



**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS**  
**FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO**  
**DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES**

**Desempenho de Sistemas DS/CDMA em um  
Canal Multipercurso Seletivo em Frequência  
com Desvanecimento Rayleigh**

**Rivelino Martins Gama**  
Orientador: Prof. Dr. Celso de Almeida

Este exemplar corresponde à redação final da tese  
defendida por RIVELINO MARTINS GAMA  
e aprovada pela comissão  
Julgada em 29 / 07 / 97  
  
Orientador

Dissertação submetida à  
Faculdade de Engenharia  
Elétrica e de Computação  
da Universidade Estadual de  
Campinas como parte dos  
requisitos exigidos para a  
obtenção do Título de  
Mestre em Engenharia  
Elétrica.

Campinas / SP - Brasil  
1997

856516  
9713958

# Agradecimentos

Agradeço ao Prof. Dr. Celso de Almeida pela sua paciência, disposição e apoio. Sempre disposto à discussão de idéias, mesmo aquelas que transcendiam os limites do mundo acadêmico.

Agradeço ao Prof. Dr. Akebo Yamakami pela confiança depositada ao sancionar o meu ingresso nesta instituição e pela compreensão quando optei por pesquisar em uma área distinta da qual atuava.

Agradeço a Roger Pierre Fabris Hoefel, aluno de doutorado desta instituição, pela idéia original de tentar um sistema “alternativo” como apresentado neste trabalho.

Agradeço ao Prof. Dr. Renato Baldini Filho e ao Prof. Dr. Carlos Eduardo Câmara pela paciência e boa-vontade demonstradas ao fazerem parte da Banca de Avaliação desta dissertação.

Indispensável lembrar que o homem não se faz só. Fiz, ao longo deste período de permanência nesta cidade, bons e fiéis amigos. Agradeço-lhes o magnífico apoio e espero jamais perder o contato com tão felizes figuras humanas.

Agradeço ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e ao Centro de Pesquisa e Desenvolvimento (CPqD) da TELEBRÁS pelo suporte financeiro.

Continuo acreditando na capacidade do homem de descobrir e apontar caminhos para um desenvolvimento mais íntegro.

Àqueles que amo, este meu “Livro de Areia”.

# Sumário

	Página
<b>Resumo</b> .....	<b>x</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>xi</b>
<b>1 Introdução</b> .....	<b>1</b>
1.1 Motivação .....	1
1.2 Objetivos .....	2
1.3 Organização do trabalho .....	3
<b>2 Sistemas por Espalhamento Espectral</b> .....	<b>4</b>
2.1 Introdução .....	4
2.2 O Espalhamento Espectral .....	5
2.2.1 Técnicas de Espalhamento Espectral .....	9
2.2.2 Espalhamento Espectral por Sequência Direta (DS/SS) .....	10
2.2.3 Espalhamento Espectral por <i>Frequency Hopping</i> (FH/SS) .....	13
2.3 As Sequências PN.....	16
2.3.1 Sequências Lineares Geradas por Registradores de Deslocamento ..	16
2.3.2 Sequências Gold .....	19
2.4 CDMA.....	22
<b>3 O Canal Rádio-Móvel</b> .....	<b>26</b>
3.1 Introdução .....	26
3.2 Desvanecimento de Larga Escala.....	28

3.3	Desvanecimento de Pequena Escala.....	29
3.3.1	Fatores que Influenciam o Desvanecimento de Pequena Escala .....	29
3.3.2	Deslocamento Doppler ( <i>Doppler Shift</i> ) .....	30
3.4	Modelo de Resposta ao Impulso do Canal Multipercurso .....	31
3.5	Parâmetros dos Canais Multipercurso.....	38
3.5.1	Parâmetros de Dispersão Temporal .....	38
3.5.1.1	Intervalo Temporal de Espalhamento ( <i>Delay Spread</i> ) $T_m$ .....	39
3.5.1.2	Banda de Coerência $(\Delta f)_c$ .....	40
3.5.2	Parâmetros de Variação Temporal .....	41
3.5.2.1	Espalhamento Doppler $B_d$ .....	42
3.5.2.2	Tempo de Coerência $(\Delta t)_c$ .....	42
3.6	Tipos de Desvanecimento de Pequena Escala.....	44
3.6.1	Efeitos de Desvanecimento Devido ao Int. Temp. de Esp. ....	45
3.6.1.1	Desvanecimento Plano .....	45
3.6.1.2	Desvanecimento Seletivo em Frequência .....	46
3.6.2	Efeitos de Desvanecimento Devido ao Espalhamento Doppler .....	48
3.6.2.1	Desvanecimento Rápido .....	48
3.6.2.2	Desvanecimento Lento .....	48
3.7	Contramedidas ao Desvanecimento.....	49
3.7.1	Diversidade em Frequência .....	50
3.7.2	Diversidade Temporal .....	50
3.7.3	Diversidade Espacial .....	51
3.7.4	Sinal com Banda Maior do que a Banda de Coerência do Canal .....	51
3.7.5	Receptor RAKE .....	52
<b>4</b>	<b>Experimentos, Resultados e Discussões .....</b>	<b>54</b>
4.1	Introdução .....	54
4.2	Modelo do Transmissor .....	54
4.3	Modelo do Canal .....	56
4.4	Modelo do Receptor .....	57

4.5	Estrutura do Programa .....	59
4.6	Sistema “Alternativo” .....	61
4.7	Resultados .....	63
	4.7.1 Modulação PSK Coerente Binária .....	63
	4.7.2 Modulação FSK Não-Coerente Binária .....	74
<b>5</b>	<b>Conclusões .....</b>	<b>81</b>
	5.1 Introdução .....	81
	5.2 Considerações Finais .....	81
	5.3 Propostas para Trabalhos Futuros .....	82
<b>6</b>	<b>Referências Bibliográficas .....</b>	<b>83</b>
	<b>Apêndice .....</b>	<b>85</b>
	Glossário e Notações .....	85

# Lista de Figuras

	Página
2.1 Modelo de sistema de comunicação digital por espalhamento espectral .....	8
2.2 Diagrama de blocos de um sistema DS/SS .....	10
2.3 Diagrama temporal das formas de onda de um esquema DS/SS usando modulação BPSK .....	12
2.4 Espectro do sinal desejado com interferência: (a) Sinal antes da “compressão” (b) Sinal depois da “compressão” .....	13
2.5 Diagrama de blocos de um sistema FH/SS .....	14
2.6 Um exemplo de FH: (a) SFH, (b) FFH e (c) Sinal de informação .....	15
2.7 <i>Linear Feedback Shift Register</i> .....	17
2.8 Geração das seqüências Gold de comprimento 31 (polinômios geradores de grau igual a 5) .....	21
2.9 Representação no tempo e no domínio da frequência de FDMA, TDMA e CDMA .....	23
3.1 Deslocamento Doppler .....	31
3.2 Exemplo de resposta ao impulso p/ um modelo de canal multipercurso variante no tempo .....	33
3.3 <i>Multipath Intensity Profile (MIP)</i> .....	38
3.4 Diagrama dos tipos de desvanecimento: (a) Baseado no intervalo temporal de espalhamento (b) Baseado no espalhamento Doppler .....	45
3.5 Linha de Atrasos com Derivações .....	47
3.6 Receptor RAKE para o caso de sinais binários de banda larga .....	53
4.1 Modelo do transmissor .....	55
4.2 Modelo do canal .....	56
4.3 Receptor RAKE para a modulação PSK coerente binária .....	58
4.4 Receptor RAKE para a modulação FSK não-coerente binária .....	58
4.5 Fluxograma da estrutura do programa .....	60
4.6 Modelo do sistema I: (1) Transmissão (2) Recepção .....	62

4.7	Modelo do sistema II: (1) Transmissão (2) Recepção .....	62
4.8	Comparação entre o PSK simulado e teórico p/ o canal Rayleigh .....	64
4.9	PSK, 1 usuário, RAKE com 1 ramo, canal com 1, 2 e 4 caminhos .....	65
4.10	PSK, 1 usuário, RAKE com 2 ramos, canal com 1, 2 e 4 caminhos .....	66
4.11	PSK, 1 usuário, RAKE com 4 ramos, canal com 1, 2 e 4 caminhos .....	67
4.12	PSK, 5 usuários, RAKE com 1 ramo, canal com 1, 2 e 4 caminhos .....	68
4.13	PSK, 5 usuários, RAKE com 2 ramos, canal com 1, 2 e 4 caminhos .....	68
4.14	PSK, 5 usuários, RAKE com 4 ramos, canal com 1, 2 e 4 caminhos .....	69
4.15	PSK, 1 usuários, 1, 2 e 4 caminhos .....	70
4.16	PSK, 2, 5 e 10 usuários; 1, 2 e 4 caminhos .....	71
4.17	Exemplo do uso do parâmetro $\bar{\gamma}'_b$ , modulação PSK, 5 usuários .....	74
4.18	FSK no canal gaussiano, com e sem espalhamento .....	75
4.19	FSK no canal Rayleigh. Com e sem espalhamento .....	76
4.20	FSK parametrizado pelo número de usuários .....	76
4.21	FSK, 1 usuário, com RAKE .....	77
4.22	Comportamento da modulação FSK com o uso do RAKE p/ 2 usuários .....	78
4.23	Comparação entre os sistemas I e II, canal Rayleigh, 1 usuário .....	79
4.24	Comparação entre os sistemas I e II, canal Rayleigh, 2, 5 e 10 usuários .....	79
4.25	Sistema II, 1 usuário, com RAKE .....	80
4.26	Sistema II, 2 usuários, com RAKE .....	80
2.1	Picos de correlação cruzada das seqüências- <i>m</i> e das seqüências Gold .....	19

# Resumo

**GAMA, R. M., Desempenho de Sistemas DS/CDMA em um Canal Multipercurso Seletivo em Frequência com Desvanecimento Rayleigh.** Campinas: DECOM / FEEC / UNICAMP, 1997. (Dissertação de Mestrado)

Este trabalho estuda o desempenho de sistemas DS/CDMA usando modulação PSK coerente e FSK não-coerente, ambas binárias, operando em um canal multipercurso, com desvanecimento seletivo em frequência que segue a distribuição de Rayleigh. Simulações foram realizadas no intuito de se avaliar o desempenho de tais sistemas quando se usam receptores do tipo RAKE, que exploram a diversidade dos canais multipercurso. O comportamento do sistema, em termos de probabilidade de erro, é mostrado em vários gráficos. Um sistema “alternativo” é apresentado para o caso onde a modulação FSK é usada.

Palavras-chave: Espalhamento Espectral, CDMA, Sequências Gold, Rádio-Móvel, Canal Multipercurso, Desvanecimento, Distribuição Rayleigh, Receptor RAKE.

# Abstract

GAMA, R. M., **Performance of DS/CDMA Systems in a Multipath Frequency Selective Rayleigh Fading Channel**. Campinas: DECOM / FEEC / UNICAMP, 1997. (Master Dissertation)

This work studies the performance of DS/CDMA systems using coherent PSK and non-coherent FSK modulations, both binary, while operating in a multipath channel with frequency selective fading that follows the Rayleigh distribution. Simulations were carried out with the purpose to evaluate the performance of these systems when RAKE receivers, that can exploit the diversity in the multipath channel, are used. The systems behavior, in terms of error probability, is shown in several plots. An “alternative” system is presented for the case of FSK modulation.

Keywords: Spread Spectrum, CDMA, Gold Sequences, Mobile Radio, Multipath Channel, Fading, Rayleigh Distribution, RAKE Receiver.

# Capítulo 1

## 1. Introdução

### 1.1 Motivação

A comunicação sempre foi uma obsessão da raça humana. Desde tempos remotos o homem lança sinais de fumaça, batuca em tambores, usa pombos-correio; se desdobra na tentativa de fazer chegar rápida e corretamente a sua mensagem ao devido destino. Muito se evoluiu neste terreno desde aquele tempo em que o homem tinha pouco mais que as mãos e o seu engenho para se comunicar. Os sistemas de comunicação modernos são uma consequência desta evolução e o homem prossegue na busca por sua utopia de comunicar-se com qualquer um, a qualquer hora, em qualquer lugar e de qualquer forma (voz, dados, imagem): A comunicação ubíqua!

Os sistemas de rádio-móvel são mais um passo dado na direção deste sonho, pois possibilitam mobilidade, ainda que restrita, e, a cada dia, eles vêm se tornando mais eficientes e confiáveis. A grande novidade no mundo das chamadas “comunicações móveis” é a utilização das técnicas digitais em sistemas, que prometem cada vez mais uma utilização otimizada do espectro de frequências. Neste sentido, um novo método de acesso utilizando uma tecnologia que data dos meados de 1940 e que tinha uma utilização quase que estritamente militar, veio se somar aos métodos de acessos mais usuais, o FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) que acomoda os usuários pelo fatiamento do espectro de frequências disponível e o TDMA (*Time Division Multiple Access*) que não fatia o espectro, mas o cede a cada usuário por breves períodos de tempo. Este novo método de acesso foi chamado de CDMA (*Code Division Multiple Access*) e nele o espectro está inteiramente disponível por todo o tempo sendo a separação entre os usuários feita através de um “código”. O CDMA promete uma série de vantagens em relação aos sistemas que utilizam técnicas analógicas, tais como o AMPS (*Advanced Mobile Phone Service*) e mesmo em relação aos sistemas que usam técnicas digitais, mas que usam um método de acesso diferente da divisão por código.

---

Diante da atualidade do tema propôs-se então um estudo do desempenho destes sistemas, no caso específico um DS/CDMA (*Direct Sequence CDMA*), quando operando em um canal que sofre os efeitos do desvanecimento - atenuações e distorções do sinal recebido que variam com o tempo - provocado pela propagação multipercurso. A existência de propagação multipercurso implica na degradação do desempenho, degradação esta que pode ser minimizada com técnicas de combate aos efeitos danosos do multipercurso. Uma destas técnicas, adequada ao tipo de sistema que se deseja simular, é o uso de receptores especiais, chamados de receptores RAKE<sup>9</sup> e que conseguem melhorar substancialmente o desempenho do sistema. Quando se fala em desempenho quer se dizer o comportamento destes sistemas em termos de probabilidade de erro de bit.

Analisar um sistema que leva em conta tantas variáveis não é uma tarefa muito simples. Dada a complexidade do tema uma análise puramente analítica é bastante dificultada e geralmente, quando obtida, serve para situações muito simplificadas e específicas, logo a simulação surge como uma poderosa ferramenta devido à sua flexibilidade e relativa simplicidade. O uso da simulação permite um modelamento estatístico do canal e os seus resultados são tipicamente variáveis aleatórias e não um número determinístico, o que concorda com a natureza aleatória do processo de propagação em um ambiente de rádio-móvel e do próprio ruído. A flexibilidade da simulação possibilita que se analise o sistema quando um sem número de parâmetros é variado quase que automaticamente, sem que haja necessidade de se refazer todos os passos do desenvolvimento.

## 1.2 Objetivos

O objetivo deste trabalho é avaliar o comportamento, em termos da probabilidade de erro, de sistemas DS/CDMA em um ambiente de rádio-móvel quando parâmetros como a relação sinal/ruído, número de usuários e número de caminhos são variados. Esta avaliação é feita levando-se em conta os efeitos do

---

<sup>9</sup> O termo RAKE, do inglês, ancinho, não é um acrônimo. Ele realmente descreve o funcionamento destes receptores, que agem “coletando”, através dos seus “dentes”, as informações contidas nas diversas componentes multipercurso para diminuir a probabilidade de detecção errada do sinal que se deseja receber.

---

desvanecimento provocados pelo multipercurso e uma técnica de combate aos malefícios deste desvanecimento. A simulação foi a ferramenta que se prestou a tal análise.

### 1.3 Organização do Trabalho

A dissertação foi formulada em 5 (cinco) capítulos a saber:

- **Capítulo 1 - Introdução**
- **Capítulo 2 - Sistemas por Espalhamento Espectral (*Spread Spectrum*).** Onde é feita toda uma revisão da literatura sobre o tema, sua história, características e tipos. A aplicação atualmente mais evidenciada desta tecnologia, o CDMA, é apresentado.
- **Capítulo 3 - O Canal Rádio-Móvel.** Onde é realizado todo um estudo sobre as características da propagação no ambiente móvel, seus parâmetros e modelos. Neste capítulo os modelos de canal e receptor usados nas simulações são apresentados.
- **Capítulo 4 - Experimentos, Resultados e Discussões.** Aqui os modelos apresentados nos capítulos 3 e 4 são especificados para o sistema que se desejou simular. Os resultados da simulação são apresentados em uma variedade de curvas entremeados por discussões. A adequação do DS/CDMA a uma aplicação multiusuário ficou evidenciada bem como a possibilidade de se contrapor aos efeitos danosos do canal móvel pelo uso de um receptor adequado.
- **Capítulo 5 - Conclusões.** Onde são feitos os comentários finais sobre o trabalho e as sugestões para trabalhos futuros.

Ao final do trabalho encontra-se, em anexo, um glossário dos principais termos e notações usados durante a dissertação.

# Capítulo 2

## 2. Sistemas por Espalhamento Espectral

### 2.1 Introdução

A tecnologia de modulação por espalhamento espectral (*Spread Spectrum - SS*) é mais uma destas técnicas que demoraram um longo tempo para que tivesse a sua utilização difundida. Datam do início da II Guerra Mundial<sup>®</sup> as primeiras menções ao espalhamento espectral e durante os anos seguintes sua utilização restringiu-se quase que unicamente ao campo militar (uma boa leitura são os artigos de Scholtz [Sch82], [Sch83] e o artigo de Price [Pri83]). Esta restrição é de certa forma justificada, dado que a sua principal característica, ou seja a utilização de uma banda em excesso da mínima necessária para se transmitir a informação desejada, era vista como um grande empecilho, senão impedimento, para uma utilização comercial ampla. Mesmo a sua vantagem de ser resistente à interferência proposital (*Antijamming*), ou não proposital, e a possibilidade de “esconder” o sinal transmitido em meio ao ruído de fundo parecia reforçar a sua “vocação” natural de técnica de uso estritamente militar. Contudo, apesar deste sistema ser muito ineficiente sob o ponto de vista da banda utilizada para um único usuário, a vantagem do espalhamento espectral   que muitos usuários podem simultaneamente usar a mesma largura de banda sem provocar interferência significativa uns com os outros; desta forma, em um ambiente multi-usuário, os sistemas por espalhamento espectral tornam-se muito eficientes sob a  tica da largura de banda. Baseada nesta característica uma associa o de várias grandes empresas da área de telecomunica es [CDG96] propôs um esquema de acesso digital para comunica es móveis baseado no *Espalhamento Espectral* chamado de *CDMA - Code*

---

<sup>®</sup> Na verdade men es ao SS podem ser encontradas em textos datados de 1901 conforme relatado em [Sch83] e [Pri83] onde há também um estranho relato de uma patente norte-americana, com data de 1942, de um sistema SS baseado em *Frequency Hopping* (sec o 2.2.1.2) com um repertório de 88 frequências. O bizarro da história   que os donos desta patente eram um músico (George Antheil) e uma atriz austríaca de *Hollywood* (Hedy Lammar). Este trabalho pretendia fornecer um “Sistema de Comunica o Secreto” para o guiamento de mísseis aliados durante a II Guerra Mundial.

---

*Division Multiple Access* (CDMA será tratado na secção 2.4) que prometia enormes vantagens em relação ao sistema analógico então em operação (*AMPS - Advanced Mobile Phone Service*) e mesmo em relação aos novos sistemas digitais surgidos à época baseados nos métodos de acesso mais usuais: FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) e TDMA (*Time Division Multiple Access*) - Vários textos tratam das características destes sistemas, por exemplo: [Pro89], [Rap96], [Yac93]. Este sistema proposto foi a base da norma *TIA/EIA IS-95* lançada em 1993 [TIA93]. Esta proposta despertou um interesse ainda maior em torno das possíveis aplicações do espalhamento espectral e, desde então, este assunto se destacou entre os mais discutidos. Este capítulo será dedicado a um breve estudo sobre esta técnica, ora tão popular, e sobre a sua aplicação mais evidenciada, o CDMA. Inúmeros textos tratam sobre estes assuntos aqui brevemente relatados e não será difícil àquele que se interessar obter material mais detalhado sobre o tema.

## 2.2 O Espalhamento Espectral

Uma definição bastante popular de espalhamento espectral dada em [Pic82] é reproduzida a seguir:

*“Espalhamento espectral é um modo de transmissão no qual o sinal ocupa uma largura de banda ‘ $B_{ss}$ ’ em excesso do mínimo necessário para se enviar a informação. A expansão da banda é feita por meio de um código que é independente dos dados, e uma recepção sincronizada com o código no receptor é usada para compressão e subsequente recuperação dos dados”.*

Como o mesmo texto sugere técnicas de modulação padrão tais como FM e PCM não podem ser qualificadas como espalhamento espectral apesar delas também expandirem o espectro de um sinal de informação.

Há toda uma gama de benefícios advindos do espalhamento espectral, dentre os quais:

- Anti-desvanecimento (*anti-fading*), como será explicado no Cap. 3.
- Anti-interferência, intencional ou não.

- 
- Baixa probabilidade de interceptação ao transmitir o sinal desejado a uma baixa potência, “escondendo-o”, e assim, tornando-o difícil de ser detectado na presença do ruído de fundo por um ouvinte não desejado.
  - Fácil comunicação, de acesso aleatório, para múltiplos usuários, com capacidade de endereçamento seletivo.
  - Alcance de alta resolução nas medidas de atraso de tempo e velocidade em radares e navegação.
  - Acurado sincronismo universal.
  - Possibilitar privacidade na presença de outros usuários.

A forma de onda espalhada é controlada por uma seqüência pseudo-aleatória (*pseudo-noise* ou *PN*). Uma seqüência PN, seqüências PN serão tratadas mais alongadamente na secção 2.3, que é uma seqüência binária que parece aleatória, mas que pode ser reproduzida de uma maneira determinística pelo receptor desejado. Sinais SS são demodulados no receptor através da correlação cruzada com uma versão gerada localmente da seqüência PN. A correlação cruzada com a seqüência PN correta restaura o sinal de volta à sua banda original.

Para combater a interferência intencional (*jamming*) é importante para os comunicadores que o interferente (*jammer*), que esteja tentando perturbar a comunicação, não tenha conhecimento prévio das características do sinal, exceto pela sua banda total ocupada ou pelo tipo de modulação utilizada (PSK, FSK etc.). Não basta apenas utilizar a codificação de canal, introduzida para detectar e corrigir erros, um interferente com um maior conhecimento seria capaz de, com facilidade, confundir o receptor, por exemplo transmitindo um sinal bastante parecido com o original. É neste ponto que surge o conceito de *pseudo-aleatoriedade*, ou seja o transmissor introduz um elemento de imprevisibilidade, ou *pseudo-aleatoriedade* em cada símbolo codificado do sinal transmitido, que é conhecido do receptor desejado, mas não para o interferente. Desta maneira, o interferente deve sintetizar e transmitir um sinal de interferência sem conhecimento do padrão pseudo-aleatório utilizado pelo transmissor, ou tentar repetir este padrão, que por ter características aleatórias se revelará uma tarefa extremamente árdua.

---

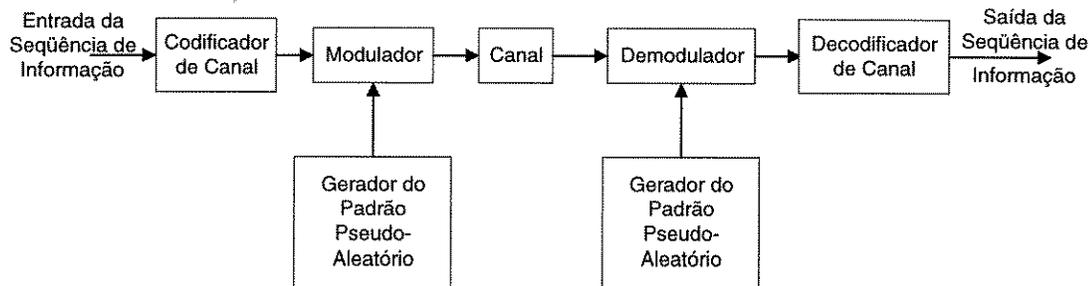
Interferência advinda de outros usuários aparece em sistemas de comunicação multi-acesso no qual um número de usuários dividem uma largura de banda de canal comum. A qualquer tempo, um subconjunto destes usuários pode transmitir informação simultaneamente no canal comum para os receptores correspondentes. Assumindo que todos os usuários empregam a mesma faixa de espectro para a transmissão das suas seqüências respectivas de informação, o sinal transmitido neste espectro comum pode ser distinguido de outro pela imposição de um padrão pseudo-aleatório diferente para cada usuário. Assim um receptor particular pode recuperar a informação que se pretendia transmitir para ele pelo conhecimento do padrão pseudo-aleatório usado pelo transmissor correspondente. Este tipo de técnica de comunicação, que permite vários usuários usarem simultaneamente um canal comum, durante todo o tempo para a transmissão de informação, é chamado de *Code Division Multiple Access* (CDMA). O CDMA será tratado na secção 2.4.

Resistência ao desvanecimento multipercurso é uma das razões fundamentais para se considerar o uso das técnicas de espalhamento espectral para comunicações sem fio. Como será mostrado no Capítulo 3, os sinais SS têm energia distribuída sobre uma largura de banda muito grande, logo em qualquer instante, somente uma porção do espectro sofrerá o desvanecimento (isto é chamado de desvanecimento seletivo). Vistos no domínio do tempo, as propriedades de resistência ao desvanecimento multipercurso são devidas ao fato de que as versões atrasadas do sinal transmitido PN terão uma correlação cruzada muito pobre com a seqüência PN original, e assim irão aparecer como usuários não correlacionados gerando interferência. Estes sinais SS são, não somente resistentes ao desvanecimento multipercurso, como, na verdade, podem até melhorar o desempenho do sistema explorando a diversidade destas componentes. Isto pode ser feito pelo uso de receptores do tipo RAKE (Cap. 3) que combina a informação obtida de várias componentes multipercurso resolvíveis, ou seja, distinguíveis umas das outras.

Uma mensagem pode ser “escondida” no ruído de fundo pelo espalhamento de seu espectro, e com a transmissão do sinal resultante a uma potência média baixa. Por causa deste nível baixo de potência, o sinal transmitido é dito “escondido”. Ele tem uma baixa probabilidade de ser interceptado (detectado) por um ouvinte casual e, assim, é também chamado de sinal de *baixa probabilidade de interceptação*.

Da mesma maneira se obtém a privacidade de mensagem, ou seja, aquele receptor (ou receptores) que conhecer o padrão pseudo-aleatório estará apto a demodular a mensagem, mas qualquer outro que não conheça tal padrão estará impossibilitado de demodulá-la.

Um modelo de um Sistema de Comunicação Digital por Espalhamento Espectral é visto abaixo[Pro89]:



**Fig. 2.1** Modelo de sistema de comunicação digital por espalhamento espectral.

O diagrama de blocos mostrado na Fig. 2.1 ilustra os elementos básicos de um sistema de comunicações digitais por espalhamento espectral, com uma seqüência binária de informação na entrada e na saída do sistema. O codificador e decodificador de canal e o modulador e demodulador são elementos básicos do sistema e de várias formas são tratados na literatura. O canal para estes sistemas merecerá um detalhamento de maior grau que será dado no Capítulo 3. Em adição a estes elementos, há dois geradores de padrão pseudo-aleatório idênticos, um que se relaciona com o modulador no lado da transmissão e um segundo que se relaciona com o demodulador no lado do receptor. Os geradores produzem uma seqüência pseudo-aleatória, seqüência PN, de valores binários que é “impressa” no sinal transmitido no modulador e removida do sinal recebido no demodulador.

Um fato importante a ser notado é que a seqüência PN gerada no receptor deve estar sincronizada com a seqüência PN impressa na seqüência recebida. Esta é uma exigência forte, e sistemas que usam esta técnica (CDMA por exemplo) costumam prover o receptor com sinais de sincronismo, transmitindo por exemplo um sinal piloto junto com os dados de informação. Este sinal piloto faz parte das recomendações da norma IS-95 [TIA93] para o canal direto (base → móvel), pois as seqüências lá utilizadas (seqüências de Walsh) têm esta necessidade de sincronismo

---

bastante forte, pois, devido à propriedade de correlação cruzada das seqüências de Walsh [TIA93], para se garantir a ortogonalidade entre elas, o sincronismo tem de ser muito bem feito.

A interferência é introduzida na transmissão do sinal de informação no canal. As características da interferência dependem largamente das suas origens. Elas podem ser caracterizadas como sendo de banda larga ou banda estreita relativas à largura do sinal de informação, contínuas no tempo ou pulsadas (descontínuas). Como outro exemplo, a interferência gerada por outros usuários do canal em sistemas CDMA pode ser ou de banda larga ou de banda estreita de acordo com o tipo de sinal espalhado espectralmente que é empregado para prover multi-acesso.

### 2.2.1 Técnicas de Espalhamento Espectral

O meio pelo qual o espectro é espalhado é crucial. Algumas das técnicas estão listadas a seguir:

- “Modulação em Seqüência Direta” (*Direct Sequence Spread Spectrum ou DS/SS*) na qual uma seqüência gerada pseudo-aleatoriamente multiplica diretamente os pulsos de dados em banda-básica (utilizada no IS-95).
- Modulação em “Saltos de Frequência” (*Frequency Hopping ou FH*) na qual a portadora dá “saltos” de frequência de maneira pseudo-aleatória.
- Modulação em “Saltos de Tempo” (*Time Hopping ou TH*) A seqüência PN chaveia o transmissor para a posição “ligado” ou “desligado”. É exatamente a modulação por pulsos, porém seguindo um padrão pseudo-aleatório.
- Combinações híbridas destas duas técnicas.

Cada técnica é usualmente aplicada em áreas específicas, desta forma há pouca concorrência entre elas [Yac93]. As técnicas básicas são as mais estudadas e também as mais comumente utilizadas, por isso merecerão uma maior atenção.

## 2.2.2 Espalhamento Espectral por Seqüência Direta (DS/SS)

Como já foi dito esta técnica utiliza uma seqüência pseudo-aleatória para multiplicar os dados diretamente e depois proceder à demodulação. As técnicas digitais, PSK e FSK por exemplo, são as mais comumente utilizadas e dentre elas a mais difundida é a modulação BPSK (*Binary Phase Shift Keying*). A Fig. 2.2 mostra um diagrama de blocos de um sistema DS/SS.

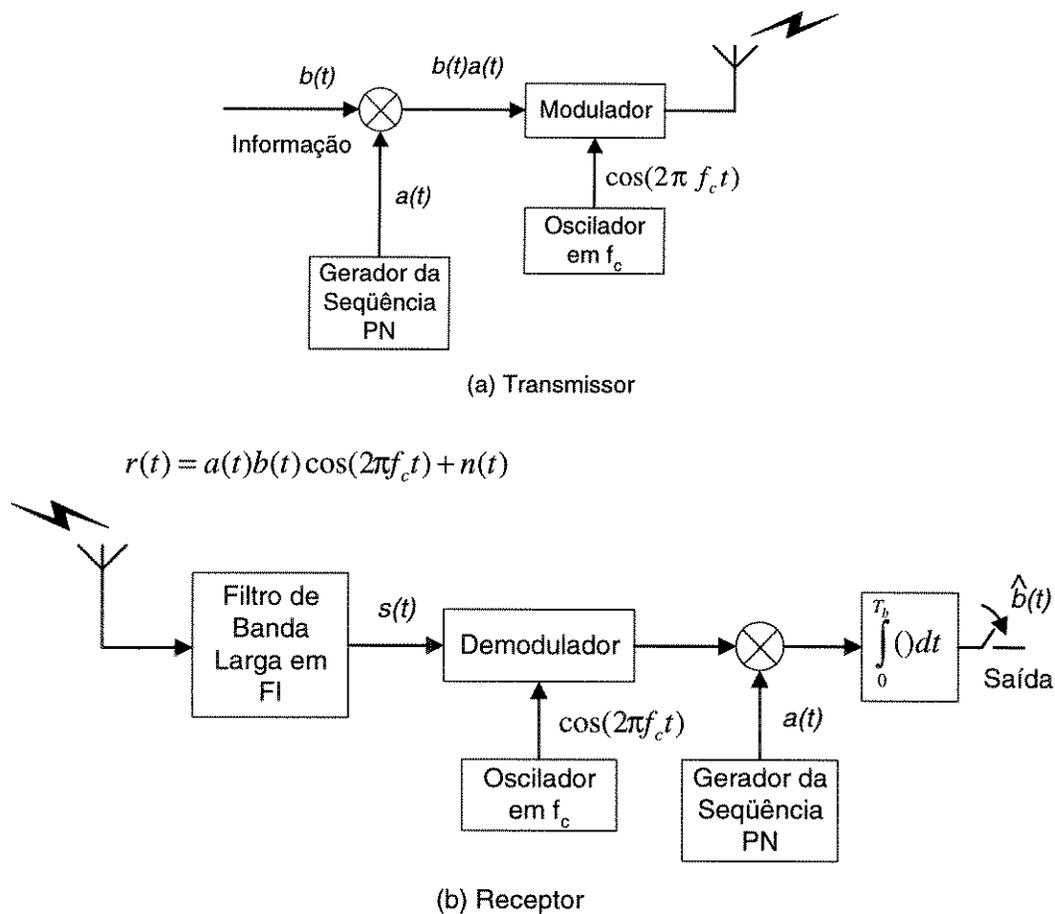


Fig. 2.2 Diagrama de blocos de um sistema DS/SS.

A seqüência binária de informação, é adicionada de uma forma módulo-2 aos *chips* (“*chip*” é o nome dado a um único pulso da seqüência PN) antes de ser modulada em fase ou em frequência.

Usando como exemplo uma modulação BPSK coerente\*, então, na Fig. 2.2 (a),  $b(t)$  é o sinal de informação e  $a(t)$  é a seqüência espalhadora. O sinal SS recebido para um único usuário pode ser representado, para esta modulação, na ausência de ruído e de interferência, como [Rap96]

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} b(t) a(t) \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (2.1)$$

onde  $\theta$  é a fase da portadora em  $t = 0$ ,  $f_c$  é a freqüência da portadora,  $E_s$  é a energia do símbolo e  $T_s$  é o período do símbolo. A seqüência de informação é um trem de pulsos retangulares com amplitude +1 ou -1.

A Fig. 2.2 (b) ilustra um receptor DS/SS. Assumindo que as seqüências PN geradas localmente no receptor estão sincronizadas com a seqüência transmitida, o sinal recebido passa através do filtro de banda larga e é multiplicado por uma réplica local da seqüência PN  $a(t)$ . Se  $a(t) = \pm 1$ , então  $a^2(t) = 1$ , e esta multiplicação faz a compressão de volta do sinal  $s(t)$  dado por

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} b(t) \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (2.2)$$

na entrada do demodulador. Visto que  $s(t)$  tem a forma de um sinal BPSK a demodulação correspondente extrai  $b(t)$ .

A Fig. 2.3 representa um esboço no domínio do tempo dos sinais. Cada símbolo de  $b(t)$  representa um símbolo de informação e tem duração  $T_s$  (no caso binário  $T_s = T_b$ , período de bit). Cada pulso em  $a(t)$  representa um *chip* e também é usualmente retangular com amplitude +1 ou -1 e tem duração  $T_c$ . As transições dos símbolos de dados e *chips* coincidem de tal forma que a razão  $T_s$  em relação a  $T_c$  é um inteiro. Se  $B_{ss}$  é a largura de banda de  $r(t)$  e  $B_s$  é a largura de banda de  $b(t) \cos(2\pi f_c t + \theta)$ , o espalhamento devido a  $a(t)$  faz com que  $B_{ss} \gg B_s$ .

---

\* A norma IS 95 [TIA93] utiliza uma modulação conhecida como OQPSK (*Orthogonal Quadrature Phase Shift Keying*) com demodulação coerente no sentido base  $\Rightarrow$  móvel e demodulação não-coerente no sentido móvel  $\Rightarrow$  base.

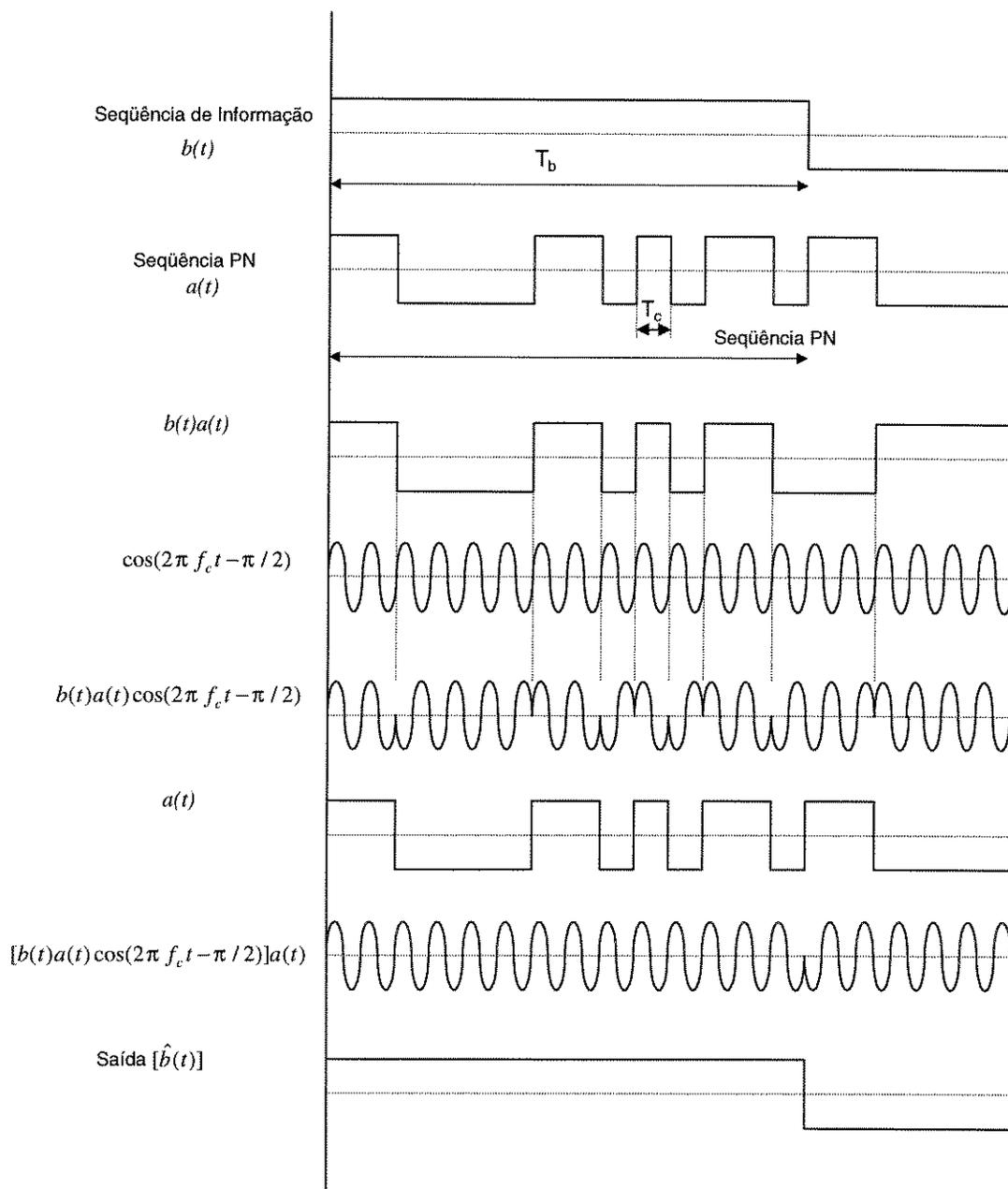


Fig. 2.3 Diagrama temporal das formas de onda de um esquema DS/SS usando modulação BPSK.

Note que esta é uma análise muito simplificada, apenas com o intuito de ilustrar o funcionamento das técnicas de SS, pois, como foi dito, o ruído térmico e as distorções introduzidas pelo canal não foram aqui considerados para efeito de análise. No Cap. 3 estas variáveis serão levadas em conta no intuito de modelar um canal que ilustre um comportamento mais próximo do canal real.

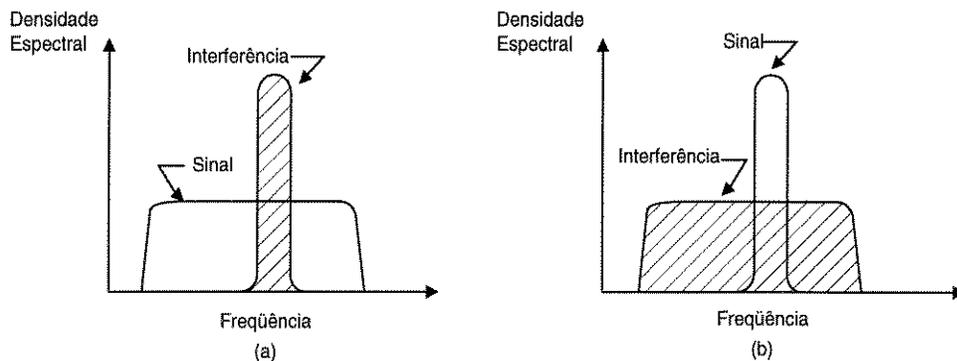
A Fig. 2.4 mostra o espectro recebido do sinal desejado e a interferência de faixa estreita na saída do filtro de banda igual ao espectro do sinal de informação. A multiplicação pela forma de onda do espalhamento produz o espectro da Fig. 2.4b na

saída do demodulador. A largura de banda do sinal é reduzida para  $B_s$ , enquanto a energia da interferência é espalhada sobre a banda em excesso  $B_{ss}$ . A ação de filtragem do demodulador remove a maior parte do espectro que não coincide com o espectro do sinal. Assim, a maioria da energia do sinal interferente original é removida e não perturba o desempenho do receptor. Uma medida aproximada da capacidade de rejeição à interferência é dado pela razão  $B_{ss} / B_s$  que a literatura habituou-se a chamar de “ganho de processamento” definido por

$$GP = \frac{T_s}{T_c} = \frac{R_c}{R_s} = \frac{B_{ss}}{B_s} \quad (2.3)$$

onde  $R_c = 1/T_c$ , é a taxa de *chip* e  $R_s = 1/T_s$  é a taxa de símbolo.

De uma maneira grosseira quanto maior o ganho de processamento de um sistema maior será sua habilidade para suprimir (rejeitar) a interferência dentro da banda do sinal.



**Fig. 2.4** Espectro do sinal desejado com interferência: (a) Sinal + Interferência antes da “compressão”, (b) Sinal depois da “compressão”.

### 2.2.3 Espalhamento Espectral por *Frequency Hopping* (FH/SS)

Em um sistema de comunicação FH/SS a banda de canal disponível é subdividida em um grande número de intervalos de frequências contíguas. Em qualquer intervalo de sinalização, o sinal transmitido ocupa um ou mais de um dos intervalos de frequência disponíveis. A escolha do(s) intervalo(s) de frequência em cada intervalo de sinalização é feita de maneira pseudo-aleatória de acordo com uma sequência PN. O nome FH vêm do fato de que o transmissor “salta” (*hop* em inglês) de frequência uma ou mais vezes em cada intervalo de sinalização seguindo o padrão

determinado pela seqüência pseudo-aleatória utilizada. Um esquema de modulação muito comum para estes sistemas é o MFSK (*M-ary Frequency-Shift Keying*). A combinação entre os dois é costumeiramente chamada [HAY89] de FH/MFSK e se os aspectos de demodulação forem considerados ela é quase sempre não-coerente devido à grande dificuldade de manter as relações de fase entre dois “saltos” de freqüência.

Os esquemas FH/SS podem ser subdivididos em duas categorias básicas de acordo com a velocidade com que o “pulo” de freqüência é dado:

1. *FH lento (Slow FH ou SFH)*, no qual vários símbolos são transmitidos em cada “pulo” de freqüência.
2. *FH rápido (Fast FH ou FFH)*, no qual a freqüência da portadora irá mudar (ou “pular”) várias vezes durante a transmissão de um único símbolo.

A Fig. 2.5 ilustra o diagrama de bloco do sistema FH simplificado. Na Fig. 2.5 (a) mostra o diagrama de blocos do transmissor ao passo que a Fig. 2.5 (b) traz o diagrama de blocos do receptor.

Na Fig. 2.6 há um exemplo que ilustra a diferença básica entre FH lento e FH rápido, ou seja, que no SFH uma única freqüência pode ser utilizada para a transmissão de um único símbolo, enquanto que para o FFH a freqüência “salta” de maneira muito mais rápida dentro do próprio símbolo.

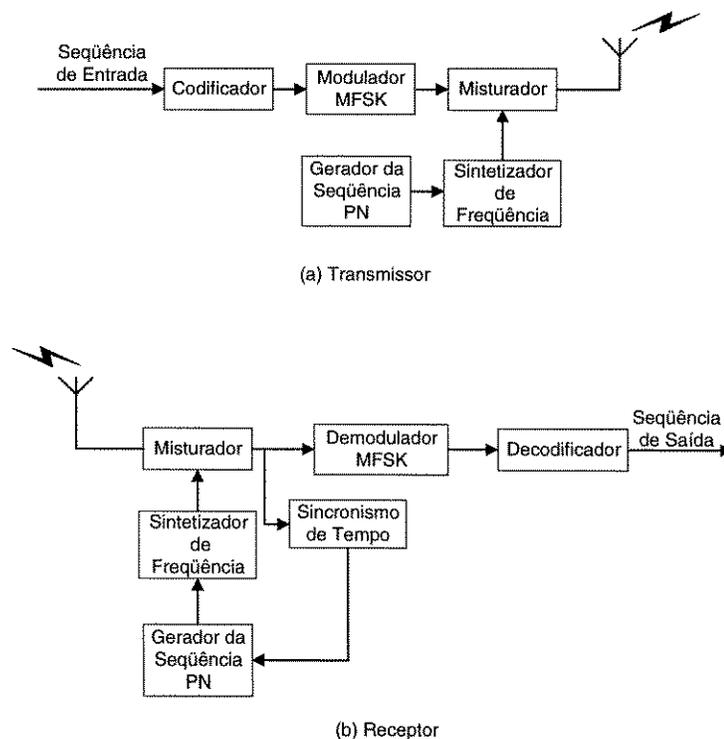


Fig. 2.5 Diagrama de blocos de um sistema FH/SS.

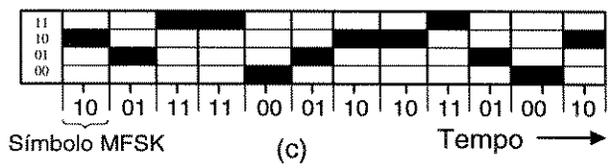
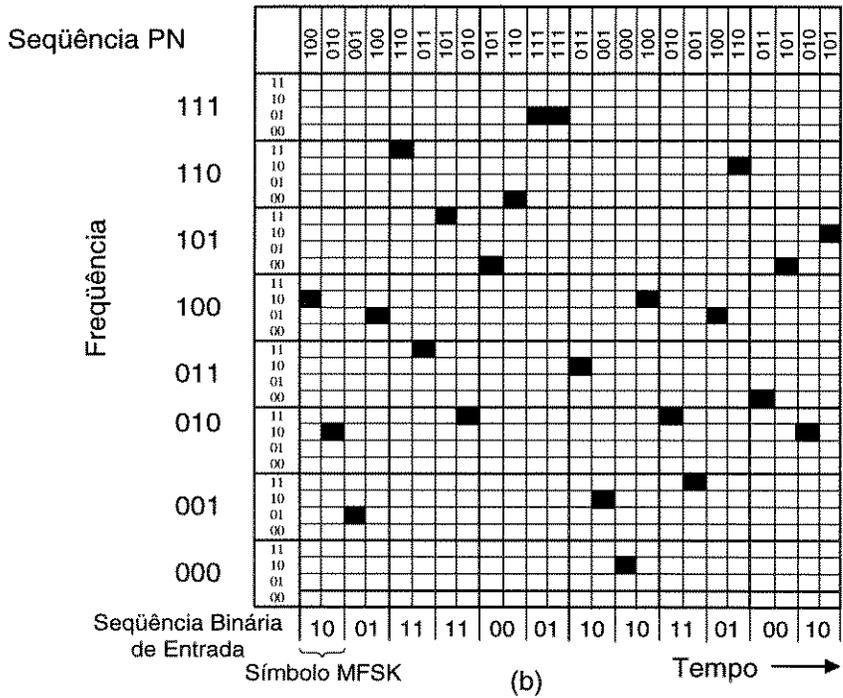
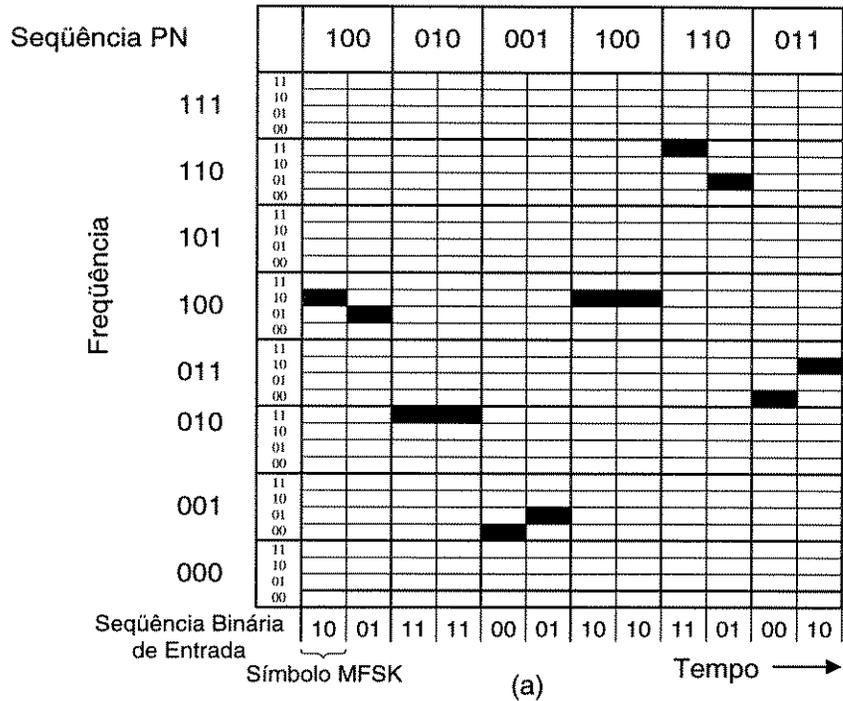


Fig. 2.6 Um exemplo de FH: (a) SFH, (b) FFH e (c) Sinal de Informação.

---

## 2.3 As Sequências PN

Idealmente, os códigos utilizados para fazer o espalhamento em sistemas SS deveriam ser seqüências binárias verdadeiramente aleatórias. Contudo tais seqüências não são práticas, basta lembrar, por exemplo, da definição de espalhamento espectral, que para se ter o par transmissor-receptor em comunicação, estes parceiros devem gerar a mesma seqüência, alinhadas no tempo e, por conseguinte, os receptores deveriam prover a sincronização “prevendo” as referências de tempo do transmissor, ou seja, ter memória infinita, o que é inviável na prática. Além disso, em aplicações tais como CDMA, onde se deseja altas capacidades de tráfego, haverá o requisito de que a taxa de espalhamento seja alta (1,288 MHz para o IS-95). Se seqüências verdadeiramente aleatórias fossem usadas então elas deveriam ser pré-geradas e pré-armazenadas em todos os transmissores, com uma cópia casada em todos os receptores, o que iria requerer memória infinita. Desta maneira, métodos determinísticos de geração de seqüências de forma pseudo-aleatória são preferidos, e são estes os métodos usados na prática.

### 2.3.1 Sequências Lineares Geradas por Registradores de Deslocamento

As seqüências acima conhecidas como LSRS (*Linear Shift Register Sequences* [Gol67]) têm encontrado aplicações intensivas em sistemas de comunicação por espalhamento espectral. As seqüências binárias geradas por dispositivos registradores de deslocamento servem como mecanismo de código para tais sistemas que, quando “adicionadas” à informação em banda básica, resultam em um sinal de banda larga de baixa densidade espectral de potência que têm propriedades estatísticas similares ao ruído (daí a abreviação PN, do inglês *pseudo-noise*). Desta forma um ouvinte casual tem o acesso negado à informação em banda básica que somente pode ser recuperada a partir do sinal em banda larga através de uma correlação com uma seqüência de referência armazenada no receptor que é uma réplica exata da seqüência pseudo-aleatória espalhadora original.

## Seqüências- $m$

Sem dúvida, as seqüências PN mais populares são as seqüências de máximo comprimento produzidas por registradores de deslocamento também chamadas na literatura de seqüências- $m$ . Tais seqüências têm comprimento  $N = 2^m - 1$  e são geradas por registradores de deslocamento de  $m$  estágios com realimentação linear (*Linear Feedback Shift Register* ou LFSR)<sup>5</sup> como visto na Fig. 2.7.

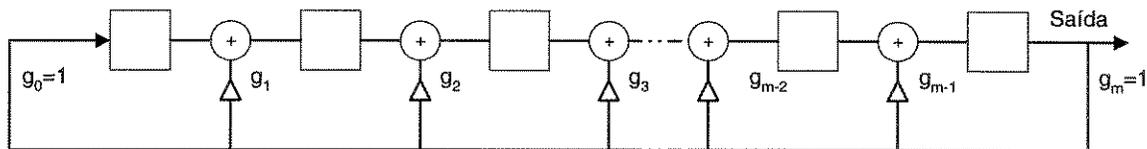


Fig. 2.7 *Linear Feedback Shift Register*.

Cada seqüência é baseada em um “polinômio gerador” que indica quais derivações (*taps*) estão conectadas e quais não. O polinômio gerador é do tipo

$$G(X) = g_m X^m + g_{m-1} X^{m-1} + g_{m-2} X^{m-2} + \dots + g_2 X^2 + g_1 X + g_0 \quad (2.4)$$

cujos coeficientes são binários, mostrados na Fig. 2.7, que para o caso binário são 1 ou 0, representando presença (1) ou ausência (0) da realimentação no ramo correspondente àquele coeficiente.

A utilidade das seqüências binárias de comprimento máximo produzidas por registradores de deslocamento com realimentação linear - LFSR - é muito grande em sistemas DS/SS\*. Há inúmeras razões para isso:

- Seqüências LFSR são facilmente geradas por circuitos lógicos binários muito simples.
- Geradores de alta velocidade são possíveis graças a esta lógica simples.

<sup>5</sup> Esta linearidade produz uma certa vulnerabilidade à interferência proposital. Para reduzir esta vulnerabilidade, várias seqüências- $m$  distintas são combinadas de um maneira não-linear, em aplicações usualmente militares [Pro89].

\* Se o polinômio gerador de um LFSR é primitivo, então a seqüência produzida por este gerador é uma seqüência- $m$ . Um polinômio é dito primitivo [Pet72] se ele é não fatorável (irredutível) e se ele não divide  $X^N + 1$ , onde  $N = 2^m - 1$ . Um polinômio primitivo de grau  $m$  necessariamente tem  $g_m = g_0 = 1$ .

- Geradores de seqüência de comprimento máximo (“seqüências- $m$ ”) são facilmente construídos usando os campos finitos de Galois [Gol67].
- A função periódica de autocorrelação<sup>º</sup> destas seqüências- $m$  possuem apenas dois valores<sup>§</sup>, facilitando a busca do sincronismo.

Para aplicações tais como CDMA a propriedade da correlação cruzada\* é tão importante quanto a autocorrelação, visto que neste caso para cada usuário é atribuído uma seqüência PN particular. Idealmente estas seqüências entre os usuários deveriam ser mutuamente ortogonais para que o nível de interferência experimentado por qualquer usuário, da transmissão de outros usuários, seja nulo. Contudo, na prática as seqüências PN exibem correlação cruzada não nula.

No caso específico das seqüências- $m$  consideradas podemos constatar pela Tabela 2.1, que a função periódica de correlação cruzada entre dois pares quaisquer de seqüências- $m$  de mesmo período podem ter picos de correlação cruzada relativamente altos, em relação à autocorrelação. Tais picos são inaceitáveis em CDMA por exemplo. Apesar de ser possível selecionar um sub-conjunto menor de seqüências- $m$  que têm picos relativamente baixos de correlação cruzada, o número de seqüências neste subconjunto é muito pequeno para uso em CDMA (Apesar desta restrição a norma IS-95 usa seqüências- $m$  de períodos muito longos, porém utilizadas em uma combinação engenhosa com as, assim conhecidas, seqüências de Walsh [TIA93] de forma a prover o espalhamento espectral de maneira diferenciada para o canal direto, base→ móvel, e para o canal reverso, móvel→ base).

<sup>º</sup> A função periódica de autocorrelação de uma seqüência PN é usualmente definida em termos da seqüência bipolar,  $p_k$  (onde o nível lógico “zero” é representado por -1, e o “um” por 1, ou vice-versa)

como  $\phi(j) = \sum_{i=1}^N (2p_i - 1)(2p_{i+j} - 1)$   $0 \leq j \leq N - 1$ , onde  $N$  é o período da seqüência.

<sup>§</sup> Idealmente uma seqüência PN deveria ter uma função de autocorrelação com a propriedade  $\phi(0) = N$  e  $\phi(j) = 0$  para  $1 \leq j \leq N - 1$ . No caso de seqüências- $m$ , a função periódica de

autocorrelação é  $\phi_j = \begin{cases} N & j = 0 \\ -1 & 1 \leq j \leq N - 1 \end{cases}$

\* A função periódica de correlação cruzada  $\theta(a,b)(\zeta)$ , onde  $\zeta$  é o período da seqüência, é simplesmente descrita como o número de concordâncias menos o número de discrepâncias entre as seqüências  $a$  e  $b$  para cada  $\zeta$ .

**Tabela 2.1** Picos de correlação cruzada das seqüências- $m$  e das seqüências Gold.

$m$	$N = 2^m - 1$	Número de Seqs- $m$	Pico de Corr. Cruzada $\theta_{\max}$	$\theta_{\max}/\phi(0)$	$ t(m) $	$ t(m) /\phi(0)$
3	7	2	5	0.71	5	0.71
4	15	2	9	0.60	9	0.60
5	31	6	11	0.35	9	0.29
6	63	6	23	0.36	17	0.27
7	127	18	41	0.32	17	0.13
8	255	16	95	0.37	33	0.13
9	511	48	113	0.22	33	0.06
10	1023	60	383	0.37	65	0.06
11	2047	176	287	0.14	65	0.03
12	4095	144	1407	0.34	129	0.03

onde  $N$  é o comprimento das seqüências;  $m$  é o grau dos polinômios geradores;  $\phi(0)$  é o pico da autocorrelação, igual a  $N$  para os dois tipos de seqüência;  $\theta_{\max}$  é o pico da correlação cruzada para as seqüências- $m$  e  $t(m)$ , dado por (2.5), representa os picos da correlação cruzada das seqüências de Gold, conforme explicado na seção 2.3.2.

$$t(m) = \begin{cases} 2^{(m+1)/2} + 1 & \text{para } m \text{ ímpar} \\ 2^{(m+2)/2} + 1 & \text{para } m \text{ par, } m \neq 4i, i \text{ inteiro} \end{cases} \quad (2.5)$$

### 2.3.2 Seqüências Gold

Kasami e Gold [Gol67], trabalhando separadamente, obtiveram seqüências derivadas das seqüências- $m$ , que possuem propriedades de correlação cruzada periódica melhores do que as seqüências- $m$  originais e ainda melhores do que seqüências puramente aleatórias. Gold e Kasami provaram que certos pares de seqüências- $m$  escolhidos de maneira conveniente, com comprimento  $N$ , exibiam uma função de correlação cruzada com três valores  $\{-1, -t(m), t(m) - 2\}$ , onde  $t(m)$  é dado por (2.5).

A título de exemplo, suponha  $m=9$ ,  $t(9) = 2^5 + 1 = 33$  e os três valores possíveis da função de correlação cruzada periódica são  $\{-1, -33, 31\}$ . Desta forma a correlação cruzada é limitada por  $|t(m)|$ , 33 no exemplo. Da tabela 2.1 tem-se que o pico para a família de seqüências- $m$  com o mesmo  $m=9$  é 113, uma diferença bastante acentuada. As seqüências que possuem tais propriedades são chamadas de “seqüências preferidas” e podem ser representadas de forma polinomial, semelhante à equação (2.4).

Dado um par “preferido” de polinômios primitivos de grau  $m$  de período  $N = 2^m - 1$  e cuja correlação cruzada satisfaça a inequação  $|\theta| \leq t(m)$ ,  $t(m)$  dado pela equação 2.5. Então o registrador de deslocamento correspondente ao produto polinomial  $G_1(X).G_2(X)$  gera  $2^m + 1$  seqüências diferentes, cada uma com período  $N$  e tal que a função de correlação cruzada  $\theta$  de qualquer par de tais seqüências satisfaz a inequação citada.

O processo de obtenção destas seqüências está descrito implicitamente no parágrafo anterior [Gol67] e uma maneira equivalente de gerar tais seqüências pode ser encontrada no livro de Proakis [Pro89] estando descrita a seguir:

“De um par de seqüências preferidas, digamos  $\mathbf{a} = [a_1 a_2 \dots a_N]$  e  $\mathbf{b} = [b_1 b_2 \dots b_N]$  constrói-se um conjunto de seqüências de comprimento  $N$  tomando-se a soma módulo-2 de  $\mathbf{a}$  com as  $N$  versões cíclicas de  $\mathbf{b}$ , ou vice versa. Desta forma obtém-se  $N$  novas seqüências periódicas com período  $N = 2^m - 1$ . Incluindo as seqüências originais  $\mathbf{a}$  e  $\mathbf{b}$  tem-se um total de  $N + 2$  seqüências.” Estas são as famosas “seqüências Gold”. O exemplo abaixo ilustra este método:

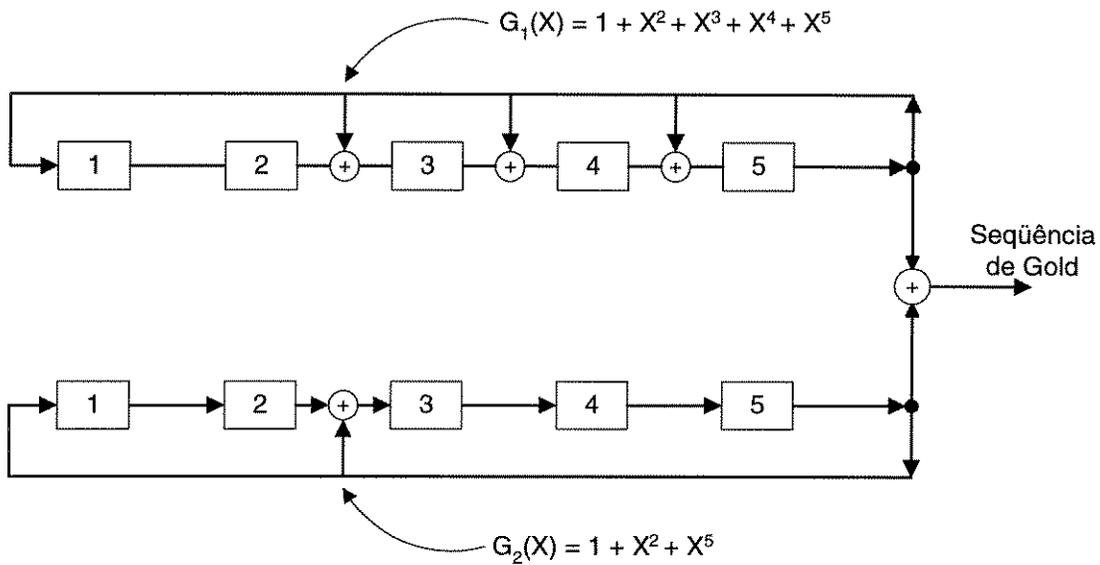
### Exemplo 2.1

Inicialmente toma-se dois polinômios primitivos do grau desejado consultando, por exemplo, o apêndice C do livro de Peterson e Weldon [Pet72], onde há uma tabela que lista os polinômios binários irredutíveis e, dentre eles os polinômios primitivos, de grau menor ou igual a 34. Assim supondo que se queira um conjunto de seqüências Gold com comprimento 31 implica na escolha de um par de polinômios primitivos de grau 5 ( $N = 2^m - 1$ ). Da tabela mencionada tem-se que, para

este grau, há três polinômios primitivos, escritos em notação octal: 75, 45e 67, ou escrevendo-os de forma polinomial conforme mostra a equação (2.6)

$$\begin{aligned} G_1(X) &= X^5 + X^4 + X^3 + X^2 + 1 \\ G_2(X) &= X^5 + X^2 + 1 \\ G_3(X) &= X^5 + X^4 + X^2 + X + 1 \end{aligned} \quad (2.6)$$

Qualquer combinação dois a dois serviria para a geração das seqüências Gold. Escolhendo as duas primeiras, o circuito da Fig. 2.8, ou, mais convenientemente, o programa de computador equivalente, produz as seqüências procuradas.



**Fig. 2.8** Geração das seqüências Gold de comprimento 31 (polinômios geradores de grau igual a 5).

Neste caso teríamos 33 seqüências ( $N+2$ ) de comprimento,  $N$ , período, igual a 31, destas,  $N$  são geradas pelo circuito que adicionadas às duas seqüências **a** e **b** originais totalizam as 33 citadas. O pico de correlação cruzada vale  $t(5) = 2^3 + 1 = 9$ ; onde para as seqüências- $m$  vale 11. É interessante notar que à medida que o comprimento das seqüências aumenta, a diferença relativa entre o pico de correlação cruzada das seqüências Gold e o pico de correlação cruzada das seqüências- $m$  aumenta também.

Deve-se lembrar que, à exceção das seqüências **a** e **b**, o conjunto de seqüências Gold não são seqüências- $m$ , logo a sua autocorrelação não possui somente dois valores. Na verdade Gold mostrou, como visto acima, que para estas seqüências a

---

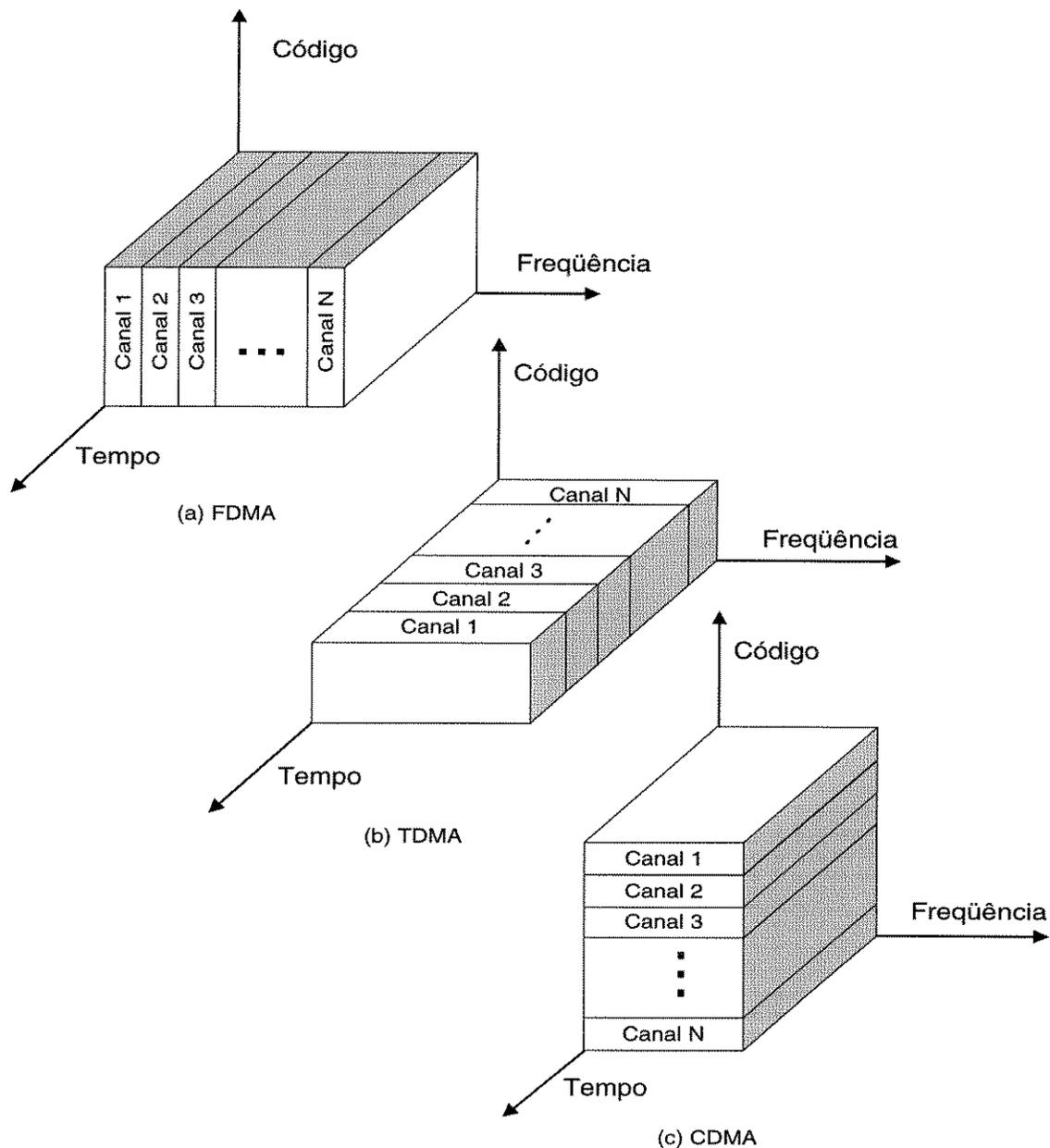
correlação cruzada entre quaisquer pares dentre as  $N + 2$  seqüências Gold, possui os mesmos três valores  $\{-1, -t(m), t(m) - 2\}$ , com  $t(m)$  dado por (2.5). Logo a sua função de autocorrelação também possui três valores sendo, da mesma forma limitada superiormente, por  $t(m)$ . Estes valores estão listados na tabela 2.1 juntamente com os picos da correlação cruzadas,  $|t(m)|$ , e com estes valores normalizados pelo pico da autocorrelação,  $\phi(0)$ , igual numericamente a  $N$ .

## 2.4 CDMA

O CDMA é uma aplicação das técnicas de espalhamento espectral (SS). Ele pode ser classificado como um tipo de Acesso Múltiplo por Espalhamento Espectral (*Spread Spectrum Multiple Access* ou SSMA). Os outros membros desta família seriam o FHMA (*Frequency Hopped Multiple Access*), O THMA (*Time Hopped Multiple Access*), e sistemas usando técnicas híbridas que não serão tratados neste trabalho (Na verdade o sistema comercial contido na norma IS-95 é um sistema híbrido FDMA/CDMA onde a banda total disponível é dividida em sub-bandas de 1.25MHz e aí então, dentro desta sub-banda, são aplicadas as técnicas SS).

A principal diferença do CDMA em relação aos métodos de acesso mais corriqueiros, FDMA e TDMA, é que nele todo o espectro está disponível para qualquer usuário durante todo o tempo. A separação entre os diversos usuários é feita através de seqüências PN como aquelas discutidas na secção (2.3), ou seja, o sinal de informação em banda básica é multiplicado por um sinal de banda bastante larga, chamado de *sinal espalhador* (DS/SS).

A Fig. 2.9 ilustra o modo como os três tipos de acesso compartilham o recurso espectral. Na primeira, que trata dos sistemas FDMA vê-se que o espectro é dividido em pequenas fatias e essas fatias são atribuídas a cada usuário, por todo o tempo de uso. Na segunda, que trata de TDMA, o espectro é compartilhado dentro de pequenas bandas, mas cada usuário só transmite no seu intervalo temporal (*time slot*) específico. Na última, relativa aos sistemas CDMA vemos que o espectro é compartilhado por todos durante todo o tempo, sendo a diferenciação realizada através das seqüências espalhadoras.



**Fig. 2.9** Representação no tempo e no domínio da frequência de FDMA, TDMA e CDMA.

O CDMA apresenta, nas suas características, algumas vantagens em relação aos esquemas de acesso convencionais, o que o torna uma boa opção para sistemas tais como os de rádio-móvel. Algumas destas características são listadas a seguir:

- Muitos usuários em sistemas CDMA compartilham a mesma faixa de espectro.
- Diferentemente de TDMA e FDMA, CDMA possui uma capacidade de acomodar usuários flexível, ou seja, à medida que o número de usuários

---

em um sistema CDMA é aumentado, o mesmo degrada-se de uma maneira aproximadamente linear. Desta forma não haveria um limite no número de usuários em CDMA\*. O desempenho do sistema pioraria à medida que o número de usuários aumentasse e melhoraria, sempre de maneira suave, à medida que este número diminuísse.

- O desvanecimento multipercurso, que será descrito no Cap.3, pode ser substancialmente reduzido, pois o sinal é espalhado sobre uma banda muito larga. Se a largura de banda do sinal espalhado for maior do que o parâmetro conhecido como “Banda de Coerência do Canal”, haverá, entre outros fenômenos, uma “diversidade em frequência” (funciona como se houvesse várias cópias do mesmo sinal transmitido) que poderá, se usada adequadamente, mitigar os efeitos do “Desvanecimento de Pequena Escala” [Pro89].
- A taxa de dados do canal é alta em sistemas CDMA. Desta forma a duração do *chip* é muito pequena e, usualmente, muito menor do que o “Intervalo Temporal de Espalhamento” (*delay spread*). Dado que as seqüências PN têm baixa autocorrelação, componentes multipercurso que forem atrasadas pelo canal por mais de um *chip* aparecerão como ruído. Um receptor do tipo RAKE pode ser usado para melhorar a recepção coletando as versões atrasadas do sinal requerido.
- Aplicações de CDMA em sistemas rádio-móvel (IS-95, por exemplo) proporcionam aquilo que ficou conhecido como “*Soft Handoff*” em analogia com o *handoff* dos sistemas baseados em TDMA e FDMA que ficaram conhecidos por fazerem o “*Hard Handoff*”.<sup>\*</sup> Os termos *soft* e *hard* devem ser entendidos no contexto de que em CDMA não há necessidade de que o receptor troque de frequência para um canal mais adequado visto que em CDMA os móveis compartilham o mesmo espectro. O móvel

---

\* Na prática isto não é, obviamente, verdade. Sistemas CDMA possuem sim um limite de usuários e de acordo com [CDG96] este número é chamado de “pólo de capacidade”.

<sup>\*</sup> *Handoff* ou *handover* é o nome em inglês dado ao processo pelo qual um determinado móvel, ao se encontrar nos limites de uma célula (ou entre setores desta célula no caso de CDMA), chaveia a rádio-base, com a qual se comunicara até então, por uma outra que proporcione um sinal de melhor qualidade.

---

simplesmente inclui a estação-base (ou estações) que tiver um sinal acima de um certo limiar dentro do seu leque de estações ativas e passa a usar este sinal como mais um elemento de diversidade no seu receptor RAKE [TIA93].

- Dado que as seqüências PN de dois diferentes usuários não são exatamente ortogonais, ou seja a correlação cruzada não é nula como visto na secção anterior, então na transmissão de um código PN, contribuições não nulas de outros usuários, que não aquelas do usuário desejado, irão aparecer nas estatísticas de decisão do receptor do usuário desejado.
- Um problema que já existia nos demais esquemas de acesso é ainda mais crítico em sistemas CDMA, trata-se do problema perto-longe (*near-far problem*). Este problema ocorre quando muitos usuários móveis dividem o mesmo canal. Em geral, o sinal recebido do móvel com maior nível “captura” o demodulador na estação base, por esta razão, em CDMA, sinais recebidos mais fortes aumentam o patamar de ruído [Rap96] para os sinais mais fracos, já que, em CDMA, os usuários adicionais são vistos como interferência pelo usuário de referência, o que aumenta a probabilidade de erro dos sinais mais fracos. Para combater este problema, um rígido controle de potência é utilizado na maioria das aplicações de CDMA\*.

---

\* No IS-95 por exemplo há três tipos de controle de potência: Um realizado pela própria estação base, outro somente pela estação móvel (um tipo de controle automático de ganho ou controle de malha aberta) e um terceiro realizado pelas duas estações em conjunto, um controle de malha fechada rápido, de modo a tentar compensar as perdas de percurso e as perdas devido ao desvanecimento e ao multipercurso introduzidas pelo canal móvel [TIA93] e [CDG96]. Este canal de rádio-móvel será detalhado no Capítulo 3.

# Capítulo 3

## 3. O Canal Rádio-Móvel

### 3.1 Introdução

O canal de rádio-móvel introduz limitações fundamentais no desempenho de sistemas de comunicação móvel. O percurso de transmissão entre o transmissor e o receptor pode variar desde uma simples visada direta até percursos severamente obstruídos por prédios, montanhas e folhagens. Visto que a frequência de operação destes sistemas é normalmente elevada, o que implica em um pequeno comprimento de onda  $\lambda$ , obstáculos sequer considerados por outros sistemas, tais como árvores e pequenas elevações, passam, agora, a serem importantes na análise dos sistemas rádio desta faixa de frequência. Diferentemente dos canais a fio, que são estacionários e previsíveis, canais de rádio são aleatórios e não são fáceis de analisar. Mesmo a velocidade do movimento afeta o quanto o sinal varia à medida que o terminal móvel transita pelo espaço. O modelamento do canal de rádio tem sido historicamente uma das partes mais difíceis do planejamento de sistemas-rádio; e é, tipicamente, feito de uma maneira estatística, baseada em medidas feitas para um ambiente específico ou uma faixa espectral específica.

São três os mecanismos básicos de propagação que impactam a transmissão em um sistema de comunicação móvel. Ei-los:

- *Reflexão* → Ocorre quando uma onda eletromagnética, ao propagar-se, incide sobre um objeto que tem dimensões muito grandes quando comparadas ao comprimento de onda do sinal propagante. Reflexão pode acontecer na superfície da terra, em prédios, em paredes etc.
- *Difração* → Ocorre quando o percurso do enlace entre o transmissor e o receptor é obstruído totalmente ou parcialmente por uma superfície que possua arestas agudas. As ondas secundárias originadas pela superfície obstrutora estão presentes em todo o espaço em volta do obstáculo, dando como resultado a uma “curva” de ondas em torno do obstáculo, mesmo

---

quando não existe uma linha de visada entre o transmissor e o receptor, como consequência temos atenuação. Em altas frequências, difração, assim como reflexão, depende da geometria do objeto, como também da amplitude, fase e polarização da onda incidente no ponto de difração.

- *Espalhamento ("Scattering")* → Ocorre quando o meio através do qual a onda se propaga consiste de objetos com dimensões que são pequenas comparadas ao comprimento de onda, e quando o número de obstáculos por volume é grande. Ondas espalhadas são produzidas por superfícies ásperas, pequenos objetos ou por outras irregularidades no canal. Na prática, a folhagem, sinais de trânsito e postes de iluminação induzem espalhamento em um sistema de comunicação móvel, sendo elementos causadores do múltiplo percurso.

Neste capítulo, o canal móvel será tratado de uma maneira mais detalhada; as perturbações introduzidas pelo próprio meio, o ar, (como a variação dos coeficientes de refração e reflexão de acordo com a hora do dia e a estação do ano, por exemplo), bem como aquelas introduzidas por obstáculos, naturais ou construídos pelo homem, são somadas ao fato de que o receptor estará se movendo em relação ao transmissor. Este movimento relativo é mais um fator de aleatoriedade a ser levado em conta nos modelos probabilísticos o que aumenta a sua complexidade. Como em qualquer modelamento muitas considerações e aproximações são feitas para que o modelo possa ser facilmente (ou ao menos com um baixo grau de dificuldade) aplicável. Obviamente estas aproximações têm de ser feitas com o maior cuidado para que o modelo final corresponda a uma versão o mais próximo possível do canal real.

Os modelos aqui tratados são aqueles que possuem a aplicação mais difundida na literatura. Inicialmente os efeitos de larga escala introduzidos pelo meio serão citados brevemente e, em seguida, os aspectos de pequena escala merecerão um detalhamento maior, visto estar nestes efeitos o foco do trabalho.

O passo natural seguinte a este estudo das perturbações do canal é o estudo dos meios para fazer frente a estas perturbações e, desta maneira, técnicas de diversidade serão também tratadas e, dentre elas, o uso de receptores conhecidos

---

como RAKE (já citados no Capítulo 2) merecerá uma maior atenção, visto serem esses os receptores utilizados neste trabalho\*.

### 3.2 Desvanecimento de Larga Escala

Os modelos de propagação são, às vezes, divididos em dois grupos, os modelos teóricos e os modelos empíricos. Os modelos teóricos são aqueles que usualmente são descritos por expressões de forma fechada, enquanto os modelos empíricos são derivados de medidas de campo. No primeiro caso, muitas aproximações são feitas de sorte que modelos simples podem não ser diretamente aplicáveis na prática. No segundo caso, muitos parâmetros são levados em conta, de tal forma que estes modelos são potencialmente muito complexos. Uma combinação destes grupos de modelos dá origem a modelos de predição simplificados que produzem bons resultados, contudo não com uma boa precisão.

Dentre os modelos usualmente citados na literatura podem-se destacar:

- Modelo de Propagação no Espaço Livre
- Modelo de Terra Plana
- Modelo de Difração em Gume de Faca
- Modelo de Longley/Rice
- Modelo de Okumura/Hata

Para aqueles que desejarem um maior aprofundamento nestes modelos, algumas boas referências são [Lee95], [Rap96], e [Yac93].

Como já foi mencionado, há um sem-número de fatores que afetam a transmissão em um canal rádio-móvel. Desta maneira, ao tratar o problema de uma maneira determinística, pode-se estar fazendo uma simplificação do mesmo. Um tratamento que levasse em conta a aleatoriedade do sinal, ou seja um tratamento estatístico, seria então mais apropriado. Neste sentido, de uma maneira macroscópica, o sinal tem sido visto como possuidor de um envelope que segue uma distribuição

---

\*A norma IS-95 [TIA93] recomenda o uso destes tipos de receptores.

lognormal<sup>x</sup>. Se  $x$  é uma variável aleatória com função densidade de probabilidade gaussiana de média  $\mu$  e desvio padrão  $\sigma$ , então a distribuição lognormal é dada por [Pap91]

$$p(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma y} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln y - \mu}{\sigma}\right)^2\right] \quad (3.1)$$

### 3.3 Desvanecimento de Pequena Escala<sup>o</sup>

Este termo é usado para designar as flutuações rápidas da amplitude de um sinal de rádio sobre um breve período de tempo ou sobre uma distância curta - visto que o sistema é considerado aproximadamente ergódico<sup>®</sup> as considerações são equivalentes, de tal sorte que os efeitos da perda de percurso de grande escala, tratados anteriormente, podem ser estudados separadamente. O desvanecimento (*fading*) é causado pela interferência entre duas ou mais versões do sinal transmitido que chega ao receptor a tempos levemente diferentes. Estas ondas, chamadas “ondas multipercurso”, se combinam na antena do receptor para produzir um sinal resultante que pode variar largamente em amplitude e fase, dependendo da distribuição de intensidade e do tempo de propagação relativo das ondas.

#### 3.3.1 Fatores que Influenciam o Desvanecimento de Pequena Escala

Muitos fatores físicos presentes no canal de propagação influenciam o desvanecimento de pequena escala. Alguns deles são listados a seguir [Rap96]

<sup>x</sup> A distribuição lognormal tem dois parâmetros  $(\mu, \sigma)$ , cf. (3.1) e é frequentemente usada para descrever o termo de larga escala. Charash [Cha79] comenta que, apesar da longa evidência empírica desta distribuição, ela não é muito utilizada em resultados analíticos, pois não há, ainda, um modelo de tratamento teórico que seja completo e satisfatório e que leve em conta esta distribuição. Além disso, uma tentativa de desenvolver a teoria de recepção ótima de sinais que sofrem desvanecimento lognormal leva a integrais que não possuem fórmula fechada.

<sup>o</sup> O termo “desvanecimento” é usado aqui no sentido amplo, significando as várias perturbações introduzidas pelo canal multipercurso, dentre elas o próprio desvanecimento.

<sup>®</sup> Um sistema é ergódico [Pap91] quando os momentos estatísticos são iguais aos momentos temporais. Em outras palavras, os momentos, num curto espaço de várias amostras ao mesmo tempo, são iguais aos momentos temporais de uma única amostra.

1. *Propagação Multipercurso* → A presença de objetos refletores e espalhadores no canal cria um ambiente em constante mudança o que dissipa a energia do sinal. Estes efeitos produzem múltiplas versões do sinal transmitido que chegam na antena receptora, defasados um em relação aos outros espacialmente e temporalmente. As amplitudes e fases, que são aleatórias, das diferentes componentes multipercurso causam flutuações no nível do sinal, desta forma induzindo o desvanecimento de pequena escala, distorção do sinal, ou ambos.
2. *Velocidade do Móvel* → O movimento relativo entre a estação base e o móvel resulta em modulação aleatória em frequência devido aos diferentes deslocamentos Doppler (seção 3.3.2) em cada uma das componentes multipercurso.
3. *Velocidade dos Objetos em Volta* → Aliado ao movimento do receptor há, ainda, o movimento dos objetos que o circundam. Se os objetos circundantes movem-se a uma taxa maior do que o móvel, então este efeito é dominante no desvanecimento de pequena escala. Se o oposto ocorre, o movimento dos objetos circundantes pode ser ignorado, e somente a velocidade do móvel precisa ser considerada.
4. *Largura de Banda do Sinal Transmitido* → Como será mostrado (seção 3.5.1.2), a largura de banda do canal pode ser quantificada pela “banda de coerência” que é relacionada com a estrutura multipercurso específica do canal. A banda de coerência é uma medida da diferença máxima de frequência para a qual os sinais ainda estão fortemente correlacionados em amplitude. Se o sinal transmitido tem uma banda estreita quando comparada à do canal, a amplitude do sinal mudará, mas o sinal não se distorcerá no tempo. Assim, as estatísticas do nível do sinal em pequena escala e a forma com que este sinal aparece sobre pequenas distâncias são muito relacionadas às amplitudes e atrasos específicos do canal multipercurso.

### 3.3.2 Deslocamento Doppler (*Doppler Shift*)

O deslocamento Doppler diz respeito a um desvio aparente em frequência da portadora como o experimentado por um veículo em movimento. Para se ter um tratamento mais acurado do efeito Doppler é necessário o apoio da teoria da

relatividade. Contudo uma solução aproximada é facilmente obtida para o caso em que a velocidade do móvel é muito pequena quando comparada à velocidade da luz, e esta solução é dada por [Rap96]

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos\theta \quad (3.2)$$

onde  $f_d$  é a variação aparente de frequência, ou o deslocamento Doppler,  $v$  é a velocidade do móvel,  $\lambda$  é o comprimento de onda da onda transmitida e  $\theta$  é o ângulo entre a direção do movimento do móvel e a direção de chegada da onda como mostrado na Fig. 3.1.

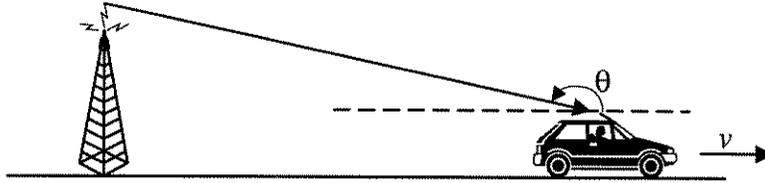


Fig. 3.1 Deslocamento Doppler.

A equação (3.2) relaciona o deslocamento Doppler à velocidade do móvel e o ângulo espacial entre a direção do deslocamento do móvel e a direção de chegada da onda. Pode ser visto da equação (3.2) que, se o móvel estiver se aproximando da estação base, na direção em que a onda chega, o deslocamento Doppler é dito positivo, ou seja a frequência recebida aparente é aumentada, e se o móvel estiver se distanciando da estação rádio-base, o deslocamento Doppler é negativo, ou seja a frequência recebida aparente é decrescida. Desta maneira, as componentes multipercursos de um sinal transmitido que chegam de direções diferentes contribuem para um espalhamento espectral conhecido como *espalhamento Doppler*, aumentando, desta forma, a largura de banda ocupada pelo sinal transmitido<sup>z</sup>.

### 3.4 Modelo de Resposta ao Impulso do Canal Multipercursos

A resposta ao impulso é uma caracterização muito útil do canal, pois ela pode ser usada para prever e comparar o desempenho de vários sistemas de comunicações

<sup>z</sup> Conforme será visto (seção 3.5.2.1, exemplo 3.1), a depender do tipo de sistema utilizado este efeito de alargamento da banda poderá ser desprezado.

móveis para uma condição particular de canal móvel. As variações de pequena escala de um sinal num canal de rádio-móvel podem ser diretamente relacionadas com a resposta ao impulso deste canal. A resposta ao impulso é uma caracterização de banda larga do canal e contém toda as informações necessárias para simular ou analisar qualquer tipo de transmissão pelo canal em questão. Isto advém do fato de que o canal rádio-móvel pode ser modelado como um filtro linear com uma resposta ao impulso variante no tempo, onde as variações temporais são devidas à mobilidade do móvel no espaço, ou do espaço circunvizinho. A natureza filtrante do canal é causada pela soma de amplitudes e atrasos das várias ondas que chegam em cada instante de tempo [Rap96].

Neste trabalho, o desenvolvimento do modelo de canal segue basicamente aquele apresentado por Proakis [Pro89] e é dado a seguir.

Se um pulso extremamente estreito, idealmente um impulso, for transmitido em um canal multipercurso variante no tempo, como é o caso do canal móvel, o sinal recebido pode aparecer como um trem de pulsos como é mostrado na Fig. 3.2. Desta forma, uma característica do meio multipercurso é o “espalhamento” no tempo (*time spreading*) introduzido no sinal que é transmitido através do canal.

Uma outra característica é devida às variações no tempo na estrutura do meio físico. Como resultado de tais variações, a natureza do multipercurso varia também com o tempo. Em outras palavras, se o experimento de envio do pulso fosse repetido várias vezes, o trem de pulsos recebido iria se alterar, o que incluiria modificações nas amplitudes dos pulsos individuais, mudanças no atraso relativo entre os pulsos e, muito freqüentemente, mudanças no número de pulsos observados no trem de pulsos recebido (Fig. 3.2). Mais do que isso, as variações no tempo parecem ser imprevisíveis para o usuário do canal. Desta forma, é razoável caracterizar o canal multipercurso variante no tempo estatisticamente. Neste sentido, os efeitos do canal em um sinal transmitido será examinado a seguir; sinal este que pode ser representado como:

$$s(t) = \text{Re}[\tilde{s}(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (3.3)$$

onde  $\tilde{s}(t)$  é a envoltória complexa do sinal de faixa estreita.

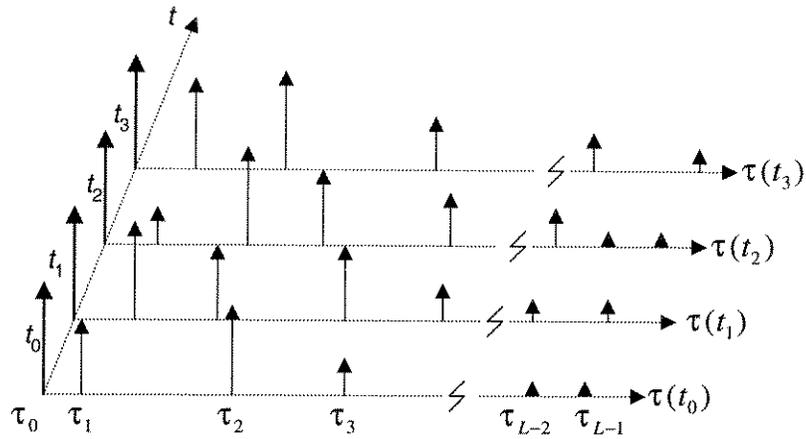


Fig. 3.2 Exemplo de resposta ao impulso para um modelo de canal multipercurso variante no tempo.

A existência de múltiplos caminhos de propagação será assumida. Associado com cada caminho há um atraso de propagação e um fator de atenuação. Ambos, os atrasos de propagação e os fatores de atenuação, são variantes no tempo como resultado das mudanças na estrutura do meio. Assim, o sinal recebido em banda passante pode ser expressado na forma:

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) s[t - \tau_l(t)] \quad (3.4)$$

onde  $\alpha_l(t)$  é o fator de atenuação para o sinal recebido no  $l$ -ésimo caminho e  $\tau_l(t)$  é o atraso de propagação para o  $l$ -ésimo caminho. Substituindo (3.3) em (3.4):

$$r(t) = \text{Re} \left\{ \left\{ \sum_l \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)} \tilde{s}[t - \tau_l(t)] \right\} e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (3.5)$$

Da simples observação de (3.5) pode se concluir que a envoltória complexa do sinal recebido é:

$$\tilde{r}(t) = \sum_l \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)} \tilde{s}[t - \tau_l(t)] \quad (3.6)$$

Dado que  $\tilde{r}(t)$  é a resposta de um canal passa-baixa equivalente para o sinal passa-baixa equivalente  $\tilde{s}(t)$ , segue que o canal passa-baixa equivalente é descrito pela resposta ao impulso variante no tempo:

$$c(\tau; t) = \sum_l \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)} \delta[\tau - \tau_l(t)] \quad (3.7)$$

Para alguns canais, é mais apropriado ver o sinal recebido como consistindo de uma faixa contínua de componentes multipercurso, ao invés de componentes discretas. Em tais casos, o sinal recebido  $r(t)$  é expressado na forma integral:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \alpha(\tau; t) s(t-\tau) d\tau \quad (3.8)$$

onde  $\alpha(\tau; t)$  denota a atenuação das componentes do sinal no atraso  $\tau$  e no instante de tempo  $t$ . Substituindo  $s(t)$  de (3.3) em (3.8) obtém-se:

$$r(t) = \operatorname{Re} \left\{ \left[ \int_{-\infty}^{\infty} \alpha(t-\tau) e^{-j2\pi f_c \tau} \tilde{s}(t-\tau) d\tau \right] e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (3.9)$$

Dado que a integral em (3.9) representa a convolução de  $\tilde{s}(t)$  com uma resposta ao impulso variante no tempo equivalente  $c(\tau; t)$ , segue que:

$$c(\tau; t) = \alpha(\tau; t) e^{-j2\pi f_c \tau} \quad (3.10)$$

onde  $c(\tau; t)$  representa a resposta do canal no tempo  $t$  devido a um impulso no instante de tempo  $t-\tau$ . Desta forma a equação (3.10) é a definição apropriada da resposta ao impulso passa-baixa equivalente quando o canal resulta em componentes multipercurso contínuas e (3.7) é apropriada para um canal que contém componentes multipercurso discretas.

Passando agora a considerar o problema da transmissão de uma portadora não modulada na frequência  $f_c$ . Para este caso  $\tilde{s}(t) = 1$  para todo  $t$  e, assim, a envoltória complexa do sinal recebido para o caso de componentes multipercurso discretas, dado por (3.6) reduz-se para

$$\begin{aligned} \tilde{r}(t) &= \sum_l \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)} \\ &= \sum_l \alpha_l(t) e^{-j\theta_l(t)} \end{aligned} \quad (3.11)$$

onde  $\theta_l(t) = 2\pi f_c \tau_l(t)$ . Desta forma, o sinal recebido consiste de uma soma de um número de vetores variantes no tempo (fasores) tendo amplitudes  $\alpha_l(t)$  e fases  $\theta_l(t)$ . Deve ser notado que mudanças dinâmicas muito grandes são requeridas para que  $\alpha_l(t)$  mude de forma suficiente para causar uma mudança significativa no sinal recebido. Por outro lado,  $\theta_l(t)$  irá mudar de  $2\pi$  a qualquer instante que  $\tau_l$  varie de  $1/f_c$ . Mas  $1/f_c$  é um número pequeno e, assim,  $\theta_l(t)$  pode mudar por  $2\pi$  radianos com mudanças relativamente pequenas do meio. É também esperado que os atrasos  $\tau_l(t)$  associados aos diferentes sinais dos diferentes caminhos mude a taxas diferentes e de uma maneira aleatória. Isto implica que o sinal recebido  $r(t)$  em (3.11) pode ser modelado como um processo aleatório. Pode-se concluir então que a resposta ao

impulso variante no tempo  $c(\tau;t)$  é um processo aleatório gaussiano de valores complexos na variável  $t$ .

O modelo de propagação para o canal envolvido com o sinal recebido  $r(t)$ , dado em (3.11) resulta em desvanecimento do sinal. O fenômeno do desvanecimento é primariamente um resultado de variações no tempo das fases  $\{\theta_i(t)\}$ . Ou seja, as fases  $\{\theta_i(t)\}$ , variantes no tempo, associadas com os vetores  $\{\alpha_i e^{-j\theta_i}\}$  resultam, às vezes, em vetores interferindo destrutivamente. Quando tal ocorre, a amplitude do sinal recebido  $r(t)$  pode ser muito pequeno ou praticamente zero. Em outras ocasiões, os vetores  $\{\alpha_i e^{-j\theta_i}\}$  se somam construtivamente, de tal forma que a amplitude do sinal recebido é grande. Desta forma, as variações de amplitude no sinal recebido, denominadas de “desvanecimento do sinal”, são devidas às características de variação no tempo do canal multipercurso.

Quando a resposta ao impulso  $c(\tau;t)$  é modelada como um processo gaussiano de valores complexos e média nula, a envoltória  $|c(\tau;t)|$  em qualquer instante  $t$  tem uma função distribuição de probabilidade (f.d.p.) Rayleigh\* dada por

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (0 \leq r < \infty) \quad (3.12)$$

Neste caso o canal sofre o assim conhecido “desvanecimento Rayleigh”.

No evento em que há espalhadores fixos ou refletores de sinais no meio, em adição aos espalhadores que se movem aleatoriamente,  $c(\tau;t)$  não pode ser modelada como tendo uma média nula. Neste caso, a envoltória  $|c(\tau;t)|$  tem uma função de

---

\* A distribuição de Rayleigh, extensivamente tratada em diversos textos, tem um único parâmetro,  $\sigma$ , e é freqüentemente usada para descrever o desvanecimento de pequena escala. O modelo teórico para derivar esta distribuição visualiza o sinal recebido como uma soma de vetores com módulos quase iguais e fases independentes e uniformemente distribuídas [Cha79]. Dados experimentais indicam que para a propagação de sinais em HF, VHF e UHF [Cha79] ou bandas mais altas, através de longos percursos de propagação, sem linha de visada direta ou ondas terrestres, provocadas pelo sinal absorvido pela terra, significativas, a distribuição da envoltória do sinal recebido é aproximadamente Rayleigh em pequenas distâncias ou áreas locais. Um ponto que deve ser esclarecido é que o parâmetro  $\sigma$  não é o desvio padrão da Rayleigh, mas sim o desvio padrão comum das gaussianas, em fase e quadratura que dão origem à função de distribuição Rayleigh. O desvio padrão,  $\sigma_r$ , da f.d.p. Rayleigh é dado por [Pro89]

$$\sigma_r = \sqrt{(2 - \pi/2)} \sigma$$

distribuição de probabilidade que já não pode mais ser modelada como Rayleigh, esta é a f.d.p. conhecida como distribuição de Rice\* dada por

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + \chi^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\chi r}{\sigma^2}\right) \quad (\alpha \geq 0, r \geq 0) \quad (3.13)$$

onde  $\chi$  é o pico de amplitude do sinal dominante presente na composição e

$$I_0\left(\frac{\chi r}{\sigma^2}\right) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp\left(\frac{\chi r \cos\theta}{\sigma^2}\right) d\theta$$

é a função de Bessel modificada de ordem zero.

A f.d.p. Rice é bastante utilizada para modelar a propagação em ambientes com linha de visada, enquanto que a f.d.p. Rayleigh tem sido bastante empregada no modelamento de ambientes onde a linha de visada inexistente.

Há ainda uma outra distribuição de dois parâmetros,  $(\mu, \Omega)$ , chamada de distribuição- $m$ , ou mais conhecida como distribuição de Nakagami [Cha79] e [Eng95]. A f.d.p. de um sinal recebido com nível  $r$  sobre um desvanecimento de Nakagami com parâmetros  $(\mu, \Omega)$  é dada por:

$$p(r) = \frac{2}{\Gamma(\mu)} \left(\frac{\mu}{\Omega}\right)^\mu r^{2\mu-1} \exp\left(-\frac{\mu}{\Omega} r^2\right), \quad r \geq 0. \quad (3.14)$$

onde  $\Gamma(\mu)$  é a função Gamma,  $\Omega = E\{r^2\}$ ,  $E$  é o operador esperança, e  $\mu \geq 1/2$ .

O modelo teórico para a derivação da distribuição de Nakagami assume que o sinal recebido é uma soma de vetores com módulo e fases aleatórios, o que leva a uma maior flexibilidade no casamento com os dados experimentais do que as distribuições de Rayleigh e Rice. Charash [Cha79] mostra, usando dados empíricos, que a distribuição de Rayleigh é somente uma aproximação da média das curvas empíricas, ao passo que, por uma boa escolha de parâmetros, a distribuição de Nakagami pode

---

\* A distribuição de Rice, também bastante popular, têm dois parâmetros  $(\chi, \sigma)$  e é freqüentemente sugerida na literatura como uma descrição estatística do nível do sinal recebido em um meio de propagação no qual um caminho consiste de uma forte componente estável (linha de visada, forte onda terrestre etc.), e uma componente Rayleigh aditiva. O modelo teórico, vê o sinal recebido como uma soma de dois vetores, um forte, com o módulo bem conhecido ( $\chi$ ) e fase aleatória, e outro com o módulo distribuído de acordo com a distribuição de Rayleigh (com parâmetro  $\sigma$ ) e fase aleatória. Charash [Cha79] argumenta que o seu uso se dá, talvez, mais pela elegância do modelo teórico e a tratabilidade matemática, visto que os dados experimentais provariam apenas uma justificativa indireta para o uso de tal distribuição. Contudo a distribuição de Rice é largamente utilizada nos modelos de propagação em ambientes fechados. Também aqui o  $\sigma$  é o desvio padrão comum das gaussianas que dão origem à f.d.p. Rice.

aproximar curvas empíricas individuais, incluindo curvas que ilustram desvanecimentos muito mais severos que o Rayleigh.

É interessante notar que a distribuição de Nakagami torna-se uma Rayleigh para  $\mu = 1$ . Uma distribuição de Nakagami  $(\mu, \Omega)$  com  $\mu \neq 1$  pode aproximar uma dada distribuição de Rice  $(\chi, \sigma_r)$ ; além disso distribuições lognormal  $(\mu_l, \sigma_l)$  com  $\sigma_l$  pequeno podem ser aproximadas por uma distribuição de Nakagami  $(\mu, \Omega)$  sobre um domínio dado pelo intervalo  $\left( e^{\mu_l - \frac{1}{4}}, e^{\mu_l + \frac{1}{4}} \right)$ .

Distribuições de probabilidade que tentam levar em conta os efeitos de larga e pequena escala também são conhecidas. Uma das mais usuais é aquela que combina as distribuições de Rayleigh e lognormal para obter uma distribuição total. Esta é a conhecida distribuição de Suzuki ou “Rayleigh sombreada” [Yac93].

A partir do modelo proposto pode-se derivar algumas funções de correlação e funções densidade de potência muito úteis na caracterização do canal multipercurso com desvanecimento. Proakis [Pro89] obtém estas relações de maneira bastante elegante. O desenvolvimento dado neste trabalho segue basicamente a mesma linha. O ponto de partida é a resposta ao impulso do canal equivalente  $c(\tau; t)$ , que, como foi vista, pode ser modelada como um processo aleatório gaussiano, de média zero no domínio dos complexos e na variável  $t$ . Se  $c(\tau; t)$  for assumida como estacionário (ao menos no sentido amplo), a seguinte função de autocorrelação pode ser escrita

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E \left[ c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t) \right] \quad (3.15)$$

Mas, devido ao fato de que, na maioria dos meios de transmissão de rádio, a atenuação e o deslocamento de fase associados com o atraso de caminho  $\tau_1$  são não-correlacionados com a atenuação e o deslocamento de fase associados com o atraso de caminho  $\tau_2$ . Isto é conhecido na literatura como “espalhamento não-correlacionado”. Fazendo esta consideração em (3.15) dá

$$\frac{1}{2} E \left[ c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t) \right] = \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (3.16)$$

### 3.5 Parâmetros dos Canais Móveis Multipercurso

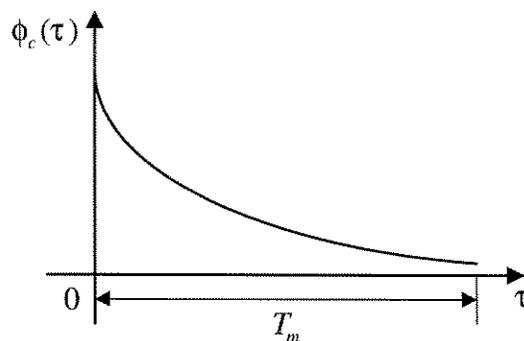
Os parâmetros dos canais móveis multipercurso são retirados do modelo de resposta ao impulso de tal canal. Alguns dos mais importantes são detalhados a seguir.

#### 3.5.1 Parâmetros de Dispersão Temporal

##### Espectro de Potência Devido ao Atraso

Fazendo  $\Delta t = 0$  no segundo termo de (3.16), a função de autocorrelação resultante  $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$  é simplesmente a potência de saída média do canal em função do atraso  $\tau$ . Por esta razão,  $\phi_c(\tau)$  é o, muitas vezes citado, “perfil de intensidade do multipercurso” - *multipath intensity profile* (MIP) [Pro89], ou “perfil de potência em função do atraso” - *delay power profile* [Rap96] do canal. Em geral,  $\phi_c(\tau; \Delta t)$  dá a distribuição média da potência de saída em função do atraso  $\tau$  e da diferença  $\Delta t$  no tempo de observação.

Na prática, existem várias formas de se medir a função  $\phi_c(\tau)$  - algumas delas são tratadas em [Rap96]. A mais imediata é aquela que se dá pela transmissão de pulsos muito estreitos ou, equivalentemente, um sinal de banda larga, e fazendo a correlação cruzada do sinal recebido com uma cópia atrasada dele mesmo. Tipicamente, a função  $\phi_c(\tau)$  medida pode se assemelhar à forma dada pela Fig. 3.3, e isto parece concordar com o senso de que, quanto mais longo for o percurso, menor deverá ser a potência recebida e maior o tempo de atraso.



**Fig. 3.3** *Multipath Intensity Profile* (MIP).

### 3.5.1.1 Intervalo Temporal de Espalhamento (*Delay Spread*) $T_m$

Da função  $\phi_c(\tau)$ , pode se retirar um dos parâmetros mais usados na caracterização do canal multipercurso, qual seja o *intervalo temporal de espalhamento* do canal. O intervalo temporal de espalhamento, caracterizado por  $T_m$ , é um parâmetro de dispersão temporal e consiste no intervalo de valores para os quais  $\phi_c(\tau)$  é essencialmente não nula.

Uma outra forma de visualizar o parâmetro é analisando o intervalo de tempo em que chega o impulso  $\tau$ , ou seja, o seu atraso em relação ao instante  $t$  de envio, que é usualmente caracterizado por uma função distribuição de probabilidade. Desta forma, o “tempo de atraso médio”  $\bar{\tau}$  é a média desta função distribuição de probabilidade, e o  $T_m$  corresponde ao seu desvio padrão [Yac93]. Infelizmente, uma caracterização exata do tempo de atraso não é disponível, mas uma das distribuições mais usadas para caracterizá-lo é uma exponencial negativa.

Esta é uma caracterização no domínio do tempo. Indo para o domínio da frequência, uma caracterização análoga poderia ser obtida. Desta maneira, tomando a transformada de Fourier de  $c(\tau;t)$ , obtém-se a função de transferência variante no tempo  $C(f;t)$ , onde  $f$  é a variável frequência, ou seja

$$C(f;t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau;t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (3.17)$$

Dado que  $c(\tau;t)$  é um processo aleatório gaussiano complexo de média zero na variável  $t$ , segue que  $C(f;t)$  também tem as mesmas estatísticas [Pro89]. Assim, sobre a consideração de que o canal é estacionário ao menos no sentido amplo, a seguinte função de autocorrelação pode ser definida

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E \left[ C^*(f_1; t) C(f_2; t + \Delta t) \right] \quad (3.18)$$

Dado que  $C(f;t)$  é a transformada de Fourier de  $c(\tau;t)$ , já seria de se esperar, e tal ocorre, que  $\phi_c(f_1, f_2; \Delta t)$  fosse também a transformada de Fourier de  $\phi_c(\tau; \Delta t)$ . Para provar tal afirmação basta substituir (3.17) em (3.18) e fazer o desenvolvimento usando (3.16)

$$\begin{aligned}
 \phi_c(f_1, f_2; \Delta t) &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{j2\pi(f_1 - f_2)\tau_1} d\tau_1 \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{j2\pi\Delta f \tau_1} d\tau_1 \equiv \phi_c(\Delta f; \Delta t)
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

onde  $\Delta f = f_2 - f_1$ . Como esperado, basta olhar para a equação (3.19) para ter-se a confirmação de que  $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$  é a transformada de Fourier do perfil de intensidade do multipercurso. Além disso, a consideração de espalhamento não-correlacionado implica que a função de autocorrelação de  $C(f; t)$  na frequência seja uma função somente da diferença de frequência  $\Delta f = f_2 - f_1$ . A medida prática pode ser feita, por exemplo, pela transmissão de um par de senóides separadas de  $\Delta f$  e fazendo a correlação cruzada dos dois sinais recebidos com um atraso relativo  $\Delta t$ .

### 3.5.1.2 Banda de Coerência do canal $(\Delta f)_c$

Se  $\Delta t = 0$  em (3.19) então, com  $\phi_c(\Delta f; 0) \equiv \phi_c(\Delta f)$  e  $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$ , a relação de transformação é simplesmente

$$\phi_c(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau) e^{-j2\pi\Delta f \tau} d\tau \tag{3.20}$$

Dado que  $\phi_c(\Delta f)$  é uma função de autocorrelação na variável frequência, ela provê uma medida da coerência em frequência do canal. Como um resultado da relação de transformada de Fourier entre  $\phi_c(\Delta f)$  e  $\phi_c(\tau)$ , a recíproca do *intervalo temporal de espalhamento* é uma medida aproximada\* da “largura de banda de coerência do canal” ou simplesmente “banda de coerência do canal”. Ou seja,

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \tag{3.21}$$

---

\* A relação exata é função do tipo específico da estrutura multipercurso [Lee95].

onde  $(\Delta f)_c$  denota a banda de coerência do canal. Este é um parâmetro bastante ilustrativo das características do canal multipercurso. É uma medida estatística da faixa de frequências sobre a qual o canal pode ser considerado “plano”. Desta forma, duas senóides, por exemplo, com separação de frequência maior do que  $(\Delta f)_c$  são afetadas diferentemente pelo canal. Quando um sinal de informação é transmitido através do canal, cuja banda de coerência,  $(\Delta f)_c$ , é pequena comparada com a largura de banda do sinal transmitido, o canal é dito “seletivo em frequência”. Neste caso, o sinal é severamente distorcido pelo canal. Por outro lado, se  $(\Delta f)_c$  é grande em comparação com a largura de banda do sinal transmitido, o canal é dito “não seletivo em frequência” ou plano.

Um ponto importante a ser destacado é que enquanto o intervalo temporal de espalhamento é um fenômeno natural causado pelos diversos caminhos de propagação existentes no canal de rádio, a banda de coerência do canal  $(\Delta f)_c$  é uma definição derivada do próprio intervalo temporal de espalhamento.

### 3.5.2 Parâmetros de Variação Temporal

Intervalo temporal de espalhamento e banda de coerência do canal são parâmetros que descrevem a natureza dispersiva do canal no tempo em uma área local. Contudo eles não oferecem informações acerca da natureza da variação temporal do canal causada ou por movimento relativo entre o móvel e o objeto, ou por movimento de objetos no canal. Neste sentido, o “tempo de coerência” e o “espalhamento Doppler” são os parâmetros que descrevem a natureza variante no tempo do canal em uma região de pequena escala.

As variações temporais a que se refere o título são aquelas medidas pelo parâmetro  $\Delta t$  em  $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ . As variações temporais são fruto do efeito Doppler (seção 3.3.2). Para que a caracterização matemática seja feita, a transformada de Fourier de  $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$  com respeito à variável  $\Delta t$  deve ser definida e será chamada de  $S_c(\Delta f; \lambda_D)$ . Ou seja

$$S_c(\Delta f; \lambda_D) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\Delta f; \Delta t) e^{-j2\pi\lambda_D\Delta t} d\Delta t \quad (3.22)$$

Com  $\Delta f$  feito zero e  $S_C(0, \lambda_D) \equiv S_C(\lambda_D)$ , a relação dada por (3.22) torna-se:

$$S_C(\lambda_D) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_C(\Delta t) e^{-j2\pi\lambda_D\Delta t} d\Delta t \quad (3.23)$$

A função  $S_C(\lambda_D)$  é um espectro de potência que dá a intensidade do sinal como uma função da frequência Doppler  $\lambda_D$ . Desta maneira ela recebe o nome de “Espectro de potência Doppler do canal”.

De (3.23) é interessante notar que, se o canal é invariante no tempo,  $\phi_C(\Delta t) = 1$  e  $S_C(\lambda_D)$  torna-se igual um impulso,  $\delta(\lambda_D)$ . Em outras palavras, quando não há variações temporais no canal, não há espalhamento espectral observável na transmissão de um tom puro!

### 3.5.2.1 Espalhamento Doppler $B_d$

O leque de valores de  $\lambda_D$  sobre os quais  $S_C(\lambda_D)$  é essencialmente não nula é chamado de “espalhamento Doppler” do canal,  $B_d$ , e é uma medida do alargamento espectral causado pela taxa de mudança do canal de rádio-móvel. Quando um tom puro de frequência  $f_c$  é transmitido, o espectro do sinal recebido, chamado de “espectro Doppler”, terá componentes na faixa  $f_c + f_d$  e  $f_c - f_d$ , onde  $f_d$  é o deslocamento Doppler (seção 3.3.2). A quantidade de alargamento espectral depende de  $f_d$  que, como já visto, depende da velocidade relativa do móvel  $v$  e do ângulo  $\theta$  entre a direção do movimento do móvel e a direção de chegada das ondas espalhadas. Como ressaltado por Rappaport [Rap96], **Se a largura de banda do sinal em banda básica (sinais que usam o Espalhamento Espectral por exemplo) for muito maior do que  $B_d$ , os efeitos do espalhamento Doppler são negligíveis no receptor.** Este é o caso deste trabalho, onde os sinais utilizados preenchem totalmente estes requisitos. Uma medida de  $B_d$  é dada por  $f_m$ , máximo espalhamento Doppler, que é obtido fazendo  $\theta = 0$  em (3.2), ou seja  $f_m = v / \lambda$ ,  $\lambda$  comprimento de onda.

### 3.5.2.2 Tempo de Coerência $(\Delta t)_c$

Já que  $S_C(\lambda_D)$  é relacionado com  $\phi_C(\Delta t)$  pela transformada de Fourier, o recíproco de  $B_d$  é uma medida do tempo de coerência do canal, ou seja

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (3.24)$$

onde  $(\Delta t)_c$  denota o “tempo de coerência”. Desta maneira, fica claro que um canal que varia lentamente tem um grande tempo de coerência, ou equivalentemente, um pequeno espalhamento Doppler.

O tempo de coerência é, na verdade, uma medida estatística do intervalo de tempo sobre o qual a resposta ao impulso do canal é essencialmente invariante, e quantifica a similaridade da resposta do canal em diferentes instantes de tempo. Em outras palavras, tempo de coerência é o intervalo de tempo sobre o qual dois sinais recebidos tem um forte potencial para correlação de amplitude [Rap96]. Se o recíproco da largura de banda de um sinal for maior do que o tempo de coerência do canal, então o canal irá mudar durante a transmissão da mensagem causando, desta forma, a distorção do sinal recebido. Caso contrário o sinal não sofrerá distorção devido ao efeito Doppler, mas distorção poderá haver devido ao intervalo temporal de espalhamento, dependendo da resposta ao impulso do canal como já mencionado. Uma relação prática bastante utilizada [Rap96] para os sistemas de comunicação digitais modernos é dada por

$$(\Delta t)_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0,423}{f_m} \quad (3.25)$$

Para reforçar a afirmação de que os efeitos devido ao efeito Doppler são negligíveis para o escopo deste trabalho, o exemplo a seguir é interessante.

---

### Exemplo 3.1

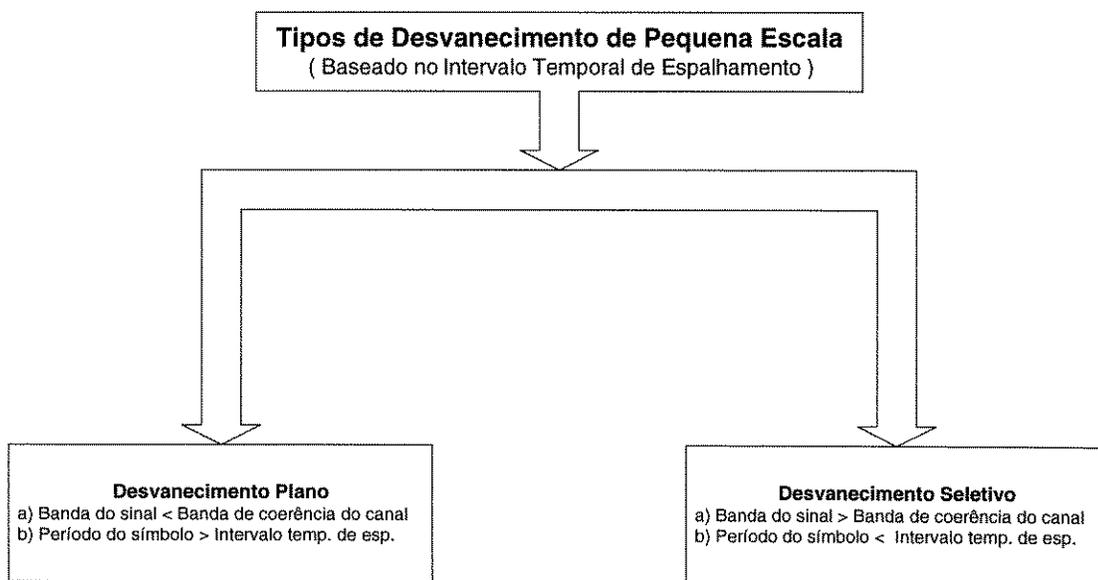
Suponha um veículo trafegando à velocidade  $v=180$  Km/h (50 m/s) e usando uma portadora com frequência  $f_c=900$  MHz. Desta maneira, usando a aproximação,

$$B_d = f_m = \frac{v}{\lambda} = \frac{v}{c} f_c = \frac{50 \times 900 \times 10^6}{3 \times 10^8} = 150 \text{ Hz} .$$

Lançando mão da regra prática dada por (3.25) obtém-se  $(\Delta t)_c=2,82$  ms. Para os sistemas digitais, basta então ter uma taxa de símbolo muito maior do que  $1/(\Delta t)_c=355$  para que o canal não cause distorção devido ao movimento. Isto é particularmente verdade para o caso em que se usa espalhamento espectral, conforme descrito neste trabalho.

### 3.6 Tipos de Desvanecimento de Pequena Escala

Nas seções anteriores procurou-se mostrar que o tipo de desvanecimento que um sinal sofre ao propagar-se através de um canal de rádio-móvel depende da natureza do sinal transmitido com respeito às características do canal. Dependendo da relação entre os parâmetros do sinal, tais como largura de banda, período de símbolo, e os parâmetros do canal, tais quais intervalo temporal de espalhamento e espalhamento Doppler, diferentes sinais transmitidos irão passar por diferentes tipos de desvanecimento. Os mecanismos de dispersão no tempo e dispersão em frequência em um canal de rádio-móvel levam a quatro efeitos distintos possíveis, os quais são manifestados dependendo da natureza do sinal transmitido, do canal, e da velocidade. Enquanto o intervalo temporal de espalhamento dá origem a *dispersão no tempo* e *desvanecimento seletivo ou não-seletivo em frequência*, o espalhamento Doppler dá origem a *dispersão em frequência* e *desvanecimento rápido ou lento*. Os dois mecanismos de propagação são independentes um do outro. A Fig. 3.4 mostra uma espécie de “árvore” que resume e dá uma visão bastante esclarecedora sobre os quatro tipos de desvanecimento.



(a) Baseado no intervalo temporal de espalhamento

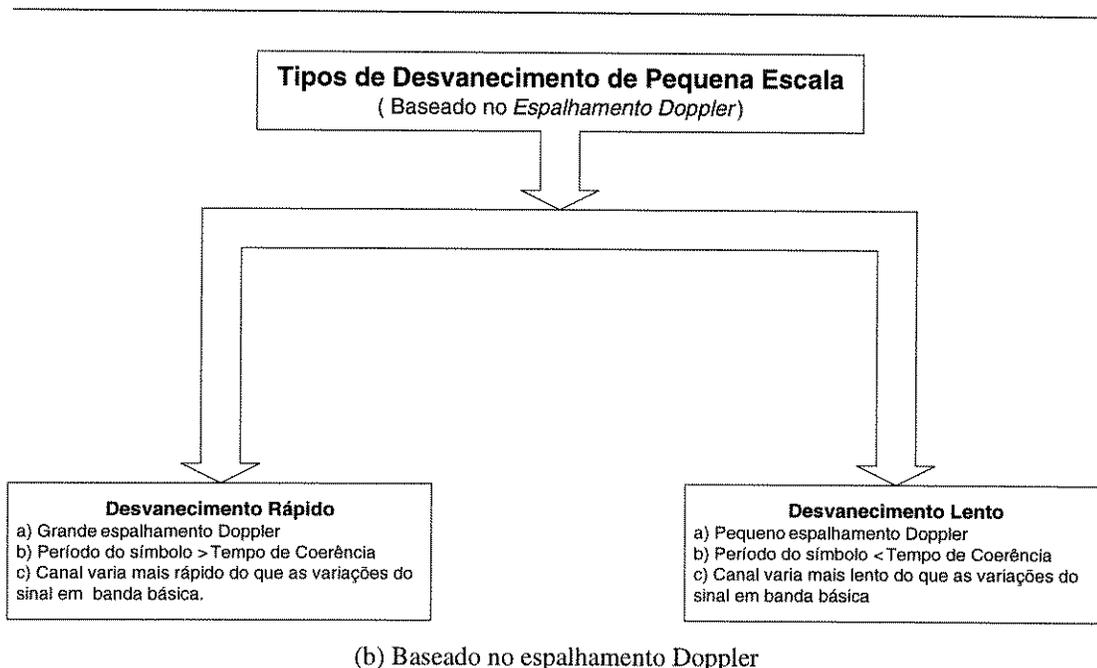


Fig. 3.4 Diagrama dos tipos de desvanecimento.

### 3.6.1 Efeitos de Desvanecimento Devido ao Intervalo Temporal de Espalhamento

Trata da dispersão no tempo devido ao fato de que o multipercurso faz com que o sinal sofra desvanecimento plano ou seletivo em frequência<sup>9</sup>.

#### 3.6.1.1 Desvanecimento Plano

Se um canal de rádio-móvel tem uma banda de coerência maior do que a largura de banda do sinal transmitido, então o sinal recebido sofrerá aquilo que é conhecido como desvanecimento plano. Neste tipo de desvanecimento, o sinal que chega ao receptor mantém as características espectrais do sinal de informação enviado. Contudo, devido às flutuações no ganho provocadas pelo multipercurso, o nível do sinal também sofrerá variações. Resumindo, se

<sup>9</sup> Proakis [Pro89] faz uma distinção enfática entre a seletividade em frequência e o desvanecimento. Estes são dois tipos diferentes de distorção introduzidas pelo canal. A primeira depende do intervalo temporal de espalhamento ou, equivalentemente, da banda de coerência do canal  $(\Delta f)_c$  relativa à banda do sinal transmitido  $B_s$ . A última depende das variações no tempo do canal, que são grosseiramente caracterizadas pelo tempo de coerência  $(\Delta t)_c$  ou, equivalentemente, pelo espalhamento Doppler  $B_d$ .

$$B_s < (\Delta f)_c \text{ ou } T_s > T_m$$

onde  $T_s$  é o recíproco da largura de banda,  $B_s$  é a largura de banda, do sinal transmitido, e  $T_m$  e  $(\Delta f)_c$  são, respectivamente, o intervalo temporal de espalhamento e a banda de coerência do canal; então o sinal sofre desvanecimento plano.

### 3.6.1.2 Desvanecimento Seletivo em Frequência

Este tipo de desvanecimento ocorre se o canal possui uma banda de coerência menor do que a banda do sinal transmitido. Isto implica que, nestas condições, a resposta ao impulso do canal tem um intervalo temporal de espalhamento que é maior do que o recíproco da largura de banda da onda transmitida. Quando isto ocorre, o sinal recebido inclui múltiplas versões da onda transmitida que são atenuadas (desvanecidas) e atrasadas no tempo, e, assim, o sinal é distorcido. Desvanecimento seletivo em frequência se dá devido à dispersão temporal dos símbolos transmitidos no canal. Desta forma o canal introduz “interferência inter-simbólica” (ISI). Visto no domínio da frequência, certas componentes de frequência no espectro do sinal recebido têm maiores ganhos do que outras.

Devido às suas características, canais que são seletivos em frequência são muito mais difíceis de modelar do que canais com desvanecimento plano, pois, por exemplo, cada componente multipercurso tem de ser modelada e o canal deve ser considerado como tendo características lineares. A literatura é pródiga em modelos de resposta ao impulso para o canal-móvel. Modelos tais como o Rayleigh de duas raias - que considera a resposta ao impulso como feita de duas funções delta que sofrem desvanecimento independentemente e têm um atraso entre elas suficiente para induzir a seletividade em frequência; modelos gerados por computador ou mesmo modelos baseados em medidas práticas são alguns dos muitos utilizados para caracterizar o canal com desvanecimento seletivo em frequência.

#### **Linha de Atrasos com Derivações (*Tapped Delay Line*)**

Este talvez seja o ponto apropriado para introduzir um modelo de canal bastante comum para os caso de canal multipercurso seletivo em frequência com desvanecimento. Este tipo de canal é apresentado por Proakis [Pro89] como

apropriado para o caso de um canal variante no tempo com seletividade em frequência. Trata-se de uma linha de atrasos com derivações de comprimento finito, onde os atrasos são constantes e iguais a  $T_s$ , período do símbolo transmitido. Existem modelos que não utilizam atrasos fixos. Antes eles consideram atrasos aleatórios, seguindo uma função distribuição de probabilidade [Cha79] e [Xia85]. De acordo com Eng e Milstein [Eng95], o modelo que leva em conta uma certa distribuição de probabilidade parece ser melhor aplicado para situações onde há apenas uns poucos caminhos distintos, enquanto a linha de atrasos com derivações é mais apropriada para situações onde o perfil devido aos atrasos (MIP) é mais ou menos contínuo e onde a propagação é altamente seletiva em frequência. Este modelo de canal é mostrado na Fig. 3.5.

Na Fig. 3.5  $\tilde{s}(t)$  é a envoltória complexa do sinal que sai do modulador,  $\tilde{r}(t)$  é a envoltória complexa do sinal recebido e  $\tilde{n}(t)$  é a envoltória complexa do ruído branco gaussiano de média nula.

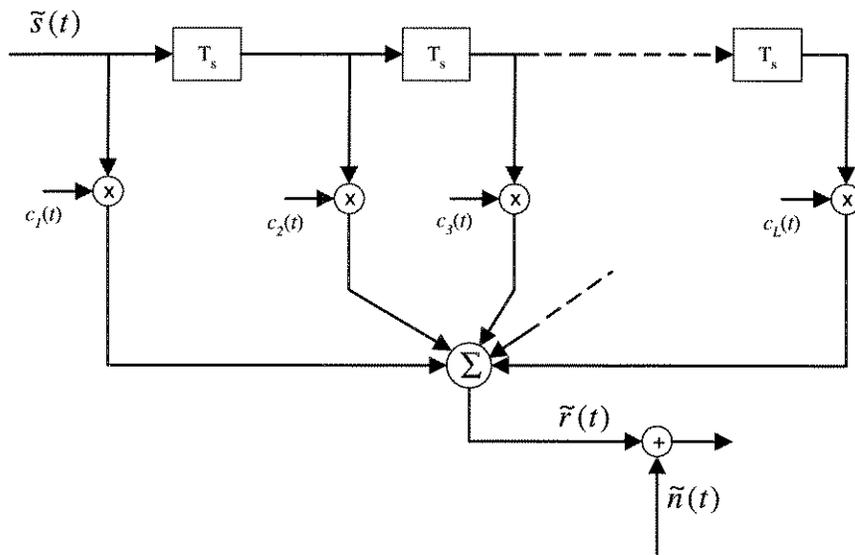


Fig. 3.5 Linha de Atrasos com Derivações.

Os pesos de cada ramo, variantes com o tempo,  $\{c_n(t)\}$  são, tal como visto, processos aleatórios estacionários gaussianos complexos de média nula [Pro89] para desvanecimento Rayleigh. As magnitudes  $|c_n(t)| \equiv \alpha_n(t)$  seguem uma distribuição de probabilidade que pode ser uma das citadas na seção 3.3.3, mas que, para este trabalho, é uma distribuição de Rayleigh dada por (3.12) e as fases  $\psi_n(t)$  são uniformemente distribuídas de 0 a  $2\pi$ . O número de caminhos resolvíveis [Pro89],  $L$ , pode ser aproximado por

$$L \approx \frac{1}{(\Delta f)_c T_s} \quad (3.26)$$

onde  $(\Delta f)_c$  é a banda de coerência do canal.

Em resumo, um sinal sofrerá desvanecimento seletivo em frequência se

$$B_s > (\Delta f)_c \text{ ou } T_s < T_m$$

Na prática, contudo, um canal é dito seletivo em frequência se  $T_m > 0.1T_s$ , apesar disto depender do tipo de modulação utilizado [Rap96].

## 3.6.2 Efeitos do Desvanecimento Devido ao Espalhamento Doppler

### 3.6.2.1 Desvanecimento Rápido

Neste caso a classificação dos canais divide-se em “canais com desvanecimento rápido” ou “canais com desvanecimento lento” e esta classificação é feita dependendo de quão rapidamente o sinal transmitido em banda básica varia quando comparado com a taxa com que o próprio canal muda. Para um canal com desvanecimento rápido, a resposta ao impulso varia rapidamente dentro de um período de símbolo. Ou seja, o tempo de coerência do canal é menor do que o período de símbolo do sinal transmitido. Tal fato vai causar dispersão na frequência, ou seletividade no tempo, devido ao espalhamento Doppler, o que origina distorções no sinal. No domínio da frequência, a distorção do sinal aumenta com o aumento do espalhamento Doppler em relação à largura de banda do sinal transmitido. Resumindo, um sinal sofrerá desvanecimento rápido se

$$T_s > T_c \text{ ou } B_s < B_d$$

Deve-se enfatizar, contudo, que quando um canal é especificado como de desvanecimento rápido ou lento não há relação alguma com o fato de ele ser plano ou seletivo em frequência. A rapidez do desvanecimento somente diz algo sobre a taxa de mudança do canal devido ao movimento.

Um canal plano com desvanecimento rápido é aquele no qual a amplitude do único percurso resolvível varia mais rapidamente do que a taxa de mudança do sinal em banda básica. Já para o caso de um canal seletivo em frequência e com

---

desvanecimento rápido, as amplitudes, fases, e os atrasos de qualquer uma das componentes multipercursos variam muito mais rápido do que a taxa de mudança do sinal transmitido. Na prática, o desvanecimento rápido só ocorre para taxas de dados muito baixas.

### 3.6.2.2 Desvanecimento Lento

Este é o tipo de desvanecimento sofrido pela maioria dos sistemas práticos. No caso de um canal com desvanecimento lento, a resposta ao impulso varia a uma taxa muito mais baixa do que a taxa de símbolo do sinal de informação em banda básica. Neste caso, o canal pode ser assumido como estático durante um ou mesmo vários intervalos de duração de símbolo transmitido. Em frequência, isto implica que o espalhamento Doppler do canal é muito menor que a largura de banda do sinal em banda básica. Então, um sinal sofrerá desvanecimento lento se

$$T_s < T_c \text{ ou } B_s > B_d$$

É oportuno voltar a realçar que os únicos parâmetros necessários para afirmar se um sinal sofrerá desvanecimento rápido ou lento são a taxa de sinalização em banda básica e a velocidade relativa do móvel (ou a velocidade dos objetos que circundam o móvel).

A Fig. 3.4 ilustra as relações explicitadas. Vale reforçar, contudo, que durante muito tempo se fez uma enorme confusão entre os termos “plano”, “seletivo”, “rápido” e “lento” quando aplicados ao desvanecimento, contudo, os fenômenos são independentes, ou seja, desvanecimento rápido ou lento lida com a relação entre a taxa de mudança temporal do canal e do sinal transmitido, enquanto que o desvanecimento plano ou seletivo lida com os atrasos relativos entre os vários percursos.

## 3.7 Contramedidas ao Desvanecimento <sup>5</sup>

Uma vez postos os problemas introduzidos pela propagação multipercursos, é hora de estudar as técnicas que tentam fazer face a tais problemas. As técnicas mais

---

<sup>5</sup> Estas técnicas dizem respeito apenas aos efeitos de pequena escala. As técnicas de combate aos efeitos de larga escala não serão tratadas neste texto. Em [Yac93] tais técnicas mereceram um comentário mais aprofundado.

comuns são aquelas que tentam usufruir da diversidade inerente ao próprio canal. Já que, no receptor, chegam diversas amostras do mesmo sinal, é muito lógico supor que o processamento da informação contida em cada amostra produza uma diminuição da probabilidade de erro na recepção de tais sinais e, desta forma, três técnicas básicas são freqüentemente citadas na literatura: *Diversidade em Freqüência*, *Diversidade Temporal*, *Diversidade Espacial*. Uma outra técnica, mais sofisticada, é citada por Proakis [Pro89] e consiste em utilizar as diversas versões do sinal recebidas em um canal multipercurso. Uma forma de se obter tal sinal é justamente através de técnicas de espalhamento espectral como aquelas descritas no capítulo 2, ou seja, fazendo com que a largura de banda do sinal seja maior do que a banda de coerência do canal. Há outras técnicas que podem ser usadas para amenizar os efeitos do canal multipercurso, mas este texto limitar-se-á a estas principais. É bom acrescentar que técnicas de equalização adaptativa e codificação também são eficientes em tornar o sinal menos vulnerável aos efeitos danosos do canal.

### 3.7.1 Diversidade em Freqüência

Nesta técnica, transmite-se o mesmo sinal de informação em mais de uma portadora, por exemplo  $L$ , onde  $L$  é o grau de diversidade do sistema. A separação entre tais portadoras deve ser maior ou igual à banda de coerência do canal  $(\Delta f)_c$ . Esta condição é necessária para que as diversas amostras do sinal tenham uma correlação nula (ou muito baixa), garantindo, desta forma, que elas irão passar por situações de desvanecimento independentes (ou aproximadamente independentes)

### 3.7.2 Diversidade Temporal

Da mesma forma que a separação em freqüência, a separação no tempo também pode produzir diversidade. Consiste em transmitir o mesmo sinal de informação em vários intervalos de tempo,  $L$  neste texto. A restrição aqui, de maneira análoga ao caso de diversidade em freqüência, é que as múltiplas versões do sinal estejam separadas entre si por um intervalo de tempo maior ou igual ao tempo de

coerência do canal  $(\Delta t)_c$ . A necessidade desta restrição se deve ao mesmo fato já citado no caso da diversidade em frequência.

### 3.7.3 Diversidade Espacial

Mais um método bastante comum e muito utilizado. Emprega múltiplas antenas. Geralmente utilizado na estação base. Consiste em usar um número  $L$  de antenas para prover o receptor de versões não-correlacionadas do sinal recebido. A separação entre as antenas (verticalmente e/ou horizontalmente) deve ser tal que as diversas componentes tenham atrasos de propagação significativamente diferentes. Usualmente antenas separadas de pelo menos 10 comprimentos de onda produzem sinais que passam por desvanecimentos independentes.<sup>9</sup>

### 3.7.4 Sinal com Banda Maior do que a Banda de Coerência do Canal

Tal sinal com banda  $B_s$ , muito maior que a banda de coerência do canal  $(\Delta f)_c$ , terá as componentes multipercurso *resolvíveis* [Pro89] e, desta forma fornecerá ao receptor várias versões independentes do mesmo sinal passando por diferentes percursos de transmissão - e diferentes situações de desvanecimento. A resolução no tempo é de  $1/B_s$ . Desta forma, com um *intervalo temporal de espalhamento* de  $T_m$  segundos, há  $T_m B_s$  componentes resolvíveis. Dado que  $T_m \approx 1/(\Delta f)_c$ , o número de componentes resolvíveis pode ser expresso alternativamente por  $B_s / (\Delta f)_c$ . Assim o uso de um sinal de banda larga (um sinal SS por exemplo) pode ser visto como uma maneira de obter diversidade em frequência de ordem  $L \approx 1/(\Delta f)_c T_s$ . O receptor ótimo para o processamento deste sinal de banda larga é chamado de receptor RAKE e foi inventado por Price e Green [Pri58]. O receptor RAKE é o próximo tópico a ser abordado.

<sup>9</sup> Este é um tratamento superficial. Conforme visto em [Yac93] o fato de se usar separação horizontal ou vertical, bem como usar a diversidade espacial na estação base ou no móvel, produz resultados bastante diferentes em termos do espaçamento mínimo necessário para prover o receptor com versões do sinal que sofreram desvanecimentos independentes.

---

### 3.7.5 Receptor RAKE

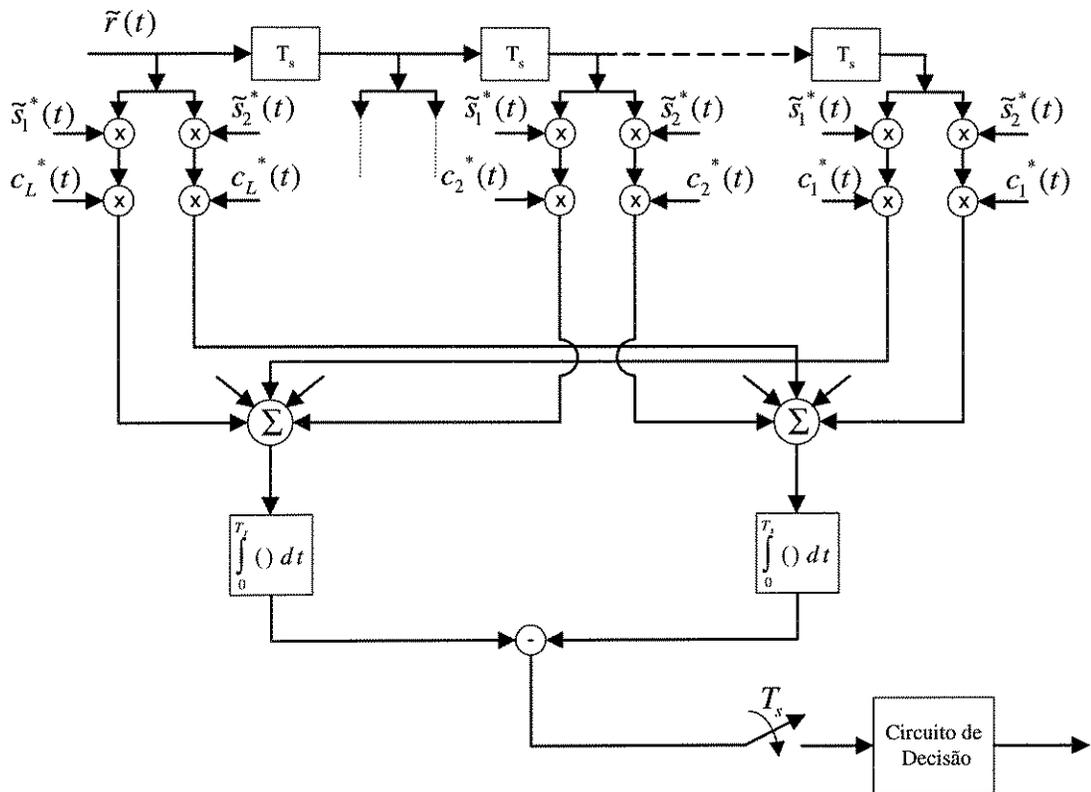
O receptor RAKE é aquele idealizado para combinar as diversas componentes resolvíveis presentes na recepção no intuito de melhorar a relação sinal/ruído. Como já visto, os sistemas de comunicação podem ter uma nova classificação no que diz respeito à sua largura de banda, quando comparadas à banda de coerência do canal. Desta maneira:

- a) **Sistemas de “banda estreita”** - Sistemas onde as componentes multipercurso chegam no receptor em um único intervalo de símbolo. Ou seja, possuem banda menor que a banda de coerência do canal.
- b) **Sistemas de “banda larga”** - São aqueles nos quais a taxa de sinalização é tão alta que as componentes multipercurso chegam ao receptor em um tempo maior que o período de símbolo. Ou sistemas nos quais a banda é maior que a banda de coerência do canal.

Os sistemas que usam espalhamento espectral e, mais especificamente CDMA, são inerentemente sistemas de banda larga. Desta forma, pode-se combater a interferência multipercurso por uma recepção também multipercurso, onde as diferentes componentes são consideradas como recepções independentes do sinal e são usadas para proporcionar uma benéfica diversidade temporal. Isto é usualmente feito por meio do uso de receptores RAKE. Então, ao invés da propagação multipercurso ser apenas uma fonte de degradação do desempenho, as componentes multipercurso são usadas para prover um benefício ao sistema.

Um típico receptor RAKE pode ser visto na Fig. 3.6 para o caso de sinais binários de banda larga. Ele consiste de uma linha de atraso por onde o sinal recebido é passado. O RAKE utiliza múltiplos correladores para detectar separadamente as  $L$  componentes multipercurso - supondo que exista sinal em todos os braços do RAKE. As saídas de cada correlador são ponderadas pelos pesos do canal para fornecer uma melhor estimativa do sinal transmitido. Isto porque, se uma das componentes multipercurso estiver severamente corrompida pelo desvanecimento, outras poderão

não estar, e esta componente muito corrompida deverá, ao se fazer a devida ponderação, ter um peso menor na decisão do símbolo transmitido.



**Fig. 3.6** Receptor RAKE para o caso de sinais binários de banda larga.

onde  $\tilde{s}_i^*(t)$  é a envoltória complexa do filtro casado com o sinal  $\tilde{s}_i(t)$ ,  $c_i^*(t)$  é o conjugado do peso do canal variante no tempo  $c_i(t)$  e  $\tilde{r}(t)$  é a envoltória complexa do sinal recebido.

Se a taxa de chip for escolhida apropriadamente, ou seja se o chip tiver uma duração pequena o suficiente para “resolver” as componentes multipercurso este tipo de receptor, e conseqüentemente de técnica de diversidade, poderá ser utilizado e é justamente este o caso tratado neste trabalho.

# Capítulo 4

## 4. Experimentos, Resultados e Discussões

### 4.1 Introdução

O modelo do sistema usado neste trabalho foi descrito ao longo dos capítulos 2 e 3 e pode ser encontrado, com pequenas modificações, em [Eng95]. O modelo de sistema é aquele apontado pela Fig. 2.2, e é um sistema DS/CDMA que, no caso simulado, segue uma topologia estrela onde  $K$  usuários transmitem simultaneamente para uma estação central e nela se faz o processamento do sinal recebido de interesse após passar pelo canal multipercurso. Todas as comparações, quando se buscou fazer uma estimativa da probabilidade de erro para o sistema, se fizeram para um usuário de referência (usuário  $k$ ) uma vez que o sinal estava contaminado pelas contribuições dos outros usuários que não o de referência. As seqüências pseudo-aleatórias usadas foram as do tipo Gold, geradas a partir de simulações da maneira descrita na seção 2.3.2.

O modelo de sistema consiste de um modelo de transmissor, um modelo de canal e um modelo de receptor. Apesar de menções a estes modelos terem sido feitas ao longo do capítulo 3, talvez seja conveniente fazer a devida especialização para cada tipo de modulação considerada. Desta maneira, o transmissor e o receptor serão aqueles adequados a cada tipo de modulação. Finalmente é importante observar que o uso de codificação, com o intuito de corrigir erros, não foi considerado no âmbito deste trabalho.

### 4.2 Modelo do Transmissor

O transmissor, como já mostrado Fig. 2.2 e repetido na Fig. 4.1, consiste de uma fonte de dados binária, um gerador de seqüência PN do tipo Gold e um modulador que, para este trabalho, foi PSK coerente ou FSK não-coerente, sempre binários. Mais adiante se mostrará um tipo de sistema levemente diferente para o caso onde a modulação utilizada foi a FSK não-coerente.

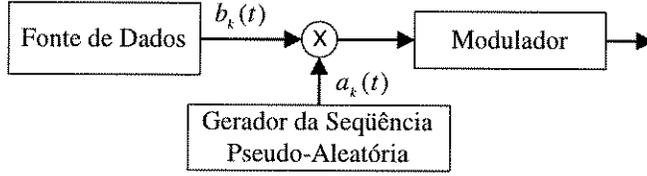


Fig. 4.1 Modelo do transmissor

Usando  $a_k(t)$  para representar a forma de onda de uma seqüência pseudo-aleatória de um usuário  $k$  em particular. Então

$$a_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_j^{(k)} P_{T_c}(t - jT_c) \quad a_j^{(k)} \in \{-1, 1\} \quad (4.1)$$

De maneira análoga, a forma de onda do sinal de informação pode ser escrita como

$$b_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j^{(k)} P_{T_b}(t - jT_b) \quad b_j^{(k)} \in \{-1, 1\} \quad (4.2)$$

onde  $P_{T_i}(t) = 1$  para  $0 \leq t \leq T_i$  e zero fora do intervalo, ou seja um pulso retangular de altura unitária e duração  $T_i$ ;  $a_j^{(k)}$  é o  $j$ -ésimo chip da seqüência de espalhamento do usuário  $k$ ;  $b_j^{(k)}$  é o  $j$ -ésimo bit do mesmo usuário e  $T_c = T_b / N$ , onde  $N$  é o comprimento da seqüência PN. A forma de onda de informação é primeiro multiplicada pela seqüência pseudo-aleatória do tipo Gold e a resultante é então usada para modular uma portadora em fase (PSK) ou em freqüência (FSK). O sinal transmitido para o usuário  $k$  é, desta forma

$$s_k(t) = \text{Re}[\tilde{S}_k(t) e^{j2\pi f_c t}], \quad (4.3)$$

onde  $f_c$  é a freqüência da portadora e  $\tilde{S}_k(t)$  é a envoltória complexa do sinal dada por

$$\tilde{S}_k(t) = \sqrt{2P} a_k(t) b_k(t) e^{j\theta_i^{(k)}} \quad \text{para PSK}, \quad (4.4)$$

onde  $\theta_i^{(k)}$  é a fase do  $k$ -ésimo usuário, com apenas dois valores possíveis no caso tratado ( $0$  e  $\pi$ ), o que pode ser visto também como um tipo de modulação PAM,  $P$  é a potência média, e

$$\tilde{S}_k(t) = \sqrt{2P} a_k(t) b_k(t) e^{j(2\pi f_i^{(k)} t + \theta_i^{(k)})} \quad \text{para FSK}, \quad (4.5)$$

onde  $\vartheta_i^{(k)}$  é a fase inicial,  $f_i^{(k)} = f_c + (2i-1)f_v$ ,  $i \in \{0,1\}$  e  $f_v$  é o desvio de frequência, onde  $f_v = 1/2T_c$  para o caso não-coerente.

Assumindo que todos os usuários transmitem de maneira síncrona e com a mesma potência, o sinal total pode ser escrito como

$$s_T(t) = \text{Re}[\tilde{S}_T(t) e^{j2\pi f_c t}] \quad (4.6)$$

e

$$\tilde{S}_T(t) = \sum_{k=1}^K \tilde{S}_k(t) \quad (4.7)$$

### 4.3 Modelo do Canal

O modelo de canal usado foi aquele descrito no Cap.3 (Fig. 3.5). A diferença é que o modelo descrito na Fig. 3.5 serve para um tamanho de símbolo genérico, no caso específico do trabalho, o símbolo transmitido dura, na verdade, um chip (devido ao espalhamento), logo os atrasos são também fixos, mas de duração  $T_c$ , como mostrado na Fig. 4.2.

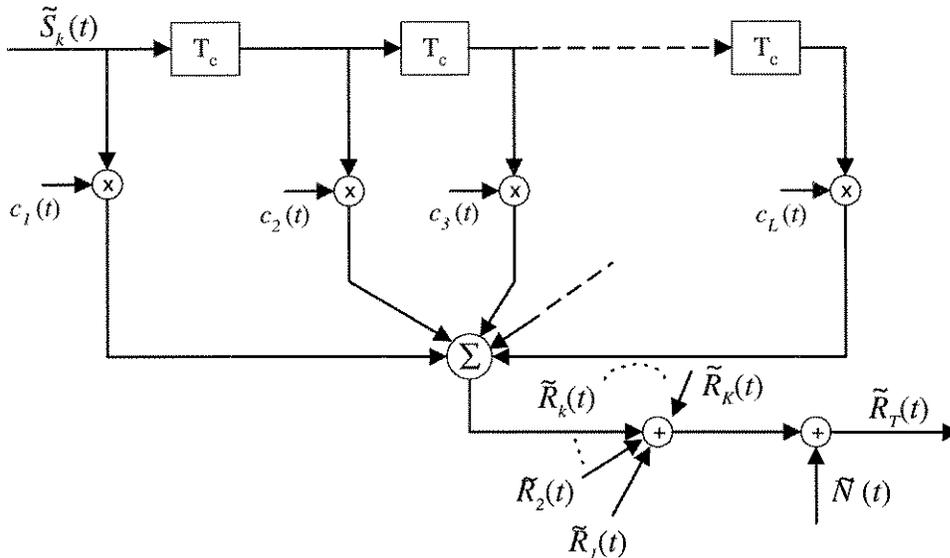


Fig. 4.2 Modelo do canal

onde,

$$\tilde{R}_T(t) = \sum_{k=1}^K \tilde{R}_k(t) + \tilde{N}(t) \quad (4.8)$$

é a envoltória complexa do sinal total no receptor. Além disso tem-se que

$$\tilde{R}_k(t) = \sqrt{2P} \sum_{n=0}^{L-1} a_k(t - nT_c) b_k(t - nT_c) c_n(t) \quad (4.9)$$

e  $\tilde{N}(t)$  é a envoltória complexa do ruído branco de distribuição gaussiana, com densidade espectral  $N_0$ , e  $L$  é o número de percursos.

Os coeficientes de cada ramo, variantes com o tempo,  $\{c_n(t)\}$ , tal como visto no Cap. 3, são processos aleatórios estacionários gaussianos complexos de média nula. As magnitudes  $|c_n(t)| \equiv \alpha_n(t)$  seguem uma distribuição de probabilidade de Rayleigh dada por (3.12) e as fases  $\psi_n(t)$  são uniformemente distribuídas de 0 a  $2\pi$ . O número de caminhos resolvíveis,  $L$ , pode ser aproximado por (3.26). Aqui é importante observar que o número de caminhos resolvíveis, apesar de ser uma idéia intuitiva, não foi sempre feito igual ao número de caminhos usados na simulação. As razões para tal procedimento serão dadas na seção 4.7.1.

Supôs-se que o desvanecimento varia de um bit para outro, mas que o canal desvanece lentamente, de tal sorte que ele pode ser considerado constante dentro de um mesmo intervalo de bit, ou seja considerou-se o desvanecimento lento. Convém notar que este modelo pressupõe que os  $L-1$  primeiros chips, e os  $L-1$  últimos chips, de cada bit sofrerão a interferência dos  $L-1$  últimos chips do bit anterior e dos  $L-1$  primeiros chips do bit posterior para cada bit transmitido, de cada usuário.

#### 4.4 Modelo do Receptor

O receptor utilizado no trabalho foi o do tipo RAKE tal qual mencionado no Cap.3. (veja Fig. 3.6). Algumas modificações foram feitas de forma a adequar o receptor ao modelo de sistema e aos dois tipos diferentes de modulação binária utilizados na simulação. Estas modificações se deram basicamente porque agora o símbolo transmitido é, na verdade, um chip, daí a troca da variável que representa os atrasos, e à introdução do índice  $k$ , indicando o usuário de referência, nas envoltórias complexas das variáveis que representam o sinal. Os receptores são mostrados na Fig. 4.3 para a modulação PSK coerente binária e na Fig. 4.4 para a modulação FSK não-coerente também binária.

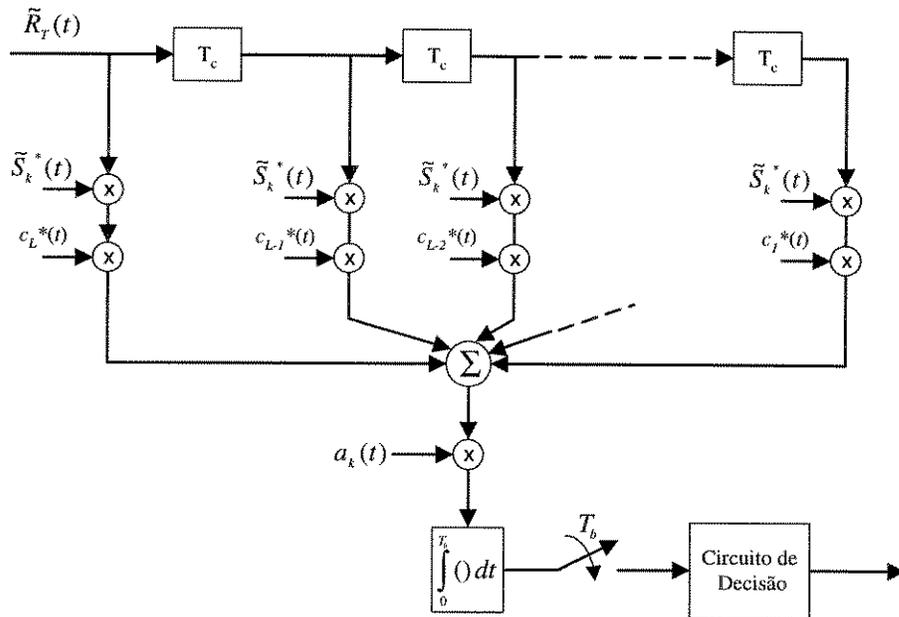


Fig. 4.3 Receptor RAKE para a modulação PSK coerente binária

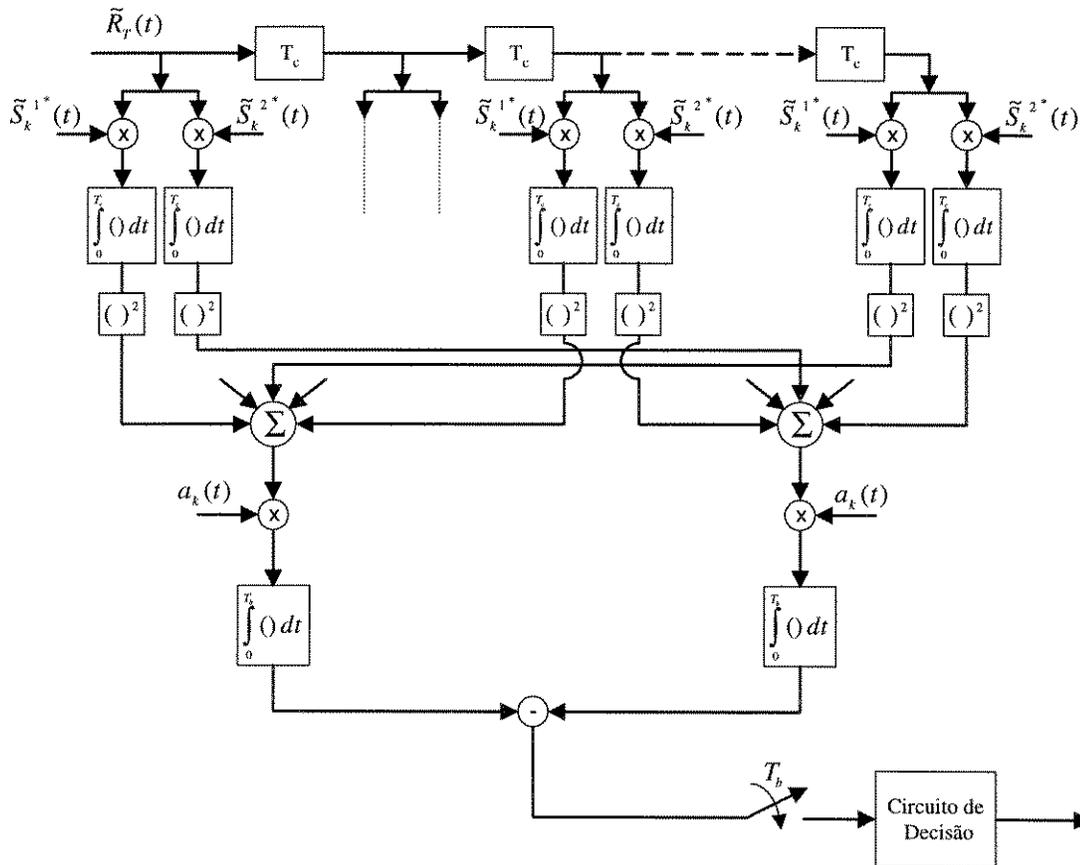


Fig. 4.4 Receptor RAKE para a modulação FSK não-coerente binária.

Como pode ser visto na Fig. 4.3 e na Fig. 4.4, a diferença principal entre o receptor adequado à modulação PSK e aquele adequado à modulação FSK reside no fato de que, no segundo, tem-se dois braços (caso binário) em cada ramo do RAKE,

---

um para cada frequência e o detector de envoltória que segue a integração no período de chip. O fato de se usar um dispositivo não-linear como o detector de envoltória na recepção dos sinais no caso não-coerente, dificulta sobremaneira a análise do sistema e foi causador de algumas surpresas e discrepâncias ao longo do trabalho. Na seção 4.6 se voltará a falar com mais detalhes deste assunto. Visto que a modulação FSK é não-coerente, as estimativas dos pesos do canal já não necessitam mais serem fornecidas, pois, devido à não-coerência, a fase do canal não precisará mais ser estimada, mas a atenuação ainda poderia ser compensada.

## 4.5 Estrutura do Programa

O método de simulação adotado foi o de Monte Carlo<sup>9</sup>. A plataforma de simulação inicial foi o Matlab<sup>®</sup> e, posteriormente, por necessidade de uma maior celeridade na execução do programa, migrou-se para a linguagem C++. O programa pode ser pensado de uma maneira bastante direta. O ponto de partida é a geração das seqüências PN do tipo Gold, geradas separadamente, armazenadas em forma de matriz e importadas pelo programa principal. Estas seqüências foram geradas conforme o procedimento descrito no Cap. 2 e, exceto quando mencionado explicitamente no texto, possuem comprimento sempre igual a 31 chips.

No programa em si há um procedimento de iniciação das variáveis do sistema tais como número de vezes em que o laço é repetido, número de usuários, relação sinal/ruído etc. Após este procedimento de iniciação há um grande laço que é repetido um número necessário de vezes (para que a estimativa de probabilidade de erro seja confiável). Este laço consiste de uma seção de transmissão, uma seção de canal e uma seção de recepção onde os erros são contados. Finalmente, a estimativa da probabilidade de erro de bit é calculada dividindo-se o número de erros pelo número de vezes que o laço foi repetido. A Fig. 4.5 traz um fluxograma que tenta ilustrar os passos descritos de maneira gráfica.

---

<sup>9</sup> Uma referência muito boa para aqueles que vão se lançar no mundo das simulações de canais móveis é o artigo de Woerner et alii [Woe94]. O artigo traz uma visão abrangente dos vários tópicos a serem considerados em uma simulação de sistemas móveis e também sugere a utilização de uma técnica alternativa à de Monte Carlo, chamada de *Importance Sampling*, que reduz de maneira expressiva o esforço computacional permitindo que se analise o comportamento do sistema a probabilidades de erro mais baixas.

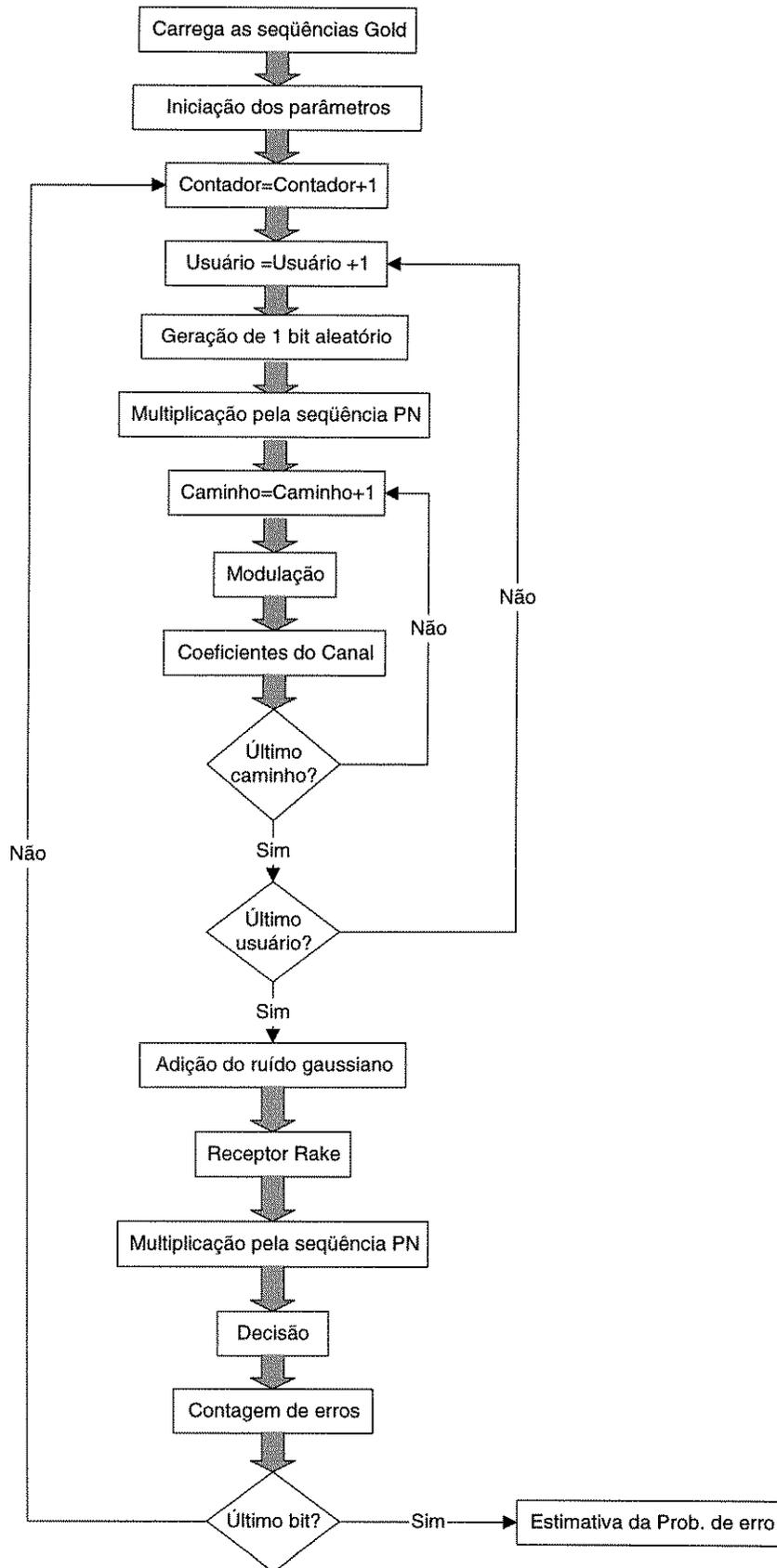


Fig. 4.5 Fluxograma da estrutura do programa.

## 4.6 Sistema “Alternativo”

Para o caso onde se usou a modulação FSK algumas distorções foram notadas, e alguns comentários serão tecidos sobre elas mais adiante neste capítulo, sendo a principal delas o fato de que mesmo quando o número de usuários era unitário, o simples espalhamento do bit já introduzia uma perda inerente, o que além de contrariar o senso comum, era exclusivo desta modulação, pois para o caso PSK coerente tal fato não ocorria. Muito se trabalhou no intuito de se encontrar uma explicação para tal discrepância, ou mesmo um erro de procedimento que a explicasse, mas, além de não ter sido o objetivo deste trabalho, a grande dificuldade de se fazer um desenvolvimento analítico residia, além da complexidade do sistema em si, no fato de que na modulação FSK não-coerente há um elemento não-linear, o detector de envoltória, que torna o sistema ainda mais difícil de analisar. Neste sentido, simulou-se um sistema “alternativo” onde, ao invés de se espalhar o bit para depois modulá-lo na transmissão e, na recepção, demodulá-lo para só então fazer a multiplicação pela seqüência PN do usuário de referência, fêz-se primeiro a modulação do bit e só então, com o bit já modulado, multiplica-se pela seqüência PN. Na recepção também houve uma inversão de procedimento em relação ao modelo de sistema anterior, em outras palavras, o sinal após passar pelo canal foi primeiro multiplicado pela seqüência PN, para só então proceder-se à demodulação e decisão. Os dois modelos, chamados de “sistema I” e “sistema IP”, são mostrados na Fig. 4.6 e na Fig. 4.7 respectivamente. O modelo chamado de alternativo (sistema II), embute em si uma idéia que deveria ser clara a princípio, mas que nem sempre se mostra tão facilmente. Ou seja, a ordem em que se faz a multiplicação pela seqüência PN na transmissão e na recepção é bastante importante. Multiplicar antes ou depois de modular e antes ou depois de demodular já não produz mais o mesmo resultado quando se usa modulação FSK não-coerente, o que não acontecia para a modulação PSK coerente.

Um ponto interessante na comparação entre os dois sistemas, é que, ao se comparar os dois diagramas de bloco, nota-se que o esquema alternativo não seria um FSK “puro”, no sentido de que os símbolos transmitidos não são realmente símbolos

FSK, mas sim símbolos FSK “chaveados” em fase, de acordo com a sequência PN com a qual foram multiplicados. Este “chaveamento”, além das dificuldades práticas de realizá-lo, visto ser feito com o sinal já modulado, logo analógico, introduz descontinuidades de fase. Este processo implicará numa largura de banda maior do que aquela do sinal transmitido usando o modelo de sistema da Fig. 4.6.

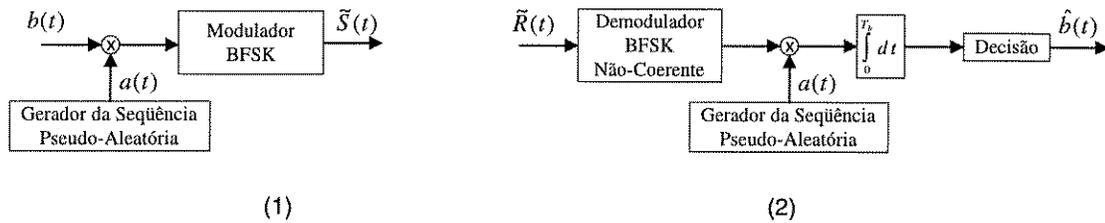


Fig. 4.6 Modelo do Sistema I. (1) Transmissão; (2) Recepção.

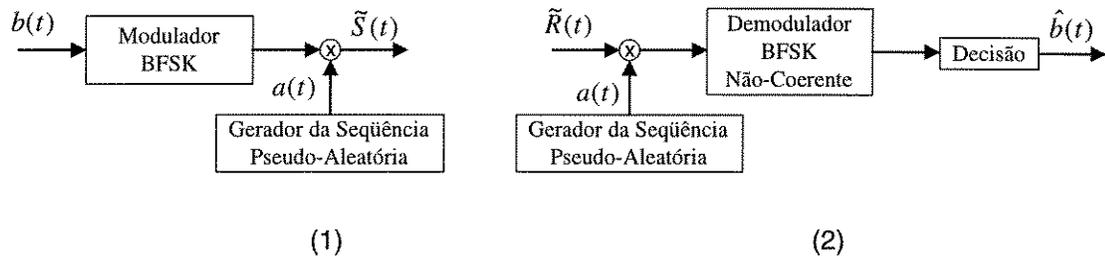


Fig. 4.7 Modelo do Sistema II. (1) Transmissão; (2) Recepção.

Omitiu-se os índices relativos ao usuário e ao somatório do número de caminhos para não sobrecarregar as figuras. As grandezas, contudo, são as mesmas trazidas no começo deste capítulo (seções 4.2 a 4.4).

Ainda tentando traçar um paralelo entre os dois sistemas, pode-se afirmar, que o sistema da Fig. 4.6 é mais robusto a desvanecimentos rápidos, enquanto que o sistema da Fig. 4.7 só será robusto se a fase permanecer constante dentro de, pelo menos, um intervalo de bit, ou seja, para desvanecimentos mais lentos, já que este sistema se comporta como um FSK puro apenas de um bit para outro, mas, dentro do mesmo bit, ou de chip para chip, o comportamento é de um PSK, logo vulnerável a variações de fase.

---

## 4.7 Resultados

Utilizou-se então os modelos, ora apresentados, e fixou-se o tamanho da sequência PN em 31 chips/bit para a quase totalidade dos casos simulados, exceto quando se faz menção explícita no texto. Fez-se então o levantamento de uma variedade de gráficos alterando-se parâmetros tais como número de usuários, número de caminhos existentes na transmissão, número de caminhos existentes na recepção etc. Os gráficos foram sempre de probabilidade de erro de bit para os sistemas binários simulados versus  $\bar{\gamma}_b$ , relação sinal/ruído (RSR) média por bit expressa por

$$\bar{\gamma}_b = \frac{\bar{E}_b}{N_0} \quad (4.10)$$

O receptor RAKE utilizado pressupõe um perfeito conhecimento do estado do canal o que, para o caso da modulação PSK coerente, implica o perfeito conhecimento da fase e da atenuação introduzidas pelo canal, por métodos que não irá se discutir aqui<sup>9</sup>. Para a modulação FSK não-coerente fez-se a suposição oposta, ou seja o total desconhecimento da fase e da amplitude introduzidas pelo canal. Um ponto importante, que mereceu um tratamento mais detalhado, diz respeito a que número de caminhos o RAKE deve ter, para que se tenha um desempenho ótimo em termos de probabilidade de erro.

### 4.7.1 Modulação PSK Coerente Binária

Inicialmente o caso tratado é aquele onde a modulação utilizada foi a PSK coerente binária. Optou-se por fazer uma apresentação gradual para dar uma idéia de como o próprio programa foi desenvolvido. Desta maneira, após alguns testes preliminares no canal gaussiano, passou-se para um canal Rayleigh, conforme mostra a Fig. 4.8, onde se compara tal resultado com a fórmula teórica já bastante conhecida e dada em [Pro89]

---

<sup>9</sup> Proakis [Pro89] demonstra que, para esse caso, o receptor RAKE equivale a um receptor que faz “combinação de máxima razão”, *maximal ratio combinig*.

$$P_e = \frac{1}{2} \left[ \frac{\bar{\gamma}_b}{\bar{\gamma}_b + 1} \right] \quad (4.11)$$

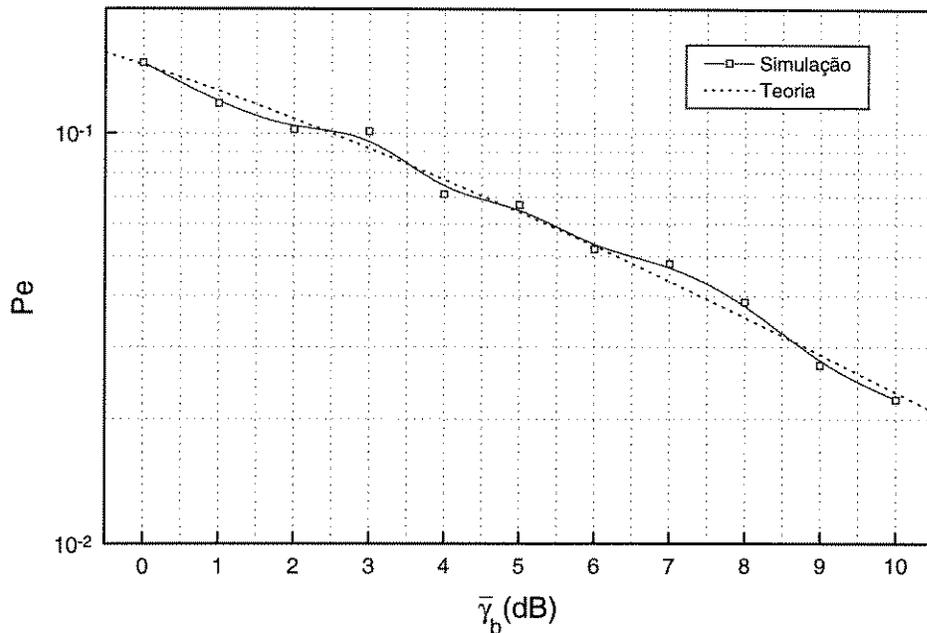


Fig. 4.8 Comparação entre o PSK simulado e teórico para o canal Rayleigh.

Neste ponto as seqüências Gold sequer foram introduzidas, trata-se, então de uma análise monousuário e com um único percurso. O passo seguinte foi a introdução das seqüências PN, mas mantendo-se a estrutura de canal em que não se considera a existência de mais de um caminho, logo as envoltórias complexas do sinal de vários usuários se somam provocando interferência, mas isso se dá sem que a existência de múltiplos percursos seja explorada. Finalmente introduziu-se o modelo de canal indicado na Fig. 4.2 e o receptor RAKE adequado a cada modulação.

Com a introdução da estrutura de canal própria para o multipercurso, uma questão, dentre muitas, pode ser levantada: Qual é o número ideal de ramos que se deve usar no receptor, de tal sorte que a probabilidade de erro seja minimizada? Uma resposta intuitiva seria um número tão grande quanto possível, para garantir que se o sistema apresentar um grau de componentes multipercurso, se possa sempre explorar na sua totalidade essa diversidade inerente ao sistema. Contudo, esta não é uma boa alternativa, pois mais ramos no receptor significam mais complexidade, maior atraso de processamento, maior custo e, principalmente, uma não garantia do melhor desempenho, visto que se um dado ramo não possui sinal na sua entrada - caso onde o número de ramos é maior do que o número real de componentes multipercurso que

chegam ao receptor - este ramo ainda estará introduzindo ruído gaussiano aditivo, o que contribuirá para degradar o desempenho do sistema. Por outro lado, um número excessivamente baixo de ramos do receptor, faz com que não se possa lançar mão da principal característica do receptor RAKE, que é o ganho de diversidade. Neste sentido, levantou-se as seis curvas dadas a seguir, Fig. 4.9 a Fig. 4.14, onde procurou-se fixar o número de caminhos no receptor ao passo que o número de caminhos no canal, que é o número de caminhos que realmente chegam no receptor, foi variado. Este procedimento foi seguido para o caso de 1 usuário (Fig.4.9 a Fig. 4.11) e repetido para o caso de 5 usuários (Fig. 4.12 a Fig. 4.14).

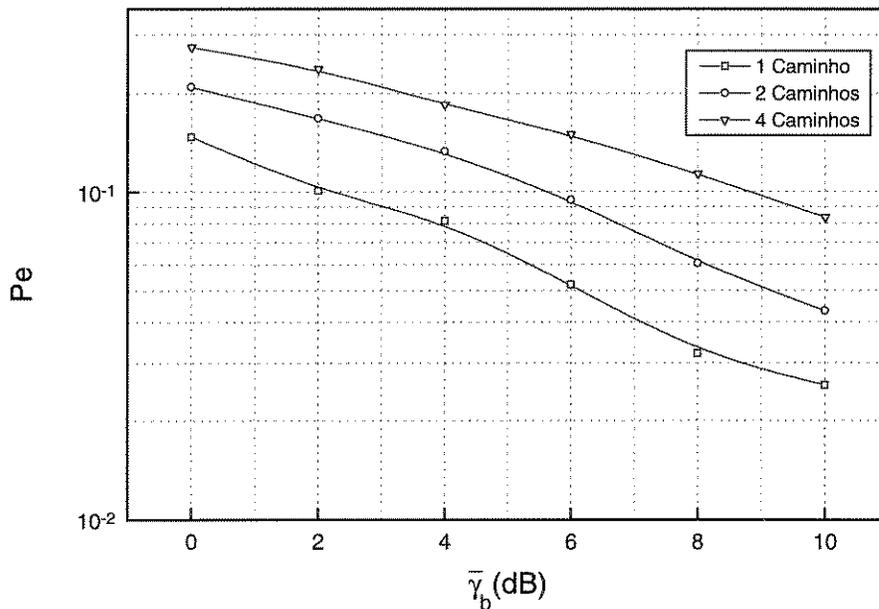


Fig. 4.9 PSK, 1 usuário, RAKE com 1 ramo, canal com 1, 2 e 4 caminhos.

O caso ilustrado na Fig. 4.9 representa aquele no qual, apesar de o canal poder apresentar mais de um caminho, o receptor não é hábil para aproveitar-se destas componentes extras. Ou seja, trata-se na verdade de um receptor comumente usado em enlaces onde não existe o efeito do multipercurso. Os resultados mostram que o desempenho do sistema vai se deteriorando à medida que existem mais componentes multipercurso, pois estas componentes, atrasadas em relação ao primeiro caminho, vão adicionando mais interferência no sinal recebido e o receptor não consegue utilizar estas componentes a mais de uma maneira que melhore a probabilidade de erro. Este é um exemplo ilustrativo do quanto um canal multipercurso pode ser danoso a um sistema de comunicações e ressalta a necessidade do uso de técnicas de

diversidade para transformar este efeito, ora um fator de piora do desempenho, em um efeito que efetivamente melhora o desempenho do sistema.

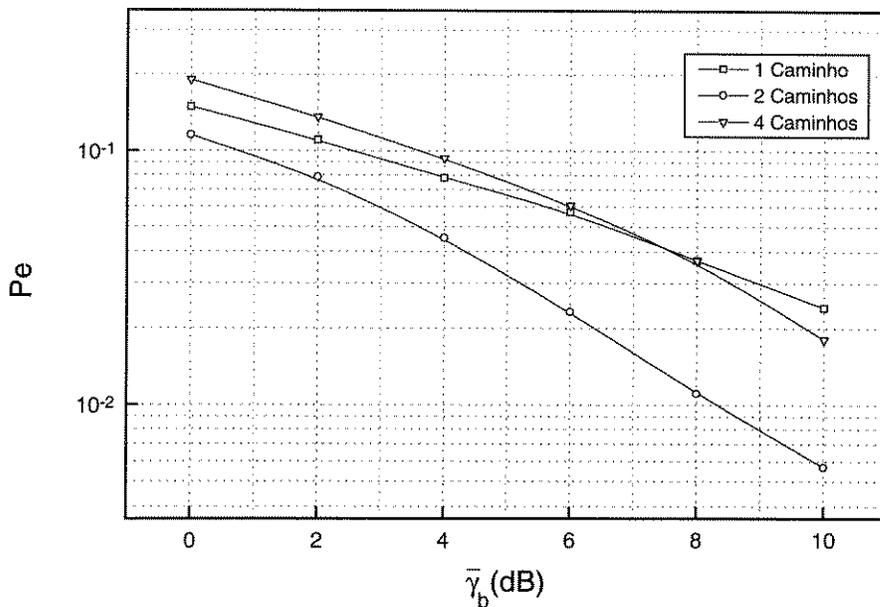


Fig. 4.10 PSK, 1 usuário, RAKE com 2 ramos, canal com 1, 2 e 4 caminhos.

A Fig. 4.10 traz algumas informações novas. Aqui trata-se do caso de um receptor RAKE com 2 ramos, logo usando alguma diversidade. É interessante observar que o melhor desempenho se dá quando o número de ramos é igual ao número caminhos que chegam, dois no caso ilustrado pela figura.

Para baixas RSR a curva referente a 4 caminhos mostra um desempenho inferior àquela onde há apenas um caminho que chega. Contudo, para altas RSR, este fato se inverte, em outras palavras, a curva para 4 caminhos ultrapassa a curva para 1 caminho. Isto ressalta a capacidade que tem o RAKE de aproveitar-se da diversidade, ou seja, apesar de só usar dois dos ramos que chegam, à medida que a RSR aumenta, o ganho obtido pelo processamento destas duas componentes suplanta o caso onde não há diversidade na transmissão. Em suma, o fato de haver propagação multipercurso, fato usualmente causador de degradações no sistema, passa a ser um elemento de ganho e apesar de, no caso onde o número de caminhos do canal foi igual a 4, não estar usando toda a diversidade possibilitada pelo canal, sempre é melhor usar alguma diversidade na recepção do que nenhuma para os ambientes multipercurso.

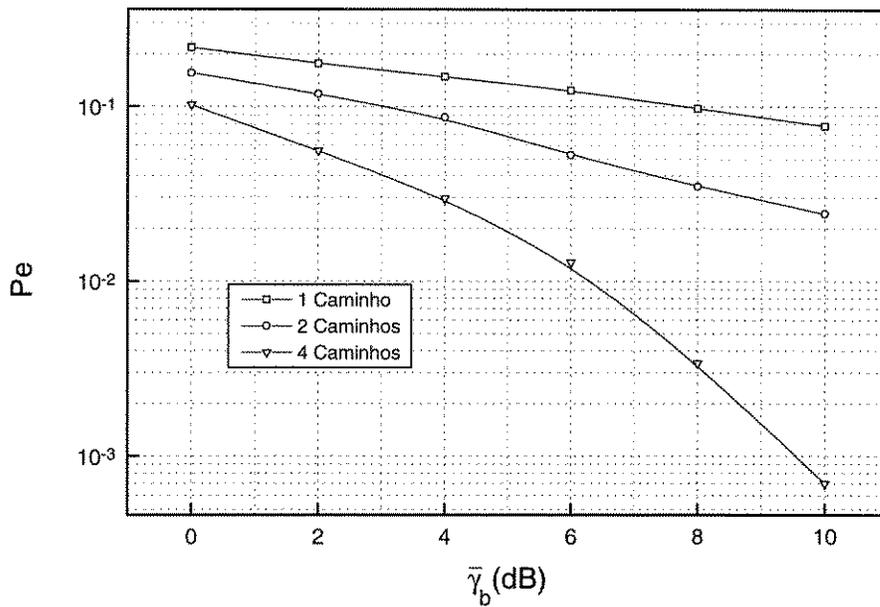


Fig. 4.11 PSK, 1 usuário, RAKE com 4 ramos, canal com 1, 2 e 4 caminhos.

A Fig. 4.11 reforça o que já foi dito, ou seja, o melhor desempenho se dá para o caso onde recepção e canal possuem o mesmo grau de diversidade e, quando o RAKE é usado com um número de ramos maior do que um, ele apresenta melhor desempenho, ainda que inferior ao ótimo, quando alguma diversidade existe na transmissão do que quando não há diversidade. Isto aponta para um compromisso entre o uso de mais de um ramo do receptor e existência ou não de multipercursos. Em suma, O RAKE só irá apresentar um bom desempenho se for utilizado num canal onde realmente haja múltiplos percursos. Este comportamento é facilmente explicável pelo fato de que ao usar um número de ramos do receptor maior do que o número de caminhos que realmente chegam a ele, não haverá sinais em todos os braços do RAKE e, estes braços onde não existe sinal contribuem apenas com ruído o que leva a uma degradação na probabilidade de erro.

As figuras a seguir, Fig. 4.12 a Fig. 4.14, reproduzem os mesmos casos das figuras anteriores, Fig. 4.9 a Fig. 4.11, contudo num ambiente onde há múltiplos usuários, 5 no caso.

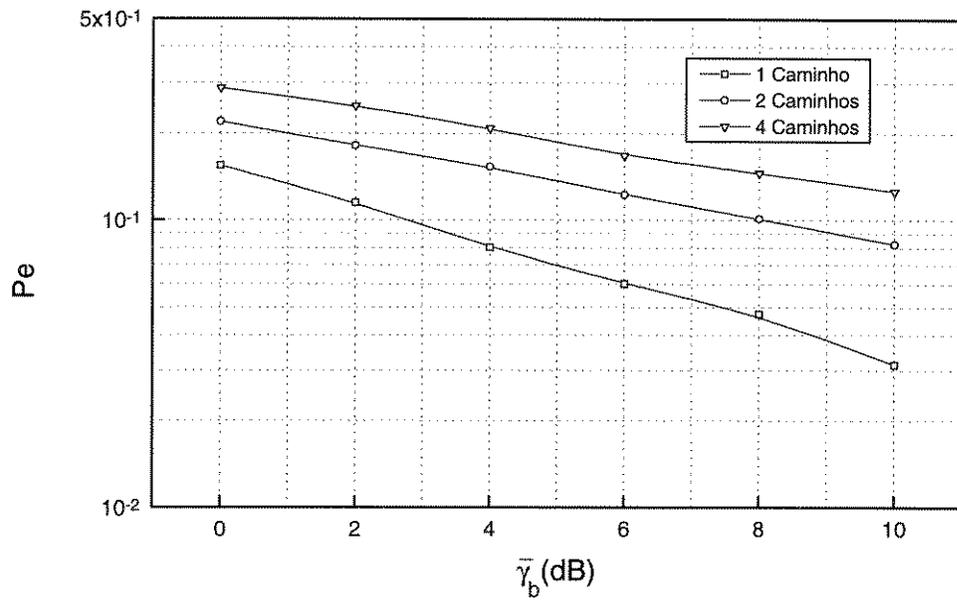


Fig. 4.12 PSK, 5 usuários, RAKE 1 ramo, canal com 1, 2 e 4 caminhos.

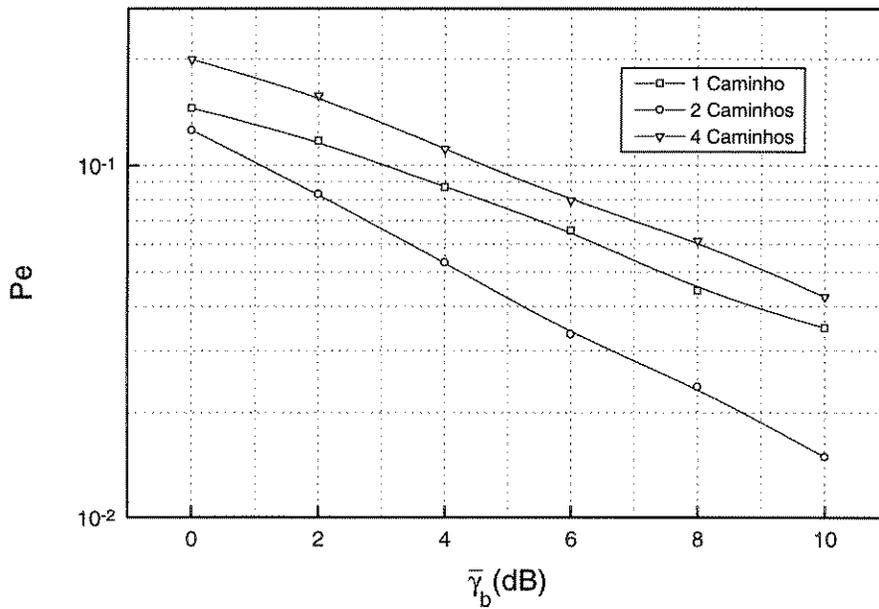


Fig. 4.13 PSK, 5 usuários, RAKE com 2 ramos, canal com 1, 2 e 4 caminhos.

A Fig. 4.12, Fig. 4.13, e a Fig. 4.14, ilustram um comportamento semelhante ao caso onde o número de usuário era unitário. Isto demonstra que os comentários feitos para um ambiente monousuário também são válidos para um ambiente multiusuário, o que concorda com o propósito de se usar receptores do tipo RAKE para melhorar o desempenho de sistemas multiusuários em ambiente multipercuroso.

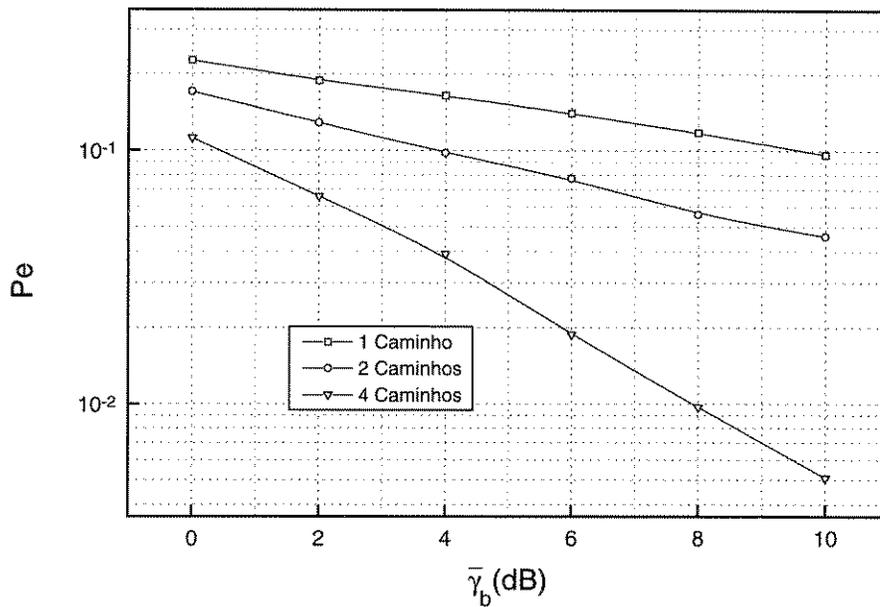


Fig. 4.14 PSK, 5 usuários, RAKE com 4 ramos, canal com 1, 2 e 4 caminhos.

Como mostrado nas Fig. 4.9 a Fig. 4.14 o desempenho do sistema é ótimo, no sentido da menor probabilidade de erro, quando o número de caminhos no canal coincide com o número de ramos do receptor e isso parece ser uma regra independente do número de usuários presentes no sistema. Em qualquer outra opção este desempenho é inferior. Naturalmente, razões práticas podem impedir que se tenha um receptor com tal número variáveis de ramos, mas um bom exemplo prático pode ser obtido na norma IS-95 [TIA93], onde se usa um receptor com 4 ramos, 3 destes ramos estão sendo sempre utilizados e o quarto fica num processo de “busca” por um outro caminho que tenha um sinal com nível melhor do que os três realmente em uso e, quando tal componente de sinal é encontrada, este braço é incorporado ao leque de ramos ativos e aquele ramo que possuir o pior sinal dentre eles irá fazer agora a nova operação de busca, num processo contínuo. Alguém poderia questionar o porquê do número quatro e a resposta não é difícil, basta lembrar que o número de caminhos em um dado sistema é uma variável aleatória que depende basicamente do tipo de canal utilizado e das características do sinal transmitido. A escolha do número de ramos do RAKE deve recair, então, sobre um número médio, que represente o melhor compromisso entre qualidade de recepção, baixa complexidade e baixo custo. Na Fig. 4.15 este argumento é reforçado. É uma figura bastante interessante, pois fornece uma idéia do quanto se ganha com o uso da diversidade.

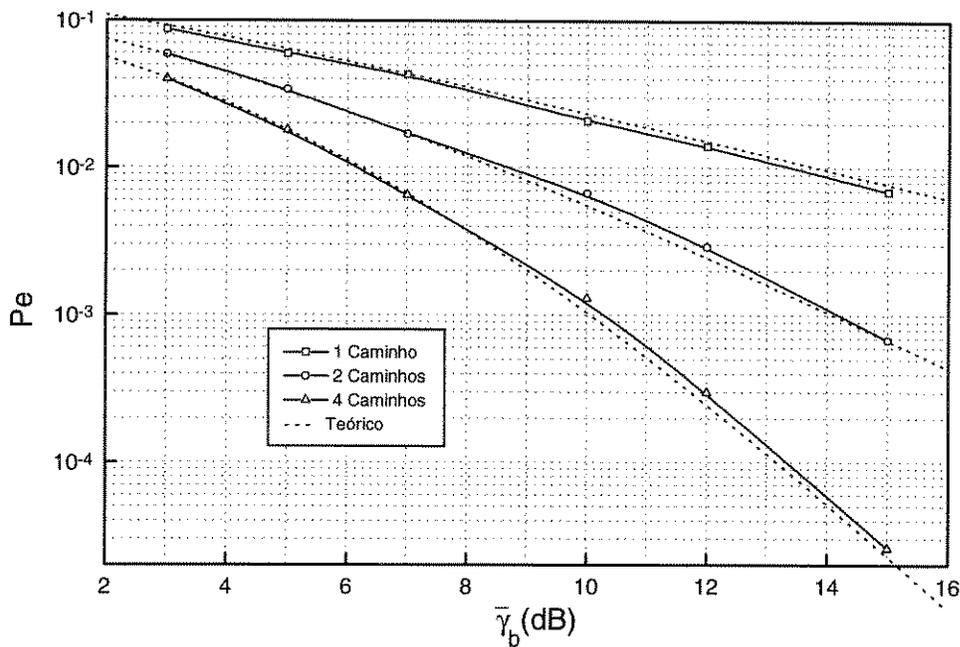


Fig. 4.15 PSK, 1 usuário, 1, 2 e 4 caminhos.

Na Fig. 4.15 fica bem caracterizado o comportamento do sistema, no caso para um único usuário, quando se usa toda a diversidade presente no sistema, ou seja quando o número de caminhos do RAKE coincide com o número de componentes multipercurso que realmente chegam ao receptor. É importante lembrar que este é um caso de transmissão em um canal lento e seletivo em frequência, logo não cabe aqui perguntar qual seria o comportamento do sistema caso as seqüências pseudo-aleatórias não fossem utilizadas. Se tal fosse o caso, o canal já não poderia mais ser modelado como seletivo em frequência (cf. Cap.3) e a comparação com o resultado teórico perderia a razão de ser. Desta maneira, a Fig. 4.15 mostra que sempre se ganha ao usar diversidade, mas este ganho de RSR diminui com o aumento do número de caminhos; no gráfico o ganho de RSR é maior relativamente quando se passa de 1 para 2 caminhos do que quando se migra de 2 para 4 caminhos. Este é um resultado bastante interessante, pois garante que não basta ter um RAKE com um número arbitrariamente grande de ramos, há que se pensar sempre na relação custo/benefício. Mais do que fornecer resultados interessantes, a Fig. 4.15 é um caso típico em que a simulação serve ao propósito de comprovar resultados analíticos (4.12) obtidos anteriormente, e, como tal resultado analítico em questão é exato, serve de validação da própria simulação. O resultado analítico referido anteriormente é aquele obtido por Proakis [Pro89, Eq. 7.4.15] para o caso em que temos um canal seletivo em

frequência, com desvanecimento lento do tipo Rayleigh e um único usuário. Para este caso, o desempenho do sistema deve seguir a equação supra-citada parametrizada por  $L$ , grau de diversidade, repetida abaixo a título de clareza

$$P_e = \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^L \sum_{n=0}^{L-1} \binom{L-1+n}{n} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^n \quad (4.12)$$

onde, por definição  $\mu = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_c}{1+\bar{\gamma}_c}}$ ;  $\bar{\gamma}_c$  é a RSR média por bit por canal,  $\bar{\gamma}_c = \frac{\bar{\gamma}_b}{L}$ , e  $\bar{\gamma}_b$

é a RSR média por bit, parâmetro de quase a totalidade dos gráficos deste trabalho. A Fig. 4.15 mostra que a simulação segue de maneira muito próxima a equação (4.12).

A Fig. 4.16 traz, de maneira bastante sintética, um estudo do comportamento do canal à medida que se acrescentam novos usuários, sendo as curvas parametrizadas também pelo número de caminhos. Há de se ressaltar que, daqui por diante, quando se falar em “número de caminhos” significará sempre o caso ideal, qual seja, aquele no qual o número de ramos do RAKE é feito sempre igual ao número de caminhos do canal. Em suma, deste ponto do texto em diante, usar-se-á o termo “número de caminhos” para simbolizar as duas quantidades, sempre de mesmo valor, número de caminhos do canal e número de ramos do RAKE.

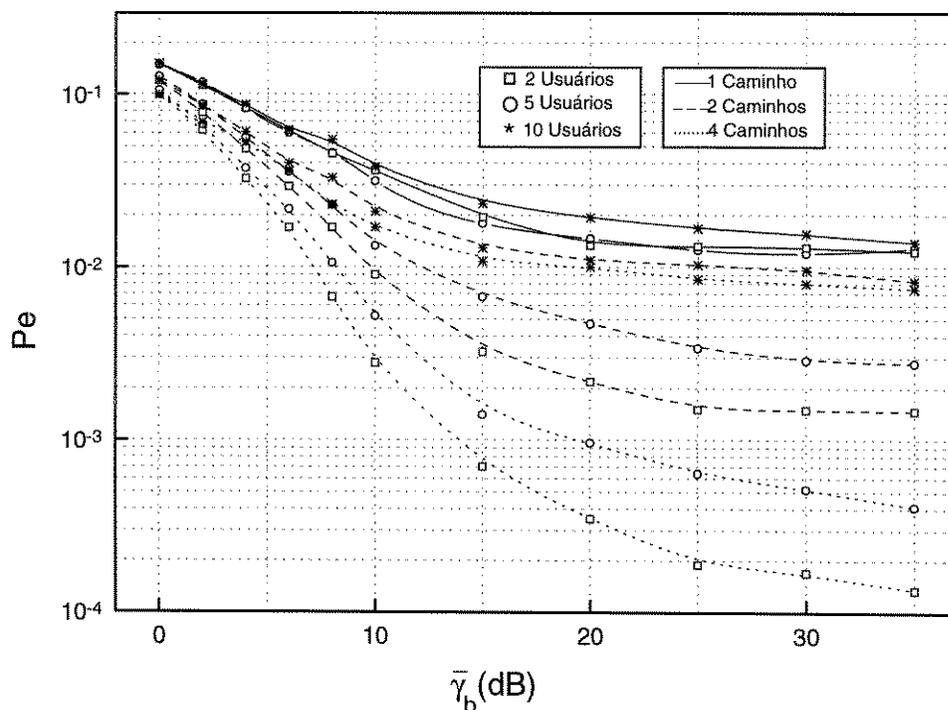


Fig. 4.16 PSK. 2, 5 e 10 usuários; 1, 2 e 4 caminhos.

---

A Fig. 4.16 mostra o benefício advindo do uso da diversidade, ao mesmo tempo em que ilustra o comportamento do sistema à medida que se acrescentam novos usuários. Nela vê-se que o desempenho do sistema sofre uma degradação muito pequena, com o aumento do número de usuários, mesmo quando não se usa a diversidade (número de caminhos igual a 1). Isto advém das propriedades das seqüências PN, conforme discutido no capítulo 2, e que confere aos sistemas DS/CDMA um comportamento bastante característico, ou seja uma degradação suave à medida que mais usuários vão sendo acrescentados.

Já para o caso em que ambos os parâmetros, número de caminhos e número de usuários, foram variados juntamente com a relação sinal/ruído é interessante observar que:

- a) De maneira análoga ao caso de 1 usuário, obtém-se um maior ganho relativo quando se passa de 1 para 2 caminhos do que quando a mudança é de 2 para 4 caminhos.
- b) O ganho de diversidade é cada vez menor à medida que o número de usuários aumenta, o que ilustra a afirmação comumente feita de que sistemas com múltiplos usuários têm o seu desempenho limitado pela interferência. No limite é de se esperar que o uso da diversidade não apresente ganho mensurável, pois todas as versões do sinal nos seus diversos caminhos já estarão de tal sorte contaminadas pela interferência dos outros usuários, diferentes do de referência, que já não produzem ganho algum ao processá-las.
- c) Quase nenhum ganho é obtido quando se aumenta a relação sinal/ruído muito além de 20 dB ilustrando a existência de patamares de erro. Processos de codificação e mecanismos de eliminação de interferência - equalização é um bom exemplo destes mecanismos - devem ser usados para que estes patamares se dêem a probabilidades de erro mais baixas a fim de tornar o sistema viável. Tais processos são muito sugeridos na literatura (veja por exemplo [Rap96] e [Pro89]) e sua utilização se dá na norma que trata do padrão CDMA IS-95 [TIA93].

Um método alternativo de apresentar os resultados seria, ao invés de utilizar o

$\bar{\gamma}_b = \frac{\bar{E}_b}{N_0}$ , utilizar um novo parâmetro,  $\bar{\gamma}'_b$ , dado por

$$\bar{\gamma}'_b = \frac{\bar{E}_b}{N_0 + I_0} \quad (4.13)$$

onde  $I_0$  é o parâmetro que leva em conta o efeito da interferência advinda de outros usuários.

De uma maneira simplificada este novo parâmetro pode ser obtido em função de  $\bar{\gamma}_b$  a partir de (4.13) de acordo com o seguinte desenvolvimento:

Dividindo-se o numerador e o denominador de (4.13) por  $N_0$  obtém-se

$$\bar{\gamma}'_b = \frac{\bar{E}_b / N_0}{1 + I_0 / N_0} \quad (4.14)$$

Se a consideração de que cada usuário produz a mesma quantidade de interferência no usuário de referência for feita, o valor de  $I_0$  pode ser dado, como sugere Viterbi [Vit95], por

$$I_0 = \frac{1}{n} \sum_{j=1, j \neq k}^K \bar{E}_b = \frac{(K-1)\bar{E}_b}{N} \quad (4.15)$$

onde  $K$  é o número de usuários e  $N$  é o comprimento da seqüência PN

Substituindo (4.15) em (4.14) obtém-se

$$\bar{\gamma}'_b = \frac{\bar{E}_b / N_0}{1 + \frac{(K-1)\bar{E}_b / N_0}{N}} \quad (4.16)$$

Mas, lembrando que  $\bar{\gamma}_b = \frac{\bar{E}_b}{N_0}$ , então de (4.16)

$$\bar{\gamma}'_b = \frac{\bar{\gamma}_b}{1 + (K-1)\bar{\gamma}_b / N} \quad (4.17)$$

A Fig. 4.17 traz um exemplo da utilização deste novo parâmetro. Nela o efeito do limiar se faz notar pela proximidade dos pontos à medida que se aumenta a relação sinal/(ruído+interferência) além de 14 dB (o que equivale, como mostrado na Fig. 4.16, a uma relação sinal/ruído média além de 20 dB).

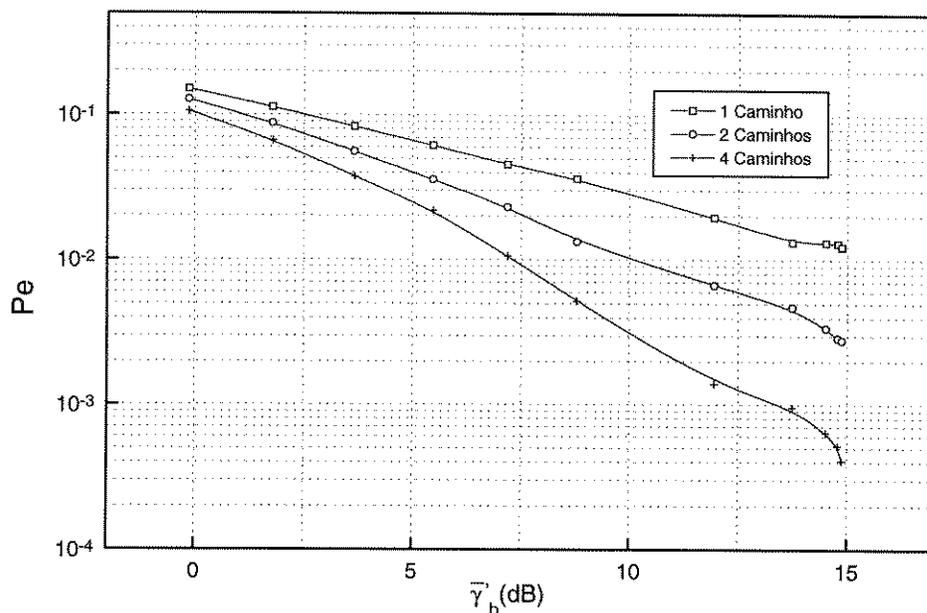


Fig. 4.17 Exemplo do uso do parâmetro  $\bar{\gamma}_b'$ , modulação PSK, 5 usuários.

#### 4.7.2 Modulação FSK Não-Coerente Binária

Com este tipo de modulação não-coerente, seguiu-se procedimento semelhante àquele adotado para o caso onde a modulação utilizada foi a PSK. Então após o levantamento de algumas curvas para os casos de canal gaussiano e Rayleigh sem espalhamento, fêz-se a introdução das seqüências PN com o intuito de se estudar o comportamento do sistema quando o seu espectro fosse espalhado. Neste ponto uma discrepância foi notada, ou seja, o desempenho do sistema sofria uma degradação que não era esperada, pelo simples fato de se fazer o espalhamento e, mais do que isso, esta degradação parecia ser proporcional ao comprimento da seqüência PN espalhadora. Como já dito, muitas modificações foram tentadas, mas todas elas voltavam ao ponto inicial. Um enfoque puramente analítico era bastante dificultado pela presença do detector de envoltória. Neste ponto do trabalho, teve-se a idéia de inverter a ordem dos processos de multiplicação pela seqüência PN e modulação na transmissão e a conseqüente inversão também na recepção do correspondente processo de multiplicação pela seqüência PN e demodulação. Os resultados para um e outro sistema são mostrados a seguir com breves comentários incluídos.

## Sistema I

Este é o sistema indicado na Fig. 4.6. Na Fig. 4.18 o desempenho do sistema é mostrado para um canal gaussiano com e sem espalhamento. Nela vê-se que há uma queda significativa de desempenho apenas pelo uso do espalhamento; mais do que isso ela mostra também que a perda é maior para a seqüência de tamanho 63\* quando comparada com aquela apresentada pela seqüência de tamanho 31. Isto demonstra um comportamento ainda mais anômalo do que a perda em si, ou seja a perda de desempenho é proporcional ao comprimento da seqüência PN espalhadora!

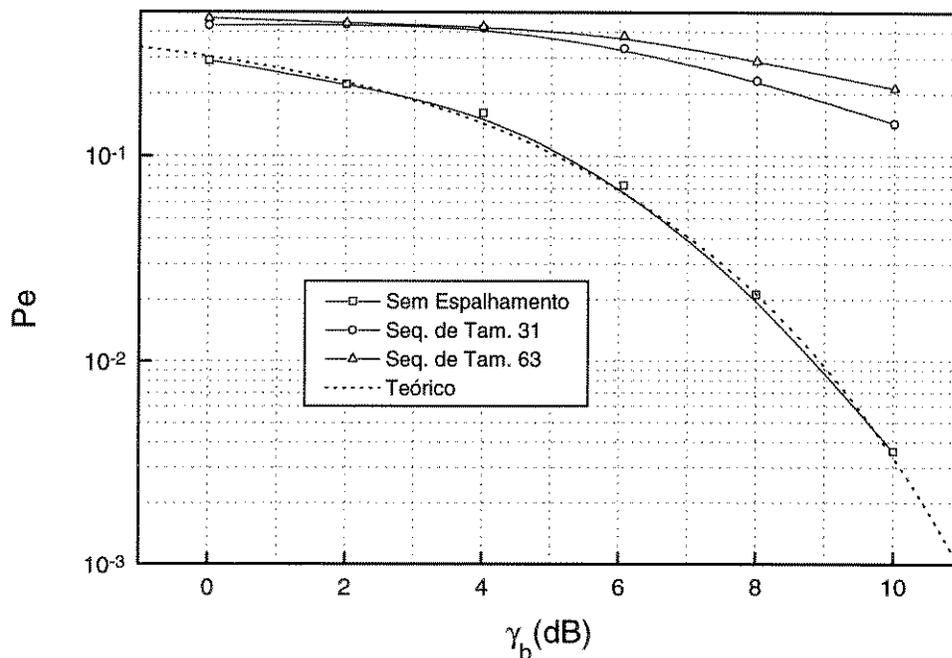


Fig. 4.18 FSK no canal Gaussiano, com e sem espalhamento.

A Fig. 4.19, que trata de um canal do tipo Rayleigh, reforça a afirmação anterior, ou seja que há uma perda apenas pela introdução das seqüências espalhadoras (~5dB para o canal Rayleigh e seqüência de tamanho 31) e que esta perda é proporcional ao comprimento da seqüência. Aqui esta proporcionalidade é ainda mais evidenciada para relações sinal/ruído acima de 10 dB pelo paralelismo entre a curva relativa à seqüência de tamanho 31 e aquela relativa à seqüência de tamanho 63.

\* As seqüências de tamanho 63 foram geradas de maneira idêntica às de tamanho 31, bastando para tanto que se mudassem os polinômios geradores para , por exemplo,  $G_1(X) = 1 + X + X^6$  e  $G_2(X) = 1 + X + X^2 + X^4 + X^6$ .

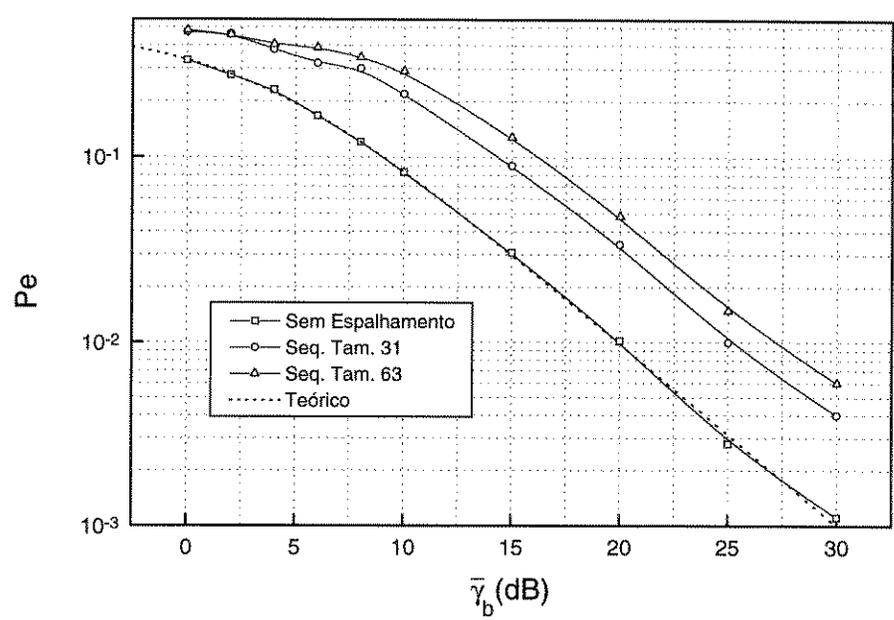


Fig. 4.19 FSK no canal Rayleigh, com e sem espalhamento.

Quando o número de usuários é aumentado, como mostra a Fig. 4.20, o sistema em questão não se mostrou muito robusto; a perda pela adição de novos usuários é bastante pronunciada, algo não verificado com o uso da modulação PSK coerente. Na mesma figura se vê que, mesmo para o caso em que o número de usuários é baixo, a probabilidade de erro já se mantém num nível bastante alto, mesmo para  $\bar{\gamma}_b$  da ordem de 30 dB.

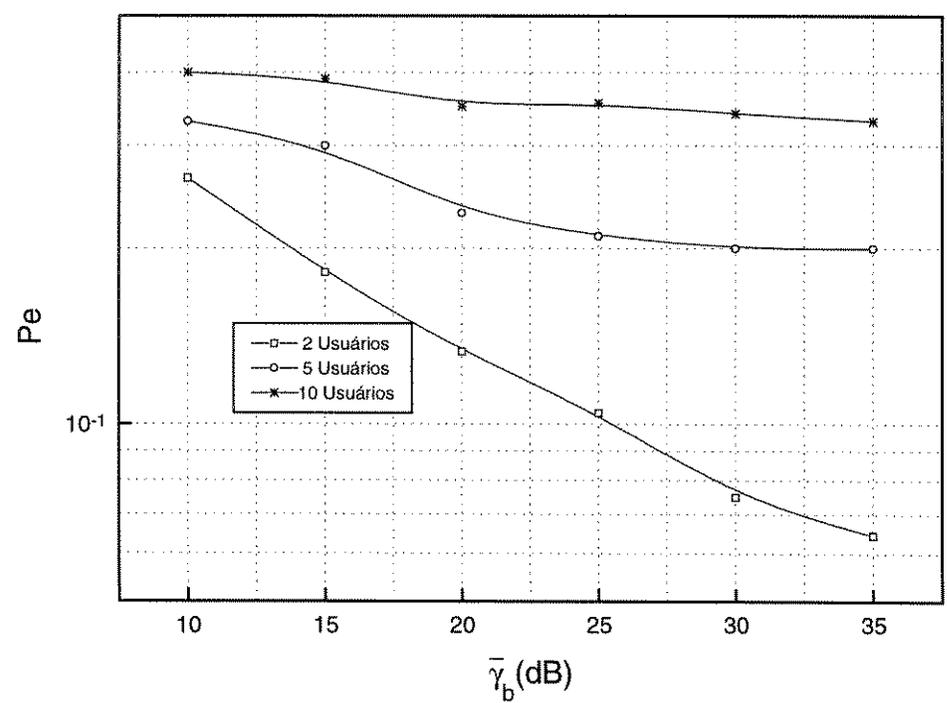


Fig. 4.20 FSK parametrizado pelo número de usuários.

A Fig. 4.21 ilustra o comportamento do sistema quando se tenta usar a diversidade do sistema, nela se vê que o uso de mais ramos no RAKE não apresenta ganho algum, antes apresenta perda de desempenho. Na Fig. 4.21 vê-se o comportamento para o caso monousuário e, na Fig. 4.22, para o caso onde esse número de usuários foi feito igual a 2. As figuras ressaltam que não seria vantajoso o uso do RAKE para este sistema num canal com múltiplos percursos. A afirmação anterior merece um comentário mais cuidadoso para evitar extrapolações. É bom ressaltar que a afirmação se refere apenas ao sistema em questão e ao caso específico do trabalho simulado. A literatura relata\*, apesar de não ser pródiga neste item, que sistemas onde se usa a modulação FSK não-coerente podem aproveitar-se, à maneira do sistema usando modulação PSK apresentado neste trabalho, da diversidade inerente aos canais multipercurso lançando-se mão dos receptores tipo RAKE resultado totalmente diverso do encontrado neste trabalho.

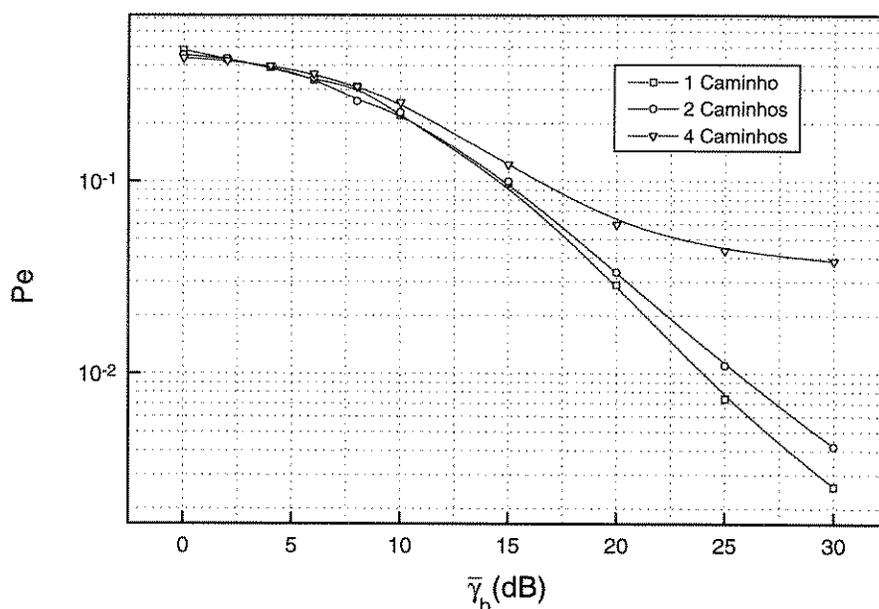


Fig. 4.21 FSK, 1 usuário, com RAKE.

\* Xiang [Xia85] trata do desempenho de um sistema um pouco diferente, ele usa uma sequência PN para cada símbolo binário transmitido, mas que consegue ganho de diversidade. Neste artigo um desenvolvimento puramente analítico é feito, mas, ao fazer a comparação com um sistema já melhor estabelecido, usando modulação DPSK, os resultados mostram que as duas curvas divergem para relações sinal/ruído mais altas. O que mostra que o resultado analítico não é muito confiável.

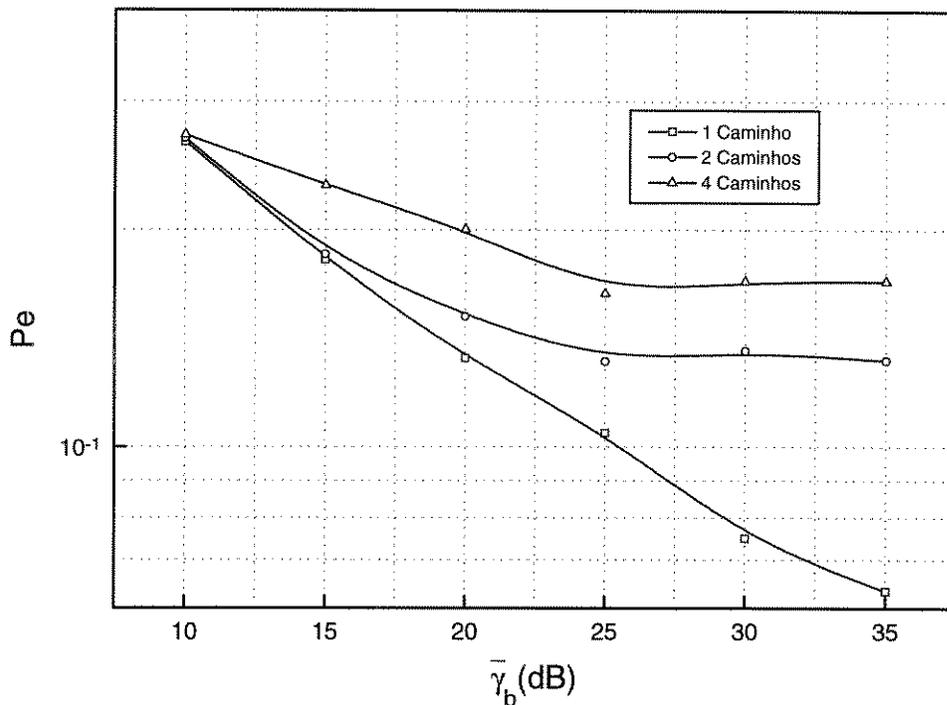


Fig. 4.22 Comportamento da modulação FSK com o uso do RAKE para 2 usuários.

A perda ressaltada no parágrafo anterior, perda essa proporcional ao número de caminhos, se dá devido ao fato de que à medida que novas derivações são acrescentadas, também mais ruído gaussiano está sendo adicionado. Em suma, já que o receptor não consegue produzir ganho de diversidade, e a adição de novas derivações implica num aumento do ruído aditivo, o desempenho do sistema vai caindo com o crescimento do número de caminhos.

## Sistema II

Este é o modelo de sistema indicado na Fig. 4.7. A Fig. 4.23 mostra aquilo que já vem se afirmando, ou seja, que a perda devida apenas à introdução das seqüências já não mais existe para o sistema II. Aqui, o desempenho do sistema segue com perfeita proximidade a curva teórica, lembrando sempre que o comprimento da seqüência utilizada foi de 31 chips/bit. Também é interessante notar o paralelismo entre as duas curvas denunciando uma perda em RSR sempre constante (e proporcional ao comprimento da seqüência PN como visto).

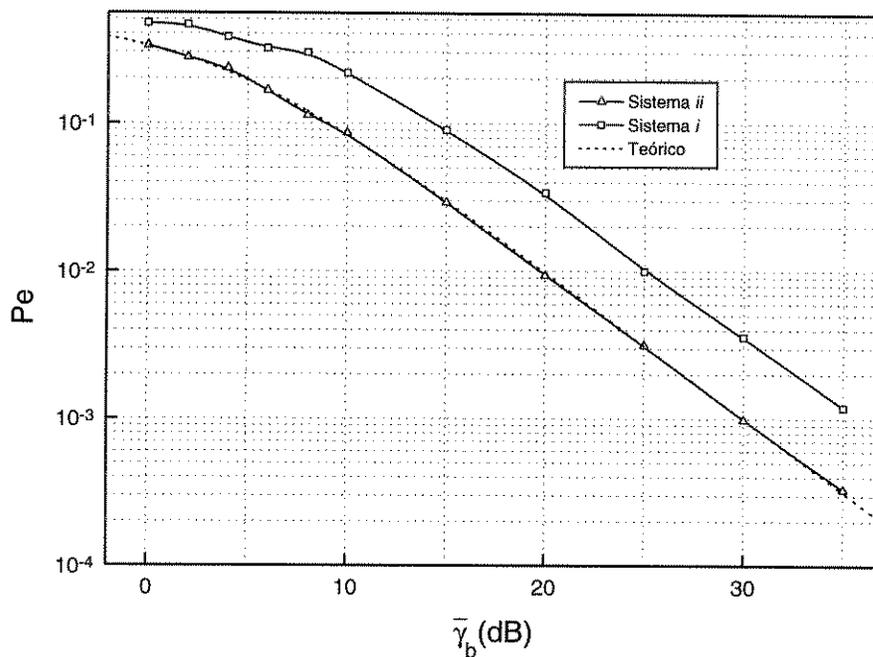


Fig. 4.23 Comparação entre os sistemas I e II, canal Rayleigh, 1 usuário.

Já na Fig. 4.24 uma comparação dos dois sistemas para o número de usuários igual a 2, 5 e 10 pode ser vista. A figura, de forma compacta, ressalta que o sistema I tem um comportamento bem pior do que o sistema II à medida que novos usuários são acrescentados ao sistema. Mais um ponto no qual o sistema alternativo mostrou-se superior ao sistema mais “convencional”. Contudo, a degradação com o número de usuários para o sistema II ainda é expressiva se a comparação for feita com o sistema PSK, com um melhor desempenho.

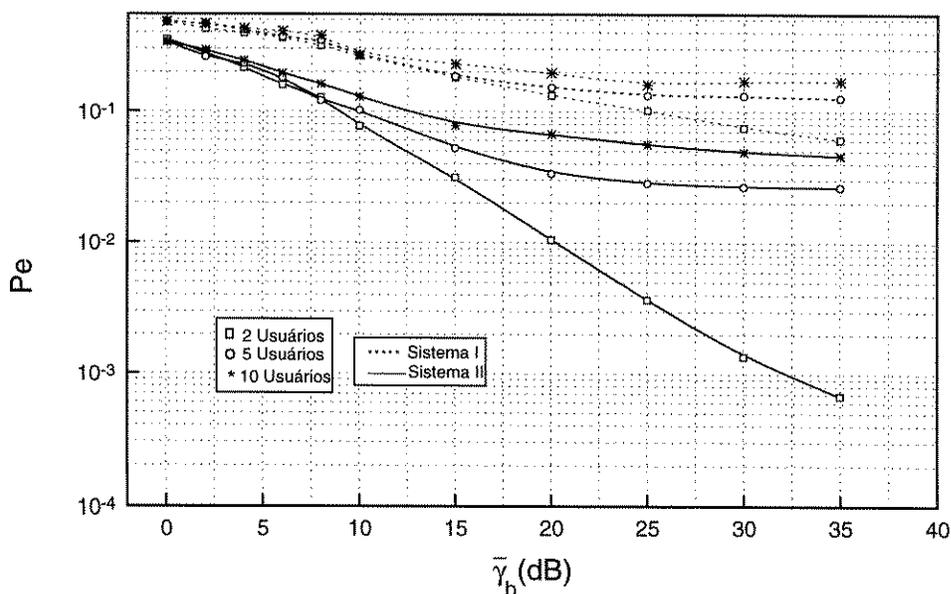


Fig. 4.24 Comparação entre os sistemas I e II, canal Rayleigh, 2, 5 e 10 usuários.

Entretanto, como as duas últimas figuras mostram, o sistema alternativo também não apresentou ganho de diversidade quando se utilizou o receptor RAKE mostrado na Fig. 4.4, adequando-se ao modelo de sistema, ou seja, fazendo-se a multiplicação pelas seqüências PN logo na entrada de cada ramo do RAKE. Na Fig. 4.25 têm-se o desempenho para o caso de um usuário e na Fig. 4.26 para o caso de 2 usuários. O comportamento do sistema II, ainda assim se mostrou mais suave quando comparado ao sistema I para o mesmo caso, ou seja, 1 e 2 usuários e RAKE com a diversidade passando de 1 (sem diversidade) para 2 e 4 caminhos.

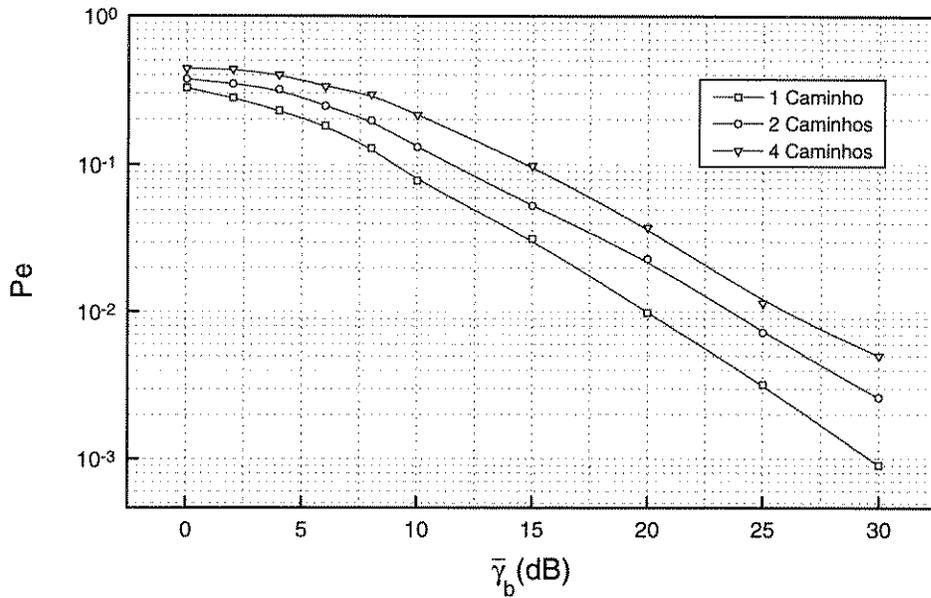


Fig. 4.25 Sistema II, 1 usuário, com RAKE.

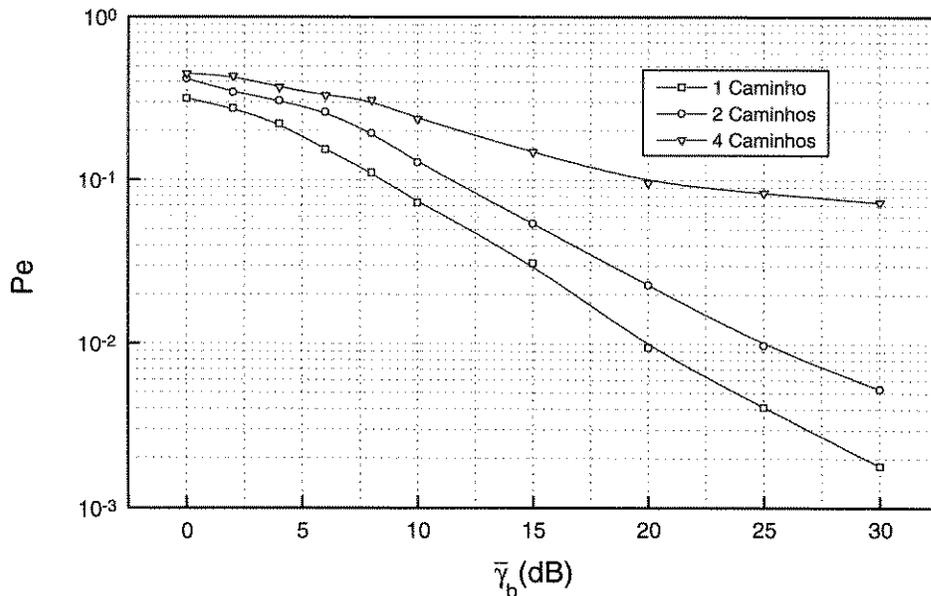


Fig. 4.26 Sistema II, 2 usuários, com RAKE.

# Capítulo 5

## 5. Conclusões

### 5.1 Introdução

A proposta de se estudar o desempenho de um sistema DS/CDMA em um ambiente multipercurso com desvanecimento foi atingida. O comportamento do sistema ficou bem caracterizado para o caso da modulação PSK coerente. Quando a modulação utilizada é a FSK não-coerente o trabalho indica a necessidade de se fazer uma análise mais profunda para este caso. Vale destacar que o objetivo deste trabalho não foi o de se fazer um desenvolvimento analítico, mas o de usar a simulação para ilustrar o comportamento deste tipo de sistema. Este é apenas um projeto embrionário, mas a sua realização permite que se possa avançar no estudo de um sistema mais complexo, com um leque maior de parâmetros a serem analisados.

### 5.2 Considerações Finais

A primeira conclusão que se pode retirar das discussões é que o sistema proposto teve um desempenho bem ilustrado somente quando a modulação utilizada foi a PSK coerente. Para esta modulação, o comportamento do sistema ficou bem evidenciado quando se variou o número de usuários do sistema e/ou o grau de diversidade explorado pelo receptor RAKE. A questão da escolha do número de ramos do receptor foi levantada, e o trabalho mostra que se deve fazê-lo sempre igual à diversidade existente do sistema para se atingir a menor probabilidade de erro.

Já para a modulação FSK não-coerente ficou claro que a escolha da posição relativa dos blocos de transmissão e recepção pode implicar em perdas de desempenho não previstas, apenas pelo uso do espalhamento. O sistema alternativo proposto sanou estas perdas, mas um receptor RAKE que consiga explorar um canal com múltiplos percursos ainda é merecedor de estudos posteriores.

---

### 5.3 Propostas para Trabalhos Futuros

Dada a simplicidade do modelo simulado face à complexidade dos modelos mais complexos e realísticos há um sem número de sugestões que poderiam ser feitas para estudos futuros e isso depende do enfoque que se queira dar ao estudo.

A proposta que logo surge à mente, quando se lê os resultados do trabalho, é a de realizar um estudo teórico mais profundo, no sentido de encontrar desenvolvimentos analíticos que descrevam de forma segura o comportamento destes sistemas com vários usuários, quando se usa o espalhamento espectral por seqüência direta e modulação FSK não-coerente. A literatura sobre o tema, além de não ser muito abundante, não o trata de maneira decisiva.

Outros parâmetros poderiam ser objeto de variação, tais como o comprimento das seqüências, não-sincronismo dos usuários, controle de potência diferente do perfeito. Mas a introdução de codificação e equalização na tentativa de mitigar o efeito da interferência advinda dos outros usuários, que não o de referência, parece ser um passo mais importante e bastante interessante.

O grande limite a que se pesquise o comportamento destes sistemas de uma maneira mais profunda é o esforço computacional requerido pelo método de Monte Carlo. Técnicas mais recentes tais como *Importance Sampling* podem ser usadas na tentativa de reduzir este esforço computacional, permitindo que a investigação se dê a probabilidades de erro mais baixas.

# Referências Bibliográficas

[CDG96] CDMA Development Group, "CDMA Technical Papers", by Ross, A.H.M., June, 1996, <http://www.cdg.org>.

[Cha79] Charash, U., "Reception Through Nakagami Fading Multipath Propagation," IEEE, Trans. On Comm., vol. COM-27, pp. 657-670, April, 1979.

[Eng95] Eng, T., Milstein e L. B., "Coherent DS-CDMA Performance in Nakagami Multipath Fading," IEEE, Trans. On Comm., vol. COM-43, Feb/Mar/Apr 1995.

[Gol67] Gold, R., "Optimal Binary Sequences for Spread Spectrum Multiplexing," IEEE, Trans. on Information Theory, vol. IT13, pp. 619-621, October, 1967.

[Hay88] Haykin, S., *Digital Communications*, John Willey & Sons, New York, 1988.

[Lee95] Lee, W.C.Y., *Mobile Cellular Telecommunications : Analog and Digital Systems*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1995.

[Pap91] Papoulis, A., *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, 3rd ed., McGraw-Hill, New York, 1991.

[Pet72] Peterson, W.W. e Weldon, E.J., Jr., "Error Correcting Codes", 2nd ed., MIT Press, Cambridge, Mass, 1972.

[Pic82] Pickholtz, R. L., Schilling, D. L., e Milstein, L. B., "Theory of Spread-Spectrum Communications - A Tutorial," IEEE Transactions on Communications, vol. COM-30, pp 855-884, May 1982.

[Pri58] Price, R. e Green, P. E., Jr., "A Communication Technique for Multipath Channels," IRE, Proceedings, vol. 46, pp. 555-570, March, 1958.

[Pri83] Price, R., "Further Notes and Anecdotes on Spread Spectrum Origins," IEEE Trans. on Commun., vol. COM-31, pp 85-97, Jan 1983.

[Pro89] Proakis, J.G., *Digital Communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1989.

[Rap96] Rappaport, T.S., *Wireless Communications*, Prentice-Hall, New Jersey, 1996.

[Sch82] Scholtz, R.A., "The Origins of Spread-Spectrum Communications," IEEE Transactions on Communications, vol. COM-30, pp 822-854, May 1982.

---

[Sch83] Scholtz, R.A., "Notes on Spread Spectrum History," IEEE Trans. on Commun., vol. COM-31, pp 82-84, Jan. 1983.

[TIA93] TIA/EIA Interim Standard - 95, "Mobile Station - Base Station Compatibility Standard for Dual - Mode Wideband Spread-Spectrum Cellular System," July 1993.

[Vit95] Viterbi, A.J., *CDMA : Principles of Spread Spectrum Communications*, Addison-Wesley Publishing Company, Massachusetts, 1995.

[Woe94] Woerner, B.D., Reed, J.H. e Rappaport, T.S., "Simulation Issues for Future Wireless Modems," IEEE Comm. Magazine, pp. 42-53, July 1994.

[Xia85] Xiang, H., "Binary Code-Division Multiple-Access Systems Operating in Multipath Fading, Noisy Channels," IEEE, Trans. on Comm., vol. COM-33, pp. 775-784, Aug.1985.

[Yac93] Yacoub, M. D., *Foundations of Mobile Radio Engineering*, CRC Press, Boca Raton, Florida, 1993.

# Apêndice

## Glossário e Notações

<b>chip</b>	Um pulso da seqüência PN.
<b>CDMA</b>	<i>Code Division Multiple Acces</i> , Acesso Múltiplo por Divisão de Código.
<b>DS</b>	<i>Direct Sequence</i> , Seqüência Direta.
<b>FDMA</b>	<i>Frequency Division Multiple Acces</i> , Acesso Múltiplo por Divisão de Frequência.
<b>FH</b>	<i>Frequency Hopping</i> , “Salto” em Frequência.
<b>FSK</b>	<i>Frequency-Shift Keyinf</i> , Modulação por Chaveamento de Fase.
<b>GP</b>	Ganho de Processamento.
<b>IS-95</b>	Interim Standard - 95
<b>MIP</b>	Multipath Intensity Profile, Perfil de Intensidade Devido ao Atraso Multipercurso.
<b>PAM</b>	<i>Pulse Amplitude Modulation</i> , Modulação por Amplitude de Pulso.
<b>PN</b>	<i>Pseudo Noise</i> , Pseudo-Aleatório.
<b>PSK</b>	<i>Phase-Shift Keying</i> , Modulação por Chaveamento de Fase.
<b>RSR</b>	Relação sinal/ruído
<b>SS</b>	<i>Spread Spectrum</i> , Espalhamento Espectral.
<b>TDMA</b>	<i>Time Division Multiple Access</i> , Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo.
<b>TH</b>	<i>Time Hopping</i> , “Salto” no Tempo.
<b>TIA/EIA</b>	<i>Telecommunications Industry Association / Electronic Industry Association</i>
$T_s$	Período de símbolo.
$T_c$	Período de chip.
$T_b$	Período de bit.
$B_{ss}$	Largura de banda do sinal espalhado.
$a(t)$	Seqüência PN no tempo.

---

$b(t)$	Seqüência de informação no tempo.
$s(t)$	Sinal transmitido.
$r(t)$	Sinal recebido.
$f_c$	Frequência da portadora.
$R_i = 1/T_i$	Taxa da variável $i$ .
$B_s$	Largura de banda do sinal transmitido.
$\phi()$	Função de autocorrelação.
$G(x)$	Polinômio gerador.
$m$	Grau de $G(x)$ .
$g(x)$	Pesos de $G(x)$ .
$N$	Comprimento da seqüência PN.
$c_n(t)$	Coefficientes do canal
$\psi_n(t)$	Fases do canal
$\alpha_n(t)$	Magnitudes do canal
$\tilde{x}$	Envoltória complexa da variável $x$ .
$E[ \ ]$	Operador Esperança.
$x_k$	Variável $x$ relativa ao usuário $k$ .
$K$	Número de usuários.
$L$	Número de caminhos.
$(\Delta f)_c$	Banda de Coerência do Canal.
$B_d$	Espalhamento Doppler, ( <i>Doppler Spread</i> )
$(\Delta t)_c$	Tempo de Coerência.
$T_m$	Intervalo Temporal de Espalhamento, ( <i>Delay Spread</i> ).
$f_m$	Máximo Espalhamento Doppler.
$\bar{\gamma}_b$	Relação sinal/ruído média por bit total.
$f_d$	Deslocamento Doppler
$\lambda_D$	Frequência Doppler
$I_0$	Interferência total advinda de outros usuários diferente do de referência
$\lambda$	Comprimento de onda