]/2 \quad (\text{A.1})$$

onde consideramos que $E[\alpha^2] = 1$.

Um vetor de dimensão M é gerado para simular o ruído gaussiano complexo \mathbf{n} de média nula e variância σ_n^2 , onde $\sigma_n^2 = \frac{2N_0}{T}$. Mas $T = 1$ e a partir de (3.42), temos que:

$$\sigma_n^2 = \frac{L}{E_b/N_0} \quad (\text{A.2})$$

Ressaltamos um detalhe importante: um ruído complexo gaussiano de variância σ_n^2 é gerado no Matlab através da composição de duas amostras gaussianas de variância $\frac{\sigma_n^2}{2}$, que correspondem às componentes real e imaginária do ruído complexo.

Além da geração de todas as variáveis descritas acima, simula-se também o deslocamento das seqüências de espalhamento considerando os atrasos dos múltiplos percursos do canal, que são múltiplos inteiros de um intervalo de *chip*. Desta forma, para simular um deslocamento de lT_c basta deslocar $c_k[\tau_k]$ de l posições para a direita. Com isso, temos o seguinte conjunto de variáveis na saída do bloco canal:

$$\{b_k, c_k[\tau_k + lT_c], \mathbf{a}(\theta_{l,k}), \mathbf{n}\}, \quad 1 \leq l \leq L \text{ e } 1 \leq k \leq K \quad (\text{A.3})$$

Vimos que no enlace reverso a estrutura de recepção é o Rake 2D. Por simplicidade de implementação, a estrutura de recepção simulada é diferente do modelo de um receptor Rake 2D ilustrado na Fig. 2.12. No entanto, os resultados são matematicamente idênticos. Para simplificar a implementação do modelo do receptor, o ruído não é multiplicado pela seqüência do usuário desejado. Dado que a média do ruído é nula, o efeito desta operação é apenas deixar de multiplicar por T a variância da componente do ruído na variável de decisão (*cf.* Eq. 3.25). Mas $T = 1$ e, portanto, os resultados não são corrompidos.

O modelo do receptor é mostrado na Fig. A.2, onde:

$$U = \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^L \mathbf{a}^H(\theta_{n,1}) \{\mathbf{r}_n + \mathbf{n}\} \right\} \quad (\text{A.4})$$

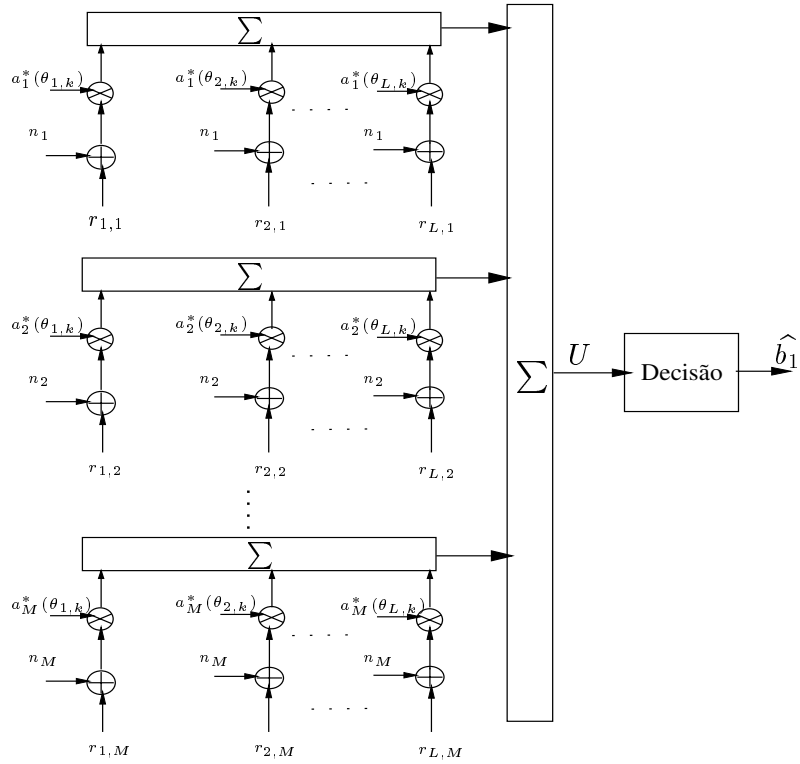


Fig. A.2: Modelo do receptor do Simulador_ER.

onde

$$\mathbf{r}_n = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L b_k R_{k,l,n} \mathbf{a}(\theta_{l,k}) \quad (\text{A.5})$$

onde $R_{k,l,n}$ é a função discreta de correlação cruzada entre duas seqüências de espalhamento distintas, para $k \neq 1$, ou a autocorrelação para $k = 1$. Assim, $R_{k,l,n}$ é dada por:

$$R_{k,l,n} = \sum_{j=1}^G c_1^j[nT_c] c_k^j[\tau_k + nT_c] \quad (\text{A.6})$$

onde $c_1^j[nT_c]$ é o j -ésimo elemento da seqüência de espalhamento c_1 deslocada de nT_c posições para a direita e $c_k^j[\tau_k + nT_c]$ pode ser interpretado da mesma forma.

No modelo do receptor temos ainda o bloco de decisão cuja saída é a amplitude recebida \hat{b}_1 .

Para determinar se houve erro na recepção, o bit recebido \hat{b}_1 é comparado com o bit transmitido b_1 . Desta forma, o resultado da simulação *Monte Carlo* é a estimativa de frequência relativa da probabilidade de erro de bit dada por:

$$P_{b,sim} = \frac{N_e}{N_i} \quad (\text{A.7})$$

onde N_e é o número total de bits errados e N_i é o número de iterações do simulador, que equivale ao total de bits transmitidos.

Uma estimativa simples para o número total de bits transmitidos sob os quais determina-se $P_{b,sim}$ para valores típicos de P_b pode ser dada por:

$$N_i = \frac{1}{P_b \delta_e^2} \quad (\text{A.8})$$

onde δ_e é o espalhamento relativo em torno do valor esperado de $P_{b,sim}$.

Em nossas simulações, consideramos um espalhamento δ_e da ordem de 30%, ou seja:

$$N_i = \frac{10}{P_b} \quad (\text{A.9})$$

A.3 Simulador _ED

A implementação dos blocos do Simulador _ED é bastante semelhante àquela do Simulador _ER. Assim, vamos descrever apenas as variáveis e detalhes de implementação específicos do Simulador _ED e que não foram tratados anteriormente.

No Simulador _ED, o bloco transmissor gera para cada usuário o seguinte par de variáveis: $\{b_k, c_k\}$, $1 \leq k \leq K$. Nesta análise a transmissão é síncrona, ou seja, $\tau_k = 0$, de forma que não é necessário deslocar de τ_k as seqüências de espalhamento c_k . Além disso, o bloco transmissor gera de forma independente os vetores de assinatura $\mathbf{a}(\theta_{l,k})$ dos L percursos de cada usuário, onde $1 \leq l \leq L$ e $1 \leq k \leq K$. Cada vetor linha $\mathbf{a}(\theta_{l,k})$ tem dimensão M , onde o m -ésimo elemento é dado por (4.3):

$$a_m(\theta_{l,k}) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j(m-1)\varphi_{l,k}} \quad (\text{A.10})$$

onde o termo $\varphi_{l,k}$ é a diferença de fase entre os sinais transmitidos por antenas adjacentes de um arranjo linear, dada por (2.49). Dado que $k = 1$ é o usuário desejado, cada variável $\varphi_{l,1}$ será utilizada pelo bloco canal para gerar o vetor de resposta do canal para l -ésimo percurso entre o arranjo de antenas na ERB e o usuário 1, denotado por $\mathbf{h}(\theta_{l,1})$, onde $1 \leq l \leq L$. Cada vetor coluna $\mathbf{h}(\theta_{l,1})$ gerado no bloco canal tem dimensão M , onde o m -ésimo elemento é dado por:

$$h_m(\theta_{l,1}) = \alpha_{l,m} e^{-j\Psi_l} e^{-j(m-1)\varphi_{l,1}} \quad (\text{A.11})$$

onde $\alpha_{l,m}$ e Ψ_l representam a atenuação e a fase introduzidas no l -ésimo percurso entre a m -ésima antena e o usuário desejado. A geração destas variáveis também segue os mesmos procedimentos realizados no Simulador_ER.

No enlace direto consideramos que, apesar de não ser possível estimar separadamente cada atenuação $\alpha_{l,m}$, podemos estimar uma atenuação total referente a cada percurso, dada por:

$$\alpha_{l,eq} = \sum_{m=1}^M \alpha_{l,m}, \quad 1 \leq l \leq L \quad (\text{A.12})$$

Assim, a atenuação total $\alpha_{n,eq}$ e a fase Ψ_n de cada percurso, onde $1 \leq n \leq L$, são armazenadas e utilizadas como pesos dos ramos do bloco receptor.

No bloco canal é gerado o ruído aditivo gaussiano n_t de média nula e variância σ_n^2 , dada a partir de (4.54):

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{E_b/N_0} \frac{L}{M} E[\alpha_{eq}^2] \quad (\text{A.13})$$

onde $E[\alpha_{eq}^2] = M + M(M-1)E^2[\alpha]$. Dado que $E^2[\alpha] = \frac{\pi}{4}$, a variância do ruído resulta em:

$$\sigma_n^2 = \frac{L}{E_b/N_0} \left[1 + \frac{\pi}{4}(M-1) \right] \quad (\text{A.14})$$

Além da geração de todas as variáveis descritas acima, simula-se também o deslocamento das seqüências de espalhamento considerando os atrasos dos múltiplos percursos do canal. Com isso, temos o seguinte conjunto de variáveis na saída do canal:

$$\{b_k, c_k(lT_c), \mathbf{a}(\theta_{l,k}), \mathbf{h}(\theta_{l,1}), n_t\}, \quad 1 \leq l \leq L \text{ e } 1 \leq k \leq K \quad (\text{A.15})$$

O modelo do receptor é mostrado na Fig. A.3, onde:

$$U = \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^L \alpha_{n,eq} e^{j\Psi_n} \{r_n + n_t\} \right\} \quad (\text{A.16})$$

onde

$$r_n = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L b_k R_{k,l,n} \mathbf{a}(\theta_{l,k}) \mathbf{h}(\theta_{l,1}) \quad (\text{A.17})$$

onde $R_{k,l,n}$ é dada por A.6, fazendo $\tau_k = 0$.

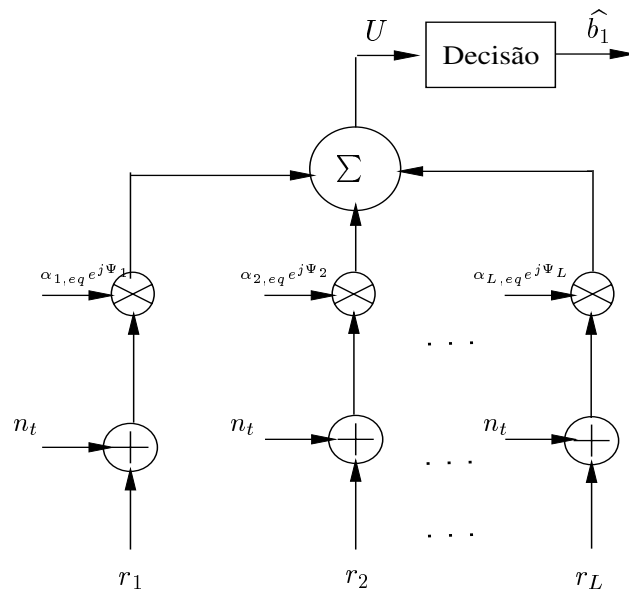


Fig. A.3: Modelo do receptor do Simulador_ED.

Finalmente, na saída do bloco de decisão temos o sinal BPSK recebido \hat{b}_1 . Para determinar a probabilidade de erro de bit média são executados os mesmos procedimentos realizados no Simulador_ER.

Referências Bibliográficas

- [1] R. L. Pickholtz, D. L. Schilling and L. B. Milstein, “Theory of Spread-Spectrum Communications - A Tutorial”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-30, no. 5, pp. 855-895, May 1982.
- [2] R. L. Pickholtz, L. B. Milstein and D. L. Schilling, “Spread-Spectrum for Mobile Communications”, *IEEE Transactions on Veh. Technol.*, vol. 40, no. 2, pp. 313-322, May 1991.
- [3] A. F. Naguib, A. Paulraj and T. Kailath, “Capacity Improvement with Base-Station Antenna Arrays in Cellular CDMA”, *IEEE Transactions on Veh. Technol.*, vol. 43, no. 3, pp. 691-698, Aug. 1994.
- [4] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, Jr. and C. E. Wheatley, “On the Capacity of a Cellular CDMA System”, *IEEE Transactions Veh. Technol.*, vol. 40, no. 2, pp. 303-312, May 1991.
- [5] K. Pahlavan and A. H. Levesque, “Wireless Information Networks”, John Wiley & Sons, 1995.
- [6] W. C. Jakes, “Microwave Mobile Communications”, John Wiley & Sons, 1974.
- [7] M. D. Yacoub, “Foundations of Mobile Radio Engineering”, CRC. Press, 1993.
- [8] J. G. Proakis, “Digital Communications”, McGraw-Hill, 1989.
- [9] R. A Scholtz, “The Origins of Spread-Spectrum Communications”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-30, no. 5, pp. 822-854, May 1982.
- [10] S. Haykin, “Communication Systems”, John Wiley & Sons, 4a. ed., 2001.
- [11] S. W. Golomb, “Shift Register Sequences”, Holden-Day, 1967.

- [12] A. J. Viterbi, "CDMA: Principles of Spread Spectrum Communications", Addison-Wesley Longman, 1995.
- [13] M. B. Pursley and D. V Sarwate, "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple Access Communication - Part I: System Analysis", *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-25, no. 8, pp. 795-799, Aug. 1977.
- [14] W. C. Y. Lee, "Overview of Cellular CDMA", *IEEE Transactions on Veh. Technol.*, vol. 40, no 2, pp. 291-302, May 1991.
- [15] R. Price and P. E. Green Jr., "A Communication Technique for Multipath Channels", *Proc. IRE*, vol. 46, pp. 555-570, March 1958.
- [16] J. C. Liberti, Jr. and T. S. Rappaport, "Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications", Prentice Hall PTR, 1999.
- [17] S. K. Teshima and C. de Almeida, "Lower Bound on Normalised Interference Mean and Standard Deviation for CDMA Systems Using Antenna Arrays", *Electronics Letters*, vol. 36, no. 21, pp. 1761-1762, 12th October 2000.
- [18] B. H. Khalaj, A. Paulraj and T. Kailath, "2D-RAKE Receivers for CDMA Cellular Systems", *Proc. IEEE GLOBECOM Conf.*, vol. 1, pp. 400-404, Dec. 1994.
- [19] W. B. Davenport, Jr., "Probability and Random Processes", International Student Edition, McGraw-Hill KogaKusha, Ltd., Tokyo, 1970.
- [20] D. Gerlach and A. Paulraj, "Adaptive Transmitting Antenna Arrays with Feedback", *IEEE Signal Processing Lett.*, vol. 1, pp. 150-152, Oct. 1994.
- [21] P. Zetterberg and B. Ottersten, "The Spectrum Efficiency of a Base Station Antenna Array for Spatially Selective Transmission", *IEEE Transactions Veh. Technol.*, vol. 44, no. 3, pp. 651-660, Aug. 1995.
- [22] R. K. Morrow, Jr. and J. S. Lehnert, "Bit-to-Bit Error Dependence in Slotted DS/SSMA Packet Systems with Random Signature Sequences", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 37, no. 10, pp. 1052-1061, Oct. 1989.