

Alexandra Silva de Almeida

**ANÁLISE DE SISTEMAS CDMA INCLUINDO O  
CONTROLE DE POTÊNCIA**

Dissertação apresentada ao Departamento de  
Engenharia Elétrica da PUC-RJ como parte dos  
requisitos para obtenção do título de Mestre em  
Engenharia Elétrica

Orientador: João Célio Brandão

Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro

Rio de Janeiro, 28 de Abril de 1997

A meus pais Liana e Alexandre

## **AGRADECIMENTOS**

Ao professor João Célio Brandão pelo apoio, confiança e orientação durante a execução deste trabalho.

Ao professor José Roberto Boisson de Marca pela inestimável colaboração.

Ao CNPq, TELEBRÁS e EQUITEL pela ajuda financeira.

A minha família e amigos pelo apoio, dedicação e carinho.

## RESUMO

Neste trabalho será inicialmente discutida a recepção e o desempenho de sinais espalhados espectralmente em canais corrompidos por ruído aditivo gaussiano branco e por desvanecimento plano ou seletivo. A seguir será feita a análise de sistemas CDMA, abordando-se a estrutura de recepção, os códigos de espalhamento, a caracterização estatística da interferência multiusuário e a influência das fases das portadoras, dos filtros de transmissão, dos atrasos entre os sinais e da sincronização na potência interferente. Será também abordado o controle de potência em sistemas CDMA, avaliando-se a redução da capacidade causada por erros neste controle, obtendo-se a solução analítica para a distribuição de potências no enlace direto, discutindo-se sua implementação e propondo-se um algoritmo de minimização do erro médio quadrático caso a solução analítica não possa ser aplicada. Por fim, será feita a descrição da transmissão do sinal de tráfego da padronização do sistema CDMA IS-95 e avaliado o desempenho do esquema de recepção proposto.

## ABSTRACT

This work will initially discuss reception and performance issues of spread spectrum signals considering additive white gaussian noise and flat or selective fading channels. Then it will analyze the CDMA system, considering the reception structure, spreading codes, multi-user interference statistical characteristics, and the influence of carrier phases, transmission filters, delays between signals and synchronization on the interference power. It will also address the power control in CDMA systems, evaluating the capacity reduction caused by power control errors, achieving an analytical solution to the power allocation in the forward link, discussing its implementation and suggesting a least square error algorithm when the analytical solution can not be used. Finally, it will describe the traffic channel transmission in the IS-95 CDMA standard, evaluating the performance of the proposed reception model.

## SUMÁRIO

|   |           |
|---|-----------|
| ÍNDICE DE FIGURAS .....   | v         |
| ÍNDICE DE TABELAS.....  | vii       |
| <b>1. INTRODUÇÃO .....</b>  | <b>1</b>  |
| <b>2. RECEPÇÃO E DESEMPENHO DA TRANSMISSÃO DIGITAL COM<br/>ESPALHAMENTO ESPECTRAL .....</b>               | <b>6</b>  |
| 2.1 ESPALHAMENTO ESPECTRAL POR SEQUÊNCIA DIRETA .....   | 6         |
| 2.2 RECEPÇÃO EM PRESENÇA DE RUÍDO ADITIVO GAUSSIANO BRANCO.....   | 7         |
| 2.2.1 Estruturas de Recepção Coerentes: Integração Analógica × Digital.....                               | 8         |
| 2.2.2 Estruturas de Recepção não Coerentes .....  | 11        |
| 2.3 RECEPÇÃO EM CANAIS COM DESVANECIMENTO .....   | 13        |
| 2.3.1 Receptores <i>RAKE</i> .....  | 13        |
| 2.4 DESEMPENHO DE SINAIS COM ESPALHAMENTO ESPECTRAL EM<br>PRESENÇA DE RUÍDO ADITIVO GAUSSIANO BRANCO..... | 14        |
| 2.4.1 Desempenho com Recepção Coerente.....   | 15        |
| 2.4.2 Desempenho com Recepção não Coerente .....  | 17        |
| 2.5 DESEMPENHO DE SINAIS COM ESPALHAMENTO ESPECTRAL EM CANAL<br>COM DESVANECIMENTO .....                  | 19        |
| 2.5.1 Canal não Seletivo em Frequência.....   | 19        |
| 2.5.2 Canal Seletivo em Frequência .....  | 21        |
| 2.6 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DAS MODULAÇÕES PROPOSTAS.....   | 26        |
| <b>3. SISTEMA CDMA .....</b>  | <b>28</b> |
| 3.1 RECEPÇÃO EM SISTEMAS CDMA .....   | 29        |
| 3.2 SEQUÊNCIAS CÓDIGO .....   | 31        |
| 3.2.1 Sequências Aleatórias .....   | 31        |
| 3.2.2 Sequências Determinísticas .....  | 32        |
| 3.3 CARACTERIZAÇÃO ESTATÍSTICA DA INTERFERÊNCIA EM SISTEMAS<br>CDMA .....                                 | 35        |
| 3.3.1 Interferência em Sistemas CDMA Síncronos.....   | 35        |

|   |            |
|---|------------|
| 3.3.2 Aproximação Gaussiana para Interferência em Sistemas CDMA .....                                   | 37         |
| 3.4 ANÁLISE DA POTÊNCIA INTERFERENTE .....  | 38         |
| 3.4.1 Influência das Fases das Portadoras na Potência Interferente .....                                | 38         |
| 3.4.2 Influência da Forma do Pulso de Transmissão, Atrasos e Sincronismo na Potência Interferente ..... | 41         |
| <b>4. CONTROLE DE POTÊNCIA EM SISTEMAS CDMA.....</b>  | <b>46</b>  |
| 4.1 FORMAS DE CONTROLE DE POTÊNCIA .....  | 47         |
| 4.2 DESEMPENHO DAS TÉCNICAS DE CONTROLE DE POTÊNCIA .....   | 49         |
| 4.3 IMPACTO DE ERROS DO CONTROLE DE POTÊNCIA NA CAPACIDADE .....  | 49         |
| 4.3.1 Enlace Reverso .....  | 50         |
| 4.3.2 Enlace Direto .....   | 57         |
| 4.4 IMPACTO DA REALIMENTAÇÃO NA CAPACIDADE .....  | 60         |
| 4.5 ANÁLISE DO CONTROLE DE POTÊNCIA NO ENLACE DIRETO .....  | 62         |
| 4.6 CONTROLE DE POTÊNCIA POR MÍNIMO ERRO MÉDIO QUADRÁTICO .....   | 73         |
| <b>5. CONCLUSÃO .....</b>   | <b>78</b>  |
| <b>A. TRANSMISSÃO, RECEPÇÃO E DESEMPENHO DA IS-95.....</b>  | <b>81</b>  |
| A.1 ESTRUTURA DE TRANSMISSÃO DA PADRONIZAÇÃO IS-95 .....  | 81         |
| A.1.1 Transmissão no Enlace Direto .....  | 81         |
| A.1.2 Transmissão no Enlace Reverso .....   | 89         |
| A.2 ESTRUTURA DE RECEPÇÃO DA PADRONIZAÇÃO IS-95 .....   | 93         |
| A.2.1 Recepção no Enlace Direto .....   | 93         |
| A.2.2 Recepção no Enlace Reverso .....  | 96         |
| A.3 DESEMPENHO DA PADRONIZAÇÃO IS-95 .....  | 98         |
| A.3.1 Desempenho no Enlace Direto .....   | 98         |
| A.3.2 Desempenho no Enlace Reverso .....  | 100        |
| <b>B. CARACTERIZAÇÃO DO CANAL DE COMUNICAÇÕES MÓVEIS .....</b>  | <b>102</b> |
| <b>REFERÊNCIAS .....</b>  | <b>105</b> |

## ÍNDICE DE FIGURAS

|   |    |
|---|----|
| Figura 2.1 - Receptor para sinais espalhados espectralmente com integração analógica. ....  | 9  |
| Figura 2.2 - Receptor para sinais espalhados espectralmente com integração digital. ....  | 9  |
| Figura 2.3 - Receptor digital para sinais espalhados espectralmente com <i>hard decision</i> . ....   | 11 |
| Figura 2.4 - Estrutura de recepção não coerente básica para sinais espalhados espectralmente. ..  | 12 |
| Figura 2.5 - I-ésimo braço do receptor M-ário ortogonal. ....   | 13 |
| Figura 2.6 - Desempenho dos esquemas de detecção com <i>soft decision</i> e <i>hard decision</i> , para um<br>ganho de espalhamento de 32 e 64. ....                            | 16 |
| Figura 2.7 - Desempenho da modulação DPSK e da modulação M-ária, com $M=4$ e 8. ....  | 18 |
| Figura 2.8 - Desempenho da modulação DPSK, com detecção a cada bit ou <i>chip</i> , e ganho de<br>espalhamento 32 ou 64. ....   | 19 |
| Figura 2.9 - Desempenho das modulações BPSK, DPSK, FSK não coerente e 32-ária ortogonal,<br>em canal não seletivo em frequência. ....   | 21 |
| Figura 2.10 - Desempenho da modulação BPSK em canal seletivo em frequência. ....  | 23 |
| Figura 2.11 - Desempenho da modulação 16-ária ortogonal em canal seletivo em frequência. ....   | 23 |
| Figura 2.12 - Desempenho das modulações DPSK e 32-ária ortogonal em canal seletivo em<br>frequência. ....   | 24 |
| Figura 2.13 - Desempenho das modulações BPSK e DPSK, usando um receptor <i>RAKE</i> de 2<br>braços, cujo valor médio quadrático dos percursos é igual, ou difere por 2 dB. .... | 25 |
| Figura 3.1 - Função de autocorrelação de seqüências de comprimento máximo. ....   | 33 |
| Figura 3.2 - Variação do modulador QPSK. ....   | 40 |
| Figura 3.3 - Receptor para a variação da modulação QPSK. ....   | 40 |
| Figura 3.4 - Potência interferente versus atraso de propagação. ....  | 42 |
| Figura 4.1 - Capacidade do enlace reverso com uma única célula e controle de potência ideal,<br>utilizando-se a distribuição binomial e a aproximação gaussiana. ....           | 52 |
| Figura 4.2 - capacidade do enlace reverso, com uma única célula, para uma variância de erro de 0<br>dB, 1 dB, 2 dB e 3 dB. ....   | 54 |
| Figura 4.3 - Capacidade do enlace reverso, com múltiplas células, para uma variância de erro de 0<br>dB, 1 dB, 2 dB e 3 dB. ....  | 56 |
| Figura 4.4 - Número de usuários versus o desvio padrão do erro do controle de potências em dB,<br>para uma probabilidade de queda de enlace de 1% e 2%. ....                    | 56 |
| Figura 4.5 - Capacidade do enlace direto para uma variância de erro de 0 dB, 1 dB, 2 dB e 3 dB.<br>.....  | 59 |
| Figura 4.6 - Número de usuários versus o desvio padrão do erro do controle de potência em dB,<br>para uma probabilidade de queda de enlace de 1% e 2%. ....                     | 60 |
| Figura 4.7 - Capacidade do enlace reverso, com controle de potência ideal, e fator de atividade da<br>voz 0,3750, 0,4033 e 0,4245. ....   | 61 |

|  |     |
|--|-----|
| Figura 4.8 - Capacidade no enlace direto, com controle de potência ideal, e fator de atividade da voz 0,3750, 0,4033, 0,4282 e 0,453. ....                                 | 62  |
| Figura 4.9 - Razão entre as potências $S_{N_{u+1}}/S_i$ versus $\gamma_{N_{u+1}}/\gamma_i$ .....   | 68  |
| Figura 4.10 - Razão entre a potência total transmitida pela estação base e a interferência $\rho$ em relação ao número de usuários.....                                    | 68  |
| Figura 4.11 - Potência transmitida pela estação base para as estações móveis, em relação a razão $\rho/S$ de um dos usuários. ....   | 69  |
| Figura 4.12 - Erro médio quadrático com valores de $E_b/I_0$ expressos em valor absoluto, para um sistema com 3 usuários.....  | 75  |
| Figura 4.13 - Erro médio quadrático com valores de $E_b/I_0$ expressos em dB, para um sistema com 3 usuários.....  | 75  |
| Figura 4.14 - Potências $S_i$ versus Iteração para as 3 estações móveis. ....  | 77  |
| Figura 4.15 - Razão $E_b/I_0$ versus Iteração para as 3 estações móveis.....   | 77  |
| Figura A.1 - Estrutura de codificação do sinal de tráfego transmitido no enlace direto. ....   | 88  |
| Figura A.2 - Estrutura de modulação do enlace direto. ....   | 89  |
| Figura A.3 - Estrutura de codificação do sinal de tráfego transmitido no enlace reverso.....   | 92  |
| Figura A.4 - Estrutura de modulação do enlace reverso.....   | 93  |
| Figura A.5 - Um braço do receptor <i>RAKE</i> proposto para demodulação do sinal de tráfego do n-ésimo usuário transmitido no enlace direto. ....                          | 96  |
| Figura A.6 - l-ésimo ramo, dentre os 64, em cada braço do <i>RAKE</i> proposto para demodulação do sinal de tráfego do n-ésimo usuário transmitido no enlace reverso. .... | 97  |
| Figura A.7 - Desempenho no enlace direto, usando um receptor <i>RAKE</i> com 2, 3, 4 ou 5 braços, em canal seletivo em frequência.....                                     | 100 |
| Figura A.8 - Desempenho no enlace reverso, usando um receptor <i>RAKE</i> com 2, 3, 4 ou 5 braços, em canal seletivo em frequência.....                                    | 101 |



## ÍNDICE DE TABELAS

|   |     |
|---|-----|
| Tabela 2.1 - Desempenho, a uma taxa de erro de bit de $10^{-3}$ , para várias modulações e canais....               | 26  |
| Tabela 2.2 - Desempenho, a uma taxa de erro de bit de $10^{-3}$ , para as modulações BPSK e 32-ária ortogonal. .... | 27  |
| Tabela A.1 - Sequências de Walsh. ....  | 83  |
| Tabela A.2 - Parâmetros do sinal de tráfego no enlace direto, para o conjunto de Taxas 1. ....                      | 86  |
| Tabela A.3 - Parâmetros do sinal de tráfego no enlace direto, para o conjunto de Taxas 2. ....                      | 86  |
| Tabela A.4 - Parâmetros do sinal de tráfego no enlace reverso, para o conjunto de taxas 1. ....                     | 90  |
| Tabela A.5 - Parâmetros do sinal de tráfego no enlace reverso, para o conjunto de taxas 2. ....                     | 91  |
| Tabela B.1 - Atrasos e atenuações nos ambientes de propagação padronizados pela ETSI. ....                          | 104 |

## 1. INTRODUÇÃO

Embora o serviço de comunicações móveis já seja oferecido desde 1946 nos Estados Unidos, apenas após a introdução do conceito de célula, o sistema pôde ser largamente difundido. O conceito de célula consiste da divisão da área de cobertura em pequenas regiões, denominadas células. Cada uma destas células tem uma estação base, usada para comunicação com as estações móveis localizadas nesta célula, e utiliza uma fração do espectro disponível. Esta fração do espectro pode ser reutilizada em outras células, desde que uma distância mínima seja respeitada. Esta distância é conhecida como distância de reuso e é determinada pela máxima interferência co-canal permitida. A reutilização do espectro aumenta a capacidade do sistema, mas gera a necessidade de um cuidadoso planejamento de frequências.

O primeiro sistema a empregar o reuso de frequências foi o NTT (*Nippon Telephone and Telegraph*) no Japão em 1977. Este sistema utiliza a modulação analógica FM do sinal de voz, com largura de faixa de 25 kHz e acesso múltiplo por divisão de frequência (FDMA). Outros sistemas com características semelhantes apareceram ao redor do mundo: o NMT (*Nordic Mobile Telephone System*) na Escandinávia em 1981, o AMPS (*Advanced Mobile Phone System*) na América do Norte em 1983 e o TACS (*Total Access Cellular System*) no Reino Unido em 1985. Estes sistemas são conhecidos como sistemas de primeira geração, sendo que o sistema AMPS é o mais difundido ao redor do mundo, tendo 37 milhões de terminais espalhados pela América do Norte, vários países da América Latina, inclusive o Brasil, Ásia e África, totalizando 87 países [1].

Desde a sua introdução, a telefonia móvel celular apresentou um grande crescimento, com uma taxa de penetração, na última década, similar a da televisão e do vídeo cassete. Para satisfazer a enorme demanda, a indústria de telecomunicações desenvolveu ao final da década passada uma segunda geração de sistemas celulares. A nova tecnologia teve como objetivo o aumento da capacidade do sistema, a melhoria da qualidade dos serviços oferecidos, e no caso específico da Europa, a unificação dos diversos sistemas existentes neste continente.

Vários padrões foram desenvolvidos durante a segunda geração. Na Europa apareceu o GSM (*Groupe Spécial Mobile* ou *Global System for Mobile Communications*) em 1990, na

América do Norte, o IS-54 em 1991 e no Japão, o PDC (*Personal Digital Cellular*), em 1993. Todos esses sistemas têm em comum um acesso ao canal por divisão de tempo (TDMA) e o emprego de codificadores de voz operando em taxas entre 6,5 e 13,0 kbits/s. O sistema GSM já é amplamente difundido ao redor do mundo, tendo 20 milhões de terminais, espalhados pela Europa e Ásia [1]. O padrão IS-54, que foi desenvolvido visando a substituição gradual do sistema AMPS, e triplica a capacidade oferecida por este sistema, não está sendo utilizado comercialmente em grande escala, possuindo apenas 3,4 milhões de terminais [1]. Por outro lado, o sistema PDC, que é similar ao IS-54, tendo surgido 2 anos mais tarde, já possui 10 milhões de terminais [1]. Uma das razões da ainda pequena penetração do padrão IS-54 foi o aparecimento nos Estados Unidos de um outro sistema digital de segunda geração cujo acesso ao meio de transmissão é feito por divisão de código (CDMA).

O sistema CDMA possui características inovadoras, e tem potencial para oferecer uma grande flexibilidade de operação e um ganho de capacidade com relação ao TDMA. Este sistema foi desenvolvido pela QUALCOMM, padronizado pela TIA (*Telecommunications Industry Association*) e EIA (*Electronic Industry Association*), no final de 1993 e é conhecido como IS-95 *Mobile Station Base Station Compatibility Standard for Wideband Spread Spectrum Cellular System* [2]. O IS-95 também foi projetado de modo a substituir o sistema AMPS gradualmente, e para facilitar esta transição, cada portadora deste padrão utilizará apenas 10% da faixa total disponível ao serviço de comunicação celular. Os projetistas do IS-95 afirmam que ele apresenta uma capacidade bastante superior ao IS-54 e esta questão tem motivado inúmeras publicações e discussões, porém, ainda não existe um consenso sobre qual dos métodos melhor se aplica para sistemas de comunicação móvel.

O método de acesso por divisão de código permite que todos os usuários do sistema utilizem simultaneamente a mesma faixa de frequência, sendo que a diferenciação entre eles é feita através de códigos atribuídos a cada um deles. A viabilidade deste esquema de múltiplo acesso advém das propriedades dos códigos, que permitem ao receptor selecionar o sinal desejado e rejeitar os outros, a menos de uma interferência residual. Desta forma, o CDMA será limitado por interferência, ou seja, o número máximo de usuários que podem dividir a mesma faixa de frequência será determinado pela interferência gerada por eles.

Para o receptor ser capaz de selecionar o sinal desejado e rejeitar os demais, gerando uma parcela interferente muito pequena, pode-se utilizar técnicas de espalhamento espectral. As formas de espalhamento espectral mais usadas são o espalhamento por sequência direta e o

espalhamento por saltos de frequência. Em ambos os casos, o alargamento espectral é obtido por meio de seqüências de espalhamento, que também terão a função de códigos no sistema CDMA. A técnica de espalhamento por saltos de frequência produz o alargamento do espectro do sinal através do chaveamento da frequência da portadora, determinado pela seqüência de espalhamento, que pode assumir um conjunto pré-determinado de valores. No caso da técnica de espalhamento por seqüência direta, o alargamento do espectro é produzido através da multiplicação do sinal de informação pela seqüência de espalhamento. Observe-se que a duração de um pulso da seqüência de espalhamento deve ser muito menor que a duração de um pulso do sinal de informação, equivalentemente, a faixa da seqüência de espalhamento é muito maior que a faixa do sinal de informação. As técnicas de espalhamento podem ser misturadas entre si ou com outras. Por exemplo, a técnica de espalhamento por saltos de frequência é utilizada juntamente com a técnica de acesso por divisão no tempo no sistema GSM.

Além da característica de operar em presença de interferência, o sistema CDMA, apresenta outras vantagens inerentes, como a privacidade, a segurança e a rejeição a multipercursos. O sistema CDMA utiliza técnicas especiais para aumentar a sua eficiência, como receptores *RAKE*, *soft handoff*, aproveitamento da intermitência do sinal de voz, antenas setoriais e controle de potência. Cada uma destas técnicas será brevemente comentada a seguir.

O receptor *RAKE* é um receptor composto por vários receptores convencionais, sendo cada um sincronizado a uma das cópias do sinal transmitido existentes na recepção, devido ao fenômeno de multipercurso. Observa-se portanto, que embora a ocorrência de multipercursos seja prejudicial em sistemas de faixa estreita, este fenômeno pode ser aproveitado em sistemas CDMA, como uma forma de diversidade, através de receptores *RAKE*, possibilitando a redução do efeito de desvanecimento e o aumento da capacidade do sistema.

O *soft handoff* é uma forma de diversidade no espaço, que poderá ocorrer se o nível da potência de 2 ou mais estações base forem próximos ao chegar na estação móvel. Neste caso, como todos os usuários do sistema CDMA utilizam a mesma faixa de frequência, a estação móvel poderá se comunicar simultaneamente com mais de uma estação base. A técnica de *soft handoff* possibilita a redução do efeito de desvanecimento e aumenta a confiabilidade no procedimento de *handoff*, mas, por outro lado, provoca a redução da capacidade de canal do sistema no enlace direto.

O sinal de voz é intermitente, estando ativo, em média, durante 37,5% do tempo. Como não existe uma distribuição física de canal no sistema CDMA, estes sistemas podem tirar proveito da intermitência do sinal de voz, através da interrupção da transmissão do sinal quando este estiver inativo, ou da utilização de codificadores de taxa variável, possibilitando a redução da interferência gerada pelo sistema e o aumento da capacidade. É verdade que os sistemas TDMA podem tirar proveito da intermitência do sinal de voz através da redistribuição de canais inativos. Entretanto, este procedimento causará um grande aumento da complexidade do sistema e poderá provocar a queda da chamada, devido a erros no sistema, ou indisponibilidade de canais para continuidade da chamada.

A utilização de antenas setoriais possibilita a redução da interferência vista pela estação base, aumentando a capacidade do sistema CDMA. Embora a utilização deste tipo de antenas seja benéfica para qualquer sistema de múltiplo acesso, esta vantagem será menor para sistemas FDMA ou TDMA, pois células e setores contíguos deverão possuir frequências ou intervalos de tempo disjuntos, ou seja não reutilizam o mesmo canal.

Um dos requisitos básicos para o funcionamento adequado do enlace reverso (transmissão da estação móvel para a estação base) de sistemas CDMA é a utilização de um eficiente controle de potência. Neste caso, o controle de potência deverá garantir que a potência dos sinais, ao chegar à estação base seja constante. Caso contrário, sinais recebidos com menor potência estarão imersos em uma grande quantidade de interferência, o que pode inviabilizar a detecção. Embora o controle de potência não seja essencial para o funcionamento do enlace direto (transmissão da estação base para a estação móvel) de sistemas CDMA, este controle possibilita o aumento da capacidade. Recentemente testes de campo e simulações demonstraram que em presença de *soft handoff*, o enlace direto é o limitante da capacidade de canal do sistema, o que torna o controle de potência neste enlace bastante importante.

O objetivo principal deste trabalho é uma análise detalhada de sistemas CDMA para telefonia móvel celular. No capítulo 2 após uma breve revisão da técnica de espalhamento espectral por sequência direta, será feita a análise da recepção e do desempenho da transmissão digital com espalhamento espectral em canais corrompidos por ruído aditivo gaussiano branco e por desvanecimento plano ou seletivo em frequência, utilizando-se receptores *RAKE*. No capítulo 3 será feita a análise dos sistemas CDMA, abordando-se a estrutura de recepção, as sequências código, e a caracterização estatística da interferência multiusuário. Será também avaliada a influência das fases das portadoras, do formato do pulso de transmissão, dos atrasos

entre os sinais dos diversos usuários e da sincronização na variância da interferência. Finalmente, no capítulo 4 será abordado o problema do controle de potência em sistemas CDMA. Será avaliada a degradação na capacidade dos enlaces direto e reverso causada por imperfeições no controle de potência e pela transmissão de informação de realimentação para o controle de potência a malha fechada. A seguir será obtida uma solução analítica para o controle de potências no enlace direto e analisada a aplicação desta solução, avaliando-se o erro causado por mudanças nas condições de propagação mais rápidas que os ajustes das potências. Por fim, será proposta a utilização do algoritmo de mínimo erro médio quadrático para a realização do controle de potência no enlace direto, caso a solução analítica não possa ser aplicada.

Embora muitos dos modelos discutidos neste trabalho sejam gerais, é claro que a referência básica é o padrão IS-95, cuja análise tem sido objeto de estudo [3]. A análise específica dos sistemas de transmissão, recepção e desempenho da IS-95 é apresentada no apêndice A. Esta análise é necessária, uma vez que padrões como o IS-95 deixam em aberto algumas funções que não interferem com as características básicas de operação do sistema, embora afetem seu desempenho, como por exemplo os esquemas de recepção. Entende-se, portanto, que isto é uma contribuição importante neste momento em que se procura dimensionar corretamente as vantagens e desvantagens das novas tecnologias.

## 2. RECEPÇÃO E DESEMPENHO DA TRANSMISSÃO DIGITAL COM ESPALHAMENTO ESPECTRAL

Neste capítulo após uma breve revisão dos conceitos de transmissão digital com espalhamento espectral por sequência direta, será feita a análise da estrutura de recepção, e desempenho da transmissão digital com espalhamento espectral em canais corrompidos por ruído aditivo gaussiano branco e em canais com desvanecimento plano ou seletivo em frequência, utilizando-se receptores *RAKE*.

### 2.1 Espalhamento Espectral por Sequência Direta

O espalhamento espectral por sequência direta [4] é obtido através da multiplicação do sinal de informação  $d(t)$  pela sequência de espalhamento  $c(t)$ . Cada pulso da sequência de espalhamento é denominado *chip*, e a duração de um *chip* da sequência de espalhamento é muito menor que a duração de um bit do sinal de informação, equivalentemente, a faixa ocupada por esta sequência é muito maior que a do sinal de informação. Deste modo, a multiplicação do sinal de informação pela sequência de espalhamento produzirá a contração do sinal no tempo e o espalhamento na frequência.

Obviamente, o receptor de um sinal espalhado espectralmente será de faixa larga como o sinal transmitido. Este receptor deve multiplicar o sinal recebido pela sequência de espalhamento  $c(t)$ . Considerando que a sequência  $c(t)$  seja uma sequência de pulsos retangulares e binários de amplitudes iguais a  $+1$  ou  $-1$ ,  $c^2(t)$  será igual a  $+1$ . Deste modo, a multiplicação do sinal de informação espalhado espectralmente pela sequência  $c(t)$  causará a contração deste sinal para a sua faixa original. Considerando que o canal de comunicação introduza uma parcela relativa à ruído e interferência, a potência de ruído e interferência estará espalhada por toda a faixa, pois, mesmo que o sinal interferente fosse faixa estreita, a multiplicação pela sequência  $c(t)$  na recepção, causará o alargamento da sua faixa. Assim, o próximo passo na recepção será a filtragem por um filtro de faixa igual à faixa original do sinal  $d(t)$ . Deste modo, a parcela de ruído e interferência terá sua potência reduzida de acordo com

a razão entre a faixa do sinal original e a faixa do sinal espalhado. Esta razão é chamada de ganho de espalhamento e indica o nível de resistência à interferência obtido com o alargamento espectral. Assim, o ganho de espalhamento é dado pela expressão:

$$N = \frac{W}{R} \quad (2.1)$$

onde  $W$  é a faixa ocupada pelo sinal espalhado; e  $R$  é a taxa de transmissão de bits. Equivalentemente, pode-se definir o ganho de espalhamento como:

$$N = \frac{T}{T_c} \quad (2.2)$$

onde  $T$  é a duração de um bit; e  $T_c$  é a duração de um *chip*.

## 2.2 Recepção em Presença de Ruído Aditivo Gaussiano Branco

Nesta seção serão analisados esquemas de transmissão e recepção de sinais com espalhamento espectral por seqüência direta, em presença de ruído aditivo gaussiano branco. Inicialmente, defini-se as expressões para os sinais de informação e espalhamento. Seja  $\{b_i\}$  a seqüência de amplitudes  $+1$  ou  $-1$  associadas aos bits de informação e  $\{c_i\}$  a seqüência de amplitudes  $+1$  ou  $-1$  associadas aos *chips* da seqüência de espalhamento. O sinal de informação  $d(t)$  e o sinal de espalhamento  $c(t)$  são dados respectivamente por:

$$d(t) = \sum_i b_i p(t - iT) \quad (2.3)$$

$$c(t) = \sum_i c_i h(t - iT_c) \quad (2.4)$$

onde  $h(t)$  e  $p(t)$  definem a forma do pulso de transmissão. Como foi visto na seção anterior, o sinal espalhado é simplesmente o produto dos sinais de informação e de espalhamento:

$$x(t) = d(t)c(t) \quad (2.5)$$

Se o pulso  $p(t)$  for retangular e  $T$  for um múltiplo inteiro de  $T_c$ , o sinal  $x(t)$  pode ser escrito como:



$$x(t) = \sum_i d_i c_i h(t - iT_c) \quad (2.6)$$

onde  $\{d_i\}$  é uma seqüência de amplitudes +1 ou -1 obtida pela repetição de cada amplitude  $b_i$   $N$  vezes consecutivas, ou seja,  $d_i = b_{\lfloor i/N \rfloor}$  e  $\lfloor * \rfloor$  é o maior inteiro menor ou igual a  $*$ . Em geral o sinal espalhado é transmitido através de uma portadora modulada. Como a modulação é uma operação independente do espalhamento, qualquer modulação pode ser empregada. Obviamente, o tipo de modulação e os dispositivos de desespalhamento e decisão influenciarão no desempenho, como será analisado posteriormente.

### 2.2.1 Estruturas de Recepção Coerentes: Integração Analógica × Digital

Nesta seção, considerando que seja possível obter a fase da portadora, serão analisadas algumas formas de recepção coerente para sinais espalhados espectralmente. Neste caso, supondo um esquema de modulação binária, pode-se escrever que o sinal  $y(t)$  obtido na saída do demodulador será dado por:

$$y(t) = d(t)c(t) + n(t) \quad (2.7)$$

onde  $n(t)$  representa o ruído na saída do demodulador. Considerando que o ruído introduzido pelo canal é branco e gaussiano, o ruído na saída do demodulador também será branco e gaussiano. Ao multiplicar o sinal  $y(t)$  pela seqüência de espalhamento, perfeitamente sincronizada com o sinal recebido, obtém-se:

$$q(t) = d(t)c^2(t) + n(t)c(t) \quad (2.8)$$

O processo aleatório  $n(t)c(t)$  é um processo gaussiano, pois a multiplicação de um processo gaussiano por uma função determinística qualquer resulta em um processo gaussiano. Supondo que  $h(t)$  é um pulso retangular de amplitude unitária,  $c^2(t)$  será igual a 1 e o processo aleatório gaussiano  $n(t)c(t)$  também será branco, e sua densidade espectral de potência não será modificada. Deste modo, tem-se um problema clássico de detecção de um sistema PAM binário e simétrico, e o detetor ótimo deverá fazer a correlação entre o pulso transmitido  $c(t)$  com o sinal recebido, como mostra a Figura 2.1, onde  $t_0$  é o instante inicial do pulso com informação de um bit.

No esquema acima descrito, o sinal de espalhamento é tratado como um sinal analógico e a detecção é realizada a cada bit. Porém, se o sinal de espalhamento for tratado como um sinal

digital, o receptor realizará a detecção a cada *chip*. A Figura 2.2 mostra este receptor, que tem na saída do demodulador um filtro casado ao pulso  $h(t)$ , onde  $k_0$  é o índice do *chip* que se inicia em  $t_0$ . A seguir será demonstrado que estes dois esquemas de recepção são equivalentes, desde que o pulso  $h(t)$  tenha duração  $T_c$ .

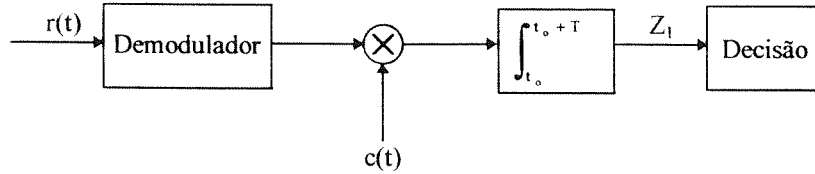


Figura 2.1 - Receptor para sinais espalhados espectralmente com integração analógica.

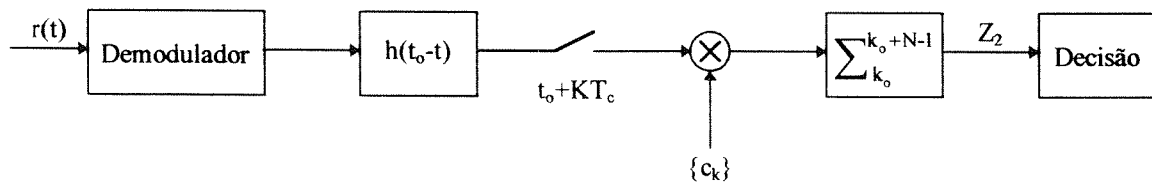


Figura 2.2 - Receptor para sinais espalhados espectralmente com integração digital.

Considerando, inicialmente, o caso do integrador analógico, a variável de decisão na ausência de ruído é dada por:

$$Z_1 = \int_{t_0}^{t_0+T} \sum_i d_i c_i h(t - iT_c - \tau) \sum_k c_k h(t - kT_c) dt \quad (2.9)$$

onde  $\tau$  é um atraso aleatório. Se o pulso  $h(t)$  for limitado ao intervalo 0 e  $T_c$ , o integrando da expressão (2.9) estará fora dos limites da integral, para valores de  $k$  fora do intervalo  $k_0, k_0+N-1$ . Assim a expressão para a variável de decisão se reduzirá a:

$$Z_1 = \sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} \sum_i d_i c_i c_k \int_{t_0}^{t_0+T} h(t - kT_c) h(t - iT_c - \tau) dt \quad (2.10)$$

No caso do receptor digital a variável de decisão na ausência de ruído é dada pela seguinte expressão:

$$Z_2 = \sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} c_k \left[ \sum_i d_i c_i h(t - iT_c - \tau) * h(t_0 - t) \right]_{t=t_0+kT_c} \quad (2.11)$$

onde o símbolo \* representa a integral de convolução. Usando a definição da integral de convolução, e manipulando a expressão (2.11), obtém-se:

$$Z_2 = \sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} \sum_i d_i c_i c_k \int_{-\infty}^{\infty} h(t - kT_c) h(t - iT_c - \tau) dt \quad (2.12)$$

Se o pulso  $h(t)$  for limitado ao intervalo 0 e  $T_c$ , o integrando da expressão (2.12) será nulo fora do intervalo  $kT_c$  e  $(k+1)T_c$ . Considerando os índices extremos do somatório em  $k$  pode-se substituir os limites da integral por  $t_0$ ,  $t_0+T$ . Assim, tem-se que:

$$Z_2 = \sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} \sum_i d_i c_i c_k \int_{t_0}^{t_0+T} h(t - kT_c) h(t - iT_c - \tau) dt \quad (2.13)$$

Observa-se, nas expressões (2.10) ou (2.13), que para  $k$  diferente de  $i$ , tem-se a parcela referente a interferência entre *chips* e para  $k$  igual a  $i$ , o sinal desejado. Supondo que a interferência entre *chips* seja desprezível, obtém-se simplesmente a informação  $d_k$ :

$$Z_2 = Nd_k \int_{t_0}^{t_0+T} h(t - kT_c) h(t - kT_c - \tau) dt \quad (2.14)$$

Para mostrar a equivalência entre os 2 receptores é necessário ainda analisá-los em presença de ruído. Seja  $n(t)$  o ruído na saída do demodulador. Então, a parcela relativa ao ruído na variável de decisão no caso do integrador analógico é:

$$w_1 = \sum_k c_k \int_{t_0}^{t_0+T} n(t) h(t - kT_c) dt \quad (2.15)$$

No caso do receptor digital, obtém-se a expressão:

$$w_2 = \sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} c_k \int_{-\infty}^{\infty} n(t) h(t - kT_c) dt \quad (2.16)$$

Se o pulso de transmissão tem duração limitada, a integral (2.16) será limitada ao intervalo  $t_0$ ,  $t_0+T$ , e o somatório (2.15) será de  $k_0$  a  $k_0+N-1$ . Deste modo, os dois receptores serão equivalentes, pois fornecem a mesma variável de decisão, ou seja,  $Z_1 + w_1 = Z_2 + w_2$ .

## Técnicas de Decisão

No caso de recepção com a integração digital pode-se utilizar tanto a técnica de *soft decision*, quanto a técnica de *hard decision*, para a decisão de cada bit. Utilizando-se *soft decision*, combina-se os sinais detetados a cada *chip* durante o intervalo de um bit, e só então faz-se a decisão sobre o bit transmitido, como mostra a Figura 2.2. No caso de *hard decision*, uma decisão é feita a cada intervalo de *chip*, como mostra a Figura 2.3, e a partir da combinação dessas decisões faz-se a decisão sobre o bit transmitido.

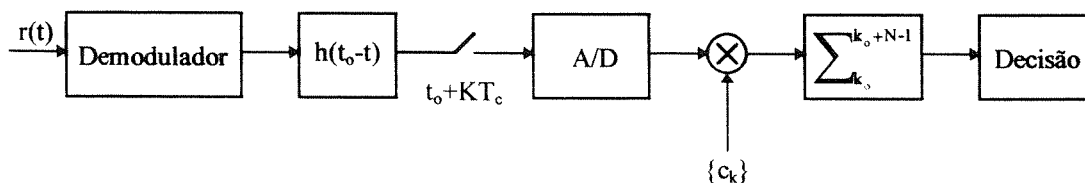


Figura 2.3 - Receptor digital para sinais espalhados espectralmente com *hard decision*.

### 2.2.2 Estruturas de Recepção não Coerentes

As estruturas de recepção coerentes exploram o conhecimento da fase da portadora para fornecer a mínima probabilidade de erro possível para um esquema de modulação digital. Entretanto, quando não for possível obter a fase da portadora, deve-se utilizar esquemas de recepção não coerentes. As modulações não coerentes normalmente usadas são as modulações DPSK e FSK. Observa-se que embora o espalhamento possa ser realizado antes ou depois da modulação, deve-se realizá-lo após a modulação, pois deste modo obtém-se um melhor desempenho, como será mostrado na seção 2.4.2. Assim, na recepção, a operação de desespalhamento deverá ser realizada antes da detecção, a cada intervalo de bit, da informação transmitida.

Para a implementação da recepção não coerente, tanto no sistema DPSK, quanto no sistema FSK, pode ser utilizada a estrutura de demodulador QAM, mostrada na Figura 2.4, onde a fase  $\alpha$  dos osciladores é arbitrária. Para um sinal, na entrada do receptor, da forma  $c(t)\cos(2\pi f_c t + \theta)$ , o demodulador fornecerá no ramo superior o valor  $E_b \cos(\theta - \alpha)$  e no ramo inferior,  $E_b \sin(\theta - \alpha)$ , onde  $E_b$  é a energia por bit.

No caso da modulação DPSK, o sinal na entrada do receptor, na ausência de ruído, é da forma  $c(t)\cos(2\pi f_c t + \theta_i)$ . Neste caso, realizando-se a divisão das saídas  $U_Q$  por  $U_I$ , obtém-se a

tangente da fase  $\theta_i - \alpha$ . Como a informação está na diferença de fase, esta pode ser obtida subtraindo-se duas fases detetadas consecutivamente, o que cancelará a fase desconhecida  $\alpha$ .

No caso da modulação FSK, o sinal na entrada do receptor, na ausência de ruído, é da forma  $c(t)\cos(2\pi f_i t + \theta)$ . Neste caso, a estrutura de recepção é formada por vários receptores do tipo mostrado na Figura 2.4, um para cada frequência de transmissão. As saídas de cada receptor  $U_I$  e  $U_Q$  são elevadas ao quadrado e somadas, gerando uma variável de decisão. Como os sinais FSK são ortogonais, na ausência de ruído, apenas uma dentre as variáveis de decisão apresentará valor não nulo. Assim, as variáveis de decisão obtidas devem ser comparadas, escolhendo-se a maior, e associando-se à esta variável a frequência de transmissão.

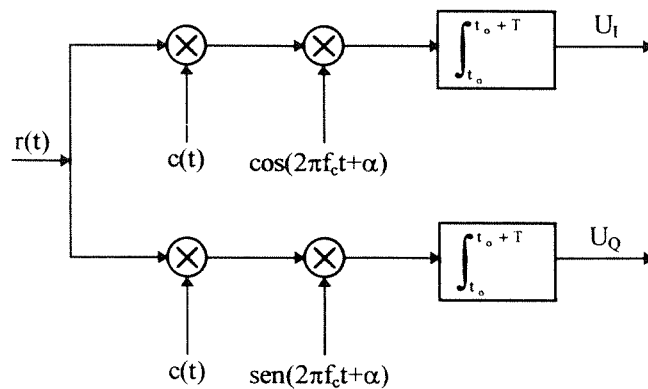


Figura 2.4 - Estrutura de recepção não coerente básica para sinais espalhados espectralmente.

Uma outra forma de modulação não coerente é uma modulação ortogonal M-ária, na qual a cada  $J$  bits de informação, transmite-se uma dentre  $M=2^J$  funções ortogonais. Neste caso, o sinal na entrada do detetor, na ausência de ruído, será da forma  $W_i(t)\cos(2\pi f_c t + \theta)$ , onde  $\{W_i\}$  formam um conjunto de  $M$  funções ortogonais entre si. A estrutura de recepção para a modulação M-ária ortogonal é composta por  $M$  receptores, um para cada sinal ortogonal. Como estes sinais são ortogonais, a variável de decisão, na ausência de ruído apresentará valor não nulo apenas para o braço correspondente ao sinal transmitido. Deste modo, deve-se escolher como sinal transmitido aquele que fornecer a maior variável de decisão e associar a este sinal, os  $J$  bits correspondentes. Tipicamente, os sinais ortogonais  $\{W_i\}$  são gerados através de seqüências de  $M$  pulsos, como as seqüências de Walsh que serão discutidas

na seção 3.2. Nota-se portanto, que a própria modulação já se encarregará de introduzir um aumento da taxa de símbolos dado pelo fator:

$$N = \frac{M}{\log_2(M)} \quad (2.17)$$

Porém, caso necessário, pode-se utilizar também a técnica de espalhamento espectral por sequência direta em conjunto com a modulação M-ária. Neste caso, o modelo para o receptor está mostrado na Figura 2.5.

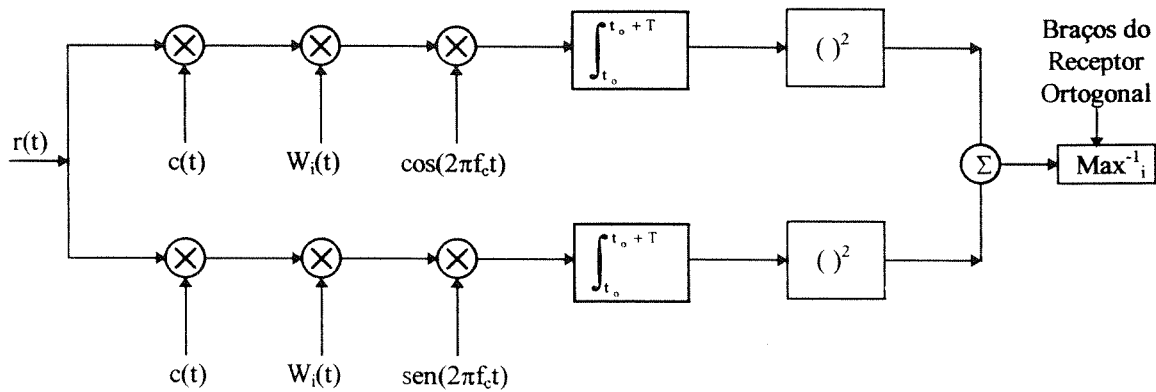


Figura 2.5 - I-ésimo braço do receptor M-ário ortogonal.

## 2.3 Recepção em Canais com Desvanecimento

Usualmente, a estrutura de recepção em canais com desvanecimento é igual a de canais corrompidos apenas por ruído aditivo gaussiano branco. Porém, no caso de sinais espalhados espectralmente surge a possibilidade de utilizar a informação contida nas múltiplas cópias do sinal transmitido existentes na recepção, devido ao fenômeno de multipercurso, como uma forma de diversidade, através da utilização de receptores *RAKE*.

### 2.3.1 Receptores *RAKE*

O efeito de desvanecimento acarreta uma grande probabilidade de ocorrência de erros na recepção. A redução desta probabilidade pode ser obtida fornecendo-se várias cópias independentes do sinal de informação. Esta técnica é chamada de diversidade, e pode ser obtida de várias formas, como na frequência, no tempo ou no espaço. No caso de sinais com

espalhamento espectral utiliza-se um método mais sofisticado de diversidade, através da utilização das múltiplas cópias do sinal transmitido na recepção. Este método de diversidade só será possível se o sinal espalhado ocupar uma faixa muito maior que a faixa de coerência do canal, ou equivalentemente se o canal for caracterizado como seletivo em frequência, como será discutido no apêndice B.

A diversidade por multipercurso é aproveitada através da utilização de receptores conhecidos como *RAKE*. O receptor *RAKE* consiste de vários receptores convencionais, cada um sincronizado com uma versão atrasada do sinal de informação. As diversas saídas do *RAKE* devem ser combinadas, existindo várias formas de realizar esta operação. Como é usual em sistemas com diversidade, as 3 principais técnicas de combinação são as técnicas da seleção, de igual ganho e da máxima razão sinal ruído. A técnica da seleção escolherá uma das cópias para demodulação do sinal e deve ser usada quando uma das cópias apresentar uma razão sinal ruído muito melhor que as outras. A técnica de igual ganho realizará a soma das saídas do *RAKE* e deve ser utilizada quando não for possível estimar a atenuação de cada percurso. A desvantagem desta técnica é que sinais que sofrem maior atenuação terão o mesmo peso de sinais que sofrem menor atenuação no cálculo da razão sinal ruído. A técnica da máxima razão sinal ruído pondera cada saída do *RAKE* pelo fator  $\alpha_k \exp(-\theta_k)$  antes de somá-las, onde  $\alpha_k$  e  $\theta_k$  são a atenuação e fase introduzidas pelo  $k$ -ésimo percurso de propagação. Neste caso, valoriza-se os sinais que sofrem menor atenuação, possibilitando a obtenção da máxima razão sinal ruído possível na entrada do dispositivo de decisão. No caso de ser possível obter-se a atenuação, mas não a fase, deve-se ponderar as saídas do *RAKE* pelo fator  $\alpha_k$ . O desempenho dos receptores *RAKE* dependerá do número de braços usados, do modo de combinação das saídas de cada braço, da precisão da estimativa das fases e atenuações dos percursos, e da faixa ocupada pelo sinal.

## 2.4 Desempenho de Sinais com Espalhamento Espectral em Presença de Ruído Aditivo Gaussiano Branco

O desempenho de sinais espalhados espectralmente é o mesmo de sinais tradicionais. Nesta seção será analisado o desempenho de sinais com espalhamento espectral em presença de ruído aditivo gaussiano branco.

### 2.4.1 Desempenho com Recepção Coerente

Será analisado inicialmente o desempenho das estruturas de modulação coerentes discutidas na seção 2.2.1. Como foi visto, o problema de detecção de sinais com espalhamento espectral em presença de ruído aditivo gaussiano branco é equivalente ao problema clássico de detecção de um sistema PAM binário e simétrico, logo, a probabilidade de erro de bit para o receptor analógico é dada por:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}}\right) \quad (2.18)$$

onde  $E_b$  é a energia por bit; e  $N_o/2$  é a densidade espectral de potência do ruído. Utilizando-se o esquema de recepção digital com desespalhamento por *soft decision*, obtém-se a mesma variável de decisão e consequentemente, a mesma probabilidade de erro. Porém, utilizando-se o *hard decision*, a variável de decisão não será mais a mesma e o sistema sofrerá uma degradação. Neste caso, deve-se inicialmente calcular a probabilidade de erro de *chip*:

$$P_c = Q\left(\sqrt{\frac{2E_c}{N_o}}\right) \quad (2.19)$$

onde  $E_c$  é a energia por *chip*. Se o ganho de espalhamento for um número ímpar, a probabilidade de erro de bit pode ser calculada simplesmente através de uma lógica de maioria, na qual, se pelo menos  $\lfloor N/2 \rfloor + 1$  *chips* estiverem errados, se decidirá pelo bit errado. Assim, para  $N$  ímpar, tem-se que a probabilidade de erro de bit é dada por:

$$P_e = \sum_{k=\lfloor N/2 \rfloor + 1}^N \binom{N}{k} P_c^k (1 - P_c)^{N-k} \quad (2.20)$$

Se o ganho de espalhamento for par esta probabilidade de erro deve ser acrescida de um fator que considere a possibilidade de existirem o mesmo número de *chips* certos e errados. A Figura 2.6 mostra o gráfico do desempenho para os esquemas de recepção com *soft* e *hard decision*, e nota-se desta figura que o esquema com *soft decision* é muito melhor que com *hard decision*. Observe-se que conforme o ganho de espalhamento aumenta, o desempenho do receptor digital com *hard decision* piora, porém, esta degradação é muito pequena, sendo que as curvas do desempenho para valores do ganho de espalhamento de 32 e 64 na Figura 2.6 estão praticamente sobrepostas.



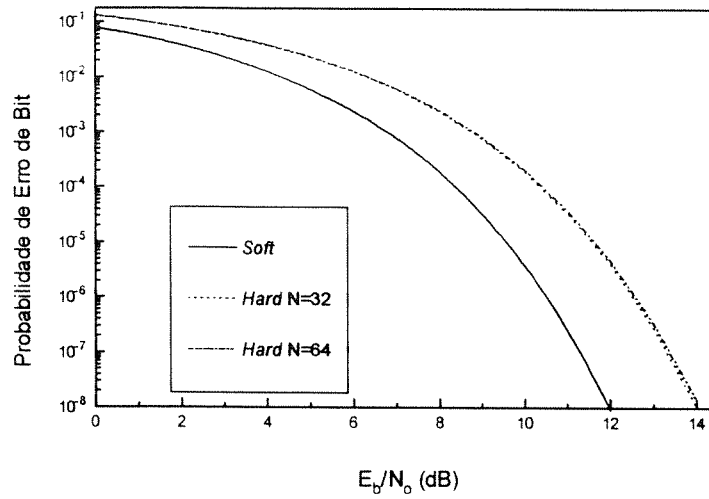


Figura 2.6 - Desempenho dos esquemas de detecção com *soft decision* e *hard decision*, para um ganho de espalhamento de 32 e 64.

### Modulações BPSK e QPSK

A modulação coerente normalmente associada aos sistemas de espalhamento espectral por sequência direta é a modulação BPSK. Neste caso, o sinal transmitido  $s(t)$  será dado por:

$$s(t) = d(t)c(t) \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (2.21)$$

Observa-se que, no caso da modulação BPSK, a ordem das operações de espalhamento e modulação podem ser invertidas. Porém, na recepção, a decisão da informação transmitida deverá ser realizada após o desespalhamento, pois caso contrário, ocorrerá uma degradação no desempenho, como pode ser observado na Figura 2.6.

Outro esquema de modulação bastante utilizado nos sistemas com espalhamento espectral é a modulação QPSK. A modulação QPSK oferece a vantagem de fornecer uma melhor eficiência espectral em relação à modulação BPSK, para a mesma taxa de erro de bit. Uma variação da modulação QPSK, que reduz as variações da envoltória do sinal é formada através da soma de um sinal BPSK em fase e um sinal BPSK em quadratura atrasado de meio intervalo de bit e é conhecida como OQPSK (*Offset Quadrature Shift Keying*) [5]. O sinal transmitido por um modulador QPSK, ou OQPSK será dado por:

$$s(t) = d_1(t)c_1(t)\cos(2\pi f_c t + \theta) + d_2\left(t - i\frac{T_c}{2}\right)c_2\left(t - i\frac{T_c}{2}\right)\sin\left[2\pi f_c\left(t - i\frac{T_c}{2}\right) + \theta\right] \quad (2.22)$$

onde  $i=0$ , para a modulação QPSK e  $i=1$  para a modulação OQPSK;  $d_1(t)$  e  $d_2(t)$  são os sinais de informação em fase e quadratura; e  $c_1(t)$  e  $c_2(t)$  são as seqüências de espalhamento em fase e quadratura. Observa-se que as seqüências de espalhamento  $c_1(t)$  e  $c_2(t)$  podem ser iguais ou diferentes, não alterando o desempenho.

Uma modificação da modulação QPSK é usada na padronização IS-95. Este modulador transmite o mesmo sinal de informação nas componentes em fase e quadratura, mas estas componentes são espalhadas por diferentes seqüências de espalhamento. Nota-se, que neste caso, a eficiência espectral e o desempenho são iguais aos da modulação BPSK. Porém, como será mostrado no capítulo 3, a potência da interferência múltiplo-acesso, que no caso das modulações BPSK e QPSK dependem das fases das portadoras, independerá destas fases.

#### 2.4.2 Desempenho com Recepção não Coerente

Nesta seção será analisado o desempenho em presença de ruído aditivo gaussiano branco para as estruturas de modulação não coerentes discutidas na seção 2.2.2. É sabido que a probabilidade de erro de bit de um sistema DPSK binário em presença de ruído aditivo gaussiano branco é dada por:

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{N_o}} \quad (2.23)$$

e de um sistema FSK binário não coerente é dada por:

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{2N_o}} \quad (2.24)$$

A probabilidade de erro de símbolo do esquema de modulação M-ário, com pulsos ortogonais e recepção não coerente, é dada por [5]:

$$P_s = \sum_{n=1}^{M-1} (-1)^{n+1} \binom{M-1}{n} \frac{1}{n+1} e^{-\frac{E_b}{N_o} nJ/(n+1)} \quad (2.25)$$

onde  $M$  é o número de sinais ortogonais;  $J$  é o número de bits por sinal. Pode-se mostrar que a taxa de erro de bit será dada por:

$$P_e = \frac{2^{J-1}}{2^J - 1} P_s \quad (2.26)$$

Observa-se que a modulação ortogonal M-ária apresenta desempenho superior ao DPSK, para valores de M maiores que 8, em canal caracterizado apenas por ruído aditivo gaussiano branco, como pode ser visto na Figura 2. 7

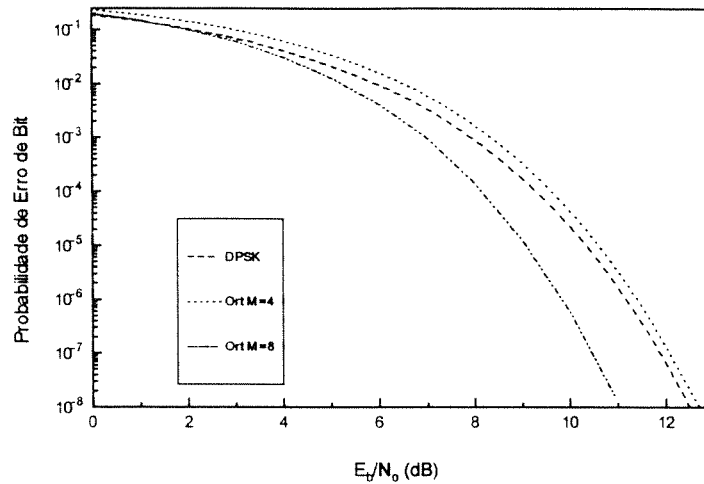


Figura 2. 7 - Desempenho da modulação DPSK e da modulação M-ária, com M=4 e 8.

Como foi comentado na seção 2.2.2, a operação de espalhamento pode ser realizada antes ou depois da modulação. Se o espalhamento for realizado antes da modulação, é necessário realizar a detecção da informação a cada intervalo de *chip* e a seguir realizar a operação de desespalhamento. Por outro lado, se o espalhamento for realizado após a modulação, a operação de desespalhamento será realizada antes da detecção, que será feita a cada intervalo de bit. Pode-se fazer a analogia deste problema com o problema da detecção *soft* ou *hard decision* usando-se receptores coerentes digitais, pois no caso do espalhamento ser realizado antes da modulação, a probabilidade de erro de bit poderá ser calculada através de uma lógica de maioria, onde se pelo menos  $\lfloor N/2 \rfloor + 1$  *chips* estiverem errados, se decidirá pelo bit errado. O desempenho da modulação DPSK, utilizando-se as duas formas de espalhamento é mostrado na Figura 2.8. Observa-se nesta figura uma grande degradação no desempenho ao trocar a ordem das operações de modulação e espalhamento.

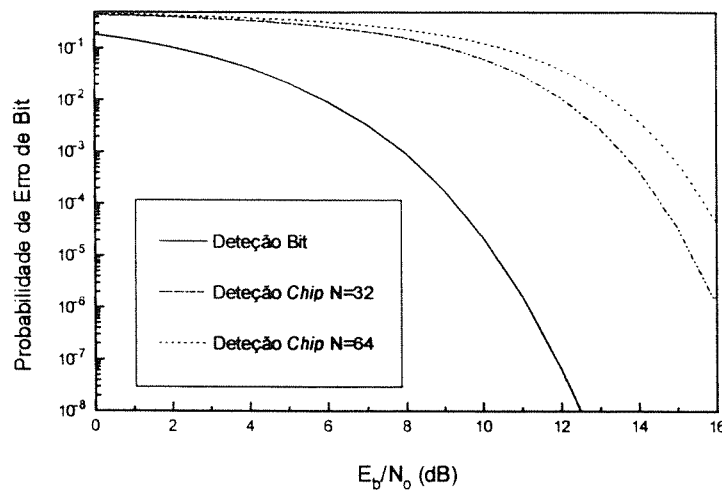


Figura 2.8 - Desempenho da modulação DPSK, com detecção a cada bit ou *chip*, e ganho de espalhamento 32 ou 64.

## 2.5 Desempenho de Sinais com Espalhamento Espectral em Canal com Desvanecimento

Nesta seção será avaliado o desempenho dos sinais com espalhamento espectral por seqüência direta em canais caracterizados por desvanecimento não seletivo e seletivo em frequência, utilizando-se receptores *RAKE*.

### 2.5.1 Canal não Seletivo em Frequência

Para avaliar a probabilidade de erro em canais com desvanecimento não seletivo em frequência, é necessário, realizar a média da probabilidade de erro, em presença de ruído aditivo gaussiano branco, relativamente a todos os possíveis valores de atenuação causados pelo canal. Assim, a probabilidade de erro, em um canal com desvanecimento, será dada por:

$$\bar{P}_e = \int_0^{\infty} P_e(x) p(x) dx \quad (2.27)$$

onde  $x$  é o valor de  $\alpha^2 E_b/N_0$ ;  $E_b$  e  $N_0$  são constantes e  $\alpha$  uma variável aleatória que representa as variações na amplitude causadas pelo desvanecimento;  $P_e(x)$  é a probabilidade de erro para o valor  $x$ ;  $p(x)$  é a densidade de probabilidade de  $x$ .

Nesta seção será avaliado o desempenho da transmissão digital em canais com desvanecimento de Rayleigh não seletivo para as modulações BPSK, considerando detecção coerente ideal, DPSK binária, FSK binária não coerente e para a modulação M-ária ortogonal não coerente [5]. Para a modulação BPSK, tem-se que:

$$P_e = \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1 + \bar{\gamma}_b}} \right) \quad (2.28)$$

onde  $\bar{\gamma}_b$  é a razão  $E_b/N_0$  média na saída do receptor e é dada pela seguinte expressão:

$$\bar{\gamma}_b = \frac{E_b}{N_0} E(\alpha^2) \quad (2.29)$$

onde  $\alpha$  é uma variável aleatória com distribuição de Rayleigh, que caracteriza a atenuação causada pelo canal. Para a modulação DPSK binária:

$$P_e = \frac{1}{2(1 + \bar{\gamma}_b)} \quad (2.30)$$

Para a modulação FSK binária não coerente:

$$P_e = \frac{1}{2 + \bar{\gamma}_b} \quad (2.31)$$

Por fim, para a modulação M-ária ortogonal não coerente:

$$P_s = \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(-1)^{m+1} \binom{M-1}{m}}{1 + m + m\bar{\gamma}_b} \quad (2.32)$$

A Figura 2.9 mostra o desempenho das modulações BPSK, DPSK, FSK não coerente e 32-ária ortogonal não coerente, em canal não seletivo em frequência.

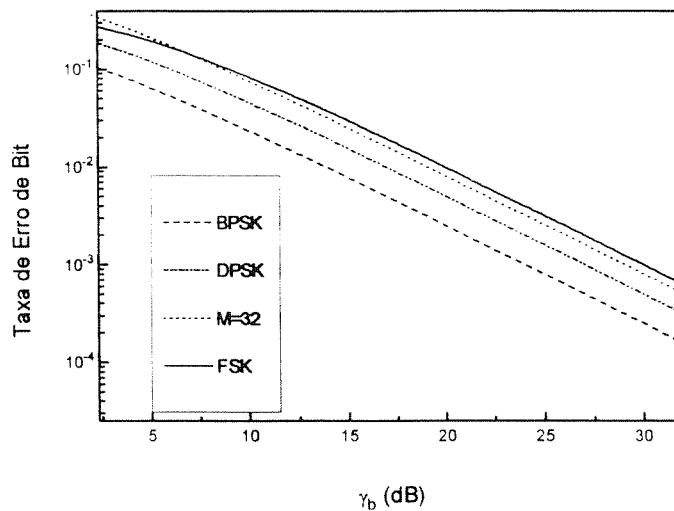


Figura 2.9 - Desempenho das modulações BPSK, DPSK, FSK não coerente e 32-ária ortogonal, em canal não seletivo em frequência.

### 2.5.2 Canal Seletivo em Frequência

Uma das características de um canal típico de comunicações móveis, cuja caracterização é discutida no apêndice B, é a presença de múltiplas cópias do sinal transmitido na recepção. A seletividade em frequência é causada pela presença de cópias distinguíveis na recepção, ou seja cópias cujos atrasos relativos são maiores que a duração do pulso de transmissão. No caso de sinais espalhados espectralmente, a duração do pulso de transmissão é da ordem de alguns microsegundos, o que torna a existência de cópias distinguíveis altamente provável e favorece a classificação do canal como seletivo em frequência.

O desempenho dos sinais com espalhamento espectral, em canais seletivos em frequência, utilizando-se receptores *RAKE* é muito melhor que dos sinais tradicionais e pode ser analisado como um sistema clássico com diversidade de ordem  $L$ , onde  $L$  é o número de braços do receptor *RAKE*. Neste caso, a probabilidade de erro dependerá não apenas da densidade de probabilidade da atenuação do canal, mas também do método usado para combinação das diversas cópias do sinal e do número de cópias disponíveis. Nesta seção será analisado o desempenho da transmissão digital em presença de múltiplas cópias distinguíveis, considerando que a intensidade dessas cópias sejam iguais ou diferentes.

### Múltiplos Percursos de Mesma Intensidade

Considerando que o valor médio quadrático do desvanecimento é o mesmo para todos os percursos e utilizando o método da máxima razão sinal ruído para combinar as saídas do receptor *RAKE*, a expressão para a probabilidade de erro de bit, para as modulações BPSK, DPSK binário e FSK binário não coerente [5], é dada por:

$$P_e = \left( \frac{1-\mu}{2} \right)^L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1-k}{k} \left( \frac{1+\mu}{2} \right)^k \quad (2.33)$$

onde  $L$  é o número de braços do receptor *RAKE*; e o valor da variável  $\mu$  dependerá da modulação. Para a modulação BPSK, tem-se:

$$\mu = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_c}{1 + \bar{\gamma}_c}} \quad (2.34)$$

Para a modulação DPSK binária:

$$\mu = \frac{\bar{\gamma}_c}{1 + \bar{\gamma}_c} \quad (2.35)$$

Por fim, para a modulação FSK binária não coerente:

$$\mu = \frac{\bar{\gamma}_c}{2 + \bar{\gamma}_c} \quad (2.36)$$

Observa-se que a variável  $\bar{\gamma}_c$  representa a razão  $E_b/N_o$  média na saída de cada braço do receptor *RAKE* e esta razão é dada por:

$$\bar{\gamma}_c = \frac{E_b}{N_o} E(\alpha^2) \quad (2.37)$$

e que a razão  $E_b/N_o$  média na saída do receptor *RAKE* é dada por:

$$\bar{\gamma}_b = L \frac{E_b}{N_o} E(\alpha^2) \quad (2.38)$$

A Figura 2.10 mostra o desempenho da modulação BPSK, para um receptor *RAKE* com 2, 3, 4 e 5 braços.

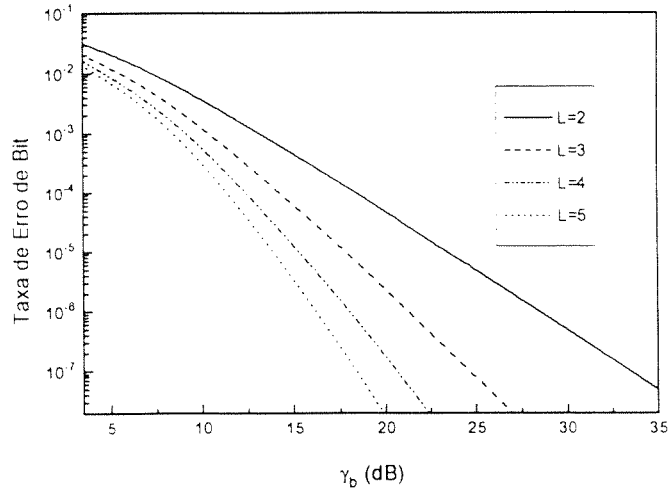


Figura 2.10 - Desempenho da modulação BPSK em canal seletivo em frequência.

No caso da modulação M-ária ortogonal não coerente, a probabilidade de erro de símbolo é dada por [5]:

$$P_S = \int_0^{\infty} \frac{1}{(1 + \gamma_c)(L-1)!} u^{L-1} e^{-u/(1+\gamma_c)} \left( 1 - e^{-u} \sum_{k=0}^{L-1} \frac{(u)^k}{k!} \right)^{M-1} du \quad (2.39)$$

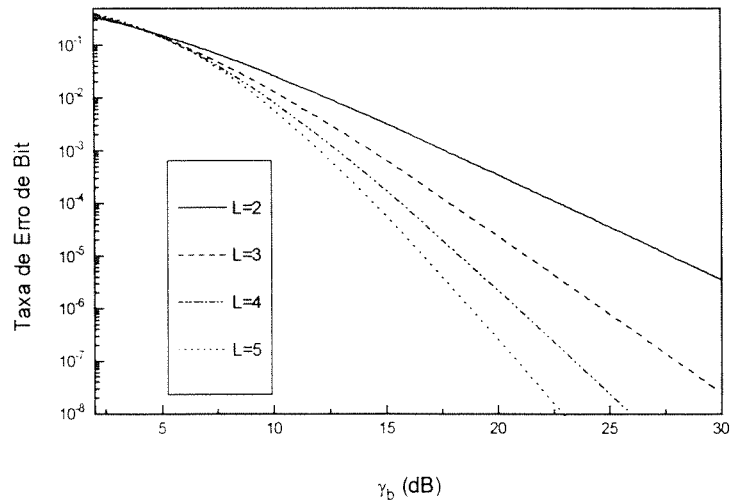


Figura 2.11 - Desempenho da modulação 16-ária ortogonal em canal seletivo em frequência.



A Figura 2.11 foi obtida através do cálculo numérico da integral (2.39) e mostra o desempenho da modulação 16-ária ortogonal, utilizando-se um receptor *RAKE* com 2, 3, 4 e 5 braços. A Figura 2.12 compara o desempenho das modulações 32-ária e DPSK, utilizando-se um receptor *RAKE* com 2, ou 4 braços

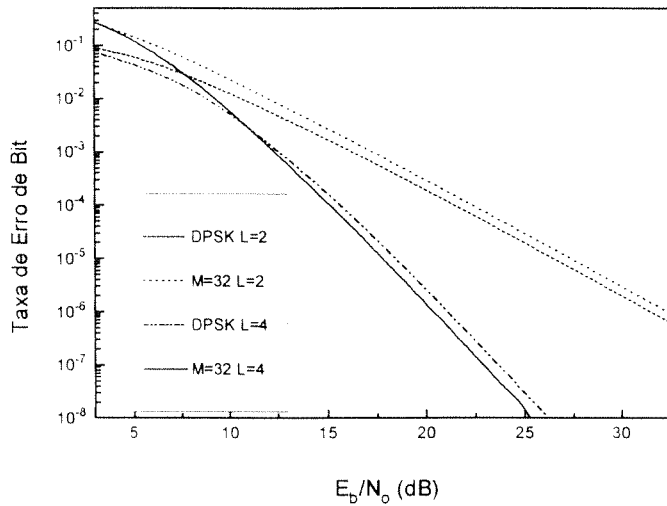


Figura 2.12 - Desempenho das modulações DPSK e 32-ária ortogonal em canal seletivo em frequência.

### Múltiplos Percursos de Intensidade Diferentes

Considerando que os valores médios quadráticos dos desvanecimentos nos diversos percursos são diferentes e utilizando o método da máxima razão sinal ruído para combinar as saídas do receptor *RAKE*, a probabilidade de erro de bit, para a modulação BPSK [5] será:

$$P_e = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^L \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^L \frac{\bar{\gamma}_k}{\bar{\gamma}_k + \bar{\gamma}_i} \left( 1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_k}{1 + \bar{\gamma}_k}} \right) \quad (2.40)$$

onde  $\bar{\gamma}_k$  representa a razão  $E_b/N_0$  média na saída do k-ésimo braço do receptor *RAKE* e é dada pela seguinte expressão:

$$\bar{\gamma}_k = \frac{E_b}{N_0} E(\alpha_k^2) \quad (2.41)$$

e  $\alpha_k$  é uma variável aleatória com distribuição de Rayleigh que caracteriza a atenuação sofrida pelo sinal no k-ésimo percurso. Neste caso, a razão  $E_b/N_o$  média na saída do receptor *RAKE* será dada pela seguinte expressão:

$$\bar{\gamma}_b = \frac{E_b}{N_o} \sum_{k=1}^L E(\alpha_k^2) \quad (2.42)$$

Para a modulação DPSK binária, a probabilidade de erro de bit [5] será:

$$P_e = \frac{1}{2^{2L-1}} \sum_{m=0}^L m! b_m \sum_{k=1}^L \frac{\pi_k}{\bar{\gamma}_k} \left( \frac{\bar{\gamma}_k}{1 + \bar{\gamma}_k} \right)^{m+1} \quad (2.43)$$

onde  $b_m = \frac{1}{m!} \sum_{n=0}^{L-1-m} \binom{2L-1}{n}$

Para a modulação FSK não coerente tem-se que a probabilidade de erro de bit também é dada pela expressão (2.43), mas com  $\bar{\gamma}_k$  substituído por  $\bar{\gamma}_k/2$ . A Figura 2.13 mostra o desempenho das modulações DPSK e BPSK em um canal com 2 percursos de propagação, cujas intensidade diferem por 2 dB. Observa-se desta figura uma grande degradação no desempenho do sistema, tanto para a modulação BPSK quanto para a modulação DPSK.

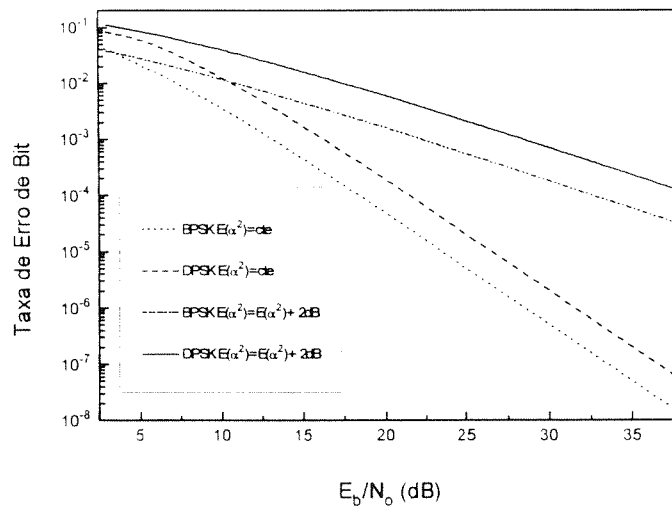


Figura 2.13 - Desempenho das modulações BPSK e DPSK, usando um receptor *RAKE* de 2 braços, cujo valor médio quadrático dos percursos é igual, ou difere por 2 dB.

## 2.6 Avaliação de Desempenho das Modulações Propostas

Nesta seção será feita uma avaliação simplificada do desempenho das modulações propostas. O valor de  $10^{-3}$  para a taxa de erro de bit é, em geral, considerado aceitável para a transmissão digital do sinal de voz e será usado como referência. Tem-se, a partir da Tabela 2.1, que em canal corrompido por ruído aditivo gaussiano branco, a modulação BPSK necessita de aproximadamente 1 dB a menos para obter uma taxa de erro de bit de  $10^{-3}$  que a modulação DPSK, mas, observa-se que esta vantagem se reduz conforme a razão  $E_b/N_0$  aumenta. Em um canal caracterizado por desvanecimento não seletivo, nota-se, a partir da Tabela 2.1 uma enorme degradação no desempenho para os 4 tipos de modulação e que a modulação BPSK apresenta uma menor degradação que as modulações não coerentes. Porém, esta análise considera uma detecção coerente ideal para a demodulação BPSK, mesmo em presença de desvanecimento. Em um canal caracterizado por desvanecimento seletivo, utilizando diversidade de ordem 4, observa-se na Tabela 2.1 uma grande melhoria do desempenho e que a diversidade é menos eficaz para as modulações não coerentes. Observa-se também na Tabela 2.1 que apesar da significativa degradação da modulação 32-ária em presença de desvanecimento, o desempenho desta modulação é melhor que das modulações não coerentes DPSK e FSK. Pode-se verificar que a modulação M-ária ortogonal apresenta melhor desempenho que a modulação DPSK para valores de M maiores que 8 em canais corrompidos por ruído aditivo gaussiano branco, na Figura 2. 7, mas apenas para valores de M maiores que 32, em canais caracterizados por desvanecimentos seletivos, considerando um receptor *RAKE* com 4 braços, na Figura 2.12. Pode-se verificar também, a partir dos resultados obtidos neste capítulo, uma vantagem de 3 dB da modulação DPSK em relação a FSK, independentemente do canal de propagação e da taxa de erro de bit.

| Modulação          | Canal RAGB | Canal não seletivo | Canal seletivo |
|--------------------|------------|--------------------|----------------|
| BPSK               | 7 dB       | 24 dB              | 9 dB           |
| DPSK               | 8 dB       | 27 dB              | 13,5 dB        |
| FSK 2 não coerente | 11 dB      | 30 dB              | 16,5 dB        |
| 32-ária            | 5 dB       | 30 dB              | 12,5 dB        |

Tabela 2.1 - Desempenho, a uma taxa de erro de bit de  $10^{-3}$ , para várias modulações e canais.

Será feita agora a avaliação do efeito do número de braços do receptor *RAKE*, para uma taxa de erro de bit de  $10^{-3}$ , no caso das modulações 32-ária ortogonal e BPSK, em um canal seletivo em frequência, considerando que o valor médio quadrático do desvanecimento é constante para todos os multipercursos. Observa-se, da Tabela 2.2 que a melhoria obtida com a diversidade diminui com o aumento da ordem da diversidade. Por exemplo o aumento da ordem da diversidade de 2 para 4 introduz uma melhoria da ordem de 4 dB, porém o aumento da ordem de diversidade de 4 para 5 introduz uma melhoria menor que 1 dB.

| Ordem da Diversidade | Modulação BPSK | Modulação 32-ária |
|----------------------|----------------|-------------------|
| 2                    | 13,0 dB        | 17,3 dB           |
| 3                    | 10,2 dB        | 14,0 dB           |
| 4                    | 9,0 dB         | 12,5 dB           |
| 5                    | 8,2 dB         | 11,3 dB           |

Tabela 2.2 - Valor de  $E_b/N_0$  a uma taxa de erro de bit de  $10^{-3}$ , para as modulações BPSK e 32-ária ortogonal.

Vários trabalhos foram realizados no sentido de avaliar o efeito do número de braços dos receptores *RAKE* em ambientes típicos de comunicações móveis. As referências [6] e [7] utilizam o modelo de canal proposto pela ETSI, descrito no apêndice B. A referência [7] mostra que a uma taxa de erro de bit de  $10^{-3}$ , o desempenho de um receptor *RAKE* com 2 braços é melhor para ambientes montanhosos seguido de rural e urbano, e o desempenho do receptor *RAKE* com 4 braços, é melhor para ambientes urbanos seguido de montanhoso e rural. Nota-se que ao aumentar o número de braços do receptor *RAKE* ocorre uma melhoria do desempenho diferenciada para cada tipo de ambiente e que o ambiente urbano é o que mais aproveitou o aumento da ordem da diversidade. Este comportamento é explicado pelos diferentes diagramas de multipercurso em cada tipo de ambiente. Por outro lado, a referência [6] observa uma melhoria de apenas 1 dB para uma taxa de erro de bit de  $10^{-3}$  ao passar de um receptor *RAKE* de 3 para 6 braços em um ambiente urbano. Deste modo, deve-se utilizar receptores *RAKE* com 3, 4, ou no máximo 5 braços, pois a melhoria no desempenho não justifica a complexidade adicional introduzida. Além disso, a utilização de um número maior de braços que o número de multipercursos presentes no canal poderá causar a degradação do desempenho devido ao aumento da potência do ruído na variável de decisão.

### 3. SISTEMA CDMA

O CDMA (*Code Division Multiple Access*) é um sistema de múltiplo acesso no qual todos os usuários dividem simultaneamente a mesma faixa de frequências, sendo que a diferenciação entre eles é feita através de um código específico atribuído a cada um deles. A viabilidade deste esquema de múltiplo acesso advém das propriedades de espalhamento espectral destes códigos, que permitem ao receptor selecionar o sinal desejado e rejeitar os outros, a menos de uma interferência residual. Deste modo, um sistema CDMA tem sua capacidade limitada pela interferência, isto é, o número de usuários que podem dividir o mesmo canal é determinado pela interferência gerada por eles.

Um sistema CDMA é dito assíncrono se a transmissão dos sinais dos usuários não tiver uma referência fixa de tempo, ou seja, se houver um atraso relativo entre estes sinais. Estes atrasos podem ser causados pela falta de sincronização na transmissão ou pelos vários percursos de propagação existentes em um canal típico de comunicações móveis. Um sistema CDMA é dito síncrono se estes atrasos forem nulos. O sincronismo na transmissão pode ser obtido no caso do enlace direto (transmissão da estação base para a estação móvel), mas é de difícil obtenção no caso do enlace reverso (transmissão das estações móveis para a estação base). No enlace direto de um sistema CDMA síncrono na transmissão, o sinal transmitido pela estação base, com modulação BPSK, é dado por:

$$s(t) = \left[ \sum_{j=1}^{N_u} \sqrt{S_j} d_j(t) c_j(t) \right] \cos(\omega_c t + \theta) \quad (3.1)$$

onde  $N_u$  é o número de usuários da célula;  $d_j(t)$  e  $c_j(t)$  são, respectivamente, o sinal de informação e o sinal de espalhamento, associados ao  $j$ -ésimo usuário, dados por (2.3) e (2.4);  $S_j/2T_c$  é a potência, associada ao  $j$ -ésimo usuário; e  $\theta$  é a fase da portadora. No enlace reverso tem-se uma situação de múltiplo acesso, na qual, supondo modulação BPSK, cada uma das  $N_u$  estações móveis transmitirá um sinal da forma:

$$s_j(t) = \sqrt{S_j} d_j(t - \tau_j) c_j(t - \tau_j) \cos(\omega_c t + \theta_j) \quad (3.2)$$

onde  $\theta_j$ , e  $\tau_j$  são respectivamente a fase e o atraso, associados ao  $j$ -ésimo usuário.

Neste capítulo serão analisados vários aspectos do sistema CDMA, como a forma de recepção, as seqüências código, a caracterização estatística da interferência multiusuário, e o desempenho do sistema CDMA em presença de ruído e interferência. Será também avaliada a influência das fases das portadoras, do formato dos pulsos de transmissão e filtros de recepção, dos atrasos entre os sinais e do sincronismo do sistema na potência interferente.

### 3.1 Recepção em Sistemas CDMA

Usualmente utiliza-se um banco de correlacionadores para demodular os sinais dos usuários em um sistema CDMA, ou seja utiliza-se um correlacionador para demodular o sinal de cada usuário independentemente dos outros. Porém, em princípio, um banco de correlacionadores não é ótimo para realizar a decisão do bit transmitido por cada usuário, pois a interferência total, composta pelo ruído aditivo gaussiano branco e interferência, não é um processo gaussiano branco.

Teoricamente, é possível estabelecer estruturas ótimas de recepção em presença de ruído e interferência de outros sinais. Foi verificado em [8] a semelhança entre a detecção de um símbolo em presença de interferência entre símbolos e a detecção de um símbolo em presença de interferência multiusuário, e demonstrada a optimalidade do método de estimação da seqüência mais provável. Deste modo, um dos possíveis receptores ótimos em presença de ruído aditivo gaussiano branco e interferência multiusuário, consiste de um banco de correlacionadores seguido por um decodificador de Viterbi. Obviamente, o receptor ótimo apresenta um desempenho melhor que o banco de correlacionadores, porém sua complexidade cresce exponencialmente com o número de usuários. Devido a esta complexidade e ao atraso associado ao processo de decodificação, o receptor ótimo não é adequado para sistemas CDMA. Por outro lado, o banco de correlacionadores é facilmente implementado, e além disso, para valores elevados do ganho de espalhamento, apresenta um desempenho próxima a do receptor ótimo. Este comportamento pode ser explicado pelo fato de que para valores elevados do ganho de espalhamento, a interferência de cada usuário terá uma distribuição aproximadamente gaussiana, como será visto na seção 3.3. O desempenho do banco de correlacionadores também se aproximará da ótima se a correlação cruzada entre as seqüências

código dos usuários for baixa, e neste caso, as propriedades de correlação cruzada e autocorrelação serão as grandes responsáveis pelo desempenho do sistema.

Alguns receptores sub-ótimos, de menor complexidade e cujo desempenho está entre a dos receptores ótimos e a do banco de correlacionadores estão sendo estudados. Estes receptores são conhecidos como canceladores de interferência, e sua utilização reduz a necessidade do controle de potência. Uma das abordagens de recepção sub-ótima baseia-se na transformação não linear das  $N_u$  saídas do banco de correlacionadores [9], [10]. Neste caso, o receptor utiliza a estimativa da fase, do atraso e da magnitude dos sinais recebidos e as saídas do banco de correlacionadores para reconstruir o sinal interferente. Salienta-se que a estimativa dos parâmetros citados só será precisa em um canal corrompido apenas por ruído aditivo gaussiano branco. Existem diversas variantes do princípio de cancelamento não linear da interferência, podendo ser feito em paralelo para todos os usuários, ou de forma sucessiva, começando pelo usuário com maior potência. O cancelamento em paralelo é realizado através da estimativa da interferência total, vista por cada usuário, e da subtração desta interferência do sinal recebido. O cancelamento sucessivo é realizado de modo que o sinal mais potente é decodificado primeiro, subtraindo-se a estimativa da interferência causada por este usuário do sinal recebido, decodifica-se então o próximo sinal mais potente, e assim por diante. Uma outra abordagem para receptores sub-ótimos baseia-se na transformação linear das amostras obtidas nas  $N_u$  saídas do banco de correlacionadores [11]. Neste caso, a decisão a respeito do símbolo transmitido por cada usuário será feita de acordo com as  $N_u$  saídas do banco de correlacionadores e com a matriz correlação cruzada das seqüências códigos dos usuários do sistema. As técnicas de recepção lineares são mais simples que as não lineares, e requerem apenas o conhecimento dos atrasos dos sinais, podendo-se relaxar a condição de que o canal seja corrompido apenas por ruído aditivo gaussiano branco.

Observa-se [12] que, embora o método de demodulação não linear possa ser utilizado para a demodulação dos sinais da padronização IS-95, o desempenho do sistema não melhorará significativamente, uma vez que canais típicos de comunicações móveis são variantes no tempo e seletivos na frequência. Assim sendo, as estimativas de fase e magnitude seriam imprecisas, degradando o desempenho do demodulador. Mesmo supondo que o canal seja corrompido apenas por ruído aditivo gaussiano branco, a utilização de demoduladores não lineares para os sinais IS-95 não é indicada, pois estes sinais utilizam códigos corretores de erro, o que torna a razão sinal ruído extremamente baixa para o símbolo codificado, ,

degradando o desempenho do demodulador. Por outro lado, o método de demodulação linear não pode ser utilizado para a demodulação dos sinais da padronização IS-95, pois este método baseia-se no fato de que as seqüências código tem uma pequena correlação cruzada, em um intervalo de um bit, o que não é verdade no caso da padronização IS-95, como será discutido no apêndice A. Deste modo, a introdução de demoduladores sub-ótimos não é uma alternativa viável para melhorar o desempenho na padronização IS-95, e a recepção destes sinais deve ser feita através de um banco de correlacionadores.

## 3.2 Seqüências Código

As seqüências código utilizadas para diferenciação e espalhamento dos sinais em um sistema CDMA devem possuir propriedades especiais, de modo que a interferência multiusuário, e multipercurso seja baixa na recepção. Embora estas propriedades sejam apresentadas pelas seqüências aleatórias, na prática, as seqüências devem ser geradas de forma controlada, na transmissão e na recepção, através de um número pequeno de parâmetros. Deste modo deve-se utilizar seqüências determinísticas que apresentem aproximadamente as propriedades das seqüências aleatórias e que possam ser facilmente construídas.

### 3.2.1 Seqüências Aleatórias

Uma seqüência de variáveis aleatórias independentes que podem assumir os valores “0” e “1” com igual probabilidade é conhecida como seqüência de Bernoulli. Estas seqüências apresentam as seguintes propriedades:

- i) A freqüência relativa associada à ocorrência dos eventos “0” ou “1” é  $1/2$ .
- ii) A ocorrência de “0’s” ou “1’s” consecutivos ocorre com as seguintes probabilidades:  $1/2$  tem comprimento 1,  $1/4$  tem comprimento 2,  $1/2^n$  tem comprimento n, para todo n finito.
- iii) A correlação entre uma seqüência e uma versão deslocada desta é nula.



### 3.2.2 Seqüências Determinísticas

Nesta seção será discutida a geração das seqüências de comprimento máximo e das seqüências ortogonais, e serão apresentadas as propriedades de correlação cruzada e autocorrelação destas seqüências.

#### Seqüências de Comprimento Máximo

As seqüências de comprimento máximo são seqüências binárias, de amplitudes 0 e 1, geradas por um registrador de deslocamento de  $n$  estágios com realimentação linear, cuja operação pode ser descrita por um polinômio primitivo de grau  $n$  [13]. As seqüências de comprimento máximo apresentam propriedades bastante interessantes e úteis:

- i) Como o nome sugere, estas seqüências apresentam o maior período possível:  $P=2^n-1$ .
- ii) Existem  $P$  seqüências de comprimento máximo geradas por um mesmo polinômio gerador, sendo estas as  $P$  fases de uma das seqüências.
- iii) O número de zeros em um período destas seqüências é  $2^{n-1}-1$
- iv) Seja  $\{c_j\}$  uma seqüência de comprimento máximo, cujas amplitudes 0 e 1 foram mapeadas em 1 e -1, a função de autocorrelação discreta desta seqüência, definida como:

$$\theta(m) = \sum_{j=0}^{P-1} c_j c_{j+m} \quad (3.3)$$

assumirá os seguintes valores:

$$\theta(i) = \begin{cases} P & i = 0 \\ -1 & 1 < i < (P-1) \end{cases} \quad (3.4)$$

- v) Seja  $c(t) = \sum_j c_j p(t - jT_c)$  um sinal contínuo e  $p(t)$  um pulso retangular de duração  $T_c$ , a função autocorrelação deste sinal definida como:

$$R(\tau) = \int_0^T c(t - \tau) c(t) dt \quad (3.5)$$

onde  $T = PT_c$ , assumirá os seguintes valores:

$$R(\tau) = \begin{cases} \frac{-(P+1)\tau}{T_c} + P & 0 \leq \tau \leq T_c \\ -1 & T_c \leq \tau \leq (P-1)T_c \\ \frac{(P+1)(\tau - PT_c)}{T_c} + P & (P-1)T_c \leq \tau \leq PT_c \end{cases} \quad (3.6)$$

Observa-se que a função autocorrelação discreta é periódica em  $P$ , e que a função autocorrelação a tempo contínuo é periódica em  $T$ . A função autocorrelação de seqüências de comprimento máximo a tempo contínuo é plotada na Figura 3.1. Nota-se que para valores elevados de  $P$ , esta função será aproximadamente um impulso. Deste modo, a interferência gerada por uma seqüência de comprimento máximo pode ser aproximada por um processo branco, para valores elevados de  $P$ .

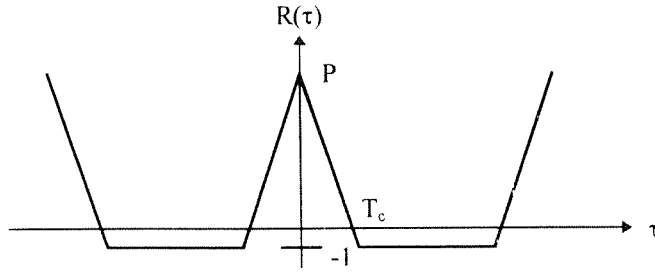


Figura 3.1 - Função de autocorrelação de seqüências de comprimento máximo.

Pode-se demonstrar que as seqüências de comprimento máximo apresentam aproximadamente as propriedades das seqüências aleatórias [3], e por isso são denominadas pseudo-aleatórias. Observa-se que quanto maior o período destas seqüências mais suas propriedades se aproximam das propriedades das seqüências aleatórias.

Pursley analisa em [14] a correlação cruzada entre seqüências de comprimento máximo de período  $P$  geradas por diferentes polinômios. Como esta função pode assumir valores elevados, deve-se escolher adequadamente os pares de polinômios geradores, de modo a obter um conjunto de seqüências de comprimento máximo com baixos valores de correlação cruzada. Porém, o número de seqüências com esta propriedade é muito pequeno, daí a utilização de seqüências de comprimento máximo deslocadas entre si.

No caso das seqüências de comprimento máximo deslocadas entre si, tanto as propriedades de autocorrelação, quanto de correlação cruzada são dadas por (3.4) e (3.6).

Observa-se que quanto maior o período da seqüência de comprimento máximo, melhores as propriedades de correlação e maior o número de deslocamentos possíveis. Uma vantagem da utilização deste conjunto de seqüências é a facilidade de sincronização e aquisição dos sinais, pois, neste caso, isto pode ser feito através da simples verificação dos máximos da função de correlação entre a seqüência recebida e deslocamentos sucessivos da mesma seqüência código. Um cuidado a ser tomado no projeto de sistemas de múltiplo acesso, é que os deslocamentos entre as seqüências código devem ser grandes o suficiente para o receptor não confundir uma versão atrasada de uma seqüência com uma outra seqüência.

### Seqüências Ortogonais

Se for possível obter a sincronização dos usuários do sistema, deve-se utilizar um conjunto de seqüências código ortogonais, pois neste caso, anula-se a interferência multiusuário. Porém, assumindo uma condição de quase sincronização, ou seja, admitindo que existam atrasos entre os sinais, mas que eles estejam confinados ao intervalo  $qT_c$ , onde  $0 < q < 1$ , demonstra-se [15] que a interferência média dependerá do conjunto de seqüências ortogonais utilizadas, e será mínima no caso do conjunto de seqüências ortogonais de Walsh. As seqüências de Walsh são um conjunto de seqüências ortogonais de amplitudes binárias, e podem ser representadas através de uma matriz, onde em cada linha os valores identificam as amplitudes dos pulsos. Seja por exemplo a matriz  $H_4$ :

$$H_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Esta matriz representa 4 funções ortogonais; a primeira de mesma amplitude, a segunda com pulsos de amplitude alternadas, etc. Utilizando este tipo de representação, pode-se gerar um conjunto de qualquer número de funções de Walsh através do seguinte procedimento recursivo:

$$H_{2N} = \begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & H_N^* \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

onde  $H_N^*$  denota o complemento binário de  $H_N$ .

Encontram-se na literatura 2 abordagens para espalhamento dos sinais: na primeira, o período da seqüência de espalhamento é igual à duração do bit de informação. Neste caso, deve-se escolher adequadamente o conjunto de seqüências de espalhamento, de modo que a correlação cruzada entre elas seja extremamente baixa [16], [17], [18] e [19]; na segunda abordagem, utilizam-se seqüências de comprimento máximo cujo período é muito maior que a duração de um bit de informação [2]. Neste caso, como o período das seqüências de comprimento máximo é muito grande, elas possuirão, aproximadamente, as propriedades das seqüências aleatórias, e a interferência gerada por elas poderá ser aproximada por um processo aleatório gaussiano, como será discutido na seção 3.3.

### 3.3 Caracterização Estatística da Interferência em Sistemas CDMA

Nesta seção será feita a análise da caracterização estatística da interferência em sistemas CDMA, considerando um esquema de modulação BPSK e um banco de correlacionadores na recepção. Tomando como base o receptor digital da Figura 2.3, tem-se que a interferência causada pelos  $N_u$  usuários do sistema, ao demodular-se o sinal do  $m$ -ésimo usuário é dada por:

$$i_m = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_u} \frac{\sqrt{S_j}}{2} \cos(\theta_j - \theta_m) \sum_{k=k_s}^{k_s+N-1} \sum_i d_{i,j} c_{i,j} c_{k,m} \int_{-\infty}^{\infty} h(t - kT_c) h(t - iT_c - \tau_j) dt \quad (3.9)$$

onde  $N$  é o ganho de espalhamento;  $\{c_{k,m}\}$  e  $\{c_{i,j}\}$  são seqüências de *chips* de amplitudes +1 ou -1 associadas aos usuários  $m$  e  $j$ , respectivamente;  $\{d_{i,j}\}$  é uma seqüência de amplitude +1 ou -1 obtida através da repetição dos bits de informação do  $j$ -ésimo usuário  $N$  vezes. Observa-se, que pode-se assumir, sem perda de generalidade, que a fase do  $m$ -ésimo usuário  $\theta_m$  é zero.

#### 3.3.1 Interferência em Sistemas CDMA Síncronos

Considerando-se, um sistema CDMA síncrono, cujos filtros de transmissão e recepção eliminam a interferência entre *chips*, e tem energia normalizada, tem-se que a interferência causada pelo  $j$ -ésimo usuário, ao demodular-se o sinal do  $m$ -ésimo usuário é dada por:

$$i_{m,j} = \frac{\sqrt{S_j}}{2} \cos(\theta_j) \sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} c_{k,m} c_{k,j} d_{k,j} \quad (3.10)$$

Teoricamente é possível eliminar completamente a interferência, através de códigos perfeitamente ortogonais, ou seja, basta que os códigos satisfaçam a seguinte condição:

$$\sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} c_{k,m} c_{k,j} = 0 \quad (3.11)$$

Note-se que como o sistema é síncrono e o período dos códigos é igual a  $N$ ,  $d_{k,j}$  assume sempre o mesmo valor no somatório em (3.10). Caso contrário,  $d_{k,j}$  pode inverter a polaridade dos chips a partir de um certo índice, violando a condição de ortogonalidade.

No caso de um sistema síncrono, a distribuição de probabilidade da interferência é facilmente obtida. Considerando que as seqüências de espalhamento sejam aleatórias, pode-se dizer que o produto  $c_{k,m}c_{k,j}$  é uma variável aleatória que pode assumir os valores  $+1$  ou  $-1$  com probabilidade  $1/2$ . Assim, o número  $n$  de ocorrências do valor  $+1$  no somatório (3.10) é uma variável binomial com distribuição:

$$p(n) = \binom{M}{n} 2^{-M}; \quad n = 0, 1, \dots, M \quad (3.12)$$

onde  $M=N$ . Porém, se existirem  $n$  valores iguais a  $+1$  existirão  $M-n$  valores iguais a  $-1$ . Assim, o somatório do produto das variáveis aleatórias  $c_{k,m}$  e  $c_{k,j}$  na expressão (3.10) será dado por:  $n - (M-n)$ , e a interferência  $i_{m,j}$  será:

$$i_{m,j} = \frac{\sqrt{S_j}}{2} \cos(\theta_j) (2n - M) \quad (3.13)$$

Pode-se, então escrever a seguinte distribuição para  $(2n-M)$ :

$$p(i) = \binom{M}{\frac{i+M}{2}} 2^{-M} \quad i = -M, (-M+2), \dots, M \quad (3.14)$$

Este resultado pode ser estendido ao conjunto de usuários interferentes, desde que a interferência independa das fases das portadoras, e que a potência dos sinais seja constante, bastando para isto substituir  $M$  por  $N(N_u-1)$ .

### 3.3.2 Aproximação Gaussiana para Interferência em Sistemas CDMA

No caso de um sistema síncrono, a variável aleatória interferente  $i_{m,j}$  é descrita por uma função linear de uma variável aleatória binomial. Pode-se demonstrar que uma distribuição binomial de parâmetros  $M$  e  $p$ , pode ser aproximada por uma gaussiana, quando  $M$  for suficiente grande [20]. Deste modo, mesmo que o sistema tenha apenas um usuário interferente, a aproximação gaussiana será válida se o ganho de espalhamento for suficientemente grande. Por outro lado, se existir um grande número de usuários no sistema, a aproximação gaussiana será válida, independentemente do valor do ganho de espalhamento.

No caso de um sistema assíncrono, observa-se a princípio, que pode-se utilizar o teorema do limite central para caracterizar a interferência gerada por cada usuário como uma variável gaussiana, desde que o ganho de espalhamento seja suficientemente grande, pois esta interferência pode ser representada pelo somatório de  $N$  variáveis independentes e igualmente distribuídas. A interferência multiusuário, que também é composta pela soma de variáveis aleatórias independentes, poderá ser aproximada por uma variável gaussiana, se a distribuição das variáveis interferentes forem idênticas. Isto ocorrerá se a distribuição da fase, do atraso, e da potência associados a cada usuário forem iguais. Caso contrário, pode-se utilizar uma variação do teorema do limite central para justificar a aproximação da interferência multiusuário por uma gaussiana, desde que existam um grande número de usuários e que a restrição de que a potência interferente de um usuário qualquer do sistema não domine a potência total interferente seja atendida.

Se o ganho de espalhamento for suficientemente grande, pode-se recorrer também a um método conhecido como aproximação gaussiana melhorada da interferência [21]. Neste método, condiciona-se a interferência de cada usuário à fase da portadora, ao atraso relativo, a potência do sinal recebido e ao número de *chips* positivos da sequência de espalhamento do usuário de interesse, e verifica-se que para valores elevados do ganho de espalhamento, esta interferência será aproximadamente gaussiana, utilizando-se a versão original do teorema do limite central. A comparação do desempenho da aproximação gaussiana, da aproximação

gaussiana melhorada, e de simulações é feita em [22]. Estes resultados mostram que o desempenho calculado através do método aproximação gaussiana melhorada é o que mais se aproxima do desempenho obtido por simulações, principalmente para um pequeno número de usuários. O resultado de que a aproximação gaussiana será precisa apenas para valores elevados do número de usuários, é demonstrado em [23] através da utilização de limitantes obtidos para o cálculo para a probabilidade de erro de bit e em [22] através de simulações.

### 3.4 Análise da Potência Interferente

Considerando que a interferência multiusuário pode ser aproximada por uma variável aleatória gaussiana, apenas a média e a variância da interferência determinarão o desempenho do sistema. A variância da interferência do sistema CDMA é dada, pela soma das variâncias das interferências causadas por cada usuário. Esta última, no entanto, depende de vários fatores, entre eles as fases das portadoras, a possibilidade de sincronização do sistema, a forma do pulso determinada pelos filtros de transmissão e recepção, e o atraso relativo entre os sinais. A influência destes parâmetros na variância da interferência será analisada nesta seção.

#### 3.4.1 Influência das Fases das Portadoras na Potência Interferente

Assumindo modulação BPSK, um banco de correlacionadores na recepção dos sinais, e que a fase e o atraso do  $m$ -ésimo usuário são nulos, tem-se que a expressão da variável de decisão, na ausência de ruído térmico, para o  $m$ -ésimo usuário em um sistema assíncrono será:

$$Z_m = \sum_{j=1}^{N_u} \frac{\sqrt{S_j}}{2} \cos(\theta_j) \sum_{k=k_s}^{k_s+N-1} \sum_i d_{i,j} c_{i,j} c_{k,m} \int_{-\infty}^{\infty} h(t - kT_c) h(t - iT_c - \tau_j) dt \quad (3.15)$$

A expressão para a interferência multiusuário  $i_m$  é obtida da expressão (3.15), retirando-se da variável  $Z_m$  o sinal do usuário que se deseja demodular. Observa-se da expressão (3.15) que embora a interferência entre *chips* do usuário desejado seja eliminada utilizando-se pulsos de transmissão e filtros de recepção adequados, a interferência entre *chips* de usuários interferentes não será eliminada devido ao atraso aleatório existente entre os sinais.

Como as seqüências de bits e *chips* são variáveis aleatórias de média nula, a média da variável  $i_m$  será nula. Considerando que as contribuições de cada usuário para a variável de

decisão são variáveis aleatórias independentes, a variância de  $i_m$  condicionada aos atrasos relativos, às fases e às potências de cada usuário interferente, será dada por:

$$\text{Var}(i_m | \tau, \theta, S) = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_u} \frac{S_j}{4} \cos^2(\theta_j) E \left[ \left( \sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} \sum_i d_{i,j} c_{i,j} c_{k,m} \right)^2 \right] \rho_h^2(\tau_j, i, k) \quad (3.16)$$

$$\text{onde } \rho_h(\tau_j, i, k) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t - kT_c) h(t - iT_c - \tau_j) dt$$

e  $\tau$ ,  $\theta$ ,  $S$  representam, respectivamente, o conjunto de valores assumidos por  $\tau_j$ ,  $\theta_j$  e  $S_j$ , para  $j \in [1, N_u]$ , e  $j \neq m$ . Assumindo que as seqüências de *chips* são variáveis estatisticamente independentes, o quadrado do somatório duplo se reduz ao somatório duplo do quadrado do argumento  $d_{i,j}^2 c_{i,j}^2 c_{k,m}^2 = 1$ , obtendo-se assim:

$$\text{Var}(i_m | \tau, \theta, S) = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_u} \frac{S_j}{4} \cos^2(\theta_j) \sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} \sum_i \rho_h^2(\tau_j, i, k) \quad (3.17)$$

Verifica-se, portanto, que a variância condicional da interferência multiusuário em um esquema de modulação BPSK depende das fases das portadoras dos usuários do sistema. Obviamente, pode-se calcular a média desta variância em relação às fases das portadoras. Porém, a não ser que o sistema esteja operando com um grande número de usuários, haverá uma flutuação indesejável em torno deste valor médio.

O padrão CDMA IS-95 utiliza um modelo alternativo de transmissão, com estrutura do QPSK, mas com a eficiência espectral do BPSK. Neste esquema de modulação, o mesmo bit de informação é transmitido nas componentes em fase e quadratura, mas estas componentes são espalhadas por diferentes seqüências de espalhamento. Esta estrutura de modulação e demodulação é mostrada na Figura 3.2 e na Figura 3.3, respectivamente. Neste caso, o sinal transmitido por cada usuário, será dado por:

$$s_j(t) = \sqrt{S_j} d_j(t) [c_j^I(t) \cos(\omega_c t + \theta_j) + c_j^Q(t) \sin(\omega_c t + \theta_j)] \quad (3.18)$$

onde  $c_j^I(t)$  e  $c_j^Q(t)$  são as seqüências de espalhamento em fase e quadratura, formadas pelas seqüências de amplitudes  $\{c_{i,j}^I\}$  e  $\{c_{i,j}^Q\}$ . Manipulando a expressão (3.18), obtém-se que o sinal transmitido por cada usuário será dado por:



$$s_j(t) = \sqrt{S_j} \sum_i d_{i,j} \left[ c_{i,j}^I \cos(\omega_c t + \theta_j) + c_{i,j}^Q \sin(\omega_c t + \theta_j) \right] h(t - iT_c) \quad (3.19)$$

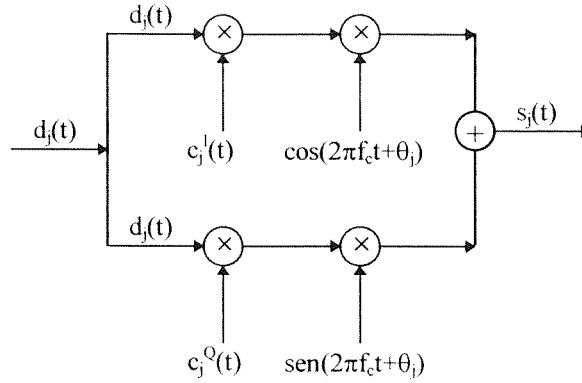


Figura 3.2 - Variação do modulador QPSK.

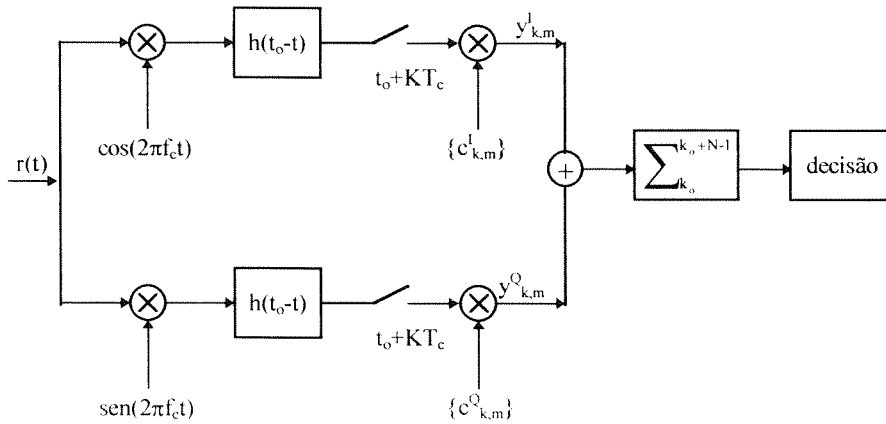


Figura 3.3 - Receptor para a variação da modulação QPSK.

Pode-se demonstrar que a variância da interferência multiusuário independe das fases relativas de cada portadora no caso desta variação da modulação QPSK. Para isto, calcula-se a variância da interferência multiusuário em fase e em quadratura, condicionada aos atrasos relativos, às fases, e as potências dos usuários. Considerando que o canal introduza um atraso  $\tau_j$ , tem-se que, na ausência de ruído, a variável  $y_{k,m}^I$ , indicada na Figura 3.3, é dada por:

$$y_{k,m}^I = \sum_{j=1}^{N_u} \frac{\sqrt{S_j}}{2} \sum_i d_{i,j} c_{k,m}^I \left[ c_{i,j}^I \cos(\theta_j) + c_{i,j}^Q \sin(\theta_j) \right] \rho_h(\tau_j, i, k) \quad (3.20)$$

Retirando-se do somatório em  $j$  o termo  $m=j$ , obtém-se a expressão para a interferência multiusuário  $i_{k,m}^I$ . Analogamente a modulação BPSK, obtém-se que a média de  $i_{k,m}^I$  será nula, e sua variância condicionada aos atrasos relativos, às fases, e às potências dos usuários, é dada pela expressão:

$$\text{Var}(i_{k,m}^I | \tau, \theta, S) = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_u} \frac{S_j}{4} E \left\{ \sum_i d_{i,j}^2 c_{k,m}^{I^2} \left[ c_{i,j}^I \cos(\theta_j) + c_{i,j}^Q \sin(\theta_j) \right]^2 \rho_h^2(\tau_j, i, k) \right\} \quad (3.21)$$

Analogamente, a componente em quadratura  $i_{k,m}^Q$  apresenta média nula e sua variância condicionada aos atrasos relativos, às fases, e às potências dos usuários, é dada pela seguinte expressão:

$$\text{Var}(i_{k,m}^Q | \tau, \theta, S) = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_u} \frac{S_j}{4} E \left\{ \sum_i d_{i,j}^2 c_{k,m}^{I^2} \left[ c_{i,j}^I \cos(\theta_j) - c_{i,j}^Q \sin(\theta_j) \right]^2 \rho_h^2(\tau_j, i, k) \right\} \quad (3.22)$$

Notando que  $c_{i,j}^{I^2} = 1$ ,  $c_{i,j}^{Q^2} = 1$ ,  $d_{i,j}^2 c_{k,m}^{I^2} = 1$ , e somando as expressões (3.21) e (3.22), chega-se a seguinte expressão para a variância da interferência na entrada do dispositivo decisão:

$$\text{Var}(i_{k,m} | \tau, S) = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_u} \frac{S_j}{2} \sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} \sum_i \rho_h^2(\tau_j, i, k) \quad (3.23)$$

Observa-se, a partir da expressão acima, que a variância da interferência na entrada do dispositivo de decisão independe das fases das portadoras. Entretanto, se for considerado que as seqüências  $c_{i,j}^I$  e  $c_{i,j}^Q$  são independentes, a variância da interferência  $i_{k,m}^I$ , em fase, e a variância da interferência  $i_{k,m}^Q$ , em quadratura, já serão independentes das fases das portadoras.

### 3.4.2 Influência da Forma do Pulso de Transmissão, Atrasos e Sincronismo na Potência Interferente

Nesta seção será analisado o efeito da forma dos pulsos de transmissão limitados no tempo e limitados em faixa, da distribuição dos atrasos entre os sinais, e do sincronismo do sistema na variância da interferência. Como foi deduzido na seção 3.4.1, a variância da

interferência multiusuário condicionada aos atrasos relativos e às potências de cada usuário em um sistema CDMA assíncrono é dada pela expressão (3.23). Pode-se mostrar, através das propriedades da transformada de Fourier, que a expressão para  $\rho_h(\tau_j, i, k)$  pode ser escrita como:

$$\rho_h(\tau_j, i, k) = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 e^{-j2\pi f[(i-k)T_c + \tau_j]} df \quad (3.24)$$

onde  $H(f)$  é a transformada de Fourier de  $h(t)$ . Pode-se demonstrar também, a partir de (3.24) que a interferência em  $i_{m|\tau, S}$  independe do valor de  $k$  e é dada pela seguinte expressão:

$$\text{Var}(i_{k,m}|\tau, S) = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_u} N \frac{S_j}{2T_c} \sum_i e^{-j2\pi i T_c + \tau_j} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 |H(f + i/T_c)|^2 df \quad (3.25)$$

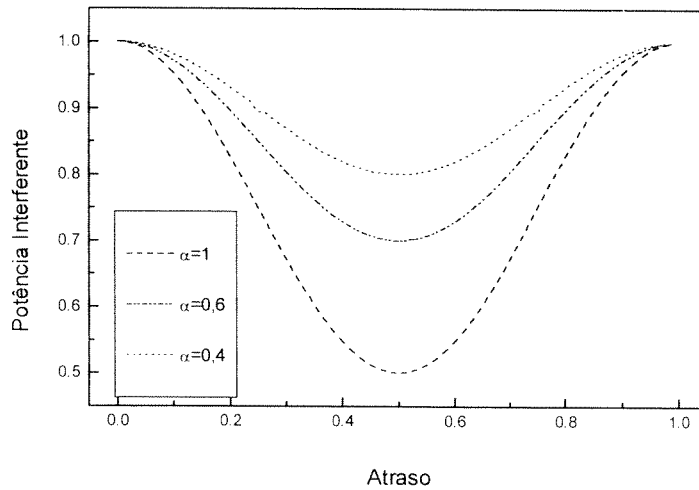


Figura 3.4 - Potência interferente versus atraso de propagação.

Para analisar o efeito do pulso de transmissão e dos atrasos de propagação na potência interferente plotou-se a Figura 3.4. Esta figura mostra a potência interferente, gerada por um usuário, normalizada em relação ao ganho de espalhamento e à  $S_j$ , versus os atrasos, entre os sinais, normalizados em relação à duração de um *chip*, para fatores de *roll-off* de 0.4, 0.6, e 1. Verifica-se desta figura que a flutuação da interferência aumenta com o *roll-off*, chegando a

ser da ordem de 3 dB para *roll-off* de 1, e que a variação máxima ocorre para meio período de *chip*. Observa-se que o gráfico da Figura 3.4 repete-se periodicamente a cada intervalo  $T_c$ , e deste modo, apenas os valores relativos dos atrasos influem na potência interferente. Porém, como pode ser visto na Figura 3.4, para pequenas variações do atraso, tem-se grandes flutuações na potência interferente, sendo mais apropriada a análise através de médias relativas aos atrasos de propagação.

### Interferência Média com Atrasos Uniformes

Considerando que os atrasos de propagação sejam variáveis aleatórias uniformemente distribuídas no intervalo  $[0, T_c]$ , a expressão para o valor médio da variância da interferência multiusuário em relação a estes atrasos será dada por:

$$\text{Var}(i_m|S) = N \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^4 df \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_u} \frac{S_j}{2T_c} \quad (3.26)$$

Pode-se demonstrar, através da simples manipulação algébrica da expressão para a variância da interferência (3.23), que para intervalos múltiplos de  $T_c$  a variância da interferência média em relação aos atrasos de propagação será constante, tanto para pulsos de transmissão limitados no tempo quanto em frequência. Para analisar a influência da forma do pulso na variância da interferência deve-se avaliar o valor da integral acima para estes pulsos. Para um pulso de amplitude constante, energia normalizada e duração  $T_c$ , obtém-se que o resultado da integral em (3.26) é  $2T_c/3$ . Utilizando-se filtros do tipo raiz quadrada de cosseno levantado com energia normalizada, obtém-se que o valor da integral em (3.26) é  $T_c - \alpha T_c/4$ , onde  $\alpha$  é o *roll-off* do filtro. Deste modo, utilizando-se um pulso de transmissão limitado no tempo e de amplitude constante obtém-se um desempenho melhor que o obtido na prática, ao utilizar pulsos de faixa limitada em raiz quadrada de cosseno levantado. A degradação no desempenho causada pela utilização de filtros em raiz quadrada de cosseno levantado é medida pela razão entre as interferências, e é dado por  $3(1-\alpha/4)/2$ .

Considerando o pulso com *roll-off* zero, tem-se que o resultado da integral em (3.26) será  $T_c$ . Pode-se mostrar através da desigualdade de Schwartz que este valor é um limitante inferior para esta integral, no caso de pulsos de faixa  $W$  e energia normalizada, ou seja:

$$\int_{-W/2}^{W/2} |H(f)|^4 df \geq T_c \quad (3.27)$$

Como foi comentado anteriormente, para intervalos múltiplos de  $T_c$ , a potência interferente média em relação aos atrasos de propagação será constante. Porém, assumindo uma condição de quase sincronização, ou seja admitindo que os atrasos existam, mas estejam confinados ao intervalo  $[0, qT_c]$ , onde  $0 < q < 1$ , a potência interferente média dependerá do parâmetro  $q$ . Considerando pulsos limitados no tempo, em  $T_c$ , com formato retangular e energia normalizada, calculou-se a variância da interferência para um usuário a partir da expressão (3.23). Assim, obteve-se que:

$$\text{Var}(i_{m,j} | \alpha_j, S_j) = S_j (\alpha_j^2 - \alpha_j + 1/2) \quad (3.28)$$

O valor médio da expressão para a variância da interferência relativamente a  $\alpha$  será:

$$E[\text{Var}(i_{m,j} | \alpha_j, S_j)] = S_j [E(\alpha_j^2) - E(\alpha_j) + 1/2] \quad (3.29)$$

Como  $\alpha$  é uma variável aleatória uniforme entre 0 e  $q$ , tem-se que:

$$\text{Var}(i_{m,j} | S_j) = S_j \left( \frac{2q^2 - 3q + 3}{6} \right) \quad (3.30)$$

A expressão  $2q^2 - 3q + 3$  terá um ponto de mínimo em  $q=3/4$ , de modo que a interferência será mínima se os atrasos forem uniformemente distribuídos entre 0 e  $3/4$ .

### Interferência em Sistemas Síncronos

Considerando agora que o sistema CDMA seja síncrono, ou seja, considerando que as variáveis  $\tau_j$  sejam nulas, e utilizando-se pulsos de transmissão e filtros de recepção do tipo raiz quadrada de cosseno levantado, obtém-se que a variância da interferência multiusuário será dada por:

$$\text{Var}(i_{k,m} | \tau, S) = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_u} N \frac{S_j}{2T_c} \sum_{i=-1}^1 \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 |H(f + i/T_c)|^2 df \quad (3.31)$$

Se o pulso de transmissão tiver faixa  $W$ , a variância da interferência será dada por:

$$\text{Var}(i_{k,m}|\tau, S) = N \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^4 df \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq m}}^{N_u} \frac{S_j}{2T_c} \quad (3.32)$$

Observa-se que a expressão para a variância da interferência no sistema assíncrono é igual à variância da interferência média no sistema síncrono, considerando que os pulsos de transmissão tenham faixa  $W$ . Caso contrário, a variância da interferência no sistema assíncrono é maior que o valor médio da variância da interferência no sistema síncrono