

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
MESTRADO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

WILYAM DAVID TORRES MEZA

ANÁLISE POR SIMULAÇÃO DO PADRÃO CDMA IS - 95

Niterói
2008

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

WILYAM DAVID TORRES MEZA

ANÁLISE POR SIMULAÇÃO DO PADRÃO CDMA IS - 95

Dissertação apresentada ao Curso de Pós Graduação em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre.

Orientador: Mauro Soares de Assis, Notório Saber, UFF.

Co-Orientadora: Leni Joaquim de Matos, Doutora, UFF.

Niterói

2008

Ficha Catalográfica elaborada pela Biblioteca da Escola de Engenharia e Instituto de Computação da UFF

T693 Torres Meza, Wilyam David.
Análise por simulação do padrão CDMA IS – 95 / Wilyam David
Torres Meza. – Niterói, RJ : [s.n.], 2008.
131 f.

Orientadores: Mauro Soares de Assis, Leni Joaquim de Mattos.
Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) -
Universidade Federal Fluminense, 2008.

1. Sistema de comunicação móvel. 2. Espalhamento espectral. 3.
Acesso múltiplo por divisão de código. I.Título.

CDD 621.38456

WILYAM DAVID TORRES MEZA

ANÁLISE POR SIMULAÇÃO DO PADRÃO CDMA IS - 95

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre.

Aprovada 01 de Agosto de 2008

BANCA EXAMINADORA

Prof^o Mauro Soares de Assis – Notório Saber, Orientador.
Universidade Federal Fluminense

Prof^o Leni Joaquim de Matos, Doutora, co-Orientadora.
Universidade Federal Fluminense

Prof^o. Jorge Luis Cerqueira, Doutor, IME.

Niterói
2008

DEDICATORIA

A Deus, pela vida e por todas as oportunidades que eu sempre tenho para concretizar meus sonhos.

A minha mãe Sara razão de meu esforço pela sua luta constante por todos Nós, e a meus queridos irmãos, Marco e ao Walter de maneira muito especial pelo apoio incondicional, a Samuel, Angélica e Luzgaida, pelo amor e por sua ajuda e compreensão em momentos difíceis.

A minha Cunhada Rosiane, pelo apoio incondicional e constante durante este tempo e acreditar em mim.

A Martha, pelo apoio incondicional, seu amor e compreensão mesmo de longe.

A papai Samuel e Luis que sempre moram no meu coração, pela educação que eu recebi deles.

Ao Titio Miguel, inspiração para eu aprender desde os inícios de minha educação.

AGRADECIMENTOS

Gostaria agradecer em principio ao Prof. Andrés Pablo Barbero, coordenador do Programa de Mestrado de Engenharia Telecomunicações, pela orientação apoio e incentivo, para realizar o mestrado, desde o primeiro dia que procurei informação nesta Universidade.

Meus agradecimentos especiais aos meus Orientadores Prof. Mauro Soares de Assis, pelo apoio de sempre e as orientações para conseguir os objetivos neste termino do Mestrado, para elaboração desta dissertação, e à Prof. Leni Joaquim de Matos, pelas orientações e ajuda, sem interesse e sempre com disponibilidade, para elaboração desta dissertação.

Agradeço também aos professores Edson, Prof. Julio César Rodrigues Dal Bello, pelas orientações nas aulas iniciais.

Ao Prof. Alexandre de la Vega, pela disponibilidade para resolver alguma dúvida.

Ao Mestre em Ciências, Christiano Freitas, pela sua amizade e conselhos.

Aos meus colegas, Gustavo Martins Bastos, e Luiz Carlos Figueira Nogueira, obrigado pela ajuda de que precisei, sempre e pela sua amizade.

Ao Programa de Pós-graduação do Departamento de Engenharia de Telecomunicações da Escola de Engenharia da Universidade Federal Fluminense-UFF. Agradeço pela oportunidade e ensinamentos recebidos.

Aos Funcionários, de maneira muito especial à Jussara e ao Rafael pelo apoio incondicional em todo momento.

À Capes, pela bolsa concedida, sem a qual a realização deste trabalho não teria sido possível.

Espero não ter esquecido de agradecer ninguém, aqui nesta casa de estudos, onde guardarei muitas lembranças dos amigos que fiz, dos ensinamentos dos professores e da experiência enriquecedora, esta casa onde eu fui muito bem recebido, por isso e por tudo estou muito agradecido. Obrigado!!!

RESUMO

Através da simulação do padrão CDMA IS-95 esta dissertação investigou o comportamento do canal rádio móvel e seu efeito na Taxa de Erro de Quadro (FER – *Frame Error Rate*). Esta simulação teve por base o software *Simulink*, o qual consta de um pacote de ferramentas em *Matlab* que possibilita a análise de sistemas dinâmicos onde entradas e saídas modificam-se ao longo do tempo. Os parâmetros de referência usados na estimativa do desempenho do citado padrão foram a velocidade do terminal móvel e a relação E_b/N_0 (energia por bit/densidade espectral de ruído). A simulação foi realizada em diferentes condições de desvanecimento multipercurso para os enlaces direto e reverso. Neste particular foram considerados 3 (três) ambientes – urbano, rural e montanhoso, tendo sido atribuídos a cada um valores típicos de amplitude e retardo para as respectivas componentes de multipercurso. Como consequência de um compromisso entre a precisão do cálculo e o tempo de processamento, optou-se por adotar 1000 quadros na avaliação estatística da FER. Apesar de adequada, esta decisão implicou na necessidade de desativar o entrelaçamento de bits para melhor visualizar os resultados numéricos com o aumento da velocidade do terminal móvel. Entretanto o procedimento não prejudicou o estudo realizado, servindo ainda para destacar a importância do entrelaçamento como técnica de melhoria do sistema.

A simulação mostrou um comportamento similar de desempenho nos 3 ambientes investigados, diferindo apenas no valores da FER em função das características do canal e do número de braços do receptor RAKE. Os resultados obtidos indicaram que, inicialmente, a FER aumenta com a velocidade do terminal móvel, passando a decrescer após ser atingida a velocidade de aproximadamente 60 km/h. Tal comportamento acontece independentemente do valor da relação E_b/N_0 e constitui o principal resultado deste trabalho, validando a simulação utilizada, uma vez que está em acordo com as conclusões de outros autores obtidas por procedimentos diversos. A justificativa para isto está relacionada ao tempo de coerência do canal, ao tempo de duração de cada símbolo e à velocidade do terminal móvel.

Relativamente aos demais pontos investigados nesta dissertação foram feitas as seguintes observações:

- a) O ambiente urbano mostrou o melhor desempenho. Embora os ambientes rural e montanhoso tenham apresentado desempenhos aproximadamente equivalentes, houve um pequeno destaque deste último particularmente no caso de velocidades maiores do terminal móvel. Este resultado está, provavelmente, associado aos valores das amplitudes das componentes Rayleigh;
- b) Como esperado, foi melhor o desempenho do enlace reverso. Este resultado deve-se ao maior número de braços do receptor RAKE da ERB;
- c) A deterioração do desempenho com a redução do número de braços do RAKE foi outro resultado previsto. Isto porque, o efeito de diversidade propiciado por este tipo de receptor torna-se menos acentuado;
- d) Embora citado anteriormente, é importante destacar o efeito do entrelaçamento de bits no desempenho do sistema. Uma melhora significativa foi verificada com o aumento da velocidade do terminal móvel.

Palavras chave: Espalhamento Espectral; CDMA IS-95; Simulação; Desvanecimento multipercurso; entrelaçamento de bits, FER (Frame Error Rate).

ABSTRACT

Through the simulation of the CDMA IS-95 standard, the effect of the mobile radio channel variability in the Frame Error Rate (FER) was investigated in this dissertation. The basis of this simulation was the software Simulink, which consists of a package of tools in Matlab making possible the analysis of dynamic systems where inputs and outputs are time variants. The reference parameters used in the performance evaluation of the above cited standard were the speed of the mobile terminal and the ratio E_b/N_0 (bit energy / noise spectral density). The simulation of the direct and reverse links was accomplished for different conditions of multipath fading. In this context, 3 (three) environments were considered: urban, rural and mountainous, having been attributed to each one typical values of amplitude and delay for the respective Rayleigh multipath component. As a consequence of a compromise between the calculation accuracy and the processing time, it was adopted a total amount of 1000 frames in the statistical evaluation of FER. Although adequate for a better visualization of the numerical results regarding the increase of the mobile terminal speed, this decision entailed the need to deactivate the bit interleaving. Without harming the objective of this study, this procedure has highlighted the importance of bit interleaving as mitigation technique for improving the system.

The simulation has showed a similar performance behavior in the 3 environments considered. Numerical values of FER differ only as a function of the characteristic of the radio channel and the number of fingers in the RAKE receiver. In general, the results indicated that, initially, the FER increases with the speed of the mobile terminal to a maximum around 60 km/h, decreasing after this point. This behavior is independent of E_b/N_0 ratio and may be taken as the main result of this work. According to it, the validity of the simulation was proven, once it agrees with previously observations pointed out by other authors using different techniques. This behavior can be justified through an analysis considering the coherence time of the radio channel, the symbol duration and the speed of the mobile terminal.

Referring to other points investigated this dissertation the following comments can be made:

- (a) The urban environment has shown the best performance. Although the rural and mountainous environments have presented approximately equivalent performances, there was a small advantage of the latter, particularly in the case of higher mobile terminal speed. This result is probably associated to the values of the Rayleigh amplitude components;
- (b) As expected, the performance of link reverse was better. This result was due to the largest number of fingers in the RAKE receiver of the ERB;
- (c) Another observed result was the correlation between system performance and the number of fingers of the RAKE receiver. In this case it is clear the effective diversity action associated to this type of receiver;
- (d) Finally, it must be emphasized the importance of bit interleaving in the system performance. A significant improvement was verified with the increase of the mobile terminal speed.

Keywords: Spread Spectrum; CDMA IS-95; Simulation; Multipath Fading; Bit Interleaving; FER; Frame Error Rate.

SUMARIO

Lista de Figuras.....	12
Lista de Tabelas.....	14
Lista de Abreviaturas, Siglas e Símbolos.....	15
1 INTRODUÇÃO.....	17
1.1 Histórico.....	17
1.2 Objetivo.....	20
1.3 Estrutura da dissertação.....	21
2 CONCEITOS BÁSICOS.....	23
2.1 Técnicas de Múltiplo acesso.....	23
2.2 Espalhamento Espectral.....	26
2.2.1 Espalhamento espectral por seqüência direta.....	27
2.2.2 Espalhamento espectral por salto em freqüência.....	31
2.3 Margem contra Interferência e Ganho de processamento.....	34
2.4 Capacidade do Canal em Sistemas com Espalhamento Espectral.....	36
2.5 Seqüências Pseudo Aleatórias.....	38
2.5.1 Seqüências de máximo comprimento (SMC).....	43
2.6 Códigos Ortogonais.....	45
2.6.1 Correlação cruzada nula.....	46
2.6.2 Auto-correlação normalizada.....	46
2.6.3 Funções de Walsh.....	47
2.7 Seqüências PN Utilizadas no Sistema CDMA IS-95.....	49
2.7.1 Enlace Direto.....	49
2.7.2 Enlace Reverso.....	52
2.8 Entrelaçamento de Bits.....	54
2.9 Controle de Potência.....	55
2.10 Handoff (Handover).....	58
2.11 Estrutura de Enlace no Padrão IS-95.....	60
2.11.1 Enlace direto.....	61
2.11.2 Enlace reverso.....	64

3 CANAL DE PROPAGAÇÃO RÁDIO MÓVEL.....	68
3.1 Considerações Preliminares.....	68
3.2 Ambiente AWGN.....	71
3.3 Distribuições Associadas ao Multipercurso.....	71
3.3.1 Ambiente Rayleigh.....	72
3.3.2 Ambiente Rice.....	75
3.3.3 Ambiente Nakagami- m	76
3.4 Sombreamento.....	78
3.4.1 Gaussiana em dB.....	78
3.4.2 Log-Normal.....	79
3.5 Perdas no Percorso.....	79
3.6 Frequência Doppler.....	81
3.7 Envoltória do Sinal Recebido e Espectro de Doppler.....	83
3.7.1 Envoltória do Sinal Recebido.....	83
3.7.2 Espectro de RF do Sinal Recebido.....	88
3.8 Resposta ao Impulso.....	91
3.9 Recomendações ETSI/TC GSM 05.05 e ITU-R M.1225.....	94
3.10 Aplicação Prática.....	98
3.10.1 Dispersão do Sinal.....	99
3.10.2 Variabilidade Temporal do Canal.....	100
4 SIMULAÇÃO: ESTRUTURA BÁSICA E RESULTADOS NUMÉRICOS.....	102
4.1 Enlace Direto.....	102
4.1.1 Gerador da fonte de informação.....	103
4.1.2 Gerador CRC.....	103
4.1.3 Codificador convolucional.....	103
4.1.4 Repetidor de símbolos.....	105
4.1.5 Entrelaçador de símbolos.....	105
4.1.6 Embaralhador de símbolos.....	105
4.1.7 Unidades de espalhamento e modulação.....	106
4.1.8 Filtros de transmissão e recepção.....	106
4.1.9 Canal de transmissão.....	106
4.1.10 Detector.....	106

4.1.11 Desentrelaçador de símbolos.....	107
4.1.12 Recuperação de repetição de bits.....	107
4.1.13 Decodificador de canal.....	107
4.1.14 Detector de qualidade (CRC).....	107
4.1.15 BER e FER.....	107
4.2 Enlace Reverso.....	109
4.2.1 Codificador convolucional.....	109
4.2.2 Espalhamento e modulação.....	109
4.2.3 Detector.....	109
4.3 Simulação.....	109
4.3.1 Caracterização do desvanecimento multipercurso.....	110
4.3.2 Dados de entrada.....	111
4.3.3 Número de quadros.....	113
4.3.4 Efeito do entrelaçamento de bits.....	122
4.3.5 Enlace reverso.....	122
4.3.6 Efeito do número de braços do RAKE.....	122
5 CONCLUSÕES.....	126
6 REFERÊNCIAS.....	129

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - FDMA / FDD.....	24
Figura 2.2 - TDMA / FDMA / FDD.....	24
Figura 2.3 - CDMA / FDD.....	25
Figura 2.4 - Principais Técnicas de Múltiplo Acesso.....	26
Figura 2.5 - Classificação dos sistemas com espalhamento espectral.....	27
Figura 2.6 - Esquema Geral do Espalhamento de um sistema DS-CDMA.....	28
Figura 2.7 - Múltiplo acesso com sinais DS-CDMA.....	29
Figura 2.8 - Rejeição a interferência de faixa estreita em sistemas DS-CDMA.....	30
Figura 2.9 - Comparação entre as técnicas FH-CDMA e DS-CDMA.....	32
Figura 2.10 - Espectro ideal de um sinal “Frequency Hopping”.....	34
Figura 2.11 - Esquema básico do espalhamento espectral por seqüência direta.....	40
Figura 2.12 - Exemplo de gerador de código PN.....	43
Figura 2.13 - Função de autocorrelação para a seqüência PN com $L=7$	45
Figura 2.14 - Ilustração da interferência perto-distante.....	57
Figura 2.15 - Receptor Rake simplificado com 4 braços.....	59
Figura 2.16 - Canal piloto.....	61
Figura 2.17 - Canal de sincronismo.....	62
Figura 2.18 - Canal de busca.....	63
Figura 2.19 - Canal de tráfego direto para o Conjunto 1.....	64
Figura 2.20 - Canal de acesso.....	65
Figura 2.21 - Canal de Tráfego Reverso para o Conjunto 1.....	67
Figura 3.1 - Modelo de um canal com desvanecimento.....	70
Figura 3.2 - PDF distribuição Nakagami-m, com $\Omega = 1$	77
Figura 3.3 - Deslocamento Doppler.....	81
Figura 3.4 - Variações de Doppler para a frequência portadora.....	83
Figura 3.5 - Sistema considerado no tratamento do sinal recebido pelo móvel.....	84
Figura 3.6 - Espectro de Doppler de RF, segundo Clarke.....	91
Figura 3.7 - Resposta ao impulso de um canal de rádio móvel terrestre, para vários instantes de observação.....	92
Figura 3.8 - Resposta impulsiva de um canal multipercursos.....	94

Figura 3.9 - Modelo para canal multipercursos para o k-ésimo usuário.....	95
Figura 3.10 - Desvanecimento associado ao canal rádio móvel.....	98
Figura 4.1 - Canal de Tráfego Direto.....	104
Figura 4.2 - Canal de Tráfego Reverso.....	108
Figura 4.3 - Curvas da FER x velocidade do terminal móvel $E_b N_0 = 2$ dB (Ambiente urbano sem entrelaçamento).....	115
Figura 4.4 - Curvas da FER x velocidade do terminal móvel $E_b N_0 = 4$ dB (Ambiente urbano sem entrelaçamento).....	116
Figura 4.5 - Curvas da FER x velocidade do terminal móvel $E_b N_0 = 6$ dB (Ambiente urbano sem entrelaçamento).....	117

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 - Atribuição da faixa de frequências para telefonia móvel.....	18
Tabela 2.1 - Estado de Registros e Saídas.....	44
Tabela 3.1 - Atrasos e atenuações relativas médias típicos para três ambientes distintos.....	94
Tabela 4.1 - Caracterização do desvanecimento multipercurso – Enlace direto.....	110
Tabela 4.2 - Caracterização do desvanecimento multipercurso – Enlace reverso.....	110
Tabela 4.3 - Relação retardo-amostra para o enlace direto.....	112
Tabela 4.4 - Relação retardo-amostra para o enlace reverso.....	112
Tabela 4.5 - Comparação entre 100, 1000 e 10000 quadros – Ambiente urbano.....	118
Tabela 4.6 - Comparação entre 100, 1000 e 10000 quadros – Ambiente rural.....	120
Tabela 4.7 - Comparação entre 100, 1000 e 10000 quadros – Ambiente montanhoso.....	121
Tabela 4.8 - Enlace Reverso.....	123
Tabela 4.9 - Efeito do número de braços do RAKE - enlace direto – ambiente urbano, (1 braço desativado).....	124
Tabela 4.10 - Efeito do número de braços do RAKE – enlace direto – ambiente urbano, (2 braços desativados).....	125

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E SIMBOLOS

ABREVIATURA	INGLÊS	PORTUGUÊS
AMPS	Advanced Mobile Phone Service.	Serviço de Telefone móvel avançado.
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Ruído Branco Gaussiano Aditivo
CDMA	Code Division Multiple Access	Acesso Múltiplo por Divisão de Código
CRC	Cyclic Redundancy Check	Código de Redundância Cíclica
CTIA	Cellular Telecommunications Industry Association	Associação de Indústria de Telecomunicações Celulares
DS	Direct Sequence	Seqüência Direta
EM	MóBILE Station	Estação Móvel
ERB	Station Radio Base	Estação Rádio Base
ETSI	European Telecommunications Standards Institute	Instituto Europeu de Normas de Telecomunicações
FDD	Frequency Division Duplex	Duplexação por Divisão de Frequência
FDMA	Frequency Division Multiple Access	Acesso múltiplo por divisão em Frequência
FER	Frame Error Rate	Taxa de Erro de quadro
FH	Frequency Hopping	Salto de Frequência
GSM	Group Special MóBILE	Grupo Especial Moveis
IS - 54	IS – Interim Standard	Padrão Interino
Mbps	Mega bit per second	Mega bits por segundo
MIP	Multipath Intensity Profile	Perfil de Intensidade de Potência
PDC	Personal Digital Cellular	Celular Digital Pessoal
SSMA	Spread Spectrum Multiple Access	Múltiplo Acesso por Espalhamento Espectral

TDMA	Time Division Multiple Access	Acesso múltiplo por divisão de tempo
TH	Time Hopping	Salto no Tempo
TIA	Telecommunications Industry Association	Associação de Indústria de Telecomunicações
UIT	International Telecommunication Union	União Internacional de Telecomunicações
W-CDMA	Wideband CDMA	CDMA Banda Larga

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

O Acesso Múltiplo por Divisão de Código (CDMA – *Code Division Multiple Access*) tem por base a técnica de espalhamento espectral. Neste esquema, os sinais de múltiplos usuários são espalhados em uma faixa muito maior do que a necessária para a transmissão do sinal original. Estes sinais são, então, superpostos em uma faixa de RF e transmitidos simultaneamente. Tal procedimento é possível uma vez que o sinal de cada usuário é pseudo-ortogonal aos sinais dos demais usuários.

Embora dentro do mesmo objetivo, qual seja, a obtenção de condições para o acesso múltiplo, existem diferenças no processamento dos sinais ao se considerar o sentido de transmissão, a partir da Estação Rádio Base (ERB) ou da Estação Móvel (EM). Cumpre acrescentar que, para fins de identificação, o enlace ERB \rightarrow EM será designado por enlace direto ou enlace de descida. Em alguns textos, encontra-se também o equivalente em inglês *down-link*. No que se refere ao enlace EM \rightarrow ERB são utilizados os termos enlace reverso, enlace de subida e *up-link*. A análise da técnica de espalhamento espectral enfatizando, em particular, as características dos sistemas CDMA IS-95 [1,2,3], será desenvolvida nesta Dissertação.

1.1 Histórico

Por definição, o termo enlace rádio-móvel descreve qualquer ligação radioelétrica entre dois terminais dos quais, pelo menos um deles, tem capacidade de movimento. O outro terminal pode ser fixo como, por exemplo, uma ERB. Desta forma, esta definição se aplica às comunicações móvel-para-móvel e móvel-para-fixo. O termo *móvel* pode ser aplicado a veículos terrestres, uso pedestre, navios, aeronaves e satélites de comunicação [4].

Estudos teóricos de Maxwell [5] e de Hertz [5] na segunda metade do Século XIX mostraram a possibilidade da propagação das ondas eletromagnéticas através do ar. Marconi [5] foi o responsável pela realização prática desta possibilidade, demonstrando, inclusive, a viabilidade de comunicações via rádio com navios. Esta foi, sem dúvida, a primeira experiência de comunicações móveis.

Em 1916, engenheiros dos Laboratórios *Bell* (*Bell System Labs.*) [5] conduziram o primeiro teste de rádio-telefone bidirecional com navios. O desenvolvimento das comunicações móveis foi estimulado por necessidade das agências governamentais e, em 1921, o Departamento de Polícia de Detroit instalou o primeiro sistema de rádio-telefone terrestre para comunicação com veículos [5]. Em 1947, em um memorando interno dos Laboratórios *Bell*, D. H. Ring propôs o conceito celular [5]. Em vez de usar um único transmissor de alta potência para alcançar usuários distantes, em um raio de dezenas de quilômetros, como era usual na época, Ring propôs usar células tão pequenas quanto 1 km de raio, com transmissores de baixa potência dentro de cada célula. Esta técnica permitiu que as frequências fossem reutilizadas mais frequentemente, aumentando a capacidade do sistema [5]. A pequena área de cobertura e a mobilidade dos usuários exigiram que as chamadas tivessem que ser transferidas de uma célula para outra, sem interrupção perceptível para o usuário móvel. Entretanto, a implementação deste conceito teve que esperar a evolução da microeletrônica para tornar-se viável.

Em 1974, a FCC (*Federal Communications Commission*), agência reguladora do governo americano, reservou uma faixa de 40 MHz entre 800 e 900 MHz para uso da telefonia móvel celular. Durante os primeiros testes, a faixa foi dividida da forma indicada abaixo [4]:

Frequência de transmissão da ERB (MHz)	Frequência de transmissão da EM (MHz)	Número de canais	Espaçamento entre canais (kHz)
870 – 890	825 – 845	666	30

Tabela 1.1 – Atribuição da faixa de frequências para telefonia móvel.

Usando o conceito de celular, proposto originalmente por Ring, esta faixa de frequências foi utilizada pelos Laboratórios *Bell* nos testes de campo de um sistema de telefonia móvel de alta capacidade, denominado AMPS (*Advanced Mobile Phone Service*). Devido ao conceito do sistema ser baseado no reuso de frequências, o número de usuários servidos pode ser aumentado, significativamente. Os primeiros sistemas AMPS entraram em operação comercial,

nos Estados Unidos, nos anos 1982/83. Estes sistemas celulares usavam células de alguns quilômetros de raio, servindo, primariamente, usuários em veículos. À medida que novos usuários são adicionados ao sistema, o número de usuários em uma dada área que deve ser servido pelo sistema aumenta. Para suportar maior capacidade, a potência de cada ERB é reduzida e os recursos limitados do espectro são reusados, mais freqüentemente, sobre a área geográfica. Isto é realizado usando células muito pequenas, ou micro-células, com ERBs bastante próximas entre si [6].

Durante o final da década de 70 e início da década de 80, pesquisas de sistemas celulares digitais já estavam em curso. A promessa da tecnologia digital incluía sistemas de maior capacidade, melhor qualidade de voz e capacidade para prover serviços de dados. Nos Estados Unidos, diversos sistemas digitais foram propostos pelos principais fabricantes e institutos de pesquisa de equipamentos de comunicações sem fio. Estas propostas foram discutidas pela TIA (*Telecommunications Industry Association*) nos anos 80. Em 1989, foi feita uma seleção de tecnologia, usando **acesso múltiplo por divisão de tempo** (TDMA – *Time Division Multiple Access*) como método de acesso [5], e o processo de padronização pela TIA se seguiu. A Revisão 0 do padrão TDMA, designado por IS-54 (IS – *Interim Standard*), foi terminada em 1990 e o serviço comercial do padrão IS-54 (mais tarde evoluindo para IS-136) foi posto em operação em 1993. O sistema TDMA, desenvolvido para coexistir com o sistema AMPS, possibilita que 3 (três) usuários compartilhem um canal de 30 kHz, atribuindo tempos distintos de utilização deste canal, por cada um. No Japão, um sistema similar, chamado PDC (*Personal Digital Cellular*), foi padronizado em 1991.

Também nos Estados Unidos, foi proposto um outro sistema, baseado na técnica de **acesso múltiplo por divisão de código** (CDMA – *Code Division Multiple Access*). O padrão CDMA foi aprovado pela TIA em 1993 com a designação de IS-95. Redes comerciais em CDMA começaram suas operações em 1995 [5]. Neste padrão, muitos usuários (até 64, em teoria) compartilham simultaneamente um mesmo canal de rádio de 1,23 MHz de largura de faixa. A cada usuário é associado um único código pseudo-aleatório, que permite a separação do seu tráfego por decodificadores específicos. O CDMA opera nas faixas de 850 e 1900 MHz e, inicialmente, na primeira versão, oferecia serviços de dados na taxa de 14,4 kb/s [7].

Na Europa, onde um novo espectro de 900 MHz tinha sido disponibilizado virtualmente por todo o continente, uma nova unidade de padronização – o GSM (*Groupe Spéciale Mobile*) – foi formada em 1982 para estudar e especificar um padrão europeu comum. Em 1986, testes comparativos de vários protótipos de rádio digital foram feitos e, em 1992, o padrão digital GSM iniciou sua operação comercial na Europa [5]. O sistema GSM permite que até oito

usuários compartilhem um canal simples de rádio de 200 kHz , atribuindo um único período de tempo de transmissão para cada usuário. Além do serviço de voz, também são possíveis os serviços de dados a uma taxa de 14,4 kb/s. As redes GSM operam nas faixas de 900 e 1800 MHz em todo o mundo, com exceção da América do Norte, onde isto é feito em 1900 MHz [7]. No que se refere à 3ª Geração, dois padrões baseados na tecnologia CDMA foram aprovados pela UIT (União Internacional de Telecomunicações):

a) CDMA 2000 – evolução do padrão IS-95, também conhecido por CDMA One. Três padrões formam atualmente o sistema Cdma2000: **1xRTT**, que suporta serviço de dados por pacote de até 144 kb/s ; **1xEV-DO**, que requer uma portadora de 1,23MHz para dados, apenas, e suporta taxas de dados de até 2,4 Mb/s no canal direto (da estação rádio-base para o móvel); **1xEV-DV**, ainda em fase de padronização de especificações, permitirá tráfego simultâneo de voz e dados a taxas prometidas de 3 Mb/s. O termo **1x** significa que os padrões CDMA 2000 usam portadoras com largura de faixa igual à do CDMA One (1,23 MHz);

b) W-CDMA (*Wideband* CDMA) – que constitui a base de evolução das redes GSM, com a mudança da tecnologia TDMA para CDMA. Utiliza códigos pseudo-aleatórios em canais de 5 MHz de faixa, permitindo serviços de dados com taxas de até 384 kb/s, por usuário móvel. A operação comercial de redes W-CDMA começou no Japão, pela NTT DoCoMo, em outubro de 2001.

1.2 Objetivo

Em sistemas de comunicações móveis terrestres, as condições de propagação das ondas de rádio entre transmissor e receptor são fortemente afetadas pelo ambiente (ambiente rádio-móvel). Normalmente, em áreas urbanas, devido à altura média do receptor móvel no entorno de 1,5 m e à presença de obstruções de grandes dimensões (casas, prédios e outras construções) ao seu redor, a condição de linha de visada direta muitas vezes não existe entre a ERB e a EM. Vale acrescentar que, obstruções de tais dimensões são espalhadores naturais de rádio-freqüência. Desta descrição do ambiente, pode-se imaginar que o sinal recebido é formado por inúmeros sinais que se combinam na antena do receptor móvel de forma construtiva ou destrutiva, causando desvanecimento de múltiplo percurso. À propagação em múltiplo percurso é somada a mobilidade do receptor, que adiciona efeitos de variação temporal do canal e espalhamento Doppler. Devido à complexidade do ambiente rádio-móvel, faz-se necessário o uso de análise estatística para prever as propriedades do sinal de rádio-móvel. Os principais parâmetros

estatísticos do sinal de rádio-móvel podem ser obtidos a partir de medidas de campo de sua envoltória com o receptor se deslocando a uma dada velocidade uniforme. Nesse sentido, através da simulação do padrão CDMA IS-95, esta dissertação pretende estudar o comportamento do canal de propagação rádio móvel e seu efeito na Taxa de Erro de Quadro (FER – *Frame Error Rate*).

1.3 Estrutura da dissertação

Após esta breve Introdução, o Capítulo 2 apresenta uma descrição do Sistema CDMA IS-95. Inicialmente são descritas as técnicas usuais de múltiplo acesso, de modo a posicionar o acesso por divisão em código, que constitui a essência do presente trabalho. A seguir, é introduzido o conceito de espalhamento espectral, base fundamental do padrão CDMA IS-95. Passa-se, então, ao equacionamento dos conceitos de Margem contra Interferência e Ganho de Processamento, que serão utilizados na análise da capacidade do canal em sistemas que empregam espalhamento espectral. O estudo de seqüências aleatórias e códigos ortogonais e aplicações no padrão CDMA IS-95, são os itens que se seguem. Para facilitar a compreensão da operação deste padrão, faz-se, neste ponto, uma descrição das técnicas de embaralhamento de bits, controle de potência e *handoff*. O Capítulo é concluído com a apresentação da estrutura global do padrão CDMA IS-95.

O Capítulo 3 trata do comportamento do sinal sob a ação do desvanecimento. Inicialmente, são considerados aspectos fundamentais do problema, incluindo as distribuições estatísticas que descrevem o comportamento deste fenômeno. A seguir, é discutido o desvio Doppler ocasionado pelo movimento da EM, relativamente à ERB. Neste item, no que diz respeito à envoltória do sinal recebido, são comentados os modelos de Clarke e Aulin. Passa-se, então, à resposta do canal móvel a um impulso, sendo introduzidos os conceitos de espalhamento temporal, causado pela propagação multipercurso, e da variação temporal, associada ao efeito Doppler. Com esta análise pode-se definir os diversos tipos de desvanecimento observados usualmente, quais sejam, plano, seletivo, lento e rápido. Um resumo prático destes resultados é apresentado na conclusão do Capítulo.

O Capítulo 4 descreve a simulação do padrão CDMA IS-95, que teve por base o *software Matlab R2006a Ver 7.2.0.232*, que usa a ferramenta *Simulink* e os *Blockset* de *Matlab* [8,9,10,11,12]. Inicialmente, tendo por referência diagrama do padrão CDMA IS-95 apresentado no Capítulo 2, são descritos os blocos que compõem a estrutura da simulação. Os

cálculos numéricos que se seguem, têm por objetivo mostrar o comportamento da taxa de erro de quadro (FER) em função da relação E_b/N_0 (energia por bit / densidade espectral de ruído) e da velocidade do terminal móvel. No que se refere ao canal de propagação, os cálculos foram feitos para 3 ambientes distintos: urbano, rural e montanhoso. O Capítulo é concluído com a análise e discussão destes resultados.

As conclusões finais da Dissertação reúnem os principais resultados observados na simulação. Adicionalmente, são comentados itens que poderão dar continuidade e acrescentar novos resultados ao trabalho aqui desenvolvido. A bibliografia de referência sobre os assuntos tratados nesta Dissertação é também relacionada.

CAPÍTULO 2

CONCEITOS BÁSICOS

Este Capítulo apresenta os conceitos básicos dos sistemas que operam com espalhamento do espectro. Ênfase particular é dada às características dos sistemas CDMA IS-95, desenvolvido nos Estados Unidos, pela empresa *Qualcomm Incorporated*, e adotado pela CTIA (*Cellular Telecommunications Industry Association*) como um dos padrões de telefonia celular de 2ª geração.

2.1 Técnicas de Múltiplo acesso

Os usuários de um sistema móvel podem acessar a ERB através de 3 (três) técnicas distintas:

- a) Acesso múltiplo por divisão em frequência (FDMA – *Frequency Division Multiple Access*);
- b) Acesso múltiplo por divisão no tempo (TDMA – *Time Division Multiple Access*);
- c) Acesso múltiplo por divisão em código (CDMA – *Code Division Multiple Access*).

A técnica FDMA, primeira técnica utilizada nos sistemas móveis, divide o espectro disponível em um determinado número de canais, sendo cada canal ocupado por um único usuário durante o tempo da chamada. A atribuição de canais é feita de acordo com a demanda dos usuários que solicitam o serviço. Nos sistemas móveis com acesso FDMA, via de regra, a cada canal são atribuídas duas frequências ou portadoras, uma para o enlace direto (ERB => EM) e outra para o enlace reverso (EM => ERB). A separação entre as frequências do enlace direto e as frequências do enlace reverso é chamada “duplexação por divisão de frequência” (FDD – *Frequency Division Duplex*), permitindo comunicação simultânea nos dois sentidos (*full duplex*). A técnica de acesso FDMA/FDD é mostrada na Figura 2.1, sendo o grupo de portadoras à esquerda, correspondente às frequências atribuídas para transmissão do terminal móvel (frequências mais baixas), e o grupo da direita, para transmissão da estação rádio-base.

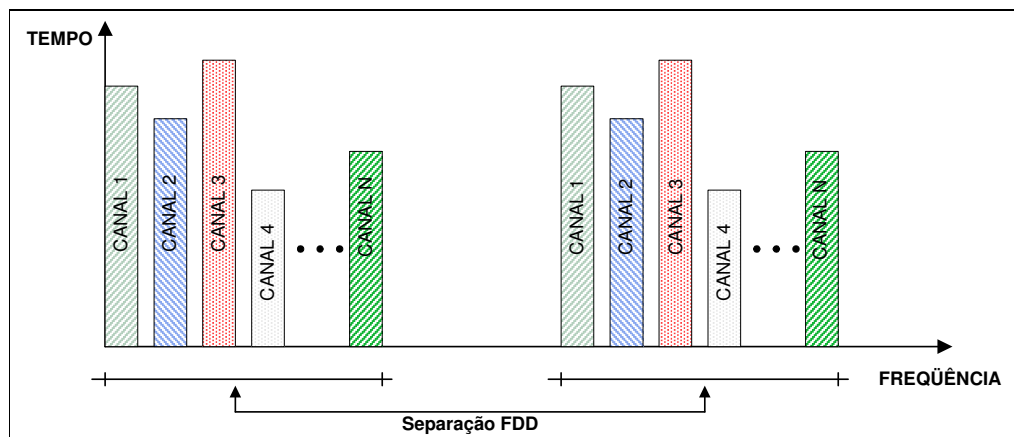


Figura 2.1 - FDMA / FDD

TDMA é a técnica de acesso que permite o compartilhamento de um mesmo canal para diferentes usuários. Nesta técnica, cada usuário transmite a informação em um espaço de tempo específico, denominado janela (*slot*). Os sistemas atuais de segunda geração utilizam uma técnica combinada, com separação FDMA entre canais e TDMA entre os usuários. Como no caso anterior, adota-se normalmente a separação FDD entre os enlaces direto e reverso. A Figura 2.2 ilustra esquematicamente esta técnica.

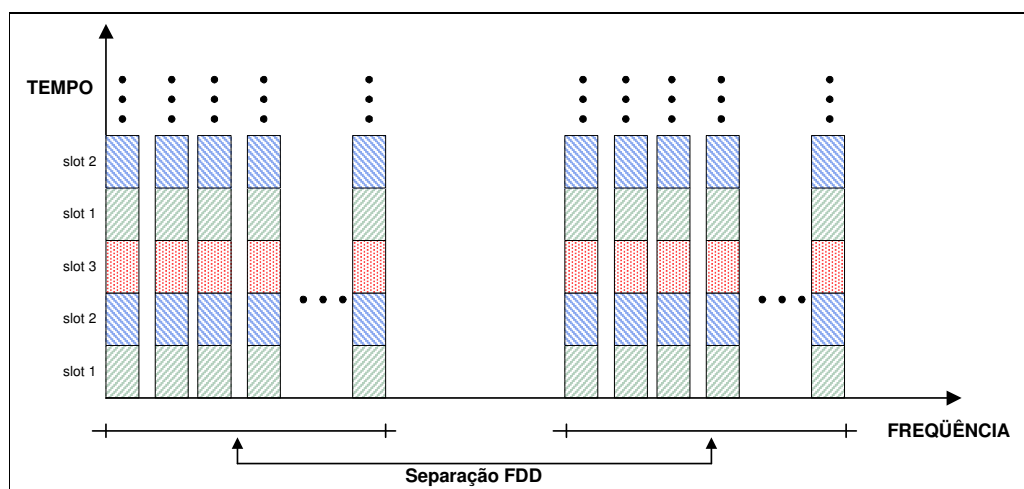


Figura 2.2 - TDMA / FDMA / FDD

CDMA é a técnica na qual todos os usuários compartilham o mesmo canal e somente são reconhecidos pelo sistema pela atribuição de uma seqüência de código individual. Este código permite que a informação seja espalhada de tal forma que o sinal resultante se confunde com ruído, sendo possível sua recuperação somente para o receptor que dispõe do código utilizado na transmissão. Esta técnica, que tem por base o espalhamento espectral (*Spread Spectrum*), conforme mostrado na Figura. 2.6, é usualmente implementada com FDD entre os enlaces direto e reverso.

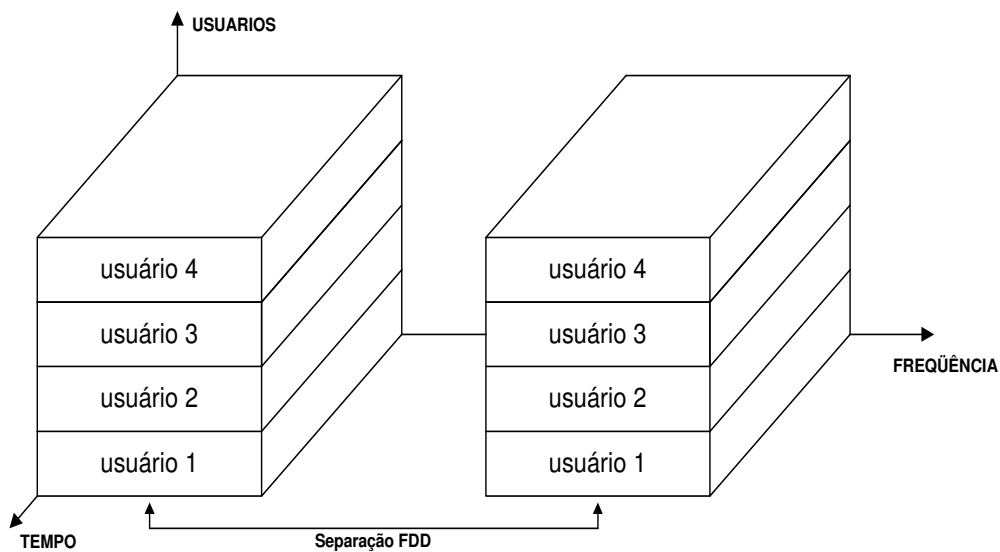


Figura 2.3 - CDMA / FDD

Uma síntese das 3 (três) técnicas é mostrada na Figura 2.4

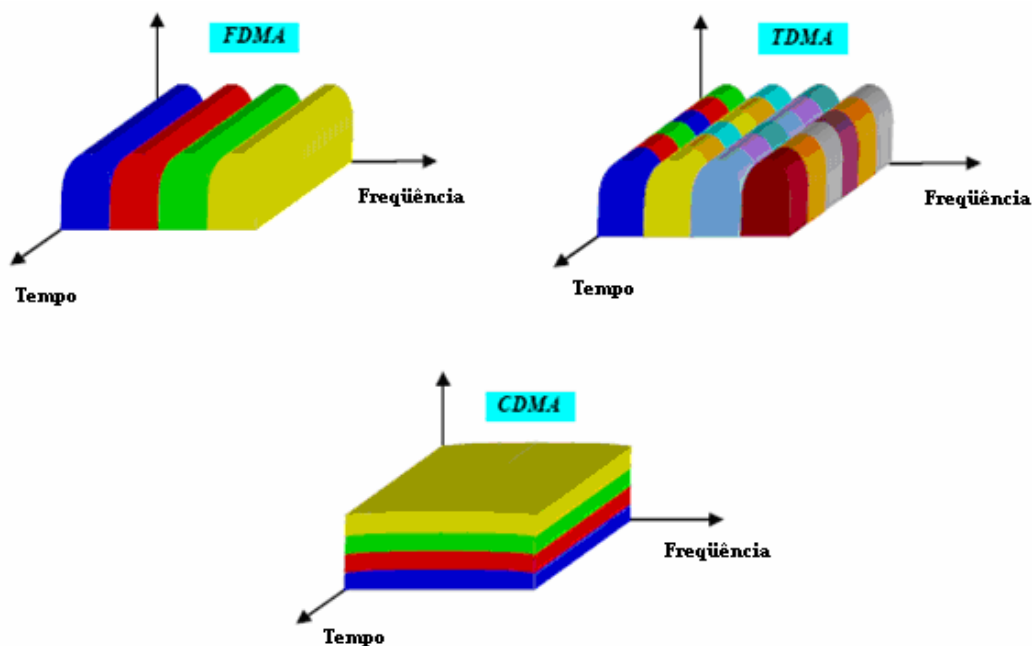


Figura 2.4 - Principais Técnicas de Múltiplo Acesso.

2.2 Espalhamento Espectral

O espalhamento espectral é obtido quando uma seqüência de bits, com taxa elevada de transmissão, é usada para codificar a seqüência, de taxa mais baixa, que contém a informação. Os símbolos da seqüência que codifica a informação são denominados *chips*. A faixa de transmissão da seqüência, responsável pela codificação, é muito maior do que a faixa associada ao sinal da informação. Daí, o processo de codificação implica em um aumento substancial da faixa ocupada pela informação, resultando no denominado espalhamento espectral. Por este motivo, a técnica CDMA é também conhecida por Múltiplo Acesso por Espalhamento Espectral (*Spread Spectrum Multiple Access – SSMA*).

Dependendo da técnica utilizada, o espalhamento espectral pode ser classificado nas seguintes categorias:

- Espalhamento espectral por seqüência direta (*Direct Sequence* – DS)
- Espalhamento espectral por salto de freqüência (*Frequency Hopping* – FH)
- Espalhamento espectral por salto no tempo (*Time Hopping* – TH)
- Espalhamento espectral híbrido (combinação das técnicas acima)

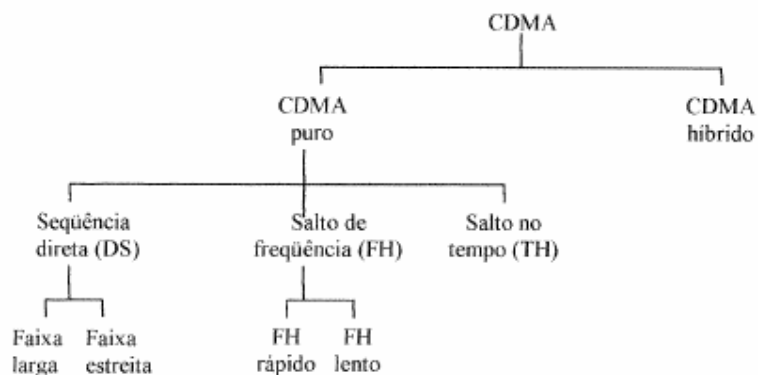


Figura 2.5 - Classificação dos sistemas com espalhamento espectral.

No que se refere à telefonia celular, são utilizadas as técnicas de Seqüência Direta nos sistemas CDMA (IS-95) e Salto em Freqüência, no sistema GSM. Por este motivo, no que segue, o texto trata apenas destas duas técnicas.

2.2.1 Espalhamento espectral por seqüência direta

O sinal de informação é multiplicado diretamente pelo código antes de ser transmitido, sofrendo espalhamento. No receptor o sinal de informação é recuperado usando uma versão do código gerada localmente. O receptor deve não apenas reconhecer o código, como também gerar localmente uma versão sincronizada com o código original. O padrão IS-95 para sistemas CDMA especifica o uso da técnica de espalhamento por seqüência direta, cujo esquema básico é mostrado na Figura 2.6.

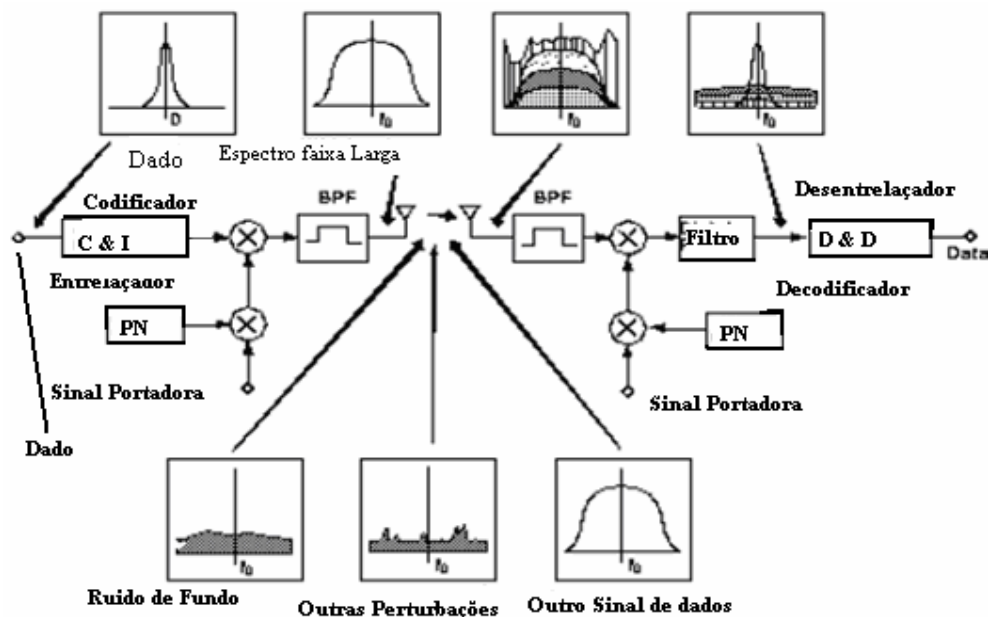


Figura 2.6 - Esquema Geral do Espalhamento de um sistema DS-CDMA.

O sistema DS-CDMA apresenta as propriedades relacionadas a seguir e vale destacar que, conforme será visto, tais propriedades são decorrentes das seqüências de código utilizadas e da largura de faixa do sinal.

- **Múltiplo Acesso** – Como múltiplos usuários do sistema utilizam simultaneamente o mesmo canal, existirão múltiplos sinais sobrepostos no tempo e na freqüência. No receptor, uma demodulação coerente é usada, multiplicando-se novamente o sinal recebido pelo código do usuário desejado. Esta operação transfere o sinal do usuário desejado para a faixa original da informação. Se a correlação cruzada entre o código do usuário desejado e os códigos dos outros usuários for pequena, a detecção coerente irá gerar apenas uma pequena fração da potência de sinais interferentes na faixa de informação. A Figura 2.7 ilustra sinais CDMA, gerados por dois usuários, e o processo de desespalhamento e recuperação dos sinais na recepção;

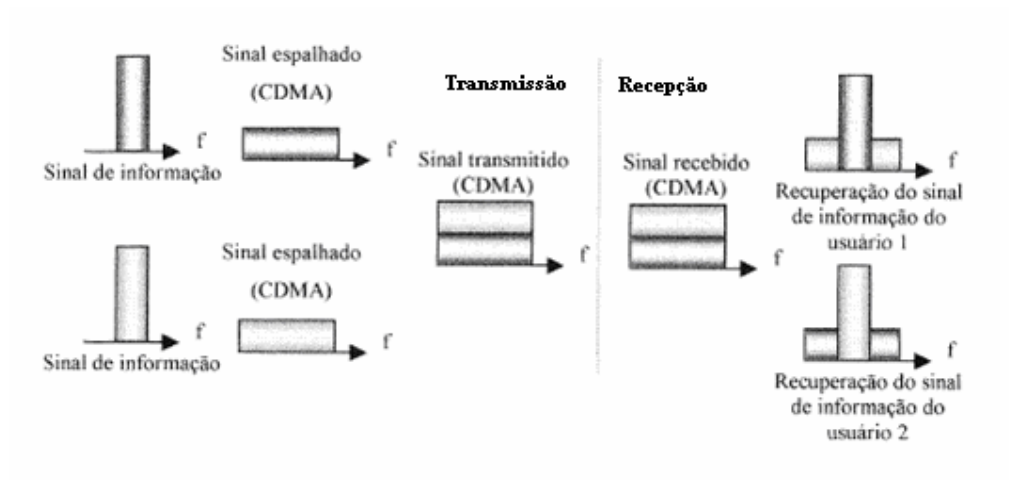


Figura 2.7 - Múltiplo acesso com sinais DS-CDMA.

- Proteção contra a interferência de multipercurso – Se o código possui uma função de autocorrelação igual a zero fora do intervalo $[-T_c, T_c]$, onde T_c é a duração do *chip*, uma versão do sinal desejado que chegue ao receptor com um retardo maior que $2T_c$ devido ao multipercurso, será tratada como um sinal interferente;
- Baixa probabilidade de detecção – Como o sinal gerado por seqüência direta usa toda a faixa, conseqüentemente tem uma densidade espectral de potência de transmissão muito pequena, dificultando a sua detecção;
- Rejeição à interferência intencional (*jamming*) ou não de faixa estreita - Um sinal interferente de faixa estreita, recebido na mesma faixa do sinal CDMA, não poderá ser eliminado por filtragem. Entretanto, como ilustra a Figura 2.8 a técnica de espalhamento espectral possui uma proteção intrínseca contra este tipo de interferência.

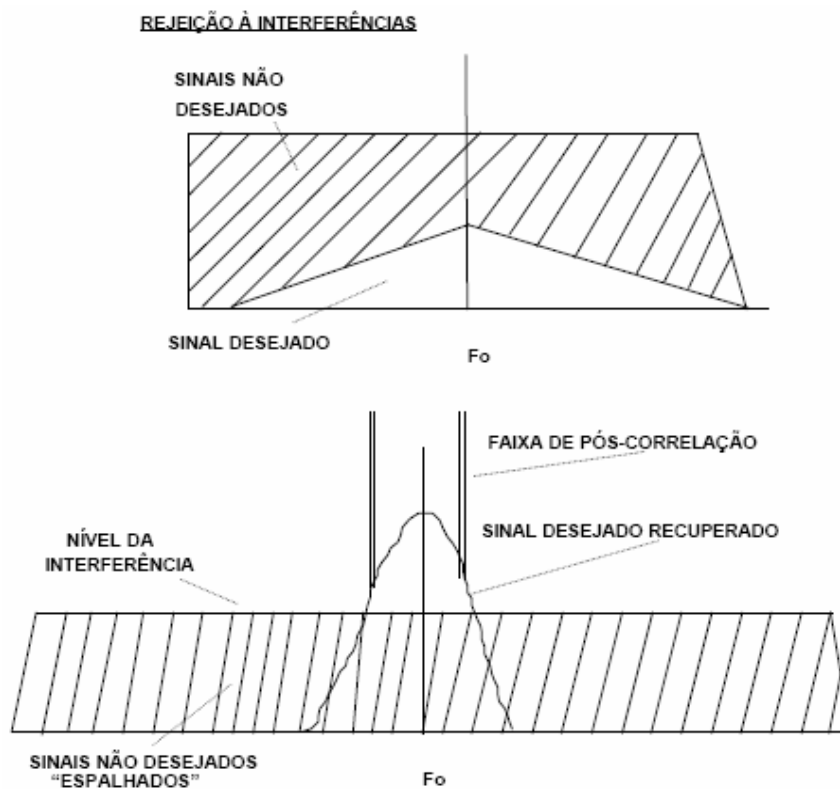


Figura 2.8 - Rejeição à interferência de faixa estreita em sistemas DS-SS

As vantagens da utilização da técnica DS-SS são as seguintes:

- a) Simplicidade na geração do sinal codificado;
- b) Capacidade de endereçamento seletivo;
- c) A demodulação coerente é viável;
- d) Não é necessária sincronização entre os usuários;
- e) Obtenção de alta resolução nas medidas de atraso de tempo e velocidade, em sistemas de radares e de navegação.

Por outro lado, existem as seguintes desvantagens:

- a) É difícil adquirir e manter a sincronização entre o sinal de código gerado localmente e o sinal recebido, uma vez que a mesma deve ser mantida dentro de uma fração do tempo de chip;
- b) Quanto maior a faixa de transmissão, menor é a duração do chip. Como a duração do chip é limitada pelo erro de sincronização admissível, a faixa de transmissão também estará limitada. Atualmente esta faixa situa-se entre 10 e 20 MHz [13];
- c) A potência do sinal recebido de usuários próximos a ERB é muito maior do que a recebida dos usuários distantes da ERB. Isto dificulta a recepção dos sinais de terminais móveis distantes da ERB. Este problema é conhecido como interferência perto-distante. O combate a esta interferência é feito através do controle de potência do sinal, o que torna o sistema bastante complexo.

2.2.2 Espalhamento espectral por salto em frequência

A frequência de portadora, na qual o sinal de informação é transmitido, muda constantemente de acordo com determinada sequência de código. Durante um intervalo de tempo T , a frequência de portadora permanece em uma frequência. No intervalo de tempo seguinte, a portadora salta para outra frequência. Neste caso, a ocupação do espectro de frequências é muito diferente daquela descrita anteriormente para a técnica de sequência direta. Em outras palavras, na sequência direta, a faixa de frequência disponível é ocupada por todo o tempo, enquanto que, no salto em frequência, o sistema usa apenas uma pequena parte do espectro de frequências (uma subfaixa de frequência) em um determinado intervalo de tempo. Na média, ambos os sistemas irão transmitir a mesma potência. A Figura 2.9 compara os dois procedimentos.

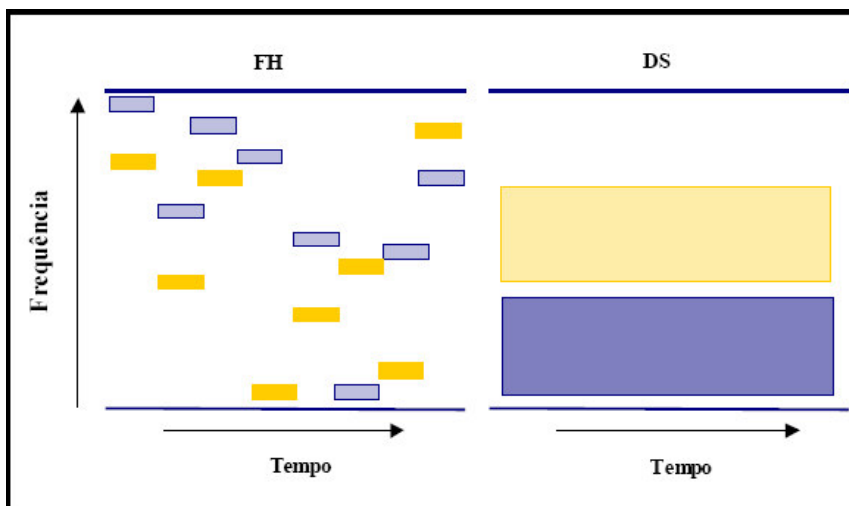


Figura 2.9 - Comparação entre as técnicas FH-CDMA e DS-CDMA.

Em geral, os sistemas FH são classificados em duas categorias:

- a) F-FH (FH Rápido - *Fast FH*) - quando a taxa de mudança de frequências é maior do que a taxa de bits do sinal de informação;
- b) S-FH (FH Lento - *Slow FH*) - quando a taxa de mudança de frequências é menor do que a taxa de bits do sinal de informação.

O sistema FH-CDMA apresenta as seguintes propriedades:

- Múltiplo acesso - No caso do FH rápido (F-FH), um símbolo é transmitido em diferentes faixas de frequência. Se o sinal desejado é o único a ocupar a maioria das frequências na faixa de transmissão, a potência recebida do sinal desejado será muito maior que a potência interferente relativa aos demais usuários e o sinal é recebido corretamente. Para o FH lento (S-FH), vários símbolos são transmitidos na mesma frequência. Se a probabilidade de mais de um usuário transmitir ao mesmo tempo na mesma faixa de frequência é baixa o suficiente, a informação será recuperada sem erros na maior parte do tempo. Códigos corretores de erro devem ser usados para recuperar a informação quando ocorrer a coincidência de 2 ou mais usuários transmitirem na mesma faixa de frequência;

- Proteção contra a interferência de multipercurso – Quando o desvanecimento causado por multipercurso for seletivo em frequência e, como no F-FH, um símbolo é transmitido em várias sub-faixas de frequência, é bastante provável que algumas destas sub-faixas sejam atenuadas, enquanto outras não. Os sinais recebidos em sub-faixas diferentes, contendo partes do mesmo símbolo, serão combinados no receptor, reduzindo, assim, a interferência de multipercurso;
- Interferência de faixa estreita – O entendimento desta melhoria é simples. Um sinal faixa estreita localizado em uma determinada faixa somente irá causar interferência nos instantes em que o sinal de informação estiver ocupando aquela mesma faixa, ou, pelo menos, parte dela;
- Baixa probabilidade de detecção – É difícil interceptar um sinal que só permanece por breves instantes numa faixa de frequência e, logo depois, muda para outra.

As vantagens da utilização da técnica FH-CDMA são as seguintes:

- a) A sincronização no FH-CDMA é mais fácil do que no DS-CDMA;
- b) Enquanto no DS-CDMA a sincronização tem que ser feita em uma fração de tempo do *chip*, no FH-CDMA, a mesma deve ser feita em uma fração do tempo correspondente à mudança entre uma faixa de frequência e outra (tempo de salto). Desde que o espalhamento espectral seja obtido usando muitas sub-faixas de frequência (frequências de salto) e não fazendo uma variação rápida da faixa utilizada, o tempo de salto no FH-CDMA é muito maior do que a duração dos chips do DS-CDMA. Assim, o FH-CDMA permite um maior erro de sincronização do que o DS-CDMA;
- c) Permite utilizar faixas de frequências maiores do que o DS-CDMA;
- d) Enquanto no DS-CDMA o erro de sincronização limita a banda ocupada, no FH-CDMA, além da menor restrição da sincronização, a faixa ocupada não precisa, necessariamente, ser contígua.

- e) A interferência perto-distante não é um problema, como ocorre no DS-CDMA, já que a probabilidade de mais de um usuário transmitir na mesma faixa ao mesmo tempo é pequena;
- f) Redução mais efetiva da interferência de faixa estreita do que no DS-CDMA. Isto ocorre porque pode-se usar faixas de frequência maiores para portar informação no FH-CDMA do que no DS-CDMA.

Por outro lado, existem as seguintes desvantagens:

- a) O FH-CDMA necessita de um sintetizador de frequências mais sofisticado;
- b) Uma modificação abrupta do sinal durante a mudança da faixa de frequência, pode levar a um aumento da faixa de frequência ocupada. Para evitar este acréscimo indesejado da faixa ocupada, o sinal deverá ser desligado durante a mudança de frequência.

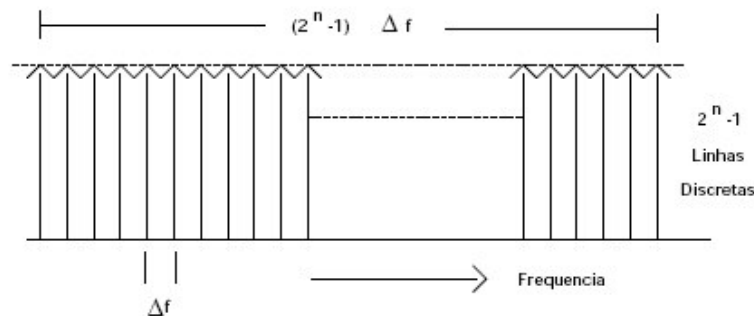


Figura 2.10 - Espectro ideal de um sinal “*Frequency Hopping*”.

2.3 Margem contra Interferência e Ganho de processamento

Para um sinal de informação de taxa R (bits/s) espalhado em uma faixa de largura W (Hertz), a relação portadora/interferência pode ser escrita como:

$$\frac{P}{I} = \frac{E_b/T_b}{I} = \frac{E_b R}{I} \quad (2.1)$$

onde P é a potência da portadora recebida (Watt), E_b a energia por bit (Joule), T_b a duração de bit (segundo) e I a potência total dos sinais interferentes (Watt).

Fazendo $I = N_o W$, onde N_o é a densidade espectral equivalente de ruído que corresponde à soma da potencia total interferente da interferência mais o ruído térmico (Watts/Hz), tem-se:

$$\frac{P}{I} = \frac{E_b R}{N_o W} = \frac{E_b/N_o}{W/R} \quad (2.2)$$

O requisito de desempenho de sistemas digitais é normalmente especificado em termos de um valor mínimo de E_b/N_o aceitável, ou seja, $(E_b/N_o)_{req}$. Assim, a margem de interferência do sistema, definida pela relação I/C , pode ser escrita como:

$$M_i(dB) = -10 \log \left(\frac{P}{I} \right)_{\min} = 10 \log \left[\frac{W}{R} \right] - 10 \log \left(\frac{E_b}{N_o} \right)_{reqdB} \quad (dB) \quad (2.3)$$

onde $\left(\frac{P}{I} \right)_{\min}$ é o valor mínimo necessário da relação portadora-interferência na entrada do receptor e W/R é denominado ganho de processamento. A expressão (2.3) indica que, quanto maior a razão entre a faixa ocupada pelo sinal espalhado e a largura de faixa do sinal de informação (proporcional à taxa R), maior a margem para interferência nos sistemas CDMA.

O ganho de processamento é um parâmetro usual na especificação de um sistema com espectro espalhado. Conforme visto acima, trata-se de uma grandeza que pode ser facilmente obtida em função da largura da faixa do sistema e da taxa de transmissão utilizada. Conforme será visto a seguir, a importância deste parâmetro é destacada na fórmula da capacidade do canal, derivada a partir do teorema de Shannon - Hartley [14].

Um sistema que utiliza espalhamento espectral obtém seu ganho de processamento a partir de uma operação seqüencial de expansão e compressão da largura de faixa do sinal. No caso do sistema DS-CDMA, os sinais espalhados espectralmente são multiplicados pela seqüência código no receptor. Quando a seqüência código no receptor for igual à seqüência do código usado na transmissão, o sinal desejado retorna a ocupar a faixa original, enquanto que outros sinais são espalhados pela referência local. Todos os sinais (ruído atmosférico, ruído térmico, interferência, etc.), que se encontram fora da faixa do sinal desejado, são eliminados por um filtro passa-faixa. Com este procedimento, conforme pode-se verificar a partir de (2.3) a diferença entre a relação E_b/N_0 na saída e S/I na entrada do receptor, é denominada **ganho de processamento**. Como exemplo, em um sistema com relação sinal-interferência na entrada igual a -12 dB e uma relação E_b/N_0 na saída igual a 10 dB, o ganho de processamento é igual a 22 dB. Entretanto, isto não significa que um sistema pode operar quando envolto por uma interferência com potência maior do que a potência do sinal desejado acrescida do valor correspondente ao ganho de processamento. Para sanar esta questão, outro termo deve ser introduzido. Este termo, que expressa a capacidade de um sistema operar em ambientes hostis, foi definido acima (ver expressão 2.3) como **margem para interferência**. No exemplo anterior, um sistema com 22 dB de ganho de processamento, com uma relação E_b/N_0 na saída do receptor igual a 10 dB, terá uma margem contra interferência de 12 dB, ou seja, é esperado que o sistema funcione adequadamente com um nível de interferência de até 12 dB acima do nível do sinal desejado.

2.4 Capacidade do Canal em Sistemas com Espalhamento Espectral

Todos os sistemas de transmissão ou modulação possuem uma característica própria, que inclui não somente a frequência na qual o sinal é transmitido, mas também a faixa que este sinal ocupa quando modulado pela forma de onda do sinal que contém a informação. Anteriormente, definiu-se como sistemas de espalhamento espectral aqueles onde o sinal transmitido está distribuído em uma faixa de frequências muito maior do que a necessária para transmissão da informação desejada. A base da técnica de espalhamento espectral é expressa pela relação de Shannon-Hartley [14] expressa a seguir,

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.4)$$

sendo C a capacidade do canal em bits/s, W a largura da banda de transmissão do sinal em Hertz e S/N a relação sinal-ruído na saída do receptor.

A equação (2.4) mostra a relação entre a habilidade do canal em transmitir informação sem erros comparada com a relação sinal-ruído existente no canal e também com a faixa usada para a transmissão desta informação. Alterando a base de (2.4) para logaritmo neperiano, pode-se escrever que,

$$C = 1.44W \log_e \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.5)$$

No caso de uma relação sinal-ruído de pequeno valor ($S/N \leq 0,1$) e fazendo-se uso da série logarítmica [15],

$$\log_e \left(1 + \frac{S}{N} \right) = \frac{S}{N} - \frac{1}{2} \left(\frac{S}{N} \right)^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{S}{N} \right)^3 - \frac{1}{4} \left(\frac{S}{N} \right)^4 \dots \left(-1 < \frac{S}{N} < 1 \right) \quad (2.6)$$

Tem-se que

$$C = 1,44 \frac{S}{N} W, \quad (2.7)$$

Levando a concluir que, para uma baixa relação sinal ruído pode-se ter uma elevada taxa de informação aumentando-se a largura da faixa usada para a transmissão da informação. Por exemplo, um enlace no qual a interferência seja 100 vezes maior do que o sinal que utiliza uma taxa de transmissão de 3 kb/s, a informação deverá ser transmitida em uma faixa de.

$$W = \frac{3000 \times 100}{1,44} = 208 \text{kHz}$$

O modo mais usual de **espalhar** a faixa de um sinal é adicionar ao sinal de informação um código cujo inverso do período de tempo correspondente a um chip seja igual à faixa desejada. É claro que a informação a ser enviada deve estar em uma forma digital, porque a adição a uma

seqüência de código envolve a soma módulo 2 a um código binário. Portanto, um sistema com espalhamento espectral deve obedecer dois critérios: (a) A largura da faixa de transmissão deve ser muito maior do que a faixa ou a taxa de informação a ser enviada; (b) Alguma função diferente da informação a ser enviada é empregada para determinar a largura da faixa modulada resultante. A tecnologia de Espalhamento espectral é simples:

O primeiro passo do processo é codificar a informação de modo que a mesma tenha formato de ruído, transmiti-la e, no ponto de recepção, recuperá-la sem erro. Nos sistemas convencionais de modulação ocorre uma tentativa de maximizar a concentração de energia para uma dada mensagem. O sistema de Espalhamento Espectral toma a direção oposta, espalhando o sinal por uma faixa muito maior que a faixa de freqüência original da mensagem. Ou seja, o espectro de freqüência do sinal codificado é muito maior que o espectro de sinal da informação, como mostra a Figura 2.6.

Por outro lado, como o sistema distribui a energia em uma grande faixa de freqüências, a relação sinal/ruído na entrada do receptor é baixa, chegando mesmo, em alguns casos, abaixo do nível de ruído dos receptores convencionais e, portanto, tornando-se invisível para os mesmos [16]. No receptor do sistema de Espalhamento Espectral o processo recíproco ao espalhamento é realizado, restaurando o nível adequado das mensagens.

Esta é a essência da comunicação com espalhamento espectral, ou seja, a forma de expandir a faixa de um sinal, transmitir este sinal com faixa expandida e recuperar o sinal desejado, recuperando-o em sua faixa original.

2.5 Seqüências Pseudo Aleatórias

Ilustrando o processo de espalhamento no sistema CDMA IS-95, um sinal de faixa estreita contendo a informação a ser transmitida é multiplicado por uma seqüência de espalhamento, que possui uma faixa espectral W muito maior do que a faixa do sinal original. Conforme definido anteriormente, a seqüência de espalhamento é composta de símbolos antipodais (pulsos), denominados *chips*. O recíproco da faixa espalhada W , denotado por T_c , define o intervalo de tempo de um *chip*. A Figura 2.11 ilustra o procedimento básico de espalhamento espectral por seqüência direta. O sinal digital que contém a informação $b_k(t)$, composto por uma seqüência de bits $\{b_{ki}\}$ é definido por,

$$b_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_{ki} g_{T_b}(t - iT_b) \quad (2.8)$$

onde $\{b_{ki}\} \in \{-1, +1\}$ é uma seqüência de símbolos bipolares, T_b é o intervalo de tempo de um bit de informação e $g_T(t)$ é o formato de pulso retangular, que será definido em um intervalo qualquer T por:

$$g_T(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{outros} \end{cases} \quad (2.9)$$

O sinal $b_k(t)$ é espalhado por uma seqüência de espalhamento $p_k(t)$, que tem por expressão,

$$p_k(t) = \sum_{n=0}^{G_e-1} a_k(n) g_{T_c}(t - nT_c), \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (2.10)$$

sendo $\{a_k(n) \in \{-1, +1\}, 0 \leq n \leq G_e - 1\}$ uma seqüência formada por G_e chips bipolares e

$$G_e = \frac{\Delta T_b}{T_c} \quad (2.11)$$

corresponde ao fator de espalhamento, definido pelo número de chips por bit. Assim, o sinal em banda base recebido na entrada do receptor é dado por,

$$r(t) = b_k(t)p_k(t) + n(t), \quad (2.12)$$

com $n(t)$ representando o ruído. Conforme mostra a Figura 2.11, a compressão espectral é realizada através da utilização de um filtro casado com uma replica da seqüência de espalhamento $p_k(t)$.

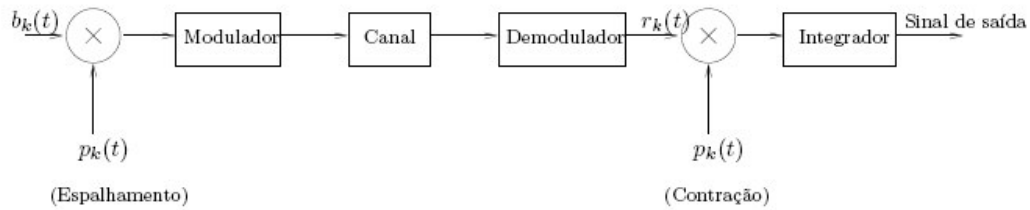


Figura 2.11 - Esquema básico do espalhamento espectral por seqüência direta.

Todos os sistemas de espalhamento espectral necessitam de seqüências para espalhar o espectro do sinal antes da transmissão. A escolha do tipo de seqüência para uma dada finalidade depende da aplicação em si e das propriedades específicas das seqüências. Como a correta contração do espectro de um sinal depende diretamente das propriedades de autocorrelação e correlação cruzada entre as seqüências de espalhamento, o desempenho dos sistemas CDMA está intimamente relacionado à escolha de seqüências adequadas de espalhamento (seqüências que apresentam valores baixos de correlação cruzada e/ou de autocorrelação quando estão desalinhadas).

A função de correlação cruzada entre duas seqüências $p_k(t)$ e $p_{k'}(t)$ é definida por:

$$\rho_{k,k'}^{[l,l']} = \int_0^{T_b} p_k(t - \tau_{kl}) p_{k'}(t - \tau_{k'l'}) dt \quad (2.13)$$

onde se define $\tau_{kl} \stackrel{\Delta}{=} \delta_k T_c + \Delta_k + (l-1)T_c$, com $0 \leq \tau_{kl} < T_b$. As variáveis δ_k , um inteiro entre $[0, G_e - l + 1]$, e Δ_k , com $0 \leq \Delta_k < T_c$, representam o assincronismo entre os usuários, e l é um inteiro qualquer correspondente ao deslocamento em chips da seqüência $p_k(t)$ provocado pelo canal. Para o caso de sistemas síncronos, tem-se $\delta_k = \Delta_k = \delta_{k'} = \Delta_{k'} = 0$ para todos os valores de k e k' e a correlação é dita periódica. Nos sistemas assíncronos, em que os usuários transmitem em diferentes instantes de tempo, $\delta_k \neq \delta_{k'}$ e $\Delta_k \neq \Delta_{k'}$ e a correlação é chamada de aperiódica.

Duas seqüências são ditas ortogonais se sua correlação cruzada, dada pela equação (2.13), é nula. Quando $k = k'$, esta equação é chamada de função de autocorrelação, sendo definida por,

$$\rho_{k,k}^{[l,l']} = \int_0^{T_b} p_k(t - \tau_l) p_k(t - \tau_{l'}) dt \quad (2.14)$$

Pode-se obter uma representação mais intuitiva para a correlação cruzada periódica. Para isso, observando que os atrasos do canal têm um efeito cíclico nas seqüências e, considerando que estes atrasos são múltiplos de T_c , se a equação (2.10) é substituída na (2.13), obtém-se:

$$\begin{aligned} \rho_{k,k'}^{[l,l']} &= \sum_{n=0}^{G_e-1} \sum_{n'=0}^{G_e-1} a_k(n) a_{k'}(n') \times \int_0^{T_b} g_{T_c}(t - (n+l-1 \bmod G_e)T_c) g_{T_c}(t - (n'+l'-1 \bmod G_e)T_c) dt \\ &= \sum_{j=l-1}^{G_e+l-2} \sum_{j'=l'-1}^{G_e+l'-2} a_k(j-l+1 \bmod G_e) a_{k'}(j'-l'+1 \bmod G_e) \\ &\quad \bullet \int_0^{T_b} g_{T_c}(t - (j \bmod G_e)T_c) g_{T_c}(t - (j' \bmod G_e)T_c) dt \end{aligned} \quad (2.15)$$

Em que $(y \bmod z)$ representa o resíduo da divisão de y por z , tendo sido feita também a mudança de variáveis $j = n+l-1$ e $j' = n'+l'-1$. Pode-se observar que os índices $l=1$ ou $l'=1$ equivalem à seqüência original (sem deslocamento). A integral no segundo membro é dada por,

$$\int_0^{T_b} g_{T_c}(t - (j \bmod G_e)T_c) g_{T_c}(t - (j' \bmod G_e)T_c) dt = \begin{cases} T_c, & j \bmod G_e = j' \bmod G_e; \\ 0, & \text{outros} \end{cases} \quad (2.16)$$

Portanto, usando este resultado, chega-se à representação final para a correlação cruzada entre duas seqüências de espalhamento:

$$\begin{aligned} \rho_{k,k'}^{l,l'} &= T_c \sum_{i=0}^{G_e-1} a_k(i-l+1 \bmod G_e) a_{k'}(i-l'+1 \bmod G_e) \\ &= T_c (T^{[l-1]} \{a_k^T\} \bullet T^{[l'-1]} \{a_{k'}\}), \end{aligned} \quad (2.17)$$

onde V^T representa a operação de transposição do vetor v , $v \cdot u$ o produto interno entre os vetores v e u , e $T^{[i]}\{v\}$ um deslocamento cíclico de i posições no vetor v . Obviamente, para $i = 0$, tem-se $T^{[i]}\{v\} = v$. Os vetores a_k e $a_{k'}$, de dimensão $G_e \times 1$, denotam, respectivamente, as amplitudes das seqüências de espalhamento $p_k(t)$ e $p_{k'}(t)$. É importante salientar que a correlação cruzada pode assumir valores no intervalo $-T_b \leq \rho_{k,k'}^{[l,l']} \leq T_b$. Como exemplos, considerem-se duas seqüências de espalhamento definidas pelos vetores:

$$a_k = [a_k(0)a_k(1)a_k(2)a_k(3)]^T = [+1-1+1-1]^T ; \quad (2.18)$$

$$a_{k'} = [a_{k'}(0)a_{k'}(1)a_{k'}(2)a_{k'}(3)]^T = [+1+1-1-1]^T . \quad (2.19)$$

Para $l = 2$ e $l' = 1$ tem-se,

$$T^{[1]}\{a_k^T\} = [a_k(1)a_k(2)a_k(3)a_k(0)] = [-1+1-1+1]; \quad (2.20)$$

$$T^{[0]}\{a_{k'}\} = [a_{k'}(0)a_{k'}(1)a_{k'}(2)a_{k'}(3)]^T = [+1+1-1-1]^T \quad (2.21)$$

onde : $[]^T$ Transposta a Matriz

e a correlação cruzada será:

$$\rho_{k,k'}^{[l,l']} = T_c(T^{[1]}\{a_k^T\} \cdot T^{[0]}\{a_{k'}\}) = 0 \quad (2.22)$$

Em algumas aplicações, como, por exemplo, sistemas de espalhamento espectral, com um único usuário em ambiente multipercursos, necessita-se de seqüências de espalhamento com propriedades ótimas de autocorrelação (idealmente um impulso). Isto objetiva minimizar os efeitos da interferência associada à multiplicidade de percursos. Sistemas CDMA multiusuários em ambientes com desvanecimento plano (ver Cap. 3) precisam de seqüências com propriedades adequadas de correlação cruzada, uma vez que a interferência do sistema é causada basicamente pelo acesso simultâneo.

De uma forma geral, os sistemas DS-CDMA em operação são multiusuários em ambientes com múltiplos percursos e desvanecimento, de modo que os tipos de seqüências

selecionadas devem levar em consideração tanto propriedades de autocorrelação quanto de correlação cruzada. A seguir, serão apresentados os principais tipos de seqüências de espalhamento empregadas nos sistemas DS-CDMA [20].

2.5.1 Seqüências de máximo comprimento (SMC)

As seqüências de máximo comprimento, também chamadas de seqüências m ou seqüências PN (*pseudo-noise*), isto é, pseudo aleatórias, são geradas a partir de um registrador de deslocamentos de m estágios, com realimentação linear, e possuem comprimento máximo dado por $L = 2^m - 1$ [17]. Uma característica importante das seqüências m é a sua função de autocorrelação, dada por:

$$\rho_{k,k}^{[l,l]} = \begin{cases} T_c L & \text{se } l = 1 \\ -T_c & \text{se } 2 \leq l \leq L \end{cases} \quad (2.23)$$

Deve-se observar que, normalizada pelo valor de pico $T_c L$, as seqüências apresentam valores de autocorrelação de $-1/L$ para $l \neq 1$ que se aproximam de zero para L muito grande. Assim, estas seqüências são quase ideais do ponto de vista de autocorrelação.

Cumprir assinalar que a realimentação do conjunto de registradores responsável pela geração de uma seqüência PN, localiza-se em pontos específicos. Caso esta propriedade não seja atendida, a seqüência gerada não será de máximo comprimento. Por exemplo, seja a estrutura mostrada na Figura 2.12, onde $N = 3$, correspondendo a $L = 7$.

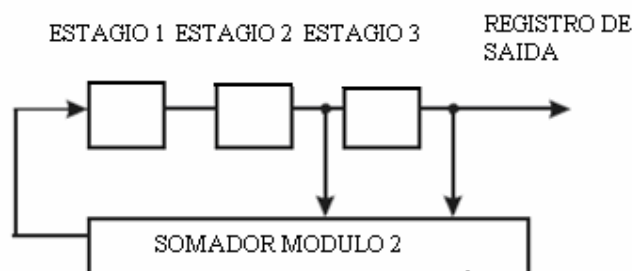


Figura 2.12 - Exemplo de gerador de código PN

A Tabela 2.1 mostra os bits correspondentes a cada estágio e o resultado final na saída do registrador.

	Saída	Saída	Saída	Saída
Shift	Fase 1	Fase 2	Fase 3	Registrador
0	1	0	1	1
1	1	1	0	0
2	1	1	1	1
3	0	1	1	1
4	0	0	1	1
5	1	0	0	0
6	0	1	0	0
7	1	0	1	1

Tabela 2.1 - Estado de Registros e Saídas.

Conforme apresentado a seguir, a partir dos dados desta tabela, um conjunto de 7 (sete) seqüências PN pode ser obtido através do deslocamento cíclico da seqüência original. São elas:

$$p_0 = [+1-1+1+1+1-1-1]$$

$$p_1 = [-1+1-1+1+1+1-1]$$

$$p_2 = [-1-1+1-1+1+1+1]$$

$$p_3 = [+1-1-1+1-1+1+1]$$

$$p_4 = [+1+1-1-1+1-1+1]$$

$$p_5 = [+1+1+1-1-1+1-1]$$

$$p_6 = [-1+1+1+1-1-1+1]$$

A função autocorrelação das seqüências PN acima possui um pico quando as versões de uma dada seqüência estão alinhadas. Em caso contrario, obtém-se um valor mínimo. A Figura 2.13 ilustra este resultado. Em função desta característica, a autocorrelação da seqüência PN dada por (2.24) é usada para aquisição inicial de sincronismo no receptor. Dependendo do número de

deslocamentos M em relação à seqüência original, diz-se que a nova seqüência apresenta um *offset* de fase igual a M .

$$\text{Função autocorrelação } R_x(i) = \sum_{j=0}^{j-1} x_j \cdot x_{j-1} \quad (2.24)$$

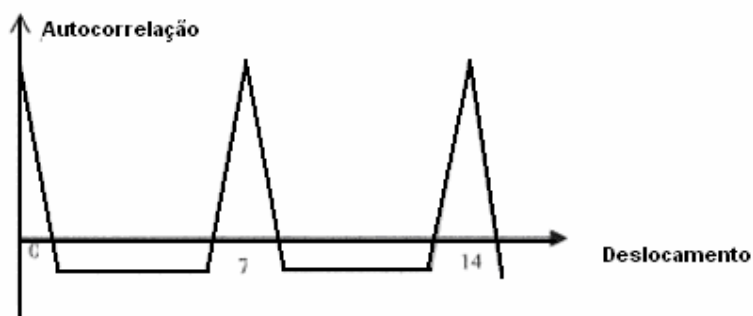


Figura 2.13 - Função de autocorrelação para a seqüência PN com $L=7$

Na prática, o receptor correspondente ao padrão IS-95 possui uma cópia da seqüência PN original (com fase inicial). Ao adquirir uma seqüência com uma fase arbitrária, o equipamento calcula a função autocorrelação. Se o resultado for um máximo, as versões das seqüências estão em fase, caso contrário, é realizado o deslocamento da seqüência recebida de um *chip* e feita nova comparação. O processo é repetido até que seja encontrado valor um máximo [18].

2.6 Códigos Ortogonais

Conforme comentado anteriormente, em sistemas DS-SS, o sinal de faixa estreita de cada usuário é espalhado sobre uma faixa muito mais larga, através da multiplicação por uma seqüência distinta, de taxa de transmissão mais elevada. Todos os sinais espalhados são combinados para formar um sinal composto que é transmitido através do canal ocupando uma única faixa de freqüência. O receptor distingue os sinais de diferentes usuários usando cópias dos sinais originais. O receptor retira o sinal de um usuário individual, do sinal composto, correlacionando este sinal composto com o código original do usuário. Para que a separação

seja possível, rejeitando-se os sinais dos usuários cujos códigos não coincidem com o do usuário desejado, todos os códigos devem formar um conjunto ortogonal.

Para serem ortogonais duas seqüências devem possuir [19]:

- Correlação cruzada nula
- Autocorrelação normalizada pelo comprimento da seqüência igual a um
- Natureza pseudoaleatória – o número de uns e zeros devem ser iguais ou devem diferir, no máximo, de 1 bit.

2.6.1 Correlação cruzada nula

A correlação cruzada de duas seqüências discretas x e y é expressa como,

$$R_{xy}(0) = \int_0^T x(t) \cdot y(t) \cdot dt = \sum_{i=1}^L x_i \cdot y_i \quad (2.25)$$

Para atender ao requisito de ortogonalidade deve-se ter:

$$R_{xy}(0) = \sum_{i=1}^L x_i \cdot y_i = 0$$

Por exemplo, para $x_i = (-1, -1, 1, 1)$ e $y_i = (-1, 1, 1, -1)$ tem-se,

$$R_{xy}(0) = (-1)(-1) + (-1)(1) + (1)(1) + (1)(-1) = 0$$

2.6.2 Auto-correlação normalizada

$$R_{xx}(0) = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L x_i \cdot x_i \quad (2.26)$$

onde L é o comprimento da seqüência.

Para $L = 4$ com $x_i = (-1, -1, 1, 1)$ tem-se,

$$R_{xx}(0) = \frac{(-1)(-1) + (-1)(-1) + (1)(1) + (1)(1)}{4} = 1$$

2.6.3 Funções de Walsh

J.L. Walsh [20] definiu um sistema completo de funções ortogonais sobre um intervalo normalizado $(0,1)$, onde cada função pode assumir os valores $+1$ e -1 , exceto em um número finito de pontos de descontinuidades, onde é atribuído o valor zero. Existem diversas maneiras de se gerar as funções de Walsh, dentre as quais pode-se destacar o uso das matrizes de Hadamard. A geração através de uma matriz de Hadamard é feita de modo recursivo, da seguinte maneira:

$$\text{Matriz de Hadamard} = M_{2N} = \begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & \overline{H_N} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

onde $\overline{H_N}$ é a negação lógica de H_N , segundo a álgebra de Boole e M_{2N} corresponde à matriz de Walsh de ordem $2N$.

Aplicando-se esta definição, a título de exemplo, são apresentadas as matrizes de Walsh de ordem 2, 4 e 8:

$$M_2 = \begin{bmatrix} 00 \\ 01 \end{bmatrix} M_4 = \begin{bmatrix} 0000 \\ 0101 \\ 0011 \\ 0110 \end{bmatrix} M_8 = \begin{bmatrix} 00000000 \\ 01010101 \\ 00110011 \\ 01100110 \\ 00001111 \\ 01011010 \\ 00111100 \\ 01101001 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Observa-se nas matrizes, acima exemplificadas, que a primeira linha é composta apenas do elemento “0”, enquanto as demais linhas contêm valores “1” e “0”. Tomando-se duas linhas quaisquer de uma dada matriz, verifica-se a existência de $N/2$ posições idênticas e $N/2$

posições distintas entre elas, onde N é a dimensão da matriz. Por exemplo, considerando-se as linhas 1 e 5 da matriz Walsh de ordem 8, tem-se:

Linha1: 01010101

Linha 5: 01011010

onde se verifica a existência de quatro posições iguais e quatro posições distintas.

A FCC (Função de Correlação Cruzada) de duas linhas distintas de uma matriz de Walsh, tomadas com *offset* de fase quaisquer, é sempre constante e igual a zero. Cumpre ressaltar que se pode definir correlação cruzada como sendo o grau de similaridade entre as seqüências consideradas. A FCC consiste na comparação, *chip* a *chip*, de duas seqüências, de mesmo comprimento L , tomadas com duas versões de fase quaisquer, deslocadas de 1 a L chips. Por exemplo, tomando-se a matriz de Walsh de ordem 8, juntamente com as linhas 1 e 5, respectivamente, com *offsets* de fase de 0 e de 1 *chip*, verifica-se que

$$FCC = CC - CNC = 4 - 4 = 0.$$

Linha1: 01010101 *Offset*0,(linha 1)

Linha5: 01011010 *Offset*0,(linha 5)

Linha5: 10110100 *Offset*1,(linha 5)

onde CC e CNC são, respectivamente, número de *chips* coincidentes e o número de *chips* não coincidentes.

Observa-se, também que para essas duas mesmas seqüências, ambas com *offset* de fase 0, obtém-se $FCC = 0$. Em outras palavras, estas seqüências ou códigos de Walsh possuem semelhança zero entre si. Os códigos que apresentam $FCC = 0$, para qualquer deslocamento, são chamados códigos ortogonais.

2.7 Sequências PN Utilizadas no Sistema CDMA IS-95

O sistema IS-95 é *full-duplex*, ou seja, permite a transmissão e a recepção simultânea da informação. Para isso, emprega duas portadoras distintas, uma para cada função. A portadora utilizada no sentido ERB → Móvel transporta canais do enlace direto (*down link*), enquanto que a portadora empregada no sentido Móvel → ERB transporta os canais do enlace reverso (*up link*). As portadoras empregadas no enlace direto estão centradas em frequências 45 MHz acima das portadoras utilizadas no enlace reverso. Cada portadora pode acomodar diversos canais lógicos modulados digitalmente por sequências PN.

2.7.1 Enlace Direto

Os canais disponíveis neste enlace empregam os seguintes códigos:

a) Sequência PN-I e sequência PN-Q

Consiste de duas SMC's (Sequências de Máximo Comprimento) distintas, geradas a partir de circuitos com quinze registradores de deslocamento, convenientemente realimentados. Os circuitos geradores de SMC's com $N=15$ fornecem sequências de 32767 *chips*. Estas sequências apresentam 16384 *chips* “um” e 16383 *chips* “zero”. As designações PN-I e PN-Q referem-se ao posicionamento de cada uma no modulador de fase utilizado pelo CDMA IS95. PN-I no braço em fase (*In Phase*) do modulador PN-Q no braço em quadratura (*Quadrature*).

Os polinômios geradores das duas sequências PN utilizadas no CDMA IS-95 são definidos por,

$$\text{PN-I} : x^{15} + x^{13} + x^9 + x^8 + x^7 + 1$$

$$\text{PN-Q} : x^{15} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + 1$$

Com a finalidade de balancear a quantidade de chips **zero** e **um**, introduz-se em cada sequência um *chip zero* (através de circuito externo aos geradores das SMC's) após a ocorrência de 14 *chips* zero consecutivos. Esta distribuição de zeros aparece apenas uma vez em cada sequência completa de 32767 *chips* seguidos.

O início das seqüências, ou *offset zero*, é definido no primeiro *chip um*, surgido após a cadeia de quinze *chips zero* consecutivos. A taxa de transmissão dessas seqüências é de 1.2288 Mchips/s, que proporciona taxa de repetição de seqüência de 37,5 vezes por segundo, ou 75 vezes a cada dois segundos, ou ainda uma repetição a cada 26,667 milissegundos. Todos os canais lógicos do enlace direto, ou seja, os canais piloto, de busca (*paging*), de sincronismo e de tráfego, são modulados digitalmente por estas seqüências PN-I e PN-Q.

Todas as ERB's do sistema CDMA IS-95 empregam exatamente as duas mesmas seqüências PN-I e PN-Q. A identificação de um sinal proveniente de determinada ERB, ou setor, é realizada por meio do *offset* correspondente às suas seqüências PN-I e PN-Q. Pode-se afirmar que, idealmente, cada ERB deve transmitir suas seqüências PN com um *offset* de fase único na área de serviço atendida.

b) Seqüência PN longa (Código Longo / Long Code)

Consiste de uma SMC gerada a partir de um circuito com 42 registradores de deslocamento convenientemente realimentados. O circuito gerador de SMC com $N = 42$ fornece 4398046511103 ($2^{42} - 1$) *chips*, ou aproximadamente 4,4 trilhões de *chips*. O polinômio, a seguir, apresenta a lei de formação do circuito, contendo os estágios de realimentação dos registradores empregados na geração do código longo.

$$P(x) = x^{42} + x^{35} + x^{33} + x^{31} + x^{27} + x^{26} + x^{25} + x^{22} + x^{21} + x^{19} \\ + x^{18} + x^{17} + x^{16} + x^{10} + x^7 + x^6 + x^5 + x^3 + x^2 + x^1 + 1$$

A taxa de transmissão dessa seqüência é também de 1,2288 Mchips/s, que proporciona a repetição da seqüência aproximadamente a cada período de 42 dias, 10 horas, 12 minutos e 19,4 segundos. Observa-se, desta forma, que essa seqüência PN apresenta comportamento semelhante ao ruído, porém a cadeia de chips “um” e “zero” é determinística e previsível. O Código Longo, após o processo de iniciação da EM (estação móvel), se encontra perfeitamente sincronizado entre a ERB e a EM. Os canais de **busca** (*paging*) e de **tráfego**, ambos do enlace direto, utilizam a seqüência PN longa com uma máscara, constituída de 42 bits, para a

realização do processo de embaralhamento ou criptografia [18] dos dados transmitidos pela ERB.

A máscara, empregada para cada canal de tráfego, é obtida de uma palavra reservada de 10 bits, seguida da informação modificada do ESN (*Electronic Serial Number*) do terminal móvel, que deve ser único no sistema. O canal de *paging* emprega o Código Longo com fase definida pela máscara de 42 bits, baseada nos dados da ERB/Setor que o transmite.

O Código Longo é comum a todo sistema CDMA IS-95. No entanto, a cada comunicação no sentido ERB → EM, este código emprega um *offset* de fase específico, definido pelo ESN do terminal móvel [18]. Esta característica proporciona certa privacidade para a comunicação, uma vez que o código empregado (ou melhor, o *offset* de fase do código), é exclusivo para um determinado canal de tráfego direto.

Existem dois tipos de máscaras de Código Longo definidos no sistema IS-95 [18], para os canais de tráfego:

- Máscara de Código Longo público, descrita no próprio texto da IS-95;
- Máscara de Código Longo privado, descrita no Anexo A da IS-95, cuja distribuição é controlada pela TIA, subordinada às apreciações da U.S. *International Traffic and Arms Regulation* (ITAR) e da *Export Administration Regulations*. O código longo, juntamente com a máscara privada, proporciona privacidade total (criptografia) à comunicação.

As três seqüências PN-I, PN-Q e Código Longo, são sincronizadas com o horário de início do sistema CDMA IS-95, tendo sido tomado como referência o instante correspondente à zero hora do dia 6 de janeiro de 1980.

c) Códigos de Walsh

No sistema CDMA IS-95 são utilizados 64 códigos de Walsh, com comprimento de 64 chips cada um, obtidos das linhas da matriz de Walsh de ordem 64. Estes códigos permitem a identificação dos canais (piloto, *paging*, de sincronismo e de tráfego) do enlace direto,

modulados sobre determinada portadora (ERB → EM) de uma célula. Cada linha da matriz corresponde a um código.

No enlace direto os códigos de Walsh são empregados, com taxa de transmissão de 1,2288 Mchips, nas funções de espalhamento e canalização. O espalhamento se dá porque o código utiliza taxa de transmissão bastante superior à taxa de transmissão de informação, esta igual a 9,6 Kbits/s ou 14,4Kbits/s. A canalização se torna possível porque cada transmissão adota um código distinto para o usuário correspondente. Cabe observar ainda que os diversos códigos são empregados na ERB de maneira perfeitamente síncrona, ou seja, a ERB utiliza o mesmo sinal de relógio de 1,2288 Mchips/s para gerar os códigos de todos usuários. Em teoria, o grau de interferência entre os canais é zero, uma vez que os códigos são ortogonais e o enlace direto é síncrono. Entretanto, na prática, existe certo grau de interferência devido à perda de ortogonalidade, principalmente em ambientes urbanos onde existem multipercursos devido a efeitos de reflexão e de difração nos prédios e veículos.

2.7.2 Enlace Reverso

Os canais disponíveis neste enlace empregam os seguintes códigos:

a) Seqüência PN-I e seqüência PN-Q

As duas mesmas SMC, PN-I e PN-Q, empregadas no enlace direto, são aqui utilizadas com a mesma taxa de transmissão, ou seja, 1,2288 Mchips/s e com *offset* de fase igual a zero, independentemente da posição (ERB/setor) onde esteja o terminal móvel. No enlace reverso, elas modulam digitalmente os canais de acesso e de tráfego.

b) Seqüência PN Longa

Consiste na mesma SMC já empregada no enlace direto. O Código Longo, após o processo de iniciação da EM, se encontra perfeitamente sincronizado entre ERB e EM. Considerando-se os canais de acesso e de tráfego, ambos do enlace reverso, utilizam a seqüência PN longa com uma máscara constituída de 42 bits. A máscara empregada para cada canal de tráfego é obtida de uma palavra reservada de 10 bits seguida da informação modificada do ESN do terminal móvel, que deve ser único no sistema, de maneira semelhante ao canal de tráfego do enlace direto.

O canal de acesso emprega o *Long Code* com uma máscara de 42 bits baseada nos dados da ERB/setor de destino, onde é processado o canal de acesso transmitido pelo terminal móvel. No enlace reverso não são empregados os códigos Walsh para o espalhamento ortogonal, ou quaisquer outros tipos de códigos ortogonais, porque as comunicações não são síncronas. Em outras palavras, os canais do enlace reverso são transmitidos por terminais móveis específicos, que se encontram em pontos distintos da área coberta por determinada ERB.

Ao contrário do que ocorre com os canais do enlace direto, aqui o Código Longo, juntamente com a máscara de 42 bits, não são empregados para estabelecer privacidade da comunicação, mas para realizar espalhamento e canalização. O código PN longo, com taxa de transmissão de 1,2288 Mchips/s, juntamente com a informação, a uma taxa bastante inferior a esta, são aplicados a um circuito somador de módulo 2, que eleva a taxa da informação a 1,2288 Mchips/s (espalhamento).

c) Códigos de Walsh

No enlace reverso, os códigos de Walsh não são empregados para espalhamento ortogonal, isto porque, as comunicações não são síncronas. Em outras palavras, os canais do enlace reverso são transmitidos por terminais móveis específicos, que se encontram em pontos distintos da área coberta por determinada ERB. Esses canais são **empilhados** no ar e sofrem distintos atrasos de propagação antes de atingirem a ERB. Portanto, no enlace reverso não há vantagem alguma em se utilizar códigos ortogonais, ou perfeitamente sincronizados entre si, para a tarefa de espalhamento e canalização.

A matriz de Walsh empregada no enlace reverso é a mesma utilizada no enlace direto, ou seja, a matriz de ordem 64, onde cada linha corresponde a um código distinto. Entretanto, no enlace reverso, essas seqüências de 64 chips são empregadas como códigos corretores de erros. Na transmissão, cada conjunto de seis bits de informação processada é substituída pela seqüência de Walsh correspondente. Tal procedimento pode ser executado porque cada conjunto de seis bits determina um entre 64 (2^6 , ou de 0 a 63) códigos de Walsh possíveis.

Na recepção de um canal reverso, a ERB verifica se a cadeia de 64 bits recebida corresponde a uma das 64 seqüências de Walsh. Caso haja igualdade entre elas, a cadeia de 64 bits analisada é substituída pelos seis bits que determinam a identidade da seqüência de Walsh. Caso a cadeia de 64 bits não corresponda a qualquer das 64 seqüências válidas, a cadeia é substituída pela seqüência de Walsh com grau de semelhança mais próximo, procedendo-se então à substituição pelos seis bits que identificam. Portanto, nos canais de acesso e de tráfego,

ambos do enlace reverso, os códigos da matriz de Walsh são utilizados de maneira estática e não à taxa de 1,2288 Mchips/s como no enlace direto.

2.8 Entrelaçamento de Bits

O entrelaçamento (*interleaving*) é uma forma de diversidade temporal que tem por objetivo promover o embaralhamento da seqüência de bits proveniente do codificador de canal de modo a minimizar o efeito de erros de rajada associados a problemas de propagação no canal de transmissão. Conforme será visto na avaliação numérica do padrão CDMA IS-95, o entrelaçamento de bits constitui uma ferramenta de alta relevância na melhoria do desempenho do sistema.

O padrão IS-95 (DS-SS) estabelece o uso da técnica de entrelaçamento por **blocos**, que pode ser implementada escrevendo o fluxo de dados em uma matriz de I colunas e J linhas. A escrita é feita por colunas, começando pelo elemento situado na primeira linha e primeira coluna, seguido pelo elemento situado na segunda linha e primeira coluna, e terminando com o elemento da coluna I, linha J. A leitura é feita por linhas, começando pelo elemento situado na última linha (linha J) e primeira coluna, seguido pelo elemento situado na última linha e segunda coluna, e terminando com o elemento da última coluna, primeira linha [13,21]. Este procedimento é ilustrado a seguir:

Mensagem Original:

ARE YOU SURE THAT THEY ARE COMING TO LUNCH WITH US

Matriz de entrelaçamento

```

A R E Y O U S U R E
T H A T T H E Y A R
E C O M I N G T O L
U N C H W I T H U S

```

Mensagem entrelaçada

ATEU RHCN EAOC YTMH OTIW UHNI SEGT UYTH RAOU ERLS

Mensagem entrelaçado (com rajada de erros)

ATEU RHCN EAOC YTMH OTIW UHNI SEGT UYTH RAOU ERLS (as letras sublinhadas indicam os erros)

Mensagem reconstruída (com erros aleatórios):

ARE YOU SURE THAT THEY ARE COMING TO LUNCH WITH US

É óbvio que esta operação de escrita e leitura na memória causa um retardo no fluxo de dados. O padrão IS-95 (para DS-CDMA) especifica um retardo de 20ms para todos os canais, exceto para o canal de sincronismo, cujo retardo recomendado é de 26,66 ms. Estes retardos correspondem exatamente à duração dos respectivos quadros.

2.9 Controle de Potência

O número máximo de usuários em uma mesma portadora de RF representa uma das importantes limitações dos sistemas CDMA. A utilização de códigos ortogonais no espalhamento espectral constitui uma base sólida para a detecção de um determinado usuário que sofre a interferência causada pela superposição dos demais usuários. Entretanto, dependendo do nível desta interferência, este procedimento pode se tornar inviável. A solução para este problema é controlar a potência de transmissão de cada usuário. Além de possibilitar uma maior capacidade de usuários em conversação na mesma faixa do espectro, esta solução propicia também o aumento do tempo de vida útil das baterias das estações móveis. Vale ainda acrescentar que o parâmetro empregado como referência na avaliação da qualidade de serviço é a obtenção de uma **FER** (*Frame Error Rate* - Taxa de Erro de Quadro) com valor máximo de

1%. Manter a FER dentro deste valor não é uma tarefa simples, principalmente por causa do movimento aleatório da EM na área de cobertura da ERB.

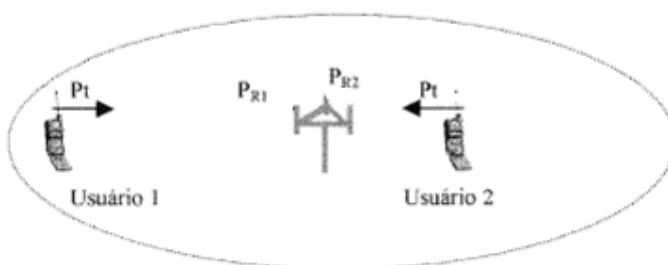
Em essência, o controle de potência no CDMA possui 3 (três) objetivos, quais sejam o controle da potência da EM no acesso inicial e o controle dos canais de tráfego da EM e da ERB. Os procedimentos utilizados para atingir tais objetivos são descritos a seguir:

a) Controle da potência no canal de acesso

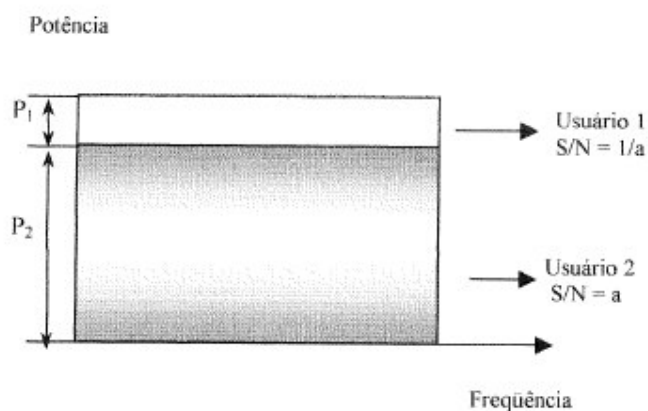
O canal de acesso pode ser utilizado para a EM enviar um pedido à ERB (*request message*) ou para responder uma mensagem da ERB (*response message*). O procedimento de envio ou recebimento de mensagens empregando o canal de acesso é denominado **tentativa de acesso** (*access attempt*). Uma tentativa de acesso é constituída de várias **provas de acesso** (*access probes*). Como é aleatório o tempo de intervalo entre as *access probes* de uma mesma *access attempt*, a EM usa para isto um algoritmo em que determinados parâmetros são dados através de uma mensagem da ERB (*access parameters message*). O nível da potência de transmissão da EM aumenta gradativamente em cada *access probe* até que a ERB confirme o recebimento da mensagem ou que termine a seqüência de tentativas,. Esta seqüência é composta de um máximo de 15 *access attempts* com um total de 16 *access probes* cada uma. O nível de potência usado no primeiro *access probe* é função do controle de potência em malha aberta descrito no próximo item.

b) Controle da potência da EM (enlace reverso)

O controle de potência no enlace reverso é fundamental para evitar que uma EM próxima da ERB impeça a recepção de outra EM localizada no limite de cobertura da célula (interferência perto-distante). A Figura 2.14 ilustra este problema.



a) Posicionamento das EMs



b) Níveis de potência

Figura 2.14 - Ilustração da interferência perto-distante

Existem, neste caso, dois tipos independentes de controle de potência, o de **malha aberta** (*open loop*), o qual é de responsabilidade da EM e o de **malha fechada** (*closed loop*), do qual participam a ERB e a EM. No controle de malha aberta, a partir da medida da potência recebida no enlace direto, a EM avalia qual deve ser o nível de sua potência de transmissão de tal forma que a soma da potência recebida da ERB com aquela transmitida pela EM mantenha-se em um valor constante.

O controle de potência de malha fechada é dividido em **malha interna** (*inner loop*) e **malha externa** (*outer loop*). No controle de malha interna, a ERB compara a relação E_b/N_0 recebida da EM com um valor pré-estabelecido (valor alvo). Dependendo do resultado desta comparação, a ERB envia uma mensagem, na taxa de 800 b/s, para que seja feita a alteração da potência da EM. O valor da potência da EM é reduzido em passos de 1 dB dentro de uma faixa dinâmica de 80 dB. Idealmente a FER seria o indicador de qualidade a ser usado na estimativa da qualidade do enlace. Entretanto, a ERB teria que acumular um número muito grande de bits para calcular a FER, tornando o procedimento muito lento.

c) Controle de potência da ERB (enlace direto)

A EM mede a FER do sinal recebido e transmite esta informação para a ERB. Isto é feito periodicamente ou quando o valor da FER for superior a um máximo pré-estabelecido. Com base nesta informação, a ERB ajusta a sua potência de transmissão do seu canal de tráfego direto associado ao móvel correspondente.

2.10 Handoff (Handover)

Denomina-se *handoff* ou *handover* a operação correspondente à passagem de uma célula a outra em uma mesma área de serviço. Esta operação também pode ser realizada entre setores de uma mesma célula. O *handoff* acontece quando o sinal recebido pelo móvel tende a se tornar inadequado para a manutenção da qualidade do enlace com a ERB que está sendo utilizada.

O receptor empregado no sistema CDMA possui uma importante participação no processo de *handoff*. Por este motivo, antes de descrever o processo em si, serão apresentadas as características básicas do receptor em questão. A Figura 2.15 apresenta o esquema básico deste receptor que utiliza 4 (quatro) braços na recepção da ERB e 3 (três) na EM. Na EM, conforme será comentado adiante, o quarto braço tem uma finalidade específica. Cumpre informar que esta estrutura com diversos braços levou à denominação de **Rake** (ancinho) para este tipo de receptor.

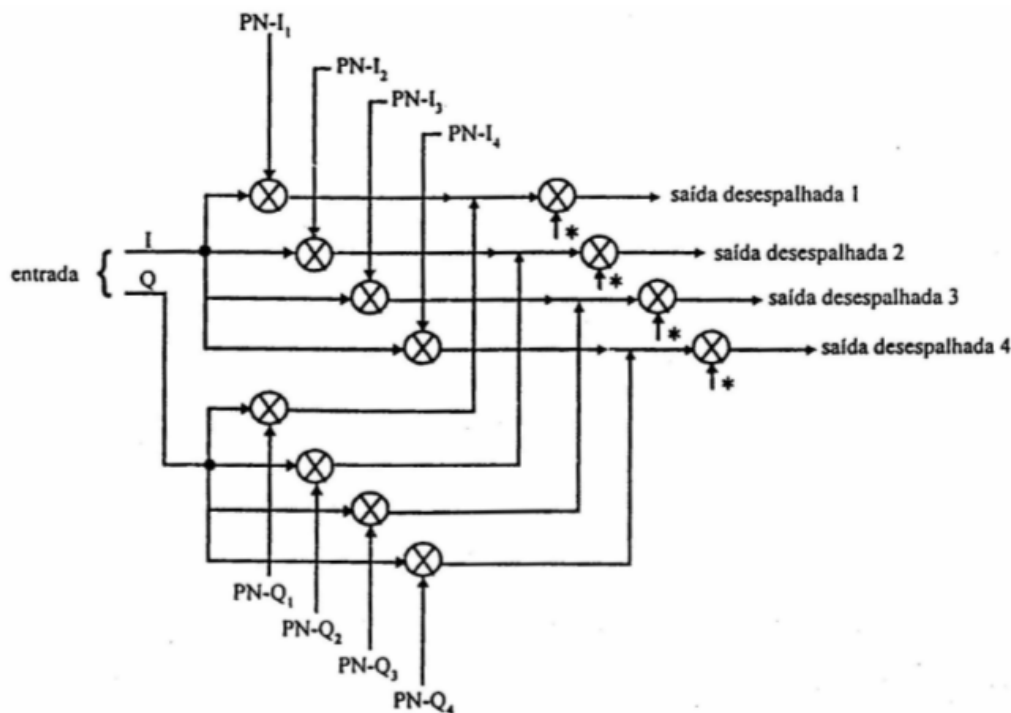


Figura 2.15 - Receptor *Rake* simplificado com 4 braços.

Cada braço de recepção do *Rake* pode sintonizar um sinal distinto. Conforme será visto no Capítulo 3, esta estrutura é empregada na solução do problema da recepção quando o canal de transmissão apresenta multipercursos. Nesta Seção, entretanto, será vista a unicamente a função do receptor *Rake* na operação de *handoff*.

O padrão IS-95 especifica 3 (três) tipos de *handoffs* : *Soft handoff*, *softer handoff* e *Hard handoff*. A descrição de cada um será feita a seguir.

- a) *Soft handoff* – Quando o sinal proveniente de uma ERB começa a se deteriorar, o enlace entra em processo de *handoff*. A nova ERB, onde o sinal se mostra adequado, é indicada pelo quarto braço do receptor da EM, denominado *Searcher* (pesquisador). Durante certo tempo a EM mantém ligação simultânea com duas ou, eventualmente, três ERBs utilizando os canais de tráfego e reverso das mesmas. As ERBs enviam os quadros (*frames*) do móvel em questão para o CCC (Centro de Comutação e Controle) que, através de comparação, escolherá o melhor deles para onde será dirigido o *handoff*.

- b) *Softer handoff* - Ocorre quando um móvel se desloca entre 2 setores de uma mesma ERB. O processo é praticamente igual ao descrito par o *soft handoff*, com a diferença de que os sinais são processados na mesma ERB e somente um quadro é enviado ao Centro de Comutação e Controle.
- c) *Hard handoff* – Esta situação acontece quando o *handoff* é dirigido para uma outra ERB, se não há disponibilidade da portadora CDMA na ERB de origem. Neste caso, não há continuidade da conversação e o handoff, quando autorizado pelo CCC, implicará no corte do enlace com a ERB de origem e a conexão com a nova.

2.11 Estrutura de Enlace no Padrão IS-95

Em termos operacionais, o diagrama em blocos do padrão IS-95 pode ser visualizado em 3 (três) partes distintas; a) Processamento básico – que inclui a codificação da voz, a codificação de canal, a repetição de símbolos e o entrelaçamento de bits; b) Espalhamento do sinal que contém a informação – através dos códigos longo, Walsh e PN; c) Modulação de RF.

A operação do enlace direto envolve 4 (quatro) canais lógicos: piloto, sincronismo, busca e tráfego, enquanto apenas 2 (dois) no canal reverso: acesso e tráfego. Apesar das similaridades existentes, exceto no que diz respeito à codificação da voz, estas operações apresentam diferenças significativas entre os enlaces direto e reverso. Os canais do enlace direto são síncronos, ou seja, os canais transmitidos pela ERB em uma determinada portadora alcançam uma determinada EM sofrendo os mesmos atrasos e perdas de propagação. No enlace reverso isto não acontece devido ao posicionamento aleatório de cada EM. Os sinais correspondentes aos múltiplos usuários que operam em uma mesma faixa propagam-se através de trajetos distintos sendo somados na entrada do receptor da ERB. Daí, os canais do enlace reverso serem designados como assíncronos.

A codificação da voz é feita com taxa variável, função da atividade de voz de cada usuário, em pacotes de bits que ocupam quadros de 20 ms. Isto objetiva reduzir o nível de potência em cada canal, minimizando as interferências entre usuários. Dois conjuntos de codificação são padronizados no IS-95. No **conjunto 1** (*data set 1*) a taxa de codificação máxima é de 9,6 kb/s e as demais taxas são: 4,8; 2,4; e 1,2 kb/s. Além da voz codificada, bits de redundância para avaliação da qualidade de cada quadro (CRC – *Check Redundance Code*) e

bits de preenchimento (*tail bits*). De forma similar, o **conjunto 2** (*data set 2*) emprega taxas de 14,4; 7,2; 3,6 e 1,8 kb/s.

2.11.1 Enlace direto

A ortogonalidade no enlace direto é conseguida pelo código de Walsh.

- a) Canal piloto – Na etapa de sincronismo ou aquisição do sistema, A EM utiliza o canal piloto transmitido pela ERB como referência. Após a sincronização dos códigos PN-I e PN-Q gerados localmente na EM, o canal piloto é empregado como referência de fase para a demodulação coerente dos canais recebidos no receptor móvel. Para ser facilmente extraído no receptor, o canal piloto não é modulado por um sinal de dados e/ou controle, sendo apenas espalhado pela seqüência zero da primeira linha do código Walsh composta de 64 chips zero. Na realidade, o canal piloto não transporta qualquer informação, contendo apenas as seqüências PN-I e PN-Q com os correspondentes *offsets* de fase.

Outra função relevante do canal piloto é auxiliar a EM no processo de *handoff*. Neste caso, o móvel fica permanentemente monitorando através do braço *searcher* do receptor, o nível recebido de pilotos transmitidos por outras ERBs ou setores. Este procedimento permite manter atualizadas as informações provenientes destas estações de acordo com a sua posição na área de serviço. Por sua importância na operação do CDMA, o canal piloto é transmitido com uma potência 20% superior à empregada nos demais canais. A Figura 2.16 mostra como se dá a introdução dos códigos PN e a modulação do canal piloto.

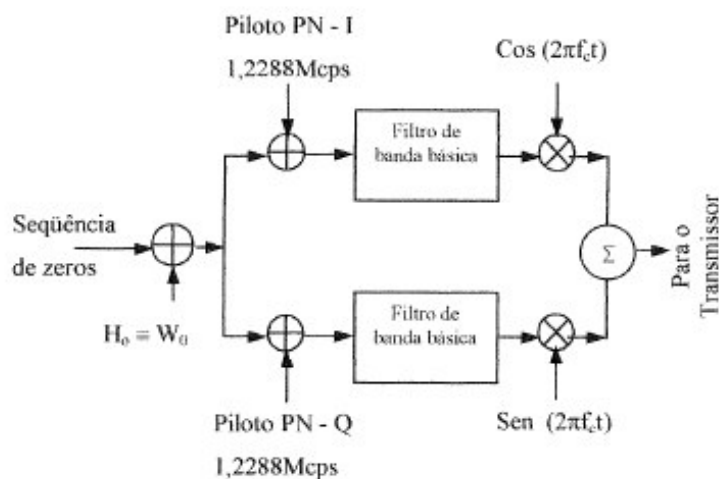


Figura 2.16 - Canal piloto

- b) Canal de sincronismo – Uma vez que o móvel esteja sincronizado com o canal piloto, o alinhamento com o canal de sincronismo é imediato. Este canal é utilizado para sincronizar o código longo e obter dados do sistema que são transmitidos através da Mensagem do Canal de Sincronismo. O diagrama em bloco deste canal é mostrado na Figura 2.17.

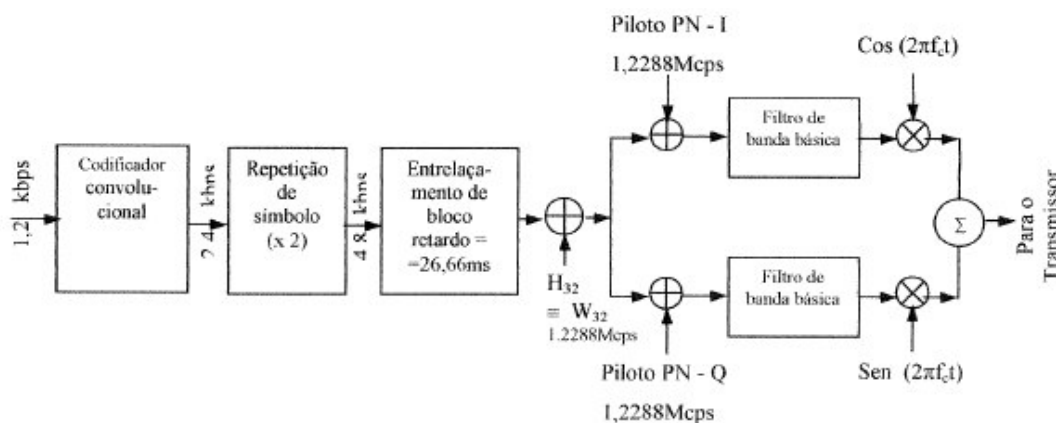


Figura 2.17 - Canal de sincronismo

- c) Canal de busca – Na realidade o IS-95 prevê um máximo de 7 (sete) canais de busca, correspondentes às linhas 1 a 7 da matriz de Walsh. Através destes canais são transmitidos dados do sistema, mensagens de busca e de resposta a acesso. A taxa de transmissão dos canais de busca é igual a 4,8 ou 9,6 kb/s, a qual é informada à EM através da Mensagem do Canal de Sincronismo acima referida. Não há necessidade de empregar todos os canais de busca em uma ERB, uma vez que é possível, com um único canal na taxa de 9,6 kb/s realizar da ordem de 180 buscas por segundo. A Figura 2.18 apresenta o diagrama em bloco do canal de busca. Observa-se nesta figura que o código longo é utilizado para embaralhar os dados e dar privacidade à informação transmitida.

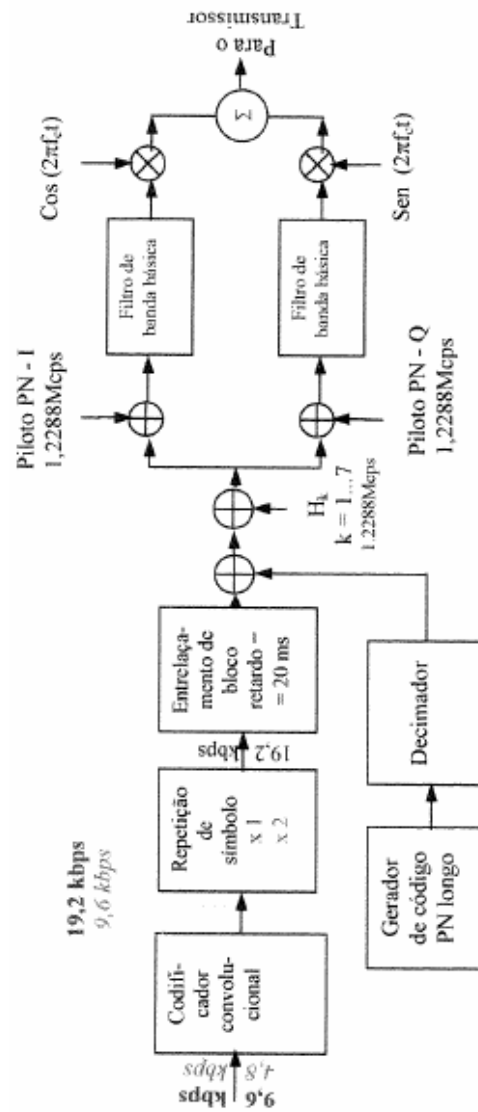


Figura 2.18 - Canal de busca

- d) Canal de tráfego – Utilizado para a transmissão de voz e dados dos usuários e, também, mensagens de sinalização. Existe disponibilidade de 55 seqüências de Walsh, linhas 8 a 31 e 33 a 64 da matriz de Hadamard, para os canais de tráfego. Entretanto, devido ao problema da interferência entre os canais superpostos em uma mesma portadora, são utilizados, na prática, apenas cerca de 20 canais. A estrutura do canal de tráfego é mostrada na Figura 2.19. Tal como no canal de busca a informação é embaralhada pelo código longo, possibilitando certo grau de privacidade da mensagem transmitida.

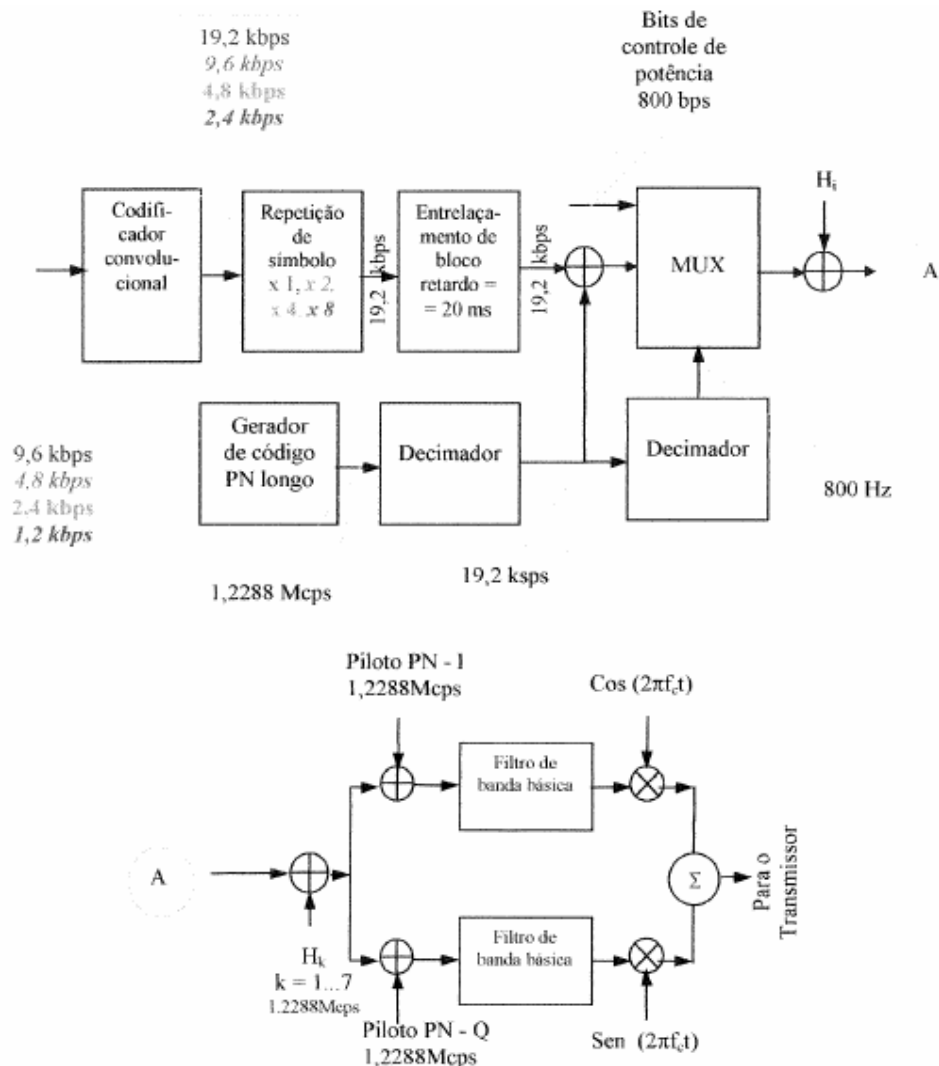


Figura 2.19 - Canal de tráfego direto para o conjunto 1.

2.11.2 Enlace reverso

Conforme comentado anteriormente, no enlace reverso, os códigos de Walsh não são empregados para espalhamento ortogonal, isto porque, as comunicações não são síncronas. A ortogonalidade deste enlace é conseguida pelo código longo. O enlace reverso consiste de 2 tipos de canais lógicos: canais de acesso e tráfego. Cada um destes canais de enlace reverso é espalhado, ortogonalmente, por uma única seqüência PN de código longo; portanto, cada canal é identificado usando o código PN longo distinto. A razão para que um canal piloto não seja usado no enlace reverso, é que é impraticável para cada móvel, transmitir sua própria seqüência piloto [21].

- a) Canal de acesso – Este canal é usado pela EM para manter comunicação com a ERB quando não há um canal de tráfego em operação. O diagrama em bloco deste canal é mostrado na Figura 2.20. Diferentemente do enlace direto, observa-se, nesta figura, a utilização de uma taxa de código 3 no codificador convolucional e modulação *Off-set QPSK*. Isto se deve à maior fragilidade do enlace reverso. Destaca-se, também, o Codificador Walsh comentado no item c) da Seção 2.7.2 deste Capítulo.

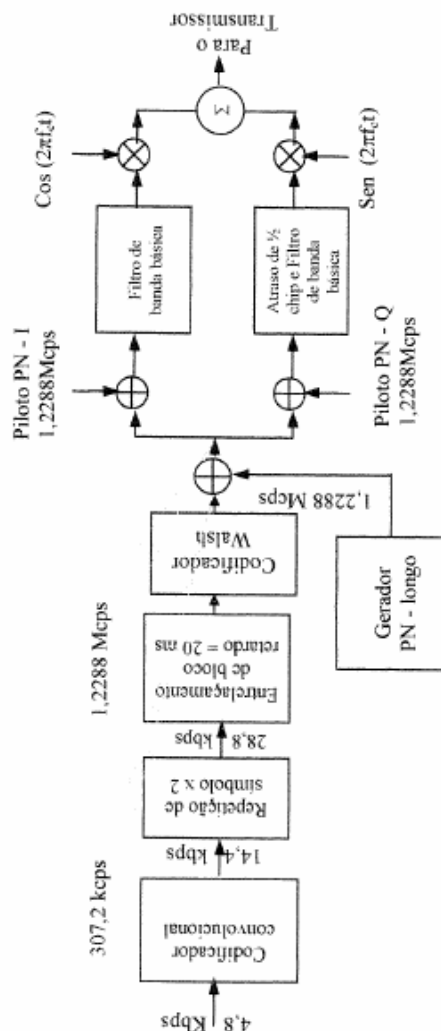


Figura 2.20 - Canal de acesso

- b) Canal de tráfego – De acordo com a Figura 2.21, a estrutura deste canal é similar à apresentada anteriormente para o canal de acesso. A diferença básica é a existência de um bloco responsável pela randomização pseudo-aleatória do feixe de dados (*data burst randomizer*). Este processamento não existe no enlace direto e consiste em retirar os bits de repetição inseridos no canal direto com taxas de 4,8; 2,4 e 1,2 kb/s no caso do

Conjunto 1 (procedimento equivalente é aplicado quando se usa o Conjunto 2). Este processo de apagamento de parte dos símbolos do quadro é denominado *gating off*. Cada quadro de 20 ms é dividido em 16 períodos de igual duração (1,25 ms, denominados grupos de controle de potência. Com o processo de *gating off*, alguns grupos de símbolos são transmitidos (*gated on*) e outros são eliminados (*gated off*).

A principal vantagem deste processo é a redução de potência no canal de tráfego reverso, da ordem de 20% durante o intervalo de tempo correspondente a um *gating off*., permitindo uma economia da bateria da EM e introduzindo menos interferência no espectro de frequências.

Este procedimento oferece, também, maior facilidade ao receptor da ERB ou setor, na avaliação da potência recebida do canal reverso. Isto porque, independentemente da taxa de transmissão da informação, basta estimar a potência no instante em que o símbolo é recebido. Deve ser observado que, de acordo com o item c) da Seção 2.9, o controle de potência é realizado na frequência de 800 vezes por segundo, ou seja 16 vezes a cada quadro de 20 ms.

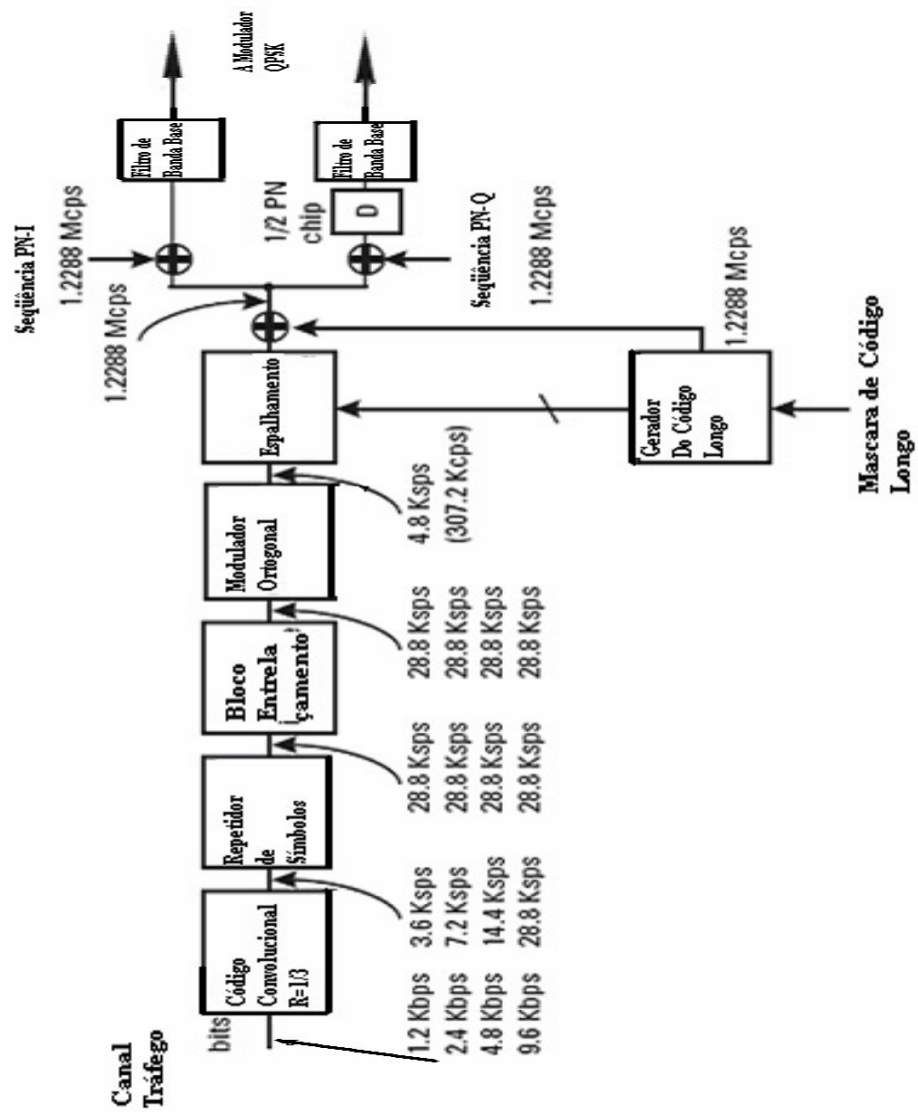


Figura 2.21 - Canal de Tráfego Reverso para o Conjunto 1

CAPÍTULO 3

CANAL DE PROPAGAÇÃO RÁDIO MÓVEL

O canal de comunicação pode ser explicado segundo suas características físicas. Grande parte do comportamento do canal, como, por exemplo, a ocorrência de desvanecimentos no sinal e a criação e extinção dinâmicas de percursos, podem ser explicadas, a partir da investigação dos fenômenos atmosféricos, em conjunto com a mobilidade entre transmissor e receptor. Por outro lado, a caracterização do canal também pode ser realizado a partir de uma análise matemática, apropriada ao contexto das comunicações móveis.

A seguir, apresentam-se alguns conceitos básicos sobre o comportamento de canais rádio móveis, [22], [23],[24], [25].

3.1 Considerações Preliminares

Na transmissão de sinais digitais através de canais de comunicação, observa-se que o desempenho do sistema, medido em termos da probabilidade de erro, depende da razão E_b/N_0 , onde E_b é a energia transmitida por bit e $\frac{1}{2}N_0$ é a densidade espectral de potência bilateral do ruído aditivo. Dessa forma, observa-se que o ruído AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) limita o desempenho do sistema de comunicações.

Em adição ao ruído aditivo, de distribuição gaussiana, outro fator que interfere no desempenho do sistema é o desvanecimento. Quando um sinal é transmitido por um canal rádio móvel, têm-se, no receptor, réplicas deste sinal atrasadas aleatoriamente, oriundas de diversos percursos. Esses atrasos de múltiplos percursos devem-se aos fenômenos de reflexão, difração e espalhamento do sinal [26]. Reflexões são causadas por superfícies irregulares ou objetos de tamanho próximo ao do comprimento de onda do sinal, resultando no espalhamento do sinal em

todas as direções. A difração ocorre quando o sinal é obstruído por obstáculos de grande dimensão relativamente ao comprimento de onda, localizados, entre o usuário e a estação rádio-base (ERB). Esse fenômeno, também denominado sombreamento, resulta em sinais que variam lentamente em torno de um valor médio. A partir desses fenômenos, obtêm-se múltiplas cópias do sinal transmitido que chegam ao receptor, oriundos de diferentes percursos, e com atenuações e atrasos distintos. O resultado é um espalhamento temporal do sinal, que pode ser quantificado (valor médio ou máximo) através do perfil de intensidade de potência, MIP (*Multipath Intensity Profile*). O MIP fornece o comportamento da energia recebida, durante um intervalo de tempo correspondente ao máximo espalhamento do sinal recebido.

O fenômeno de desvanecimento pode ser caracterizado, no domínio do tempo, por duas componentes: curto prazo e longo prazo, também denominadas de desvanecimento de pequena e larga escala, respectivamente. O desvanecimento de larga escala é o resultado da média do sinal desvanecido, originado principalmente pela morfologia e topografia do terreno, onde mudanças na amplitude devem-se à variação na distância entre os terminais e ao efeito de sombreamento, ambos variáveis no tempo. Já a componente de curto prazo do desvanecimento é causada, principalmente, pelas reflexões de múltiplos percursos do sinal transmitido, resultando em alterações nas fases dos sinais recebidos. Esse fenômeno, também denominado de desvanecimento de multipercurso, pode causar um efeito fortemente destrutivo sobre o sinal total recebido. Mudanças no posicionamento espacial dos terminais da ordem de $1/2$ comprimento de onda do sinal já causam alterações significativas na fase do sinal recebido.

Além da dispersão temporal do sinal, que chega ao receptor móvel, e que pode causar interferência intersimbólica, a mobilidade do receptor em um ambiente com desvanecimento por múltiplos percursos causa forte atenuação na envoltória do sinal recebido. Quanto mais rápido o móvel se desloca, mais freqüentemente a envoltória do sinal sofre desvanecimento, em um mesmo intervalo de tempo. O movimento relativo entre a fonte e o receptor causa um deslocamento Doppler na freqüência no sinal recebido.

Um modelo matemático simples para o canal utilizado nas simulações deste trabalho, pode ser visto na Figura 3.1.

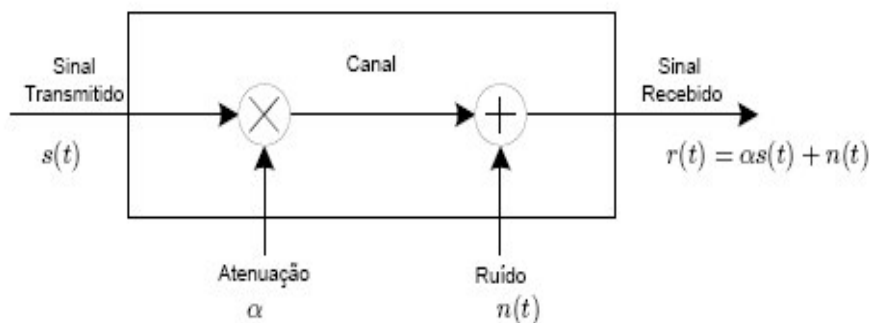


Figura 3.1 - Modelo de um canal com desvanecimento

Se o sinal transmitido é $s(t)$, o sinal recebido será dado por:

$$r(t) = \alpha s(t) + n(t). \quad (3.1)$$

Em um sistema de transmissão espera-se que as amplitudes e as formas de onda dos sinais transmitidos sejam recuperadas no receptor. Frequentemente, porém, estes dois parâmetros não coincidem com aqueles enviados pelo transmissor, devido às degradações introduzidas pelo ruído aditivo e pelo canal. Pequenos deslocamentos espaciais podem causar grandes variações no nível do sinal recebido. A avaliação dos efeitos desses deslocamentos é feita através de métodos estatísticos e alguns fatores básicos, considerados no modelo estatístico de propagação de um sinal, são:

- Efeitos de múltiplos percursos: relativo às reflexões ocorridas nos espalhadores no percurso transmissor-receptor, sendo que, aqueles situados num raio de 100λ do receptor, são os que mais fortemente influem no sinal recebido, levando à variação rápida do sinal.
- Efeitos de somreamento: relativos às variações do sinal devido às obstruções no percurso entre o transmissor e o receptor e ao ambiente. As variações ocorrem na média local do sinal afetando, o desvanecimento de longo prazo.
- Efeito com a distância (perda de percurso): relacionada com o cálculo da média local do sinal recebido. Pode ser obtida através de modelos teóricos ou empíricos.

Um ambiente de propagação pode ser descrito como uma combinação desses fatores e compreendido como fenômeno aleatório. Portanto, deve ser caracterizado estatisticamente. Com a modelagem estatística, pode-se calcular o desempenho do sistema, em termos da

probabilidade de erro de bit. Tais fatores serão considerados, separadamente, nos item 3.3, 3.4 e 3.5.

3.2 Ambiente AWGN

Neste tipo de canal o sinal é corrompido, apenas, pela adição de um ruído gaussiano branco, como ilustrado na Figura 3.1, com α constante. O sinal não sofre desvanecimento. O ruído branco é um sinal aleatório e tem uma modelagem matemática que o considera de largura de faixa infinita, média zero e correlação nula entre suas amplitudes, tomadas a instantes de tempo distintos. O termo gaussiano se deve a fato do ruído ser modelado por uma distribuição gaussiana, com PDF expressa por [26]:

$$p(r) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(r-m_r)^2}{2\sigma^2}}, \quad (3.2)$$

Onde r , m_r e σ^2 são, respectivamente, a envoltória do sinal recebido, sua média e variância.

3.3 Distribuições Associadas ao Multipercurso

As distribuições que normalmente descrevem o comportamento de curto prazo são a Rayleigh, Rice e Nakagami-m. As distribuições Rayleigh e Rice correspondem ao modelo físico que assume a existência de um número suficientemente grande de componentes de multipercursos, com diferentes fases. Caso essas componentes apresentem potências próximas, o canal é caracterizado com desvanecimento Rayleigh. Contudo, se uma das componentes tiver potência muito maior que as restantes, caracterizando visada, supõem-se a existência de um canal Rice. A distribuição Nakagami-m, por sua vez, também pode caracterizar o desvanecimento em canais de comunicação móvel. Tais distribuições estatísticas são apresentadas a seguir.

3.3.1 Ambiente Rayleigh

Além da adição do ruído AWGN, um sinal que se propaga em um ambiente Rayleigh sofre desvanecimento, cuja distribuição é obtida de [27] e reproduzida a seguir:

Considerando um sinal portador s , de frequência ω_0 , e com uma amplitude a , escrita na forma exponencial:

$$s = a \exp(j\omega_0 t) \quad (3.3 \text{ a})$$

sejam a_i e θ_i a amplitude e a fase da i -ésima onda espalhada, respectivamente. O sinal resultante S_r no móvel é a soma de n ondas espalhadas:

$$S_r = \sum_{i=1}^n a_i \exp[j(\omega_0 t + \theta_i)] \quad (3.3 \text{ b})$$

Equivalentemente,

$$S_r = r \exp[j(\omega_0 t + \theta)] \quad (3.3 \text{ c})$$

onde

$$r \exp(j\theta) = \sum_{i=1}^n a_i \exp(j\theta_i) \quad (3.3 \text{ d})$$

porém,

$$r \exp(j\theta) = \sum_{i=1}^n a_i \cos \theta_i + j \sum_{i=1}^n a_i \sin \theta_i \stackrel{\Delta}{=} x + jy \quad (3.3 \text{ e})$$

então

$$x = \sum_{i=1}^n a_i \cos \theta_i \text{ e } y = \sum_{i=1}^n a_i \sin \theta_i \quad (3.3 \text{ f})$$

onde

$$r^2 = x^2 + y^2 \quad (3.3 \text{ g})$$

$$x = r \cos \theta \quad (3.3 \text{ h})$$

$$y = r \sin \theta \quad (3.3 \text{ i})$$

Considerando que: (1) n é usualmente muito grande, (2) as amplitudes individuais a_i são aleatórias, e (3) a fase θ_i tem uma distribuição uniforme, pode ser assumido, usando o teorema

de Limite Central, que x e y são ambas variáveis gaussianas, com média igual a zero e variâncias $\sigma_x^2 = \sigma_y^2 \stackrel{\Delta}{=} \sigma_r^2$. Portanto, suas distribuições são:

$$p(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma_z^2}\right) \quad (3.3 \text{ j})$$

onde $z = x$ ou $z = y$, como requerido.

Sejam x e y , além de v.a. gaussianas e mesmo desvio padrão, também independentes. Então, a distribuição de probabilidade conjunta, $p(x, y)$, é:

$$p(x, y) = p(x)p(y) = \frac{1}{2\pi\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma_r^2}\right) \quad (3.3 \text{ k})$$

A distribuição $p(r, \theta)$ pode ser escrita como função de $p(x, y)$ a seguir:

$$p(r, \theta) = |J|p(x, y) \quad (3.3 \text{ l})$$

onde

$$J \stackrel{\Delta}{=} \begin{vmatrix} \partial x / \partial r & \partial x / \partial \theta \\ \partial y / \partial r & \partial y / \partial \theta \end{vmatrix} \quad (3.3 \text{ m})$$

é o Jacobiano da transformação das variáveis x, y em r, θ . Usando as equações (3.3 h) e (3.3i), obtém-se $J = r$. Então, substituindo (3.3 k) e $J = r$ em (3.3 l), obtem-se:

$$p(r, \theta) = \frac{r}{2\pi\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}\right)$$

A densidade $p(r)$ é obtida pela média de $p(r, \theta)$, na faixa de variação de θ :

$$p(r) = \int_0^{2\pi} p(r, \theta) d\theta$$

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}\right) & r \geq 0 \\ 0 & \text{outros} \end{cases}, \quad (3.4)$$

em que r é a envoltória do sinal e σ_r^2 é a variância das componentes em fase e em quadratura, que compõem o sinal r .

Observando-se (3.1), se α tem distribuição Rayleigh, pode-se descrever a função densidade de probabilidade da relação sinal-ruído por bit, γ_b dada por:

$$\gamma_b = \alpha^2 \frac{E_b}{N_0} \quad (3.5)$$

Através de transformação de variáveis, tem-se:

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{\gamma_b} e^{-\frac{\gamma_b}{\Omega}}, \gamma_b \geq 0 \quad (3.6)$$

Em que o valor médio de γ_b é dado por:

$$\overline{\gamma_b} = \Omega \frac{E_b}{N_0}, \quad (3.7)$$

e a media quadrática Ω é definido como:

$$\Omega = E(\alpha^2) = 2\sigma_r^2. \quad (3.8)$$

Em um ambiente de propagação Rayleigh, o sinal recebido é composto, exclusivamente, de ondas refletidas, com amplitudes equivalentes, portanto, não existe uma onda com energia muito superior às outras ondas chegando na recepção. Isto é o que ocorre, por exemplo, em uma situação na qual não exista linha de visada (LOS) direta entre transmissão e recepção. Assim, o desvanecimento Rayleigh normalmente se ajusta aos experimentos de sistemas móveis, onde não existe visada entre transmissor e receptor, sendo mais simples de se trabalhar já que é função apenas de um parâmetro: σ_r^2 .

3.3.2 Ambiente Rice

A distribuição de Rice descreve a variação, em pequena escala, da envoltória do sinal recebido, em um ambiente de propagação com múltiplos percursos, onde existe uma linha de visada direta entre o transmissor e o receptor.

Usando as equações (3.3 a) e (3.3 c), o sinal recebido S_r é:

$$S_r = \overbrace{r \exp(j\omega_0 t + \theta)}^{\text{onda-espalhada}} + \overbrace{a \exp(j\omega_0 t)}^{\text{onda-direta}} \quad (3.9)$$

Ou, equivalentemente,

$$S_r = [(x + a) + jy] \exp(j\omega_0 t) \quad (3.10)$$

Observar que, neste caso:

$$r^2 = (x + a)^2 + y^2 \quad (3.11 \text{ a})$$

$$x + a = r \cos \theta \quad (3.11 \text{ b})$$

$$y = r \sin \theta \quad (3.11 \text{ c})$$

Após algum desenvolvimento [27], chega-se à PDF de r ; em função dos parâmetros 'a' e σ_r^2 .

$$p(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2 + a^2}{2\sigma_r^2}\right) I_0\left(\frac{ar}{\sigma_r^2}\right) \quad (3.12)$$

onde r é a envoltória do sinal, $a^2/2$ é a potência da onda recebida na linha de visada, σ_r^2 é a potência da correspondente difusa e:

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp(x \cos \theta) d\theta \quad (3.13)$$

é a função de Bessel modificada, de ordem zero. Observa-se que, se $a = 0$ em (3.9) a distribuição Rice se torna uma distribuição Rayleigh.

3.3.3 Ambiente Nakagami- m

A distribuição Nakagami- m , assim como a distribuição de Rayleigh, também é utilizada para descrever as flutuações dois sinais provenientes de canais com desvanecimento. Sua representação, contudo, é mais ampla, e pode modelar desvanecimentos mais severos, como os observados por Nakagami [28] em uma série de medidas feitas em HF (HF- *High Frequency*) em um canal ionosférico. A PDF, para essa distribuição, é dada por:

$$p(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega} \right)^m r^{2m-1} e^{-mr^2/\Omega}, \quad (3.14)$$

em que, como anteriormente Ω é definido como:

$$\Omega = E(r^2), \quad (3.15)$$

e $\Gamma(\cdot)$ é a função Gamma, definida como:

$$\Gamma(m) = \int_0^{\infty} x^{m-1} e^{-x} dx, \quad (3.16)$$

e o parâmetro m é definido como a razão dos momentos, chamado fator de desvanecimento (*fading*), expresso por:

$$m = \frac{\Omega^2}{E[(r^2 - \Omega)^2]}, \quad m \geq \frac{1}{2} \quad (3.17)$$

ou seja, o inverso da variância normalizada de r^2 . Em contraste com a distribuição de Rayleigh, à qual possui um único parâmetro que pode ser usado para ajustar a estatística ao desvanecimento do canal, a distribuição de Nakagami- m possui dois parâmetros: m e Ω . Como consequência, essa distribuição permite maior flexibilidade e precisão na modelagem do canal, mas que nem sempre compensa ser usada, já que quanto mais parâmetros são empregados, mais trabalho e tempo são necessários.

Se α , da equação (3.1), tem distribuição Nakagami- m , pode-se descrever a função densidade de probabilidade da relação sinal-ruído por bit, γ_b , através de:

$$p(\gamma_b) = \frac{m^m}{\Gamma(m)\overline{\gamma}_b^m} \gamma_b^{m-1} e^{-\frac{m\gamma_b}{\overline{\gamma}_b}}, \quad (3.18)$$

em que $\gamma_b = \alpha^2 \frac{E_b}{N_0}$ e $\overline{\gamma}_b = \Omega \frac{E_b}{N_0}$.

Observa-se que a Equação. (3.18) reduz-se à Equação (3.6) quando $m = 1$, ou seja a distribuição de Rayleigh é um caso particular da distribuição de Nakagami. Também observa-se que para valores de m entre $\frac{1}{2} \leq m < 1$, obtém-se PDF's mais longas que a distribuição de Rayleigh, e para valores de $m > 1$, significando desvanecimento menos severo, o decaimento é mais rápido do que a de Rayleigh, conforme se vê na figura 3.2.

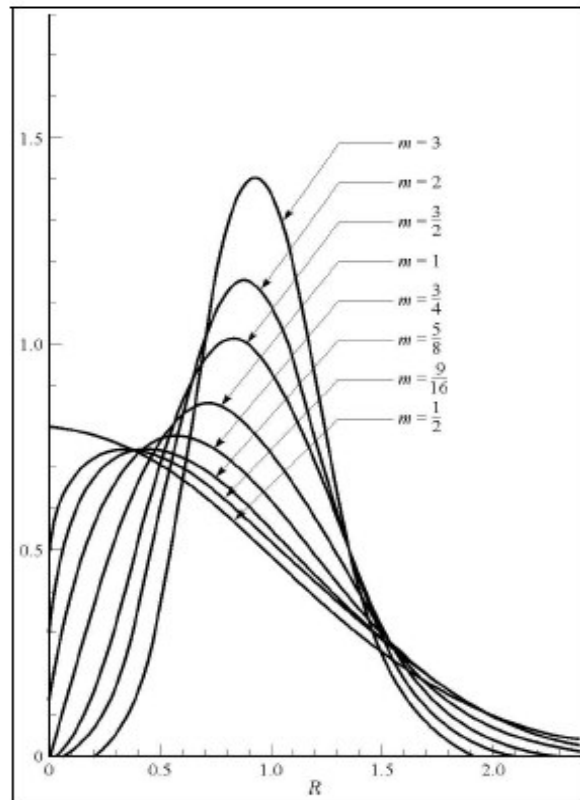


Figura 3.2 – PDF distribuição Nakagami- m , com $\Omega = 1$.

3.4 Sombreamento

A potência do sinal no percurso direto diminui lentamente com o movimento do receptor, em relação ao transmissor. Porém, como um receptor atravessa obstáculos que, parcialmente, bloqueiam o percurso do sinal (tais como árvores, construções, e veículos), isto acarreta numa queda aleatória na potência recebida. Esta diminuição na potência acontece em cima de muitos comprimentos da onda da portadora e, assim, é chamado de desvanecimento lento (*slow fading*). O desvanecimento lento é usualmente modelado por uma distribuição *log-normal*, com potência média e desvio padrão. O desvio padrão, em um ambiente celular é tipicamente no entorno de 8 dB.

A razão para um desvanecimento lento distribuído seguindo uma log-normal é que o sinal recebido é o resultante do sinal transmitido atravessando muitos objetos diferentes. Cada objeto atenua o sinal até certo ponto, e a potência do sinal recebida final é a soma dos fatores de transmissão de todos os objetos. Como uma consequência, o logaritmo do sinal recebido compara a soma de um grande número de fatores de transmissão, cada qual sendo expresso em decibéis. Como o número de fatores fica grande, o teorema do Limite Central diz que a distribuição da soma se aproxima de uma Gaussiana, até mesmo se as condições não são Gaussianas. [29]

3.4.1 Gaussiana em dB

O sombreamento faz com que o sinal recebido apresente uma pequena flutuação em torno do valor nominal, sendo que esta flutuação varia lentamente com o tempo e pouco com a distância. Assim, pode-se modelá-lo como uma incerteza em torno do valor nominal, obtido a partir da perda de percurso, como sendo uma variável aleatória Gaussiana, medida em dB, e que tem média nula e desvio padrão entre $5 \leq \sigma_{dB} \leq 12$ dB. Desta forma, pode-se escrever que:

$$p(g) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{dB}} \exp\left[-\frac{(g - m_{dB})^2}{2\sigma_{dB}^2}\right] \quad (3.19)$$

onde g representa esta flutuação de potência, em dB.

3.4.2 Log-Normal

Para se obter a distribuição conhecida como log-normal, usa-se a transformação $\nu = 10^{\frac{g}{10}}$ e, assim, tem-se:

$$p(\nu) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\log}\nu} \exp\left[-\frac{(\ln(\nu) - m_{\log})^2}{2\sigma_{\log}^2}\right] \quad (3.20)$$

onde m_{\log} é a média logarítmica e σ_{\log} é o desvio padrão logarítmico, dados por:

$$m_{\log} = \int_0^{\infty} \ln(\nu)p(\nu)d\nu$$

$$\sigma_{\log} = \sqrt{\int_0^{\infty} \ln^2(\nu)p(\nu)d\nu - \left[\int_0^{\infty} \ln(\nu)p(\nu)d\nu\right]^2} \quad (3.21)$$

Nota-se que o domínio da log-normal é de 0 a ∞ , ao contrário da gaussiana, que é de $-\infty$ a ∞ . Quanto à média e o desvio padrão, em dB, relacionam-se com a média e o desvio padrão logarítmico através de:

$$m_{dB} = m_{\log} \frac{10}{\ln(10)}$$

$$\sigma_{dB} = \sigma_{\log} \frac{10}{\ln(10)} \quad (3.22)$$

3.5 Perdas no Percurso

Outra característica importante do canal rádio móvel terrestre está relacionada à atenuação média do sinal, em função da distância entre transmissor e receptor. Uma propagação no espaço livre segue a conhecida lei quadrática de variação da potência recebida com a distância, ou seja:

$$P_{rm}(d) = P_{rm}(d_0) - 10 \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (3.23)$$

onde $n = 2$.

$P_{rm}(d)$ é a potência média recebida a uma distância d , qualquer, da antena transmissora e $P_{rm}(0)$ é a potência média recebida a uma distância de referência d_0 , distância essa igual ou superior à distância de Fraunhofer, ou seja, fora da região de campo próximo da antena transmissora [30].

No canal rádio móvel terrestre o expoente de perdas no percurso, n , é diferente de 2 (entre 2.5 e 6, tipicamente), e seu valor depende das características estruturais da região onde a comunicação se estabelece. Rappaport [30] apresenta um método simples para estimação desse expoente, a partir de algumas medidas em campo, na área sob análise.

Existem vários métodos de predição de perdas no percurso para canais rádio móvel terrestres, métodos esses comumente utilizados durante o planejamento de sistemas celulares, onde alguns são a base dos *softwares* de planejamento utilizados e encontrados no mercado. Entre tais modelos pode-se citar o Modelo de Durkin [30], o Modelo de Okumura [30], o Modelo de Hata [30] e o Modelo de Lee [31].

Devido à grande variabilidade das estruturas, tipicamente encontradas em um canal rádio móvel terrestre, a uma mesma distância de um transmissor, a potência recebida é variável. Quando grandes obstáculos, como edifícios, morros e similares se situam entre transmissor e receptor de um sistema de comunicação móvel, aparece o efeito denominado sombreamento (*shadowing*), efeito esse que pode provocar consideráveis “vales” na potência recebida e interromper instantaneamente a comunicação. Medidas comprovam que a variabilidade do sombreamento segue uma distribuição gaussiana em escala logarítmica, ou seja, segue uma distribuição log-normal, conforme visto no item 3.4. Assim, pode-se reescrever a equação de perdas no percurso de forma a considerar esse novo efeito:

$$P_r(d) = P_{rm}(d_0) - 10 \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right)^n + X_\sigma \quad (3.24)$$

onde $P_r(d)$ é a potência média recebida em um ponto, qualquer, a uma distância d da antena transmissora, e X_σ é uma variável aleatória com distribuição log-normal (em dB). O desvio padrão dessa variável se situa normalmente na faixa de 7 a 15 dB [9]. Vale observar que o valor da potência $P_r(d)$ não considera as variações causadas pelos multipercursos.

3.6 Freqüência Doppler

O efeito Doppler é a percepção de uma freqüência, diferente daquela que está sendo transmitida por uma determinada fonte. Esse efeito acontece devido ao movimento relativo entre a fonte e o receptor. Quanto maior a velocidade de deslocamento do receptor em relação à direção de propagação da onda de rádio, maior o desvio de freqüência percebido. Pode-se deduzir o valor do desvio Doppler, em função da velocidade de movimento, através de uma abordagem relativística [27] ou por simples geometria [30].

Assim, seja a Figura 3.3, onde f_D é o desvio Doppler, v é a velocidade do móvel e α é o ângulo entre a direção do movimento e a direção de propagação da onda eletromagnética.

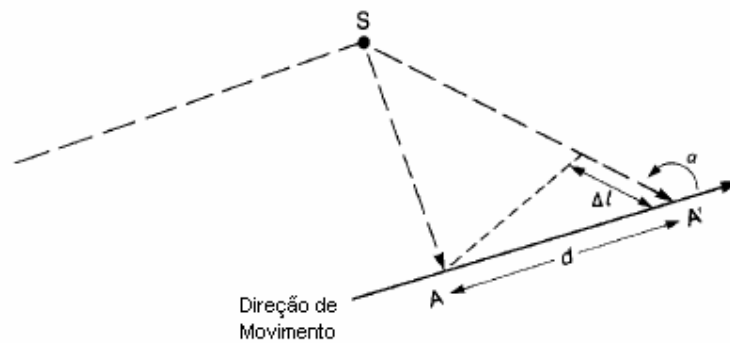


Figura 3.3 – Deslocamento Doppler [32].

Seja AA' o percurso incremental de uma Estação Móvel com velocidade v , recebendo um sinal do espalhador S (*scatter*). Quando o móvel se desloca de A para A' , a variação incremental no percurso da onda é:

$$\begin{aligned}\Delta l &\cong d \cos \beta, \\ \beta &= 180 - \alpha\end{aligned}\tag{3.25}$$

Quando A' está muito próximo a A

$$\Delta l \cong d \cos(180 - \alpha) \Rightarrow \Delta l = -d \cos \alpha\tag{3.26}$$

A distância percorrida pela EM (AA') é:

$$d = v \cdot \Delta t \quad (3.27)$$

Substituindo (3.27) em (3.26)

$$\Delta l \cong -v \Delta t \cos \alpha$$

Como a variação de fase de onda é dada por

$$\Delta \phi = -K \Delta l = -K(-v \Delta t \cos \alpha) = K v \Delta t \cos \alpha$$

$$\therefore \Delta \phi = \frac{2\pi}{\lambda} v \Delta t \cos \alpha$$

e, sendo:

$$f_D = \frac{\omega_D}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \phi}{\Delta t} \Rightarrow f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{2\pi}{\lambda} v \cos \alpha \Rightarrow f_D = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha \quad (3.28)$$

Quando $\alpha > 90^\circ$, significando que o raio espalhado chega por trás do receptor, tem-se:

$$f_D = -\frac{v}{\lambda} |\cos \alpha|$$

Quando $\alpha < 90^\circ$, significando que o raio espalhado chega pela frente do receptor, tem-se:

$$f_D = +\frac{v}{\lambda} |\cos \alpha|$$

A Figura 3.4 mostra que os maiores valores de Doppler ocorrem nas proximidades da frequência portadora.

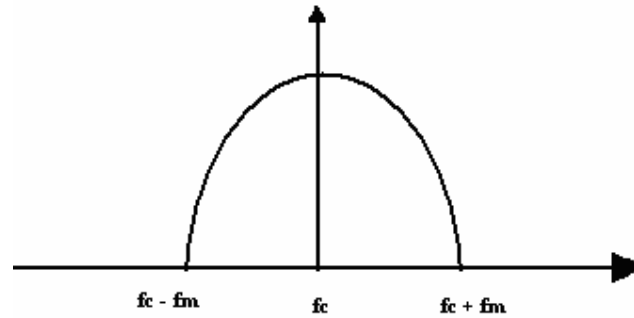


Figura 3.4 – Variações de Doppler para a frequência portadora.

Resumindo, partindo da equação (3.28):

$$\text{Quando } \begin{cases} \alpha = 0^\circ \\ \alpha = 180^\circ \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} f_D = v/\lambda = f_m \\ f_D = -v/\lambda = -f_m \end{cases} \quad (3.29)$$

3.7 Envoltória do Sinal Recebido e Espectro de Doppler

Em uma situação real, como o sinal é recebido de várias direções, e como as características das estruturas variam conforme a posição do terminal móvel, cada sinal de multipercurso sofrerá diferente desvio Doppler e, como resultado, tem-se não mais um desvio, mas um espectro Doppler. Esse espectro é formado a partir da variação aleatória da frequência percebida em cada multipercurso, conforme a variação das estruturas ao redor do receptor, dando origem ao que é denominado Ruído de FM Aleatório (*Random FM Noise*), ruído esse que é responsável pela existência de um patamar mínimo para a probabilidade de erro de bit, em vários sistemas de comunicação móvel digital. Esse patamar não pode ser reduzido mesmo com o aumento da potência de transmissão [27].

3.7.1 Envoltória do Sinal Recebido

A envoltória do sinal recebido e a fase são variáveis aleatórias. É preciso buscar um modelo para tratar as características estatísticas dos campos eletromagnéticos recebidos, com a envoltória e a fase associadas. Dentre esses modelos, tem-se destacam-se:

1. Modelo de Clarke
2. Modelo de Aulin

O modelo de Clarke [33] é unidimensional, pois supõe que os sinais que chegam ao receptor são apenas horizontais. Já o modelo de Aulin [33] vai mais além, supondo que as ondas polarizadas verticalmente não viajam, necessariamente, horizontalmente, ou seja, é um modelo bidimensional, mais real.

Seja, na Figura 3.5, uma onda chegando ao receptor representado no sistema de referência a seguir, onde:

$\alpha \rightarrow$ ângulo de chegada na horizontal.

$\beta \rightarrow$ ângulo de chegada na vertical

Observa-se que, no modelo de Clarke, β é nulo.

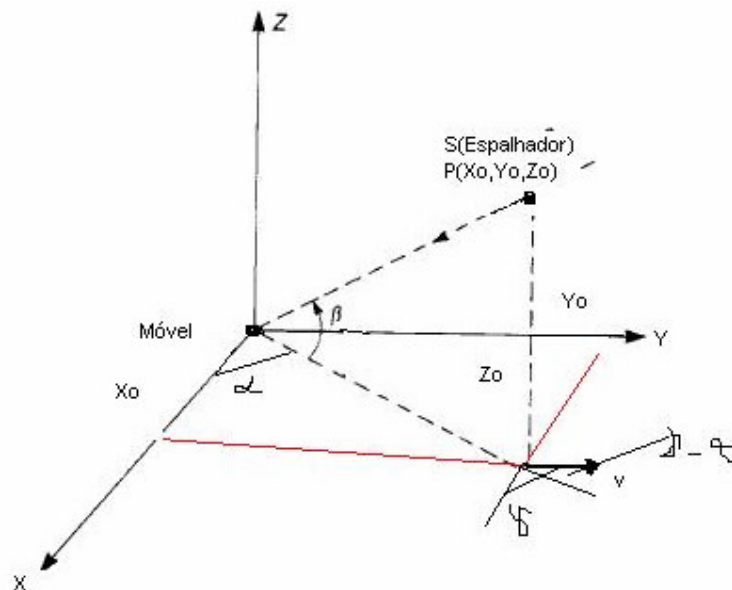


Figura 3.5 - Sistema considerado no tratamento do sinal recebido pelo móvel

Uma onda chega com amplitude C_n , fase ϕ_n e ângulos espaciais α_n (no plano horizontal) e β_n (no plano vertical). As variáveis C_n , ϕ_n , α_n e β_n são supostas aleatórias independentes.

Supondo que, em cada ponto de recepção, o sinal resultante seja composto de N ondas planas, pode-se afirmar que o valor médio quadrático da amplitude C_n é dado por:

$$E[C_n^2] = \frac{N_1 C_1^2 + N_2 C_2^2 + \dots + N_n C_n^2 + \dots + N_N C_N^2}{N} \quad (3.30)$$

onde $N_1 + N_2 + \dots + N_N = N$

$$\therefore E[C_n^2] = \frac{E_0}{N}, \text{ onde } E_0 = cte > 0 \quad (3.31)$$

As fases ϕ_n são supostas distribuídas uniformemente em $[0, 2\pi]$, então sua fdp é uniforme.

$p(\alpha) \equiv$ PDF do ângulo de chegada, no plano horizontal, e é suposta uma distribuição uniforme.

Assim:

$$p(\alpha) = \frac{1}{2\pi}, \text{ no intervalo } [0, 2\pi] \quad (3.32)$$

Para o campo resultante em cada ponto do receptor, $E(t)$, tem-se:

$$E(t) = \sum_{n=1}^N E_n(t), \text{ onde}$$

$$E_n(t) = C_n \text{Cos}(\omega_c t - Kd_n + \phi_n) \quad (3.33)$$

onde ω_c é a portadora e:

$$d_n = -x_0 \text{Cos} \alpha_n \text{Cos} \beta_n - y_0 \text{Sen} \alpha_n \text{Cos} \beta_n - z_0 \text{Sen} \beta_n$$

Se o ponto $R_x(x_0, y_0, z_0)$ se move com \vec{v} em xy, formando γ com o eixo x, então se o tempo decorrido no intervalo de observação é t e, após longo desenvolvimento [33], chega-se a:

$$E_n(t) = C_n \text{Cos} \left\{ \left[\omega_c + \frac{2}{\lambda} v \text{Cos}(\gamma - \alpha_n) \text{Cos} \beta_n \right] t + \frac{2\pi}{\lambda} z_0 \text{Sen} \beta_n + \phi_n \right\} \quad (3.34)$$

onde são definidos:

$\omega_n \rightarrow$ Deslocamento Doppler sofrido pela n-ésima componente da onda.

$\theta_n \rightarrow$ fase da n-ésima componente da onda.

$$E_n(t) = C_n \text{Cos}[(\omega_c + \omega_n)t + \theta_n]$$

Assim:

$$E(t) = \sum_{n=1}^N C_n \text{Cos}[(\omega_c + \omega_n)t + \theta_n]$$

ou ainda:

$$E(t) = C_n [\text{Cos}\omega_c t \text{Cos}(\omega_n t + \theta_n) - \text{Sen}\omega_c t \text{Sen}(\omega_n t + \theta_n)]$$

$$E(t) = \underbrace{\sum_{n=1}^N C_n \text{Cos}(\omega_n t + \theta_n)}_{I(t)} \text{Cos}\omega_c t - \underbrace{\sum_{n=1}^N C_n \text{Sen}(\omega_n t + \theta_n)}_{Q(t)} \text{Sen}\omega_c t \quad (3.35)$$

portanto:

$$I(t) = \sum_{n=1}^N C_n \text{Cos}(\omega_n t + \theta_n) \quad (3.35 \text{ a})$$

$$Q(t) = \sum_{n=1}^N C_n \text{Sen}(\omega_n t + \theta_n) \quad (3.35 \text{ b})$$

$$E(t) = I(t) \text{Cos}\omega_c t - Q(t) \text{Sen}\omega_c t \quad (3.36)$$

onde $I(t)$ e $Q(t)$ são componentes em quadratura, cuja envoltória é expressa

por: $|E(t)| = \sqrt{I^2 + Q^2}$,

e cuja fase $\theta = \text{tg}^{-1}\left(-\frac{Q(t)}{I(t)}\right)$

Assim, I e Q são componentes em quadratura detectadas por um receptor qualquer, onde $|E(t)|$ é a envoltória do sinal complexo recebido e θ , sua fase.

Se N é muito grande, como C_n , ω_n e θ_n são variáveis independentes, então as componentes $I(t)$ e $Q(t)$ são processos gaussianos independentes, sendo completamente caracterizados por seu valor médio e funções autocorrelação. Na prática, N = 6 multipercursos já é suficiente para que tais considerações sejam feitas.

Como $I(t)$ e $Q(t)$ são v.a. gaussianas que assumem tanto valores positivos quanto negativos, suas médias são nulas e, portanto, a média de $E(t)$ é nula.

$$\begin{aligned} E[I(t)] &= E[Q(t)] = 0 \text{ então} \\ E[E(t)] &= 0 \end{aligned} \tag{3.37}$$

Quanto à variância σ^2 , é a mesma tanto para $I(t)$ quanto para $Q(t)$, e é igual ao valor quadrático médio, ou seja, a potência média, já que I e Q são tensões. Assim:

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= E[C_n^2] \Rightarrow \sigma = \sqrt{E[C_n^2]} \\ \sigma &= \sqrt{\frac{E_0}{N}} \end{aligned} \tag{3.38}$$

Resumindo, as PDFs de I e Q são do tipo gaussiana e, para a envoltória $r = E(t)$, tem-se a distribuição de Rayleigh, como já visto na equação (3.4) anteriormente. Nesse caso:

$$\begin{cases} p_I(r_i) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-r_i^2/2\sigma^2} \\ p_Q(r_q) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-r_q^2/2\sigma^2} \end{cases} \tag{3.39}$$

3.7.2 Espectro de RF do Sinal Recebido

Para calcular o espectro de Doppler, chamado do espectro de RF do sinal recebido, calcula-se a transformada de Fourier da função autocorrelação temporal, expressa em termos de retardo de tempo τ , através das equações:

$$S(f) = F \left[\underbrace{E(t) \cdot E(t + \tau)}_{\text{correlação}} \right] \quad (3.40)$$

Para a correlação, partindo da equação (3.36) e, após longo desenvolvimento, chega-se a:

$$\overline{E(t)E(t + \tau)} = \overline{I(t)I(t + \tau)} \cdot \text{Cos } \omega_c \tau - \overline{I(t)Q(t + \tau)} \cdot \text{Sen } \omega_c \tau \quad (3.41)$$

Substituindo as equações (3.35-a) e (3.35-b) na equação (3.41), e aplicando a transformada de Fourier (F) na mesma, obtém-se:

$$S(f) = F \left[\underbrace{\overline{I(t)I(t + \tau)}}_{a(\tau)} \right] \text{Cos } \omega_c \tau - F \left[\underbrace{\overline{I(t)Q(t + \tau)}}_{c(\tau)} \right] \text{Sen } \omega_c \tau \quad (3.42)$$

onde

$$a(\tau) = \overline{I(t)I(t + \tau)} = E \left[\sum_{n=1}^N C_n \underbrace{\text{Cos}(\omega_n t + \theta_n)}_m \cdot \sum_{n=1}^N C_n \underbrace{\text{Cos}[\omega_n(t + \tau) + \theta_n]}_n \right] \quad (3.43)$$

e

$$c(\tau) = \overline{I(t)Q(t + \tau)} = E \left[\sum_{n=1}^N C_n \underbrace{\text{Cos}(\omega_n t + \theta_n)}_m \cdot \sum_{n=1}^N C_n \underbrace{\text{Sin}[\omega_n(t + \tau) + \theta_n]}_n \right] \quad (3.44)$$

Considerando-se as fases dos sinais que chegam ao receptor como distribuídas uniformemente no intervalo $[0, 2\pi]$, com média nula, a equação (3.43) só será não nula quando $m = n$, segundo [33]. Assim, neste caso, após algum desenvolvimento, chega-se às equações:

$$a(\tau) = \frac{E_0}{2} E(\text{Cos } \omega \tau) \quad (3.45)$$

Desenvolvimento semelhante leva a:

$$c(\tau) = \frac{E_0}{2} E[\text{Sen } \omega \tau] \quad (3.46)$$

Pela definição do valor médio, as equações (3.45) e (3.46), ficam:

$$a(\tau) = \frac{E_0}{2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \text{Cos } \omega \tau p(\theta, \beta) d\beta d\theta$$

onde, $\text{Cos}(\gamma - \alpha_n) = \text{Sen } \theta$ e $\omega = 2\pi \frac{V}{\lambda} \text{Cos}(\gamma - \alpha) \text{Cos } \beta$

e, substituindo V/λ pelo máximo deslocamento Doppler f_m , obtém-se:

$$\omega = 2\pi f_m \text{Sen } \theta \text{Cos } \beta \quad (3.47)$$

Voltando à equação de $a(\tau)$, então:

$$a(\tau) = \frac{E_0}{2} \iint \text{Cos} [(2\pi f_m \text{Sen } \theta \text{Cos } \beta) \tau] p(\theta, \beta) d\beta d\theta \quad (3.48)$$

Considerando-se θ e β variáveis independentes, então:

$$p(\theta, \beta) = p(\theta) p(\beta) \quad (3.49)$$

Como a distribuição $p(\alpha)$ foi considerada uniformemente distribuída, então:

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi} \quad (3.50)$$

e, nesse caso:

$$a(\tau) = \frac{E_0}{2} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \text{Cos} [(2\pi f_m \text{Sen } \theta \text{Cos } \beta) \tau] d\theta x p(\beta) d\beta \quad (3.51)$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{J_0[(\omega_m \text{Cos } \beta) \tau]}$

$$\therefore a(\tau) = \frac{E_0}{2} \int_{-\pi}^{\pi} J_0[(\omega_m \cos \beta) \tau] p(\beta) d\beta \quad (3.52)$$

onde falta definir $p(\beta)$. Segundo Clarke, como a maioria dos raios chegam na horizontal, β pode ser considerado nulo. Isto equivale a 1 único valor para β , ou seja, a PDF de β é impulsional, ou seja:

$$p(\beta) = \delta(\beta)$$

Assim, a equação (3.52) torna-se:

$$a(\tau) = \frac{E_0}{2} \int_{-\pi}^{\pi} J_0[(\omega_m) \tau] p(\beta) d\beta$$

$$a(\tau) = \frac{E_0}{2} J_0[(\omega_m \tau)] \underbrace{\int_{-\pi}^{\pi} p(\beta) d\beta}_{=1}$$

$$\therefore a(\tau) = \frac{E_0}{2} J_0(\omega_m \tau) \quad (3.53)$$

Raciocínio semelhante conduz à:

$$c(\tau) = 0$$

Nesse caso, a equação (3.42) é reescrita da forma:

$$S(f) = F[a(\tau)] \Rightarrow S(f) = \frac{E_0}{2} F[J_0(\omega_m \tau)] \quad (3.54)$$

que, após de algum desenvolvimento, leva a:

$$S(f) = \frac{E_0}{2\omega_m} \frac{1}{\sqrt{1 - (f/f_m)^2}} \quad (3.55)$$

O espectro desta função é visto na Figura 3.6, sendo conhecido como espectro de Jakes. É estritamente limitado em banda dentro de deslocamento Doppler máximo ($f_m = \pm \frac{V}{\lambda}$), mas a densidade espectral de potência torna-se infinita em $f_c \pm f_m$, devido à consideração de Clarke, citada anteriormente. Este resultado, porém, é tanto mais realístico quando mais f se aproxima de f_c e, como já visto na Figura 3.4, é aí onde ocorre a maior concentração de desvios Doppler. Por esse motivo é que o modelo de Clarke, o mais simples, é o empregado nas simulações de canais, como será citado, posteriormente, neste trabalho,

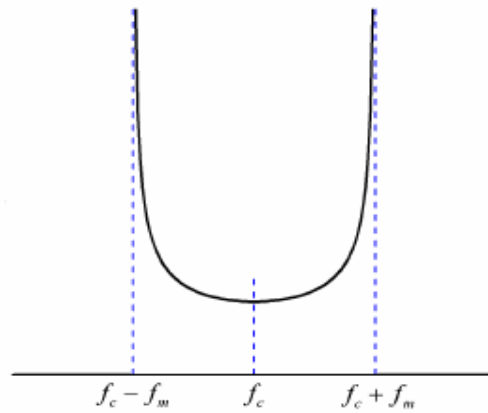


Figura 3.6 - Espectro de Doppler de RF, segundo Clarke

3.8 Resposta ao Impulso

A resposta ao impulso de um canal rádio móvel terrestre pode ser descrita pela expressão (3.56) e visualizada através da Figura (3.7).

Tal resposta pode ser escrita da forma:

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L g_l(t, \tau) \delta(t - \tau_l(t)) \quad (3.56)$$

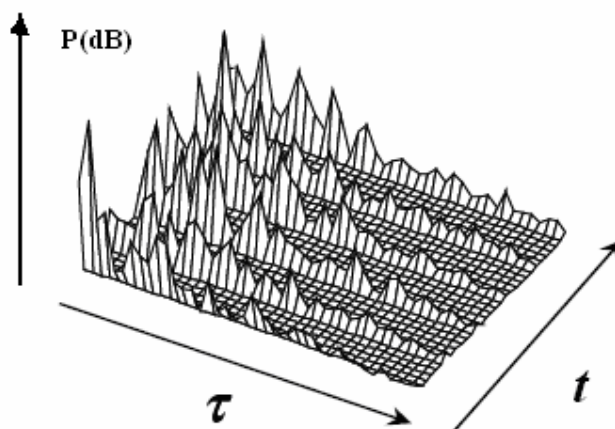


Figura 3.7 - Resposta ao impulso de um canal de rádio móvel terrestre, para vários instantes de observação.

onde, L é o número de percursos provocados pelo canal, $\tau_l(t)$ é o atraso de propagação do l -ésimo percurso, no instante t , e g_l é uma variável aleatória complexa, de média nula, cuja envoltória segue uma distribuição de Rayleigh [30].

Na Figura 3.7 pode-se observar dois efeitos: a variação temporal do canal (ilustrada pelo eixo em t) e o espalhamento temporal, causado pela propagação por multipercursos (eixo em τ).

Assim, quando um sinal é transmitido em um canal rádio móvel terrestre, ocorre um espalhamento temporal do sinal, espalhamento este que pode ser quantificado (valor médio, eficaz ou máximo) através do Perfil de Intensidade de Potência, mais conhecido como MIP (*Multipath Intensity Profile*), e de onde se obtém o Espalhamento de Atraso dos Multipercursos (*Multipath Delay Spread*) ou, simplesmente, Espalhamento Temporal. Dessa forma, o MIP fornece o comportamento da energia recebida, durante um intervalo de tempo, correspondente ao máximo espalhamento do sinal recebido, causado pelos multipercursos do sinal transmitido.

Sempre que existe espalhamento temporal pode haver a alteração de amplitude das várias componentes do espectro do sinal transmitido. Esta alteração poderá ocorrer de maneira uniforme em toda faixa de frequências do sinal, configurando o chamado Desvanecimento Plano ou poderá afetar somente uma determinada faixa de frequências, configurando o que é conhecido como Desvanecimento Seletivo ou Canal Seletivo em Frequência. A possibilidade de

ocorrência de desvanecimento plano ou seletivo pode ser determinada pela Largura de Banda de Coerência do canal. Este parâmetro fornece uma medida estatística da faixa de frequências em que o canal pode ser considerado plano ou, de forma análoga, é a faixa de frequências dentro da qual as componentes espectrais do sinal recebido possuem grande correlação de amplitude. A Banda de Coerência é inversamente proporcional ao Espalhamento Temporal no canal e o seu valor exato depende da definição de um valor para a correlação entre as amplitudes das componentes espectrais, não existindo, portanto, uma fronteira nítida que separe um canal seletivo daquele que possa ser considerada plano.

Como já citado, o espalhamento temporal leva à possibilidade de ocorrência de desvanecimento seletivo e, nessa situação, em sistemas digitais, pode ocorrer o que é conhecido como Interferência Intersimbólica. Essa interferência é a sobreposição temporal de símbolos vizinhos recebidos na “saída” do canal, no momento de decisão dos bits, e leva à necessidade de redução da taxa de transmissão através desse canal ou à implementação de técnicas que minimizem os seus efeitos.

Em um canal rádio móvel pode ocorrer o movimento relativo entre transmissor e receptor e/ou os objetos que circundam o transmissor e o receptor, podem estar em movimento. Em qualquer dos dois casos há variação nos caminhos tomados pelo sinal que trafega do transmissor ao receptor. Tal variação faz com que o sinal recebido apresente uma correspondente variação de fase, cuja taxa pode ser vista como uma variação de frequência do sinal recebido em cada multipercurso, formando o já citado Espalhamento Doppler ou Espectro Doppler. Dessa característica pode-se retirar um parâmetro que informa a variabilidade temporal do canal. Tal parâmetro é denominado Tempo de Coerência e é uma medida estatística do intervalo de tempo, durante o qual a resposta ao impulso do canal pode ser considerada como invariante ou, de maneira análoga ao Espalhamento de Atraso, é o intervalo de tempo no qual os sinais recebidos possuem grande correlação de amplitude. O tempo de Coerência é inversamente proporcional ao Espalhamento Doppler e também não fornece uma fronteira nítida entre um canal que varia rapidamente, configurando um Desvanecimento Rápido, e aquele que varia lentamente, configurando um Desvanecimento Lento. Na prática, assume-se que um canal pode ser considerado lento se suas características não se alteram, entre dois intervalos de sinalização consecutivos do sinal transmitido [23].

3.9 Recomendações ETSI/TC GSM 05.05 e ITU-R M.1225

Para cada tipo de ambiente, o canal apresenta características muito particulares. Na Tabela 3.1 estão sintetizados alguns valores típicos para atraso de percurso, τ , e atenuação relativa média, $\bar{\alpha}$, em três ambientes distintos, para a simulação de canais, proposta pelo ETSI [34]. A resposta impulsiva do canal mostrada na Figura 3.8 é resultado de um somatório das respostas de todos os percursos existentes, sendo que cada uma possui atraso, τ .

Neste trabalho, dá-se enfoque aos desvanecimentos de pequena escala e, na Figura 3.9, é apresentado o modelo de canal adotado.

ZONA RURAL		ZONA URBANA		ZONA MONTANHOSA	
$\tau(\mu s)$	$\bar{\alpha}[dB]$	$\tau(\mu s)$	$\bar{\alpha}[dB]$	$\tau(\mu s)$	$\bar{\alpha}[dB]$
0.0	0	0.0	-3	0.0	0
0.1	-4	0.2	0	0.1	-1.5
0.2	-8	0.5	-2	0.3	-4.5
0.3	-12	1.6	-6	0.5	-7.5
0.4	-16	2.3	-8	15.0	-8.0
0.5	-20	5.0	-10	17.2	-17.7

Tabela 3.1 – Atrasos e atenuações relativas médias típicas para três ambientes distintos [34].

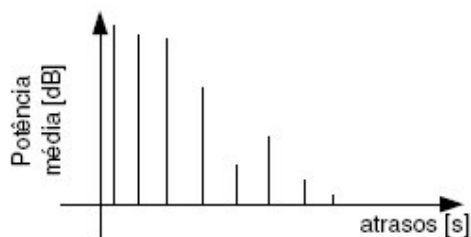


Figura 3.8. Resposta impulsiva de um canal multipercursos.

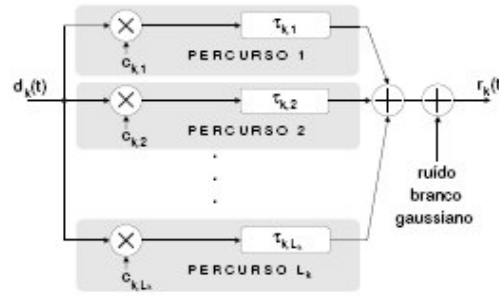


Figura 3.9. Modelo para canal multipercursos para o k -ésimo usuário.

Neste modelo, $r(t)$ pode ser representado, matematicamente, como:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L_k} c_{k,l}(t) d_k [t - \tau_{k,l}(t)] + n(t), \quad (3.57)$$

onde K é o número de usuários; L_k , o número de percursos existentes no canal para o k -ésimo usuário; $c_{k,l}(t)$ denota os coeficientes complexos que modelam a atenuação e deslocamento de fase sofridos pelo sinal do k -ésimo usuário em seu l -ésimo percurso; $\tau_{k,l}(t)$ é o atraso na propagação do sinal recebido pelo k -ésimo usuário, através de seu l -ésimo percurso; $d_k(t)$ é o sinal bandabásica transmitido pelo k -ésimo usuário e $n(t)$ é o ruído branco aditivo Gaussiano, AWGN. Os coeficientes $c_{k,l}(t)$ provêm de uma função do tempo e do atraso de propagação do l -ésimo percurso:

$$c_{k,l}(t) = c_k [\tau_{k,l}(t), t], \quad (3.58)$$

onde c_k denota a resposta impulsiva do canal para o k -ésimo usuário, expressa por:

$$c_k(\tau; t) = \alpha_k(\tau; t) e^{-j2\pi f_c \tau} \quad (3.59)$$

onde $\alpha_k(\tau; t)$ denota a atenuação das componentes do sinal em um atraso τ , no instante t e f_c , a frequência da portadora..

Segundo Proakis [22], é necessária uma grande mudança dinâmica no meio para causar uma significativa alteração no sinal recebido. Por outro lado, as fases das réplicas recebidas

podem facilmente sofrer rotações de $2\pi[\text{rad}]$, com uma pequena movimentação do transmissor e/ou receptor. Considerando tal liberdade de movimentação, característica da comunicação móvel celular, reconhece-se a necessidade de um estudo cuidadoso dos canais de propagação. Para qualquer um dos casos constata-se a relação entre os nulos de aproximadamente $\lambda_c/2$ [35], metade do comprimento de onda da portadora.

Para um sistema CDMA, o canal móvel tornará ainda mais crítico o problema da interferência. Junto a certa informação de interesse estarão adicionados não apenas réplicas atrasadas da mesma informação como também, sinais de usuários interferentes. Desta forma o sinal para o k -ésimo usuário pode ser escrito:

$$r(t) = \underbrace{d_k [t - \tau_{k,1}(t)] c_{k,1}(t)}_{\text{sin alde int erness}} + \underbrace{\sum_{l \neq 1} d_k [t - \tau_{k,l}(t)] c_{k,l}(t)}_{\text{replicado sin alde int erness}} + \underbrace{\sum_{j \neq k} \sum_l d_j [t - \tau_{j,l}(t)] c_{j,l}(t)}_{\text{usuario sin terferentes}} + n(t)$$

Assim, em um sistema CDMA, como a correlação cruzada define a interferência entre os usuários, a auto-correlação fora de fase determinará as interferências entre réplicas de uma mesma informação - a *auto-interferência*.

Segundo [36], o modelo de canal a ser usado é discreto, com espalhamento descorrelacionado e estacionário no sentido amplo (WSSUS), para o qual o sinal recebido é representado pela soma de réplicas retardadas do sinal de entrada, ponderadas por um processo Gaussiano variante no tempo, independente e de média zero. Especificamente, se $z(t)$ e $w(t)$ denotam as representações do complexo passa baixa de entrada e saída do canal, respectivamente, então:

$$w(t) = \sum_{n=1}^N \sqrt{P_n} g_n(t) z(t - \tau_n) \quad (3.60)$$

onde P_n é a intensidade do n -ésimo peso, e $g_n(t)$ é o processo Gaussiano complexo ponderando a n -ésima réplica.

O espectro de potência de $g_n(t)$, chamado de Espectro Doppler do n -ésimo percurso, controla a taxa de desvanecimento devido ao n -ésimo percurso. Para definir completamente este modelo de canal basta somente uma especificação do espectro Doppler dos pesos nos *taps*

(tomadas), $\{P_n(v); n = 1, \dots, N\}$, os retardos nesses *taps*, $\{\tau_n; n = 1, \dots, N\}$, e as intensidades dos pesos nos *taps* $\{p_n; n = 1, \dots, N\}$.

O processo $g_n(t)$ é interpretado como um modelamento da superposição de componentes de multipercursos não resolvidos, chegando de diferentes ângulos, na vizinhança do intervalo de retardo:

$$\tau_n - \frac{1}{2W} < \tau < \tau_n + \frac{1}{2W} \quad (3.61)$$

onde W é a largura de banda do sinal transmitido.

Cada raio, em geral, tem um diferente deslocamento Doppler correspondendo a um diferente valor do cosseno do ângulo entre a direção do raio e o vetor velocidade. Por simplicidade, as seguinte suposições são feitas:

- a) Para canais externos (*outdoor*) uns números muito grandes de raios recebidos chegam à estação móvel, uniformemente distribuídos em azimute, e elevação zero para cada intervalo de retardo (Condição de Clarke, citada no item 3.7.1). Também, o padrão da antena é suposto ser uniforme na direção azimutal. Na estação base, em geral, os raios chegam numa faixa limitada de azimute.
- b) Para canais internos (*Indoor*), um número muito grande de raios chegam, uniformemente distribuídos, em elevação e azimute, para cada intervalo de retardo na estação base. Também, a antena é suposta ser ou um dipolo vertical curto ou de meia onda.

Caso a) é idêntico ao espectro de Jakes, desenvolvido no item 3.7.2, em modelagem de canal de faixa estreita. Então, o espectro Doppler resultante é o mesmo da equação 3.55, lembrando que $V/\lambda = f_m$, deslocamento de Doppler máximo.

$$P_n(v) = P(v) = \frac{1}{\pi} \frac{1}{\sqrt{(V/\lambda)^2 - v^2}} \text{ para } |v| < V/\lambda \quad (3.62)$$

Caso b) resulta em um espectro Doppler que é aproximadamente plano, e a escolha de um espectro plano tem sido tomada como:

$$P_n(v) = P(v) = \frac{\lambda}{2V} \text{ para } |v| < V/\lambda \quad (3.63)$$

Conseqüentemente, este espectro Doppler é referido como plano.

3.10 Aplicação Prática

Este item resume, sob o ponto de vista prático, a aplicação da teoria desenvolvida neste Capítulo. Conforme visto anteriormente, o desvanecimento dos sinais pode ser estudado sob dois aspectos: **pequena escala** (janela da ordem de dezenas de comprimentos de onda do sinal) e **grande escala** (janela da ordem de centenas de comprimentos de onda do sinal). O desvanecimento, em termos da variabilidade do sinal, pode ser desmembrado da forma indicada na Figura 3.10.[37].

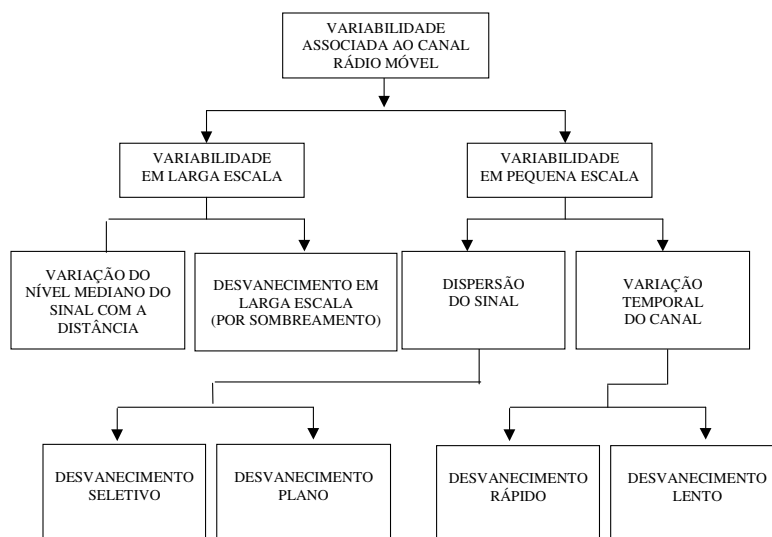


Figura 3.10 - Desvanecimento associado ao canal rádio móvel.

A variabilidade em larga escala pode ser estudada em relação a dois mecanismos: a variação do valor mediano do sinal, em função da distância receptor-transmissor, e o desvanecimento deste valor mediano dentro de uma mesma distância, ocasionado pelo sombreamento. A variação do nível mediano do sinal com a distância é ocasionada pela dependência direta da energia recebida no receptor com a distância deste ao transmissor. Esta variação tem sido investigada em vários modelos de predição publicados na literatura [38]. O

desvanecimento em larga escala é ocasionado, principalmente, pelos obstáculos, naturais ou não, que existem entre o transmissor e o receptor. Mesmo mantendo-se a distância receptor-transmissor fixa, o valor mediano do sinal pode sofrer uma variação. Vários trabalhos publicados na literatura caracterizaram esta variação por uma distribuição de probabilidade log-normal, de média nula e desvio padrão típico de 4 a 12dB [30,32].

A variabilidade em pequena escala refere-se a mudanças bruscas da amplitude e fase do sinal, para pequenas variações da distância receptor-transmissor. Para deslocamentos do receptor, menores que um comprimento de onda, estas variações podem chegar a cerca de 30 a 40 dB, em relação ao valor médio do sinal [30,32]. Esta variabilidade é ocasionada, principalmente, por dois fatores: a dispersão do sinal (fenômeno do multipercurso) e a variabilidade temporal do canal.

Cada tipo de desvanecimento age de uma forma distinta sobre o sinal. Para determinados sistemas, quando empregados em certos ambientes, o simples aumento da potência não é suficiente para a melhora do desempenho, tornando-se necessário o emprego de técnicas especiais, tais como: diversidade, equalização e códigos corretores de erro.

3.10.1 Dispersão do Sinal

Para analisar apenas o efeito do multipercurso, considera-se um receptor parado. Havendo multipercurso, o sinal captado pelo receptor não se restringirá apenas a uma cópia do sinal transmitido, mas ao somatório de várias réplicas deste sinal, cada uma com sua amplitude, fase, retardo temporal e ângulo de chegada. No domínio do tempo, os parâmetros do multipercurso são retirados do perfil de retardos (“*power delay profile*”), também conhecido PDP ou MIP, que corresponde à representação da potência do sinal recebido como função do retardo temporal, em relação a um tempo fixo de referência [30,32].

A análise da propagação multipercurso, no domínio do tempo, depende da relação entre a duração do símbolo transmitido (T_S) e “desvio padrão de retardos” (“*delay-spread*”- τ_{RMS}), que é a raiz quadrada do segundo momento central do perfil de potência de retardos. Em outras palavras, se τ_{RMS} for muito menor que T_S , todas as componentes do multipercurso chegarão dentro do mesmo período de símbolo, não ocorrendo a interferência entre pulsos adjacentes (ISI). Em contrapartida, se τ_{RMS} é da ordem ou maior que T_S , ocorrerá a ISI.

Associado ao τ_{RMS} está o conceito de banda de coerência (B_C), com a qual se pode verificar o grau de correlação entre duas frequências, dentro de uma determinada banda. O valor de B_C é proporcional ao inverso de τ_{RMS} . Assim, dependendo do tamanho da banda de transmissão (B), desvanecimentos diferentes (descorrelatados) podem ou não acontecer, para frequências diferentes dentro de “ B ” [30,32]. Desta forma, no domínio da frequência, a análise do desvanecimento irá depender da relação entre a banda transmitida (B) e a banda de coerência (B_C). Assim, dois diferentes tipos de desvanecimentos podem ser classificados:

- a) **Desvanecimento plano:** no caso de B ser muito menor que B_C ou T_S muito maior que τ_{RMS} . O sinal sujeito a este desvanecimento é denominado de faixa estreita;
- b) **Desvanecimento seletivo:** no caso de B ser da ordem ou maior que B_C ou T_S se da ordem ou menor que τ_{RMS} . O sinal sujeito a este tipo de desvanecimento é denominado de faixa larga.

3.10.2 Variabilidade Temporal do Canal

A variabilidade temporal do canal é consequência do movimento relativo entre o receptor e o transmissor, da modificação das propriedades físicas do canal e do movimento apresentado pelo ambiente (vegetação, veículos, etc.). Na maioria dos casos, o grande responsável pela variação temporal do canal é a mobilidade do receptor, porém, existem ocasiões, onde os outros dois fatores são dominantes. Este trabalho analisará apenas a variabilidade do canal relacionada com a mobilidade do receptor, porém o efeito dos dois outros fatores será análogo. A análise deste problema está baseada em dois conceitos: tempo de coerência (T_C) e deslocamento ou desvio Doppler máximo. [30,32].

O desvio Doppler é observado como um deslocamento da frequência, consequência da variação do canal com o tempo. Este desvio é proporcional à velocidade (v) do receptor móvel e seu valor máximo vale v/λ , onde λ é o comprimento de onda do sinal. O tempo de coerência (T_C) é proporcional ao inverso do desvio Doppler e corresponde a uma medida estatística da duração temporal, na qual o canal é invariante [30,32]. Este comportamento é dual da **dispersão temporal do sinal**, pois este ocasiona um espalhamento temporal, com distorções no espectro da frequência, enquanto o outro provoca um espalhamento na frequência, com distorções temporais. A análise da dispersão do sinal depende da relação entre a dimensão da faixa de

transmissão (B) e a banda de coerência (B_D). Dois tipos diferentes de desvanecimento podem ocorrer:

- a) **Desvanecimento lento:** no caso de B ser muito maior que B_D ou T_S muito menor que T_C ;
- b) **Desvanecimento rápido:** no caso de B ser da ordem ou menor que B_D ou T_S ser da ordem, ou maior que T_C .

Bateman [40] verificou que para valores da BER entre 10^{-3} e 10^{-4} o sinal irá sofrer desvanecimento lento para $B > (100 \text{ a } 200B_D)$. Através de simulações [30,39,40] foi verificado que para $B = 150 B_D$ garante-se, na maioria dos casos, uma BER $< 10^{-3}$. No domínio do tempo a relação corresponde a: $T_S < T_C / 27$.

CAPÍTULO 4

SIMULAÇÃO: ESTRUTURA E RESULTADOS NUMÉRICOS

Através de simulação com base no software *Simulink*, desenvolvido pela *The MathWorks* [10], este Capítulo analisa o desempenho do padrão CDMA IS-95 em condições operacionais. O *Simulink* constitui um pacote de ferramentas em *Matlab*, que possibilita a análise de sistemas dinâmicos onde entradas e saídas modificam-se ao longo do tempo. O parâmetro, tomado como referência para avaliar o desempenho deste sistema é a Taxa de Erros de Quadro (FER – *Frame Error Rate*). Inicialmente são descritos os principais blocos da estrutura básica usada na simulação. A seguir, são calculados e discutidos os resultados numéricos provenientes da simulação. O estudo aborda os enlaces direto e reverso. A análise será concentrada no desempenho do canal de tráfego, com taxa completa e na configuração do conjunto 1 (*rate set 1*) da fonte de alimentação.

4.1 Enlace Direto

A Fig. 4.1 apresenta o diagrama de blocos do canal de tráfego do enlace direto. Pode-se reconhecer nesta figura, os diversos blocos responsáveis pelo processamento do sinal discutidos no Capítulo 2. Adicionalmente, o diagrama inclui o canal de transmissão onde são simulados os desvanecimentos de grande escala (Canal AWGN – *Additive White Gaussian Noise*) e de pequena escala (Multipercorso *Rayleigh* e Desvio *Doppler*).

4.1.1 Gerador da fonte de informação

Esta unidade gera um quadro aleatório de binários inteiros com taxa que pode ser variada. No caso do canal de tráfego do conjunto 1 estas taxas (completa, 1/2, 1/4 e 1/8) correspondem, respectivamente, a 172, 80, 40 e 16 bits por quadro.

4.1.2 Gerador CRC

Esta unidade gera um código cíclico para verificação de redundância (CRC – *Cyclic Redundancy Check*). Os bits de redundância, assim como os bits de terminação do quadro (*tail bits*) são acrescentados aos bits de informação neste bloco. No caso do canal de tráfego do conjunto 1, com taxa completa, a saída deste bloco apresenta 192 bits por quadro, correspondendo à soma de 12 bits de verificação e 8 bits de terminação (*tail bits*) aos 172 bits da fonte, gerados no bloco anterior.

4.1.3 Codificador convolucional

Esta unidade realiza a codificação convolucional dos dados de cada quadro de entrada. A taxa do codificador é $\frac{1}{2}$ e o comprimento ativo¹ é 9. Com esta codificação, o quadro do canal de tráfego na configuração do conjunto 1, com taxa completa, passa a conter um total de 384 símbolos. Considerando que aos bits da fonte foram acrescentados outros, associados ao processo de codificação, a partir deste ponto, os dados em processamento terão a designação de símbolos. O termo bit fica restrito às unidades binárias geradas na fonte de informação.

¹ Comprimento do bloco de bits de entrada que, em um dado instante, contribuem para formar o bloco de bits na saída do codificador.

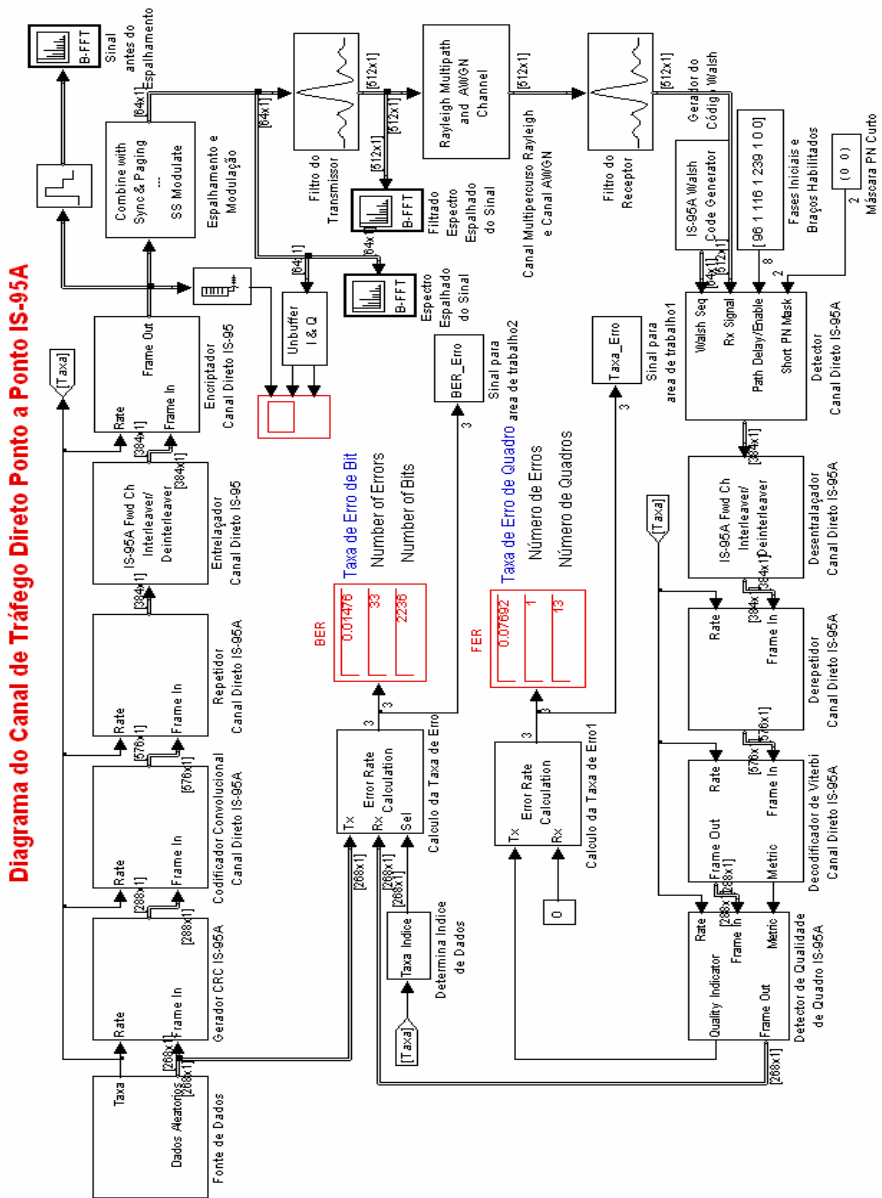


Figura 4.1 - Canal de Tráfego Direto

4.1.4 Repetidor de símbolos

Esta unidade é responsável pela repetição dos símbolos provenientes do codificador convolucional. Para o canal de tráfego com taxa completa não há repetição e a saída do bloco mantém-se com 384 símbolos. Entretanto, para as taxas 1/2, 1/4 e 1/8, os símbolos são repetidos, respectivamente, uma, três ou sete vezes. Desta forma, independentemente da taxa, tem-se um total de 384 símbolos na saída do quadro. Conseqüentemente, na saída do repetidor a taxa é de 19,2 ks/s (quilosímbolos por segundo), resultante da operação $384 \times 1000 / 20$ símbolos/s.

A título de informação, cumpre acrescentar que no caso do canal de tráfego conjunto 2 este procedimento implicaria em uma saída com um quadro de 576 símbolos. Entretanto, em cada 3 símbolos o terceiro é eliminado, reduzindo para 384 o número de símbolos no quadro de saída.

4.1.5 Entrelaçador de símbolos

Nesta unidade, os símbolos são escritos e armazenados coluna por coluna, em forma matricial. A leitura dos bits para a transmissão é feita linha por linha, de acordo com as especificações do padrão IS-95 [18]. A taxa não é alterada, permanecendo em 19,2 ks/s.

4.1.6 Embaralhador de símbolos

O embaralhamento é efetuado através da soma módulo 2 dos dados de entrada, neste bloco, na taxa de 19,2 ks/s, com o código longo decimado², ou seja, com a taxa reduzida de 1,2288Mc/s para 19,2 ks/s. Adicionalmente são acrescentados bits para controle de potência através da substituição de 2 bits em cada grupo de 24 símbolos resultantes do embaralhamento. A posição

² Decimado – Este termo foi adaptado diretamente do equivalente inglês *decimate*, tendo o sentido de redução de taxa.

de inserção destes bits é determinada pelo código longo, mais uma vez decimado para 800 b/s (19200:24).

4.1.7 Unidades de espalhamento e modulação

O canal de tráfego é codificado ortogonalmente, pela seqüência de Walsh que lhe foi destinada, passando à taxa de 1,2288 Mc/s (Mega-chips por segundo). Observar a nova mudança de termo (*chip*) para caracterizar o símbolo após este espalhamento. A seqüência de *chips* é, então, separada em duas, sendo feita a soma módulo 2 com as seqüências PN em fase (PN-I) e quadratura (PN-Q), ambas também na taxa de 1,2288 Mc/s. A seguir, as duas seqüências são aplicadas ao modulador de RF (QPSK). Esta operação conclui o processamento para a transmissão do sinal através do canal com desvanecimento.

4.1.8 Filtros de transmissão e recepção

Estes filtros são casados e projetados para maximizar a potência do sinal e, conseqüentemente, a relação E_b/N_0 , na faixa de freqüências de operação do sistema.

4.1.9 Canal de transmissão

Este bloco simula a propagação multipercurso através de um canal com desvanecimento Rayleigh e com ruído branco Gaussiano aditivo (AWGN – *Additive White Gaussian Noise*), representativo da interferência gerada por outras estações que utilizam a mesma faixa de freqüência e o ruído térmico.

4.1.10 Detector

Este é um bloco hierárquico que contém o receptor RAKE com 3 braços ativados, o demodulador Rake coerente, o desembaralhador e os geradores dos códigos PN curto e longo. Para cada braço do Rake o sinal recebido é desespalhado com a seqüência de Walsh. Em seguida, é feita a correlação com o código PN curto e estimada a intensidade do multipercurso no canal piloto na fase atribuída ao braço. Usando a estimativa de cada braço, este bloco demodula o sinal recebido, extraindo os bits de potência. Os sinais de todos os braços são,

então, combinados caracterizando a decisão suave (*soft decision*) dos símbolos detectados. Os símbolos são, então, desembaralhados com o código longo decimado (19,2 kb/s).

4.1.11 Desentrelaçador de símbolos

Esta unidade restaura os símbolos entrelaçados em sua ordem original, através de uma operação inversa na matriz referida anteriormente.

4.1.12 Recuperação da repetição de bits

Esta unidade faz a operação inversa do repetidor, apresentando na saída a mesma quantidade de bits por quadro resultante da codificação convolucional, realizada na etapa de transmissão.

4.1.13 Decodificador de canal

Este bloco utiliza o algoritmo de Viterbi no processamento ótimo da recuperação da informação com codificação convolucional. Este algoritmo pesquisa, através da estrutura em treliça definida no codificador, a seqüência mais provável dos dados da informação original.

4.1.14 Detector de qualidade (CRC)

Este bloco verifica a existência de quadros com erro de modo a definir a qualidade dos dados recebidos. A saída deste bloco é encaminhada para as unidades responsáveis pelo cálculo das taxas de erro de bit (BER) e de quadro (FER).

4.1.15 BER e FER

Com as entradas da seqüência original da fonte de informação e do detector de qualidade, são calculadas as taxas de erro de bit (BER) e de quadro (FER).

Diagrama do Canal de Tráfego Reverso Ponto IS-95A

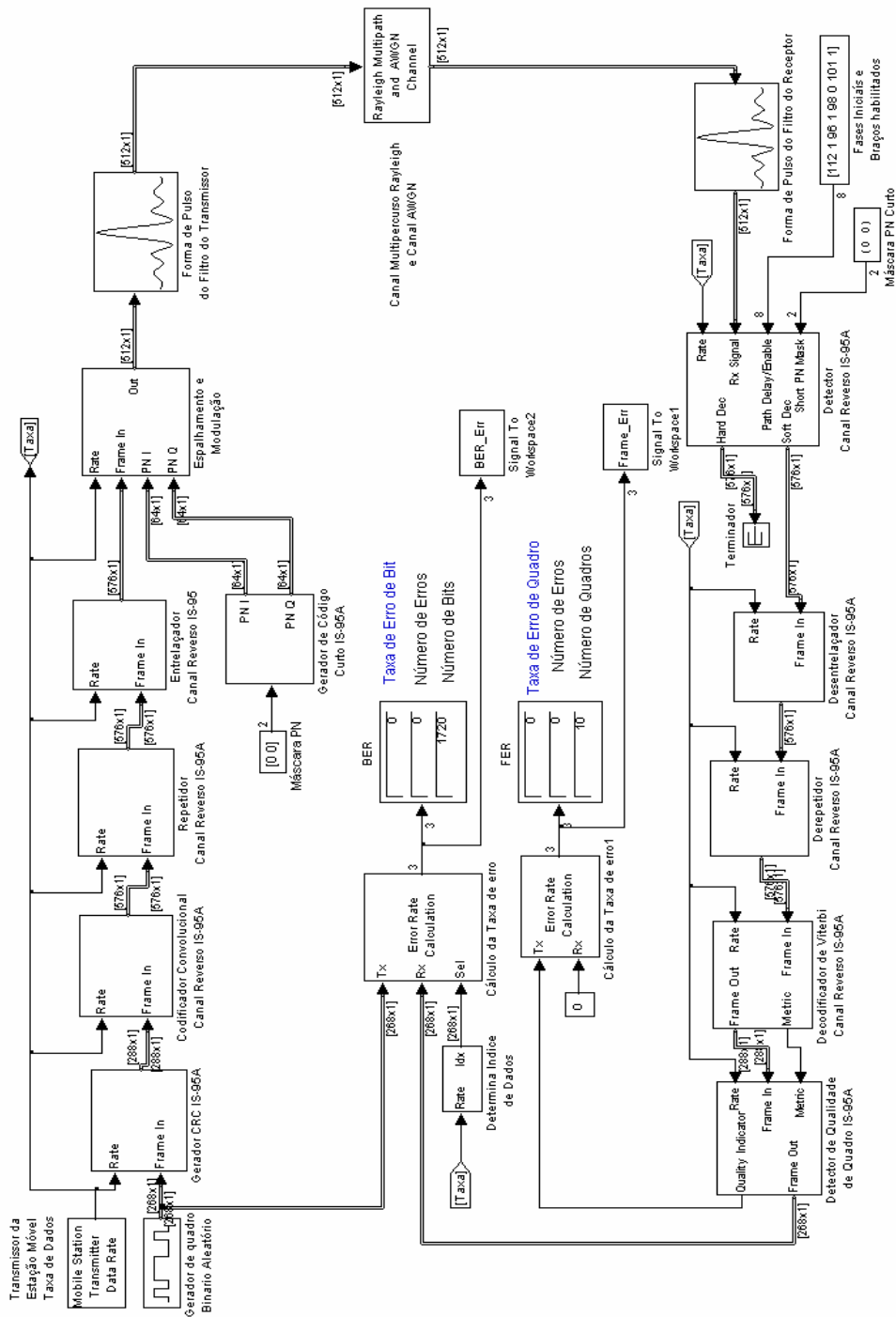


Figura 4.2 Canal de Tráfego Reverso

4.2 Enlace Reverso

Embora fazendo parte do mesmo sistema, o enlace reverso, mostrado na Fig. 4.2, apresenta algumas diferenças relativamente ao enlace direto. Nesta Seção apenas tais diferenças serão descritas e comentadas.

4.2.1 Codificador convolucional

A taxa de codificação na configuração do conjunto 1 é 1/3, fazendo com que, no caso de taxa completa, o total de bits por quadro seja 576.

4.2.2 Espalhamento e modulação

O código de Walsh no enlace reverso é usado como corretor de erros. Para isto é feita uma modulação ortogonal, onde a taxa passa de 28,8 ks/s para 307,2 ks/s e cada grupo de 6 bits passa a ser representado por uma linha da matriz de Walsh com 64 bits. O código longo sem decimação é usado para espalhamento, estando associado a um determinado terminal móvel.

4.2.3 Detector

No detector o quarto braço do Rake pode ser ativado e a demodulação, com base no código de Walsh, recupera erros nos blocos de 6 bits usados na transmissão.

4.3 Simulação

A simulação foi realizada para diversos ambientes e condições de desvanecimento para os enlaces direto e reverso. Inicialmente, definiu-se o número de quadros a serem considerados na estimativa da BER e da FER. Uma vez estabelecido o número adequado de quadros a serem utilizados na análise numérica, a simulação teve por objetivo avaliar o desempenho do sistema, em função da velocidade do terminal móvel e da relação E_b/N_0 .

4.3.1 Caracterização do desvanecimento multipercurso

Seguindo a classificação adotada pela ETSI/TC GSM. [34] foram considerados 3 ambientes distintos: Urbano, Montanhoso e Rural. Ainda de acordo com este autor, as Tabelas 4.1 e 4.2 apresentam as amplitudes das componentes multipercurso e o respectivo retardo para cada ambiente.

TABELA 4.1.

Caracterização do desvanecimento multipercurso – Enlace direto

AMBIENTE					
URBANO		MONTANHOSO		RURAL	
Amplitude (dB)	Retardo (μ s)	Amplitude (dB)	Retardo (μ s)	Amplitude (dB)	Retardo (μ s)
-3,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
0,0	0,2	-1,5	0,1	-4,0	0,1
-2,0	0,5	-4,5	0,3	-8,0	0,2

TABELA 4.2.

Caracterização do desvanecimento multipercurso – Enlace reverso

AMBIENTE					
URBANO		MONTANHOSO		RURAL	
Amplitude (dB)	Retardo (μ s)	Amplitude (dB)	Retardo (μ s)	Amplitude (dB)	Retardo (μ s)
-3,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
0,0	0,2	-1,5	0,1	-4,0	0,1
-2,0	0,5	-4,5	0,3	-8,0	0,2
-6,0	1,6	-7,5	0,5	-12,0	0,3

4.3.2 Dados de entrada [8,34]

a) Parâmetros de sistema

Potência de transmissão do enlace direto: 2W;

Potência de transmissão do enlace reverso: 200mW;

Modulação: QPSK (2 bits por símbolo)

Frequência: 878,49 MHz (enlace direto) e 833,49 (enlace reverso), que correspondem ao canal 283 da banda A;

Velocidade do terminal móvel: 10, 30, 60, 100 e 150 km/h (a ser convertida em desvio Doppler).

b) Canal de transmissão

Os dados se referem às amplitudes e retardos das componentes do desvanecimento Rayleigh (multipercurso) e aos valores da relação E_b/N_0 a serem considerados. No caso, os cálculos foram feitos para os seguintes valores desta relação: 2, 4, 6, 8 e 10 dB.

c) Relação retardo-amostra

Para a correta operação dos braços do RAKE, de acordo com o *Simulink*, faz-se uma equivalência entre o valor do retardo e o número de amostras que deve ser introduzido no detector. Para retardo zero o número de amostras é 96. Para os demais, multiplica-se o retardo pela taxa de transmissão do IS-95 (1,2288 Mc/s) e por 8 (taxa de sobre-amostragem definida no *Simulink*) e adiciona-se 96, ou seja, o valor correspondente ao retardo zero. Por exemplo, no caso do retardo de 0,2 μ s tem-se,

$$0,2 \times 10^{-6} \times 1,2288 \times 10^6 \times 8 + 96 = 98$$

A seguir, as Tabelas 4.3 e 4.4 apresentam, para os diversos ambientes, os valores da correspondência retardo-amostra a serem consideradas nos canais direto e reverso. Estes valores de retardo de amostra são proporcionais aos valores de retardo do multipercurso para cada ambiente segundo [8].

TABELA 4.3

Relação retardo-amostra para o enlace direto

AMBIENTE					
URBANO		MONTANHOSO		RURAL	
Retardo (μ s)	Amostras	Retardo (μ s)	Amostras	Retardo (μ s)	Amostras
0,0	96	0,0	96	0,0	96
0,2	98	0,1	97	0,1	97
0,5	101	0,3	99	0,2	98

TABELA 4.4

Relação retardo-amostra para o enlace reverso

AMBIENTE					
URBANO		MONTANHOSO		RURAL	
Retardo (μ s)	Amostras	Retardo (μ s)	Amostras	Retardo (μ s)	Amostras
0,0	96	0,0	96	0,0	96
0,2	98	0,1	97	0,1	97
0,5	101	0,3	99	0,2	98
1,6	112	0,5	101	0,3	99

4.3.3 Número de quadros

Com a finalidade de estabelecer o número de quadros, a serem utilizados na estimativa numérica do desempenho do sistema, foram realizados cálculos supondo 100, 1000 e 10000 quadros, tendo por base as condições definidas na **Tabela 4.3**. Para o enlace direto os resultados destes cálculos são mostrados nas **Tabelas 4.5, 4.6 e 4.7**, respectivamente, para os ambientes urbano, montanhoso e rural. É claro que o ideal seria empregar o maior número de quadros possível. Existe, entretanto, uma relação de compromisso entre a precisão dos cálculos de BER e FER e o tempo de processamento. A título de esclarecimento deste ponto, cumpre comentar que para uma dada velocidade do terminal móvel e 5 valores da relação E_b/N_0 (2, 4, 6, 8 e 10 dB) observaram-se as seguintes ordens de grandeza nos tempos de processamento:

100 quadros → 10 minutos

1000 quadros → 3 a 5 horas

10000 quadros → 9 a 12 horas

Na certeza de que a maior precisão seria obtida com 10000 quadros, os resultados constantes das Tabelas 4.5, 4.6 e 4.7 indicaram que a opção de utilizar 1000 quadros na análise numérica atenderia à relação de compromisso acima enunciada. Outra forma de visualização desta decisão pode ser observada nas Figuras 4.3, 4.4 e 4.5, onde se supõe ambiente urbano com valores da relação E_b/N_0 de, respectivamente, 2, 4 e 6 dB. Nestas figuras, tem-se a variação da FER em função da velocidade do terminal móvel, na condição de não existir entrelaçamento de bits (ver comentário do próximo item).

Um ponto de extrema relevância, que pode ser verificado facilmente nas Figuras 4.3, 4.4 e 4.5 e, também, nas Tabelas 4.5, 4.6 e 4.7, refere-se ao aumento inicial da FER com a velocidade do terminal, seguido de uma redução, que se observa a partir de, aproximadamente, 60 km/h. Este comportamento pode ser explicado da seguinte maneira: para uma velocidade baixa, o número de símbolos de duração T_s , transmitidos durante um período correspondente ao tempo de coerência T_0 , é grande e o desvanecimento é associado, basicamente, ao multipercurso. Nesta situação, o código corretor de erros é bastante efetivo. Conseqüentemente, a FER apresenta um valor relativamente pequeno. À medida que a velocidade aumenta, esta proteção torna-se menos

eficiente devido à taxa de variação do desvanecimento e às variações da geometria associada ao multipercurso. Isto provoca o aumento da FER, entretanto, a partir de uma certa velocidade, o que acontece no entorno de 60 km/h, no caso das figuras citadas, este efeito é contrabalançado e ultrapassado pela redução do tempo de coerência quando, então, a redução do número de períodos T_s em T_0 leva a uma ação menos acentuada do multipercurso sobre o sinal recebido. Daí o decréscimo da FER.

O efeito comentado no parágrafo anterior pode ser também explicado através da idéia de símbolos em rajada. Em velocidades relativamente baixas, o número de símbolos afetados por uma condição desfavorável de duração T_0 é grande, implicando na deterioração da FER. Aumentando a velocidade, o número de símbolos em rajada que se encontram em uma condição desfavorável diminui e, conseqüentemente, a FER tende a ser reduzida. Provavelmente, esta situação não deverá se prolongar indefinidamente. Deve haver uma velocidade, na transição de desvanecimento lento para desvanecimento rápido, onde a transmissão do símbolo de duração T_s passará a ocupar um tempo da ordem ou superior ao tempo de coerência e, a partir deste limite, será observada uma maior degradação do símbolo, aumentando a taxa de erro. Para investigar este ponto, a simulação estendeu-se até 300 km/h. Entretanto, mesmo para esta velocidade não foi observada mudança no comportamento da FER. Como comentado por Padovani [41] e Sklar [24], no caso de haver entrelaçamento, este efeito é ainda mais acentuado.

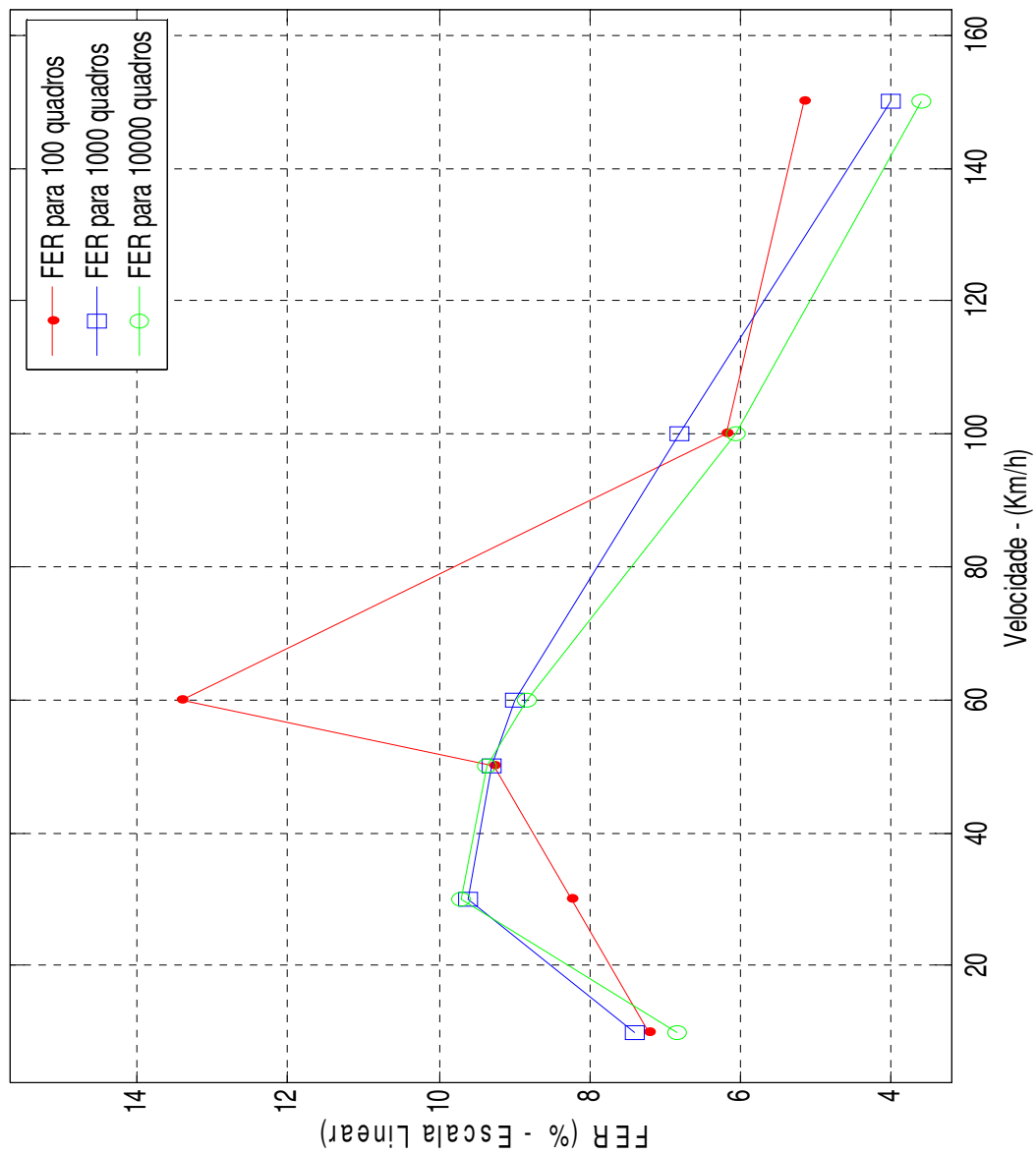


Figura 4.3 – Curvas da FER x velocidade do terminal móvel $E_b N_0 = 2$ dB
(Ambiente urbano sem entrelaçamento).

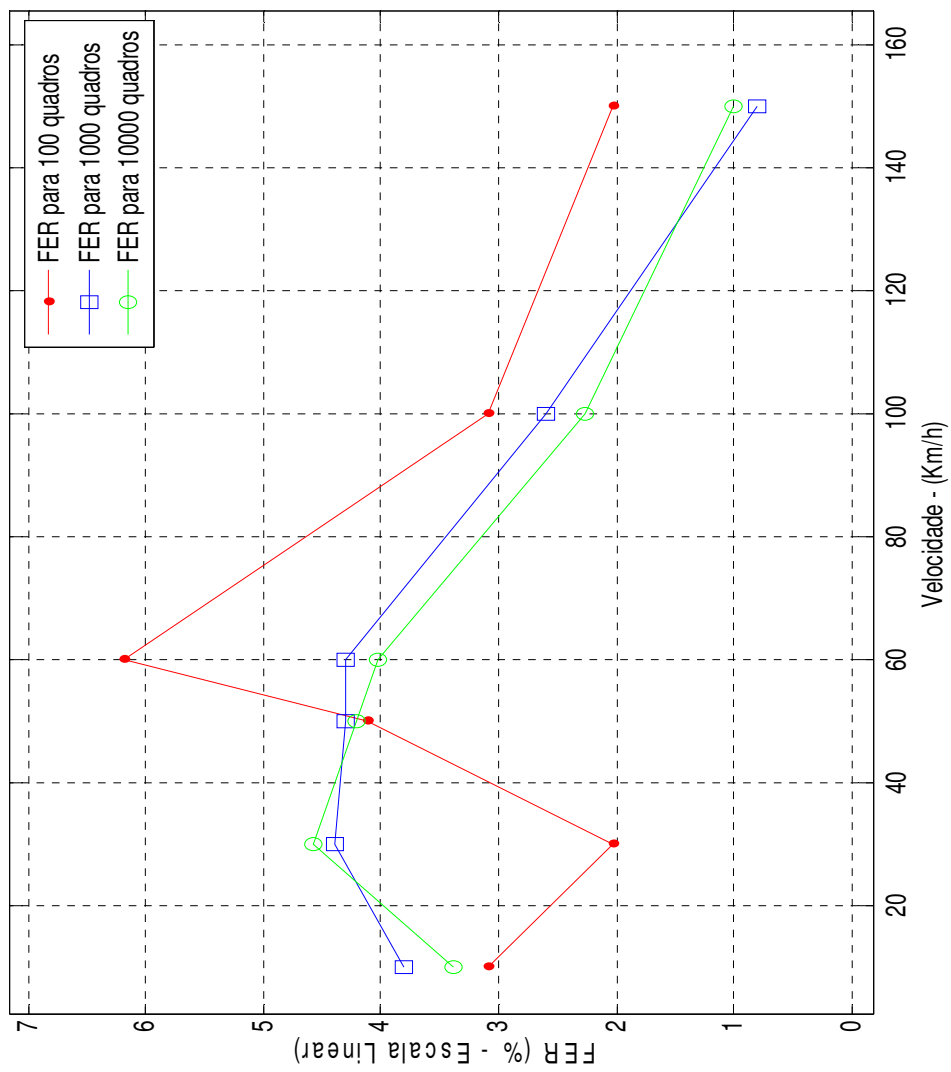


Figura 4.4 – Curvas da FER x velocidade do terminal móvel $E_b N_0 = 4$ dB
(Ambiente urbano sem entrelaçamento).

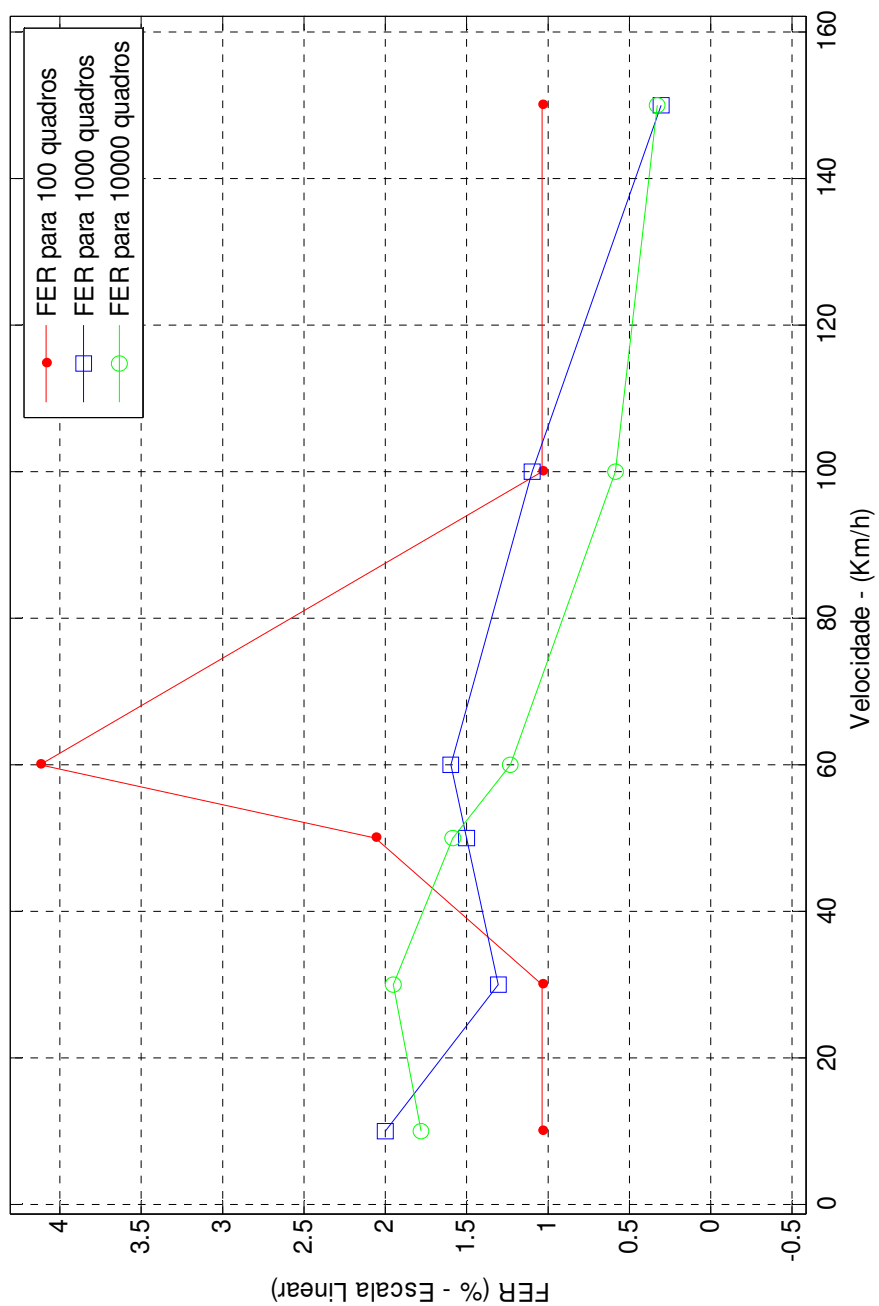


Figura 4.5 – Curvas da FER x velocidade do terminal móvel $E_b N_0 = 6$ dB
(Ambiente urbano sem entrelaçamento).

TABELA 4.5

Comparação entre 100, 1000 e 10000 quadros – Ambiente urbano.

vel. ¹ (km/h)	E _b /N ₀ (dB)	Taxa de erro de quadro – FER (%)					
		100 quadros		1000 quadros		10000 quadros	
		c/ent. ²	s/ent. ³	c/ent.	s/ent.	c/ent.	s/ent.
10	2	1,031	7,216	2,5	7,4	2,083	6.8493
	4	NO	3,093	1,0	3,8	0,84	3,3887
	6	NO	1,031	0,4	2,0	0,26	1,7806
	8	NO	1,031	0,1	0,7	0,08	0,79
	10	NO	NO	NO	0,1	0,04	0,32
30	2	NO	8,247	0,30	9,6	0,47	9,7087
	4	NO	2,026	0,10	4,4	0,09	4,5683
	6	NO	1,031	NO	1,3	0,02	1,9508
	8	NO	1,031	NO	0,6	NO	0,76
	10	NO	1,031	NO	0,1	NO	0,28
50	2	NO	9.28	0.10	9.30	0.14	9.36
	4	NO	4.12	NO	4.30	0.04	4.20
	6	NO	2.062	NO	1.50	NO	1.58
	8	NO	NO	NO	0.40	NO	0.58
	10	NO	NO	NO	0.30	NO	0.15
60	2	NO	13,4	NO	9,0	NO	8.83
	4	NO	6,186	NO	4,3	NO	4.022
	6	NO	4,124	NO	1,6	NO	1,223
	8	NO	1,031	NO	0,3	NO	0,39
	10	NO	NO	NO	NO	NO	0,07
100	2	NO	6,186	NO	6,8	0,01	6.0753
	4	NO	3,093	NO	2,6	NO	2,2676
	6	NO	1,031	NO	1,1	NO	0,58
	8	NO	NO	NO	0,4	NO	0,1
	10	NO	NO	NO	NO	NO	0,03
	2	NO	5,155	NO	4,0	0,01	3,5971
	4	NO	2,062	NO	0,8	NO	1,0084

150	6	NO	1,031	NO	0,3	NO	0,33
	8	NO	NO	NO	0,1	NO	0,11
	10	NO	NO	NO	NO	NO	0,03

¹ – velocidade do terminal móvel; ² – com entrelaçamento

³ – sem entrelaçamento; NO – não foi observado erro para este numero de quadros

TABELA 4.6

Comparação entre 100, 1000 e 10000 quadros – Ambiente rural.

vel. (km/h)	E_b/N_0 (dB)	Taxa de erro de quadro – FER (%)					
		100 quadros		1000 quadros		10000 quadros	
		c/ent.	s/ent.	c/ent.	s/ent.	c/ent.	s/ent.
10	2	4,124	8,247	4,90	11,05	4,676	11,05
	4	2,062	6,186	2,30	8,40	2,020	8,489
	6	NO	5;155	1,30	5,80	1,144	6,215
	8	NO	3,093	0,60	3,90	0,48	4,1929
	10	NO	3,093	0,03	3,40	0,23	3,42
30	2	1,031	20,62	1,10	18,52	1,17	18,52
	4	1,031	12,37	0,60	14,33	0,46	14,33
	6	NO	11,34	0,20	9,10	0,20	9,328
	8	NO	9278	NO	4,80	0,10	6,057
	10	NO	4,124	NO	3,20	0,06	4,006
60	2	1,031	26,8	0,50	22,03	0,40	22,03
	4	NO	16,49	NO	11,64	0,10	11,64
	6	NO	11,34	NO	6,50	0,04	6,958
	8	NO	6,186	NO	4,20	NO	3,6049
	10	NO	5,155	NO	1,70	NO	1,89
100	2	NO	21,65	NO	17,73	0,08	17,73
	4	NO	14,43	NO	9,70	0,01	9,4251
	6	NO	7,216	NO	4,60	0,01	4,327
	8	NO	3,093	NO	2,10	0,01	2,008
	10	NO	NO	NO	1,30	NO	1,0147
150	2	NO	11,34	NO	11,64	0,01	11,64
	4	NO	6,186	NO	5,60	0,01	5,814
	6	NO	4,124	NO	2,20	0,01	2,9036
	8	NO	3,093	NO	0,90	NO	1,1813
	10	NO	1,031	NO	0,60	NO	0,62

¹ – velocidade do terminal móvel; ² – com entrelaçamento³ – sem entrelaçamento

TABELA 4.7

Comparação entre 100, 1000 e 10000 quadros – Ambiente montanhoso.

vel. ¹ (km/h)	E_b/N_0 (dB)	Taxa de erro de quadro – FER (%)					
		100 quadros		1000 quadros		10000 quadros	
		c/ent. ²	s/ent. ³	c/ent.	s/ent.	c/ent.	s/ent.
10	2	5,155	12,37	4,60	12,107	4,06	12,11
	4	2,062	10,31	2,3	8,3	1,82	8,14
	6	NO	8,247	0,90	6,00	0,70	5,66
	8	NO	6,186	0,60	3,70	0,32	3,45
	10	NO	4,124	0,20	2,60	0,12	2,26
30	2	1,031	18,56	1,10	18,48	1,12	18,48
	4	NO	14,43	0,50	12,85	0,44	12,85
	6	NO	10,31	NO	7,50	0,20	7,50
	8	NO	5,155	NO	4,00	0,08	4,44
	10	NO	4,124	NO	2,30	0,03	1,95
60	2	1,031	24,74	0,10	18,62	0,25	18,62
	4	1,031	19,59	NO	11,47	0,09	11,47
	6	1,031	11,34	NO	5,60	NO	5,62
	8	1,031	6,186	NO	2,30	NO	2,23
	10	NO	2,062	NO	0,80	NO	0,98
100	2	NO	23,71	NO	15,36	0,02	15,36
	4	NO	13,40	NO	6,30	0,01	6,51
	6	NO	5,155	NO	3,20	0,01	2,69
	8	NO	2,062	NO	1,20	NO	1,47
	10	NO	1,031	NO	0,40	NO	0,46
150	2	NO	13,40	NO	9,90	0,01	9,92
	4	NO	4,124	NO	4,20	0,01	4,57
	6	NO	2,062	NO	1,70	NO	1,81
	8	NO	1,031	NO	0,80	NO	0,72
	10	NO	1,031	NO	0,30	NO	0,22

¹ – velocidade do terminal móvel; ² – com entrelaçamento³ – sem entrelaçamento

4.3.4 Efeito do entrelaçamento de bits

Ainda com base nas Tabelas 4.5, 4.6 e 4.7, observa-se que o entrelaçamento de bits constitui uma ferramenta potente na melhoria do desempenho do sistema, inclusive dificultando a definição dos valores da FER, para os maiores valores da relação E_b/N_0 , associados às maiores velocidades. Por este motivo, a partir deste ponto a análise passará a considerar apenas a condição de não haver entrelaçamento de bits. Sem prejuízo das conclusões a serem obtidas na análise, este procedimento permite manusear números com ordens de grandeza adequadas para a opção de 1000 quadros acima definida.

4.3.5 Enlace reverso

No enlace reverso são habilitados 4 braços do receptor RAKE, sendo uma das razões para a melhoria do desempenho. Entretanto, conforme indicado na Tabela 4.8, verificou-se, adicionalmente, uma inversão de comportamento relativamente ao ambiente considerado. O melhor desempenho foi observado no ambiente montanhoso, seguido, respectivamente, pelo rural e pelo urbano.

4.3.6 Efeito do número de braços do RAKE

A redução do número de braços implica, em geral, no aumento da FER, entretanto, deve ser observado que isto depende das componentes do multipercurso e de como tais componentes estão associadas aos braços do RAKE. A Tabela 4.9 destaca este aspecto da questão, para ambiente urbano, enlace direto, no caso de um braço inativo. O braço desativado é destacado pelo zero, em negrito, após o número que define a amostra relativa ao retardo da componente. O número 1 em negrito, após este número, é uma indicação de que o braço está ativo. Conforme mostra a Tabela 4.10 verifica-se o mesmo comportamento quando dois braços não estão ativos, ou seja, o aumento da FER é função da associação entre as componentes do multipercurso e os braços do RAKE.

TABELA 4.8

Enlace reverso

vel. ¹ (km/h)	E _b /N ₀ (dB)	Taxa de erro de quadro – FER (%)		
		Urbano	Rural	Montanhoso
10	2	3,0	4,3	0,6
	4	2,6	2,7	0,3
	6	2,3	1,9	NO
	8	2,2	1,4	NO
	10	2,2	0,9	NO
30	2	5,5	6,6	0,9
	4	4,6	4,2	0,5
	6	4,2	2,4	0,3
	8	3,8	1,7	0,1
	10	3,7	1,5	0,1
60	2	8,0	6,0	1,2
	4	7,3	3,4	0,5
	6	6,8	1,6	0,3
	8	6,1	0,8	0,1
	10	5,7	0,4	0,1
100	2	6,3	4,1	0,8
	4	5,5	1,6	0,2
	6	5,1	0,8	0,1
	8	4,6	0,5	NO
	10	4,3	0,3	NO
150	2	5,5	2,4	0,2
	4	4,4	1,0	0,1
	6	3,9	0,8	0,1
	8	3,9	0,6	NO
	10	3,5	0,4	NO

TABELA 4.9
 Efeito do número de braços do RAKE - enlace direto – ambiente urbano
 (1 braço desativado)

vel. ¹ (km/h)	E _b /N ₀ (dB)	Taxa de erro de quadro – FER (%)		
		96 0; 98 1; 101 1	96 1; 98 0; 101 1.	96 1; 98 1; 101 0
10	2	10,10	5,20	12,72
	4	6,80	2,50	10,10
	6	3,70	1,00	7,90
	8	2,00	0,30	6,10
	10	0,80	0,10	5,30
30	2	15,50	6,70	22,42
	4	8,40	2,80	16,83
	6	4,00	0,90	12,39
	8	1,50	0,30	7,60
	10	0,40	0,10	5,70
60	2	15,50	6,80	26,74
	4	7,60	3,10	16,16
	6	3,70	0,80	9,70
	8	1,30	0,30	5,90
	10	0,40	NO	3,60
100	2	12,60	5,10	22,03
	4	4,90	1,90	10,92
	6	1,80	0,70	5,60
	8	0,70	0,10	3,10
	10	0,30	NO	1,60
150	2	7,40	2,50	15,77
	4	2,70	0,60	5,90
	6	0,70	0,20	3,40
	8	0,10	NO	1,80
	10	NO	NO	1,00

TABELA 4.10
 Efeito do número de braços do RAKE – enlace direto – ambiente urbano
 (2 braços desativados)

vel. ¹ (km/h)	E _b /N ₀ (dB)	Taxa de erro de quadro – FER (%)		
		96 1 ; 98 0 ; 101 0	96 0 ; 98 1 ; 101 0	96 0 ; 98 0 ; 101 1
10	2	13,30	12,87	20,79
	4	10,10	11,99	15,97
	6	7,90	9,20	13,55
	8	6,10	7,90	12,66
	10	5,30	7,20	11,47
30	2	34,25	25,75	35,71
	4	27,62	19,38	29,76
	6	21,59	16,42	25,45
	8	19,88	14,04	23,69
	10	17,30	12,15	19,38
60	2	39,80	31,90	45,50
	4	31,40	24,50	36,40
	6	25,50	19,20	30,80
	8	21,30	15,00	26,20
	10	19,10	13,00	23,00
100	2	40,65	29,20	49,26
	4	30,86	20,40	41,80
	6	23,42	15,20	32,15
	8	18,87	11,90	29,07
	10	15,63	10,30	23,81
150	2	30,30	24,57	36,40
	4	21,70	13,87	27,10
	6	16,20	8,40	20,60
	8	13,20	6,30	16,20
	10	10,60	5,10	14,90

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES

Através de simulação, a influencia do canal Rayleigh no sinal CDMA IS-95 foi estudada. Analisou-se o desempenho do padrão CDMA IS-95, em função da relação E_b/N_0 e da velocidade do terminal móvel, através da taxa de erro de quadro (FER), em 3 tipos de ambientes: urbano, rural e montanhoso. A definição dos parâmetros empregados na caracterização de tais ambientes teve por base informações disponíveis na literatura especializada.

Inicialmente, foi estabelecido o número de quadros de referência para utilização na avaliação de FER. Através de um compromisso entre a precisão dos cálculos e o tempo de processamento, optou-se por empregar 1000 quadros nesta avaliação. Outro ponto ainda preliminar no estudo realizado foi a decisão de tomar por base, na análise numérica, a condição de não haver entrelaçamento entre os bits. Este procedimento não afetou os resultados obtidos. Por outro lado, como o entrelaçamento é bastante efetivo no que diz respeito à minimização da FER, não incluí-lo possibilitou melhor visualizar os valores numéricos.

Uma vez fixado o número de quadros, o passo seguinte foi a estimativa numérica do desempenho, ou seja, o comportamento da FER em função da relação E_b/N_0 e da velocidade do terminal móvel. Isto foi feito para os enlaces direto e reverso considerando-se os 3 ambientes anteriormente definidos. Como seria de esperar, o comportamento observado foi o mesmo nos 3 ambientes, diferindo apenas nos valores da FER em função das características do canal e do número de braços do receptor RAKE. Os resultados obtidos indicaram que, inicialmente, a FER aumenta com a velocidade do terminal móvel, passando a decrescer após ser atingida a

velocidade de, aproximadamente, 60 km/h. Tal comportamento acontece independentemente do valor da relação E_b/N_0 , apenas os valores da FER são diferentes em cada situação.

A explicação deste resultado foi descrita no Capítulo 4, estando relacionada ao tempo de coerência do canal, ao tempo de duração de cada símbolo e à velocidade do terminal móvel, com a correspondente variação da geometria responsável pela multiplicidade de trajetos entre a ERB e o terminal móvel. Cumpre acrescentar que, no caso do enlace direto em ambiente urbano, a velocidade do terminal móvel foi estendida até 300 km/h para verificar se haveria uma transição deste comportamento, a partir da qual a FER tornasse a aumentar ou tendesse a um valor estável. Isto não foi observado, pois a FER continuou a decrescer.

Relativamente aos demais pontos investigados nesta dissertação foram feitas as seguintes observações:

- e) O ambiente urbano mostrou o melhor desempenho. Embora os ambientes rural e montanhoso tenham apresentado desempenhos aproximadamente equivalentes, houve um pequeno destaque deste último, particularmente no caso de velocidades maiores do terminal móvel. Este resultado está, provavelmente, associado aos valores das amplitudes das componentes de multipercurso no canal Rayleigh;
- f) Como esperado, foi melhor o desempenho do enlace reverso. Este resultado deve-se ao maior número de braços do receptor RAKE da ERB em relação ao receptor do terminal móvel;
- g) A deterioração do desempenho com a redução do número de braços do RAKE foi outro resultado previsto. Isto porque, o efeito de diversidade propiciado por este tipo de receptor torna-se menos acentuado;
- h) Embora citado anteriormente, é importante destacar o efeito do entrelaçamento de bits no desempenho dos enlaces. Uma melhora significativa foi verificada com o aumento da velocidade do terminal móvel. Conforme comentado no Capítulo 4, este resultado foi também observado por outros autores [24,41].

Infelizmente, o software empregado não permitiu avaliar o efeito do canal de propagação no processamento do sinal, em outros blocos do *Simulink*. Por exemplo, a análise do desempenho em função da melhoria que se obtém com o código convolucional. Seria também de interesse

realizar investigações similares abordando as contribuições do controle de potência e do código de Walsh no enlace reverso. Embora o IS-95 seja um padrão de 2ª Geração, a sua estrutura não difere substancialmente dos sistemas CDMA de 3ª Geração. Neste contexto, a introdução de modificações no software utilizado nesta dissertação poderá contribuir de forma significativa para ampliar o conhecimento da técnica de espalhamento espectral, com aplicação direta em sistemas mais avançados. Esta seria a sugestão de maior relevância a ser proposta para dar continuidade ao trabalho aqui desenvolvido.

REFERÊNCIAS 6

- [1] Schumacher D. M.; “Understand the Basics of Spread Spectrum Communications”, *Microwaves & RF*, 149-159, May/93.
- [2] Dixon R. C.; "Spread Spectrum Systems", Second Edition, New York, Wiley & Sons, 1975.
- [3] Fleming, W.J.; Comdex 96, "Wireless Lan - Conceitos do Sistema de Espalhamento Espectral e Aplicações", Set/96.
- [4] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, New York: McGraw-Hill, 1982, pp.1-5.
- [5]G. I. Zysman, J. A. Tarallo, R. E. Howard, J. Freidenfelds, R. A. Valenzuela and P. M. Mankiewich, “Technology evolution for mobile and personal communications,” *Bell Labs Technical Journal*, Jan.-Mar. 2000, pp. 107-128.
- [6] J. C. Libert, Jr. and T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA. Applications*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PRT, 1999, ch.1.
- [7] J. Vriendt, P. Lainé, C. Lerouge, and X. Xu, “Mobile Network Evolution: A Revolution on the Move,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no.4, pp. 104–111, April 2002.
- [8] CDMA Reference Blockset User’s Guide
Copyright 2000-2004 by The MathWorks, Inc. www.mathworks.com, acessado em 31, maio 2007.
- [9] Getting Started with Communications Blockset
Copyright 2000-2004 by The MathWorks, Inc. www.mathworks.com, acessado em 25, junho 2007.
- [10] Using Simulink
Copyright 1990-2007 by The MathWorks, Inc. www.mathworks.com, acessado em 11, julho 2007.
- [11] Signal Processing Blockset Reference
Copyright 1996-2007 by The MathWorks, Inc. www.mathworks.com, acessado em 30, Agosto 2007.
- [12] Communications Toolbox User’s Guide

Copyright 1996-2007 by The MathWorks, Inc. www.mathworks.com, acessado em 10, setembro 2007.

- [13] Robert C. Dixon. Spread Spectrum System with commercial applications. John Willey & Sons, third edition, 1994
- [14] Shannon, C.E., A Mathematical Theory of Communication. BSTJ, Vol. 27, July & Oct. 1948, pp.379-423 and 623-656.
- [15] Murray Ralph Spiegel. Mathematical Handbook of Formulas and Tables. McGraw-Hill, 2nd edition, edition 1992
- [16] Viterbi, A.J.; "Spread Spectrum Communications- Myths and Realities ", Reprinted from IEEE Communications Society Magazine, vol.17, no3, 11-18, May 1979.
- [17] J. G. Proakis. Digital Communications. McGraw-Hill, 4a. edition, 2001.
- [18] Sistemas CDMA & Padrão IS-95. Celtec – Tecnologias de Telecomunicações.
- [19] A. J. Viterbi. CDMA: principles of spread spectrum communication. Addison-Wesley, 1995.
- [20] J. S. Lee and L. E. Miller. CDMA Systems Engineering Handbook. Artech-House, 1998.
- [21] S. C. Yang. CDMA RF System Engineering. Artech-House, 1998.
- [22] John G. PROAKIS. Digital Communications. Electrical and Computer Engineering. WCB/McGraw-Hill, 3 edition, 1.995.
- [23] Ezio BIGLIERI, John PROAKIS, and Shlomo SHAMAI. Fading channels: Information theoretic and communications aspects. IEEE Transactions on Information Theory, 44:2619–2692, Oct. 1.998.
- [24] Bernard SKLAR. Rayleigh fading channels in mobile digital communications systems. part I: Characterization. IEEE Communications Magazine, pages 90–100, Jul. 1.997.
- [25] Pahlavan Kaveh-Levesque Allen- Wireless Information Networks. Second Edition-Wiley-Interscience-A John Wiley & Sons, Inc Publication-2005
- [26] J.G. Proakis, Digital Communications, 4^a. Ed, New York Mc Graw-Hill, 2000.
- [27] Yacoub, Michel Daoud, “Foundations of Móbile Radio Engineering”, CRC Press, New York, 1993.
- [28] M. Nakagami, “The m-Distribution – A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading”, in Statistical Methods in Radio Wave Propagation, W. G. Hoffman, Ed Oxford, Pergamon Press, 1960.
- [29] CDMA RF System Engineering – Artech House, INC, 1998 Yang, Samuel C
- [30] Rappaport, T. S., “Wireless Communications – Principles and Practice”: IEEE Press, Inc.. New York and Prentice Hall, Inc., New Jersey, 1996

- [31] Lee, W. C. Y., “Mobile Cellular Telecommunications – Analog and Digital Systems”, 2nd edition: Mc Graw – Hill, USA, 1995.
- [32] J.D.Parsons. The Mobile Radio Propagation Channel, Second Edition. 2000 John Wiley & Sons Ltd, New York.
- [33] Tor Aulin, A Modified Model for the Fading Signal at a Móbile Radio Channel IEEE Transactions On Vehicular Technology, Vol. VT-28, No 3, August 1979
- [34] ETSI/TC GSM. Recommendation gsm 05.05 – radio transmission and reception. 1.991. apud LEVI, L., MURATORE, F., PALESTINE, V., ROMANO, G. Performance of DS-CDMA System in a Multipath Fading Environment. Proc. IEEE ICUPC, p. 28-32, 1.993.
- [35] Willian C. JAKES. *Microwave Mobile Communications*. Wiley, NY, U.S.A., 1.974.
- [36] Recommendation ITU-R M.1225 -Guidelines For Evaluation Of Radio Transmission Technologies For IMT-2000 (Question ITU-R 39/8)
- [37] CERQUEIRA, J.L.R.P., “Análise da Variabilidade do Sinal no Canal Rádio Móvel”, Tese de Mestrado, IME, 1998.
- [38] DIAS, M.H.C. , “Análise Crítica da Propagação em Microcélulas”, Tese de Mestrado, IME, 1997.
- [39] ELNOUBI, S., “Analysis of GMSK with Two- Bit Dif. Detection in Land Mobile Radio Channels”, IEEE Trans on Communication, Vol. 35, No. 2, Fev. 1987, pp. 237-240.
- [40] BATEMAN, A. J., “Data Transmission Over UHF Fading Mobile Radio Channels”, IEE Proc., Vol. 131, pt F, No. 4, Jul. 1984, pp. 364-374.
- [41] Roberto Padovani -The application of spread spectrum to PCS has become a reality
Reverse Link Performance of IS-95 based Cellular Systems.

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)