



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES - DECOM

Este exemplar corresponde a redação final da tese
defendida por BRUNO DE SOUZA ABREU
XAVIER e aprovada pela Comissão
Julgada em 05/08/99.

Orientador

CÁLCULO DE DESEMPENHO DE
SISTEMAS DE TELECOMUNICAÇÕES MÓVEIS
COM TECNOLOGIA CDMA E ENLACE POR SATÉLITE

BRUNO DE SOUZA ABREU XAVIER

DISSERTAÇÃO APRESENTADA À FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
COMPUTAÇÃO DA UNICAMP COMO PARTE DOS REQUISITOS EXIGIDOS PARA A
OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Banca Examinadora

Prof. Dr. Celso de Almeida (Orientador) - FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Michel Daoud Yacoub - FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Paul Jean Jezenski - USP

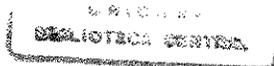
Prof. Dr. Renato Baldini Filho (Suplente) - FEEC/UNICAMP

UNICAMP

Campinas, Junho de 1999.

BIBLIOTECA CENTRAL

SEÇÃO CIRCULANTE



CHAMADA:
T/UNICAMP
X18c
OPAC 41511
RDC 278/00
RECIBO R\$11,00
DATA 12-07-00
V. CPD

CM-00143086-4

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

X18c Xavier, Bruno de Souza Abreu
 Cálculo de desempenho de sistemas de
telecomunicações móveis com tecnologia CDMA e
enlace por satélite / Bruno de Souza Abreu Xavier.--
Campinas, SP: [s.n.], 1999.

 Orientador: Celso de Almeida
 Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

 1. Sistemas de comunicação móvel. 2. Sistemas de
telecomunicações. 3. Comunicações digitais. 4.
Telefonia celular. 5. Satélites artificiais em
telecomunicação. I. Almeida, Celso de. II.
Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de
Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Resumo

O objetivo principal deste trabalho é a análise de desempenho do enlace reverso de sistemas de comunicações móveis CDMA por satélite. Esta análise é fundamentada no cálculo da probabilidade de erro de bit média bem como na determinação da probabilidade de que o sistema esteja operando em uma condição de desempenho inferior a um padrão considerado adequado, conhecida como "*Outage Probability*". Foi considerada a utilização de códigos convolucionais, monitoração da atividade de voz e erro no controle de potência em malha-aberta. É também empregado um fator de sobrecompensação de potência para os usuários sombreados como forma de minimizar a probabilidade de erro de bit média.

Abstract

The main objective of this thesis is the analysis of the reverse link performance of a CDMA land mobile satellite communication system. This analysis is based on the calculus of the mean bit error probability as well as on the probability that the system is working under a desired quality standart, also known as Outage Probability. The use of convolutional coding, voice activity monitoring and open-loop power control error are considered. It is also assumed the use a power overcompensation factor for shadowed users in order to minimize the mean bit error probability.

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL
SEÇÃO CIRCULANTE

*Aos meus pais Eustáquio e Margarete,
ao meu irmão Tiago,
à minha avó Haydée,
aos meus tios.*

Agradecimentos

Agradeço a todas as pessoas que direta ou indiretamente contribuíram para a realização desta dissertação de Mestrado. Em especial, gostaria de agradecer

- ao professor Celso de Almeida pela excelente orientação, paciência e amizade nesses dois anos de trabalho em conjunto;
- aos amigos do DECOM e de outros departamentos pela ajuda, pela amizade e por proporcionarem um ambiente de trabalho descontraído e produtivo;
- à todos os amigos por tornarem agradável minha estadia na cidade de Campinas;
- à minha Família pelo incentivo;
- à CAPES pelo apoio financeiro.

Conteúdo

1	Introdução	1
2	Introdução Teórica	3
2.1	Sistemas Analógicos	3
2.2	Sistemas Digitais	4
2.3	Comunicação por Satélite	5
2.3.1	Diferenças entre os satélites de baixa órbita (LEO)	7
2.3.2	Topologia e área de cobertura de um satélite	8
2.3.3	Número de satélites de um sistema global	11
2.4	Análise das Perdas nos Canais de Transmissão	14
2.4.1	Perdas por propagação no espaço-livre	14
2.4.2	Espalhamento temporal por múltiplos percursos e desvanecimento	16
2.5	Espalhamento Espectral	18
2.6	Códigos Corretores de Erros	21
2.7	Princípios de um Sistema CDMA	25
2.7.1	Capacidade	25
3	Modelagem de um Sistema CDMA por Satélite	29
3.1	Sistemas Não-Codificados	31
3.2	Sistemas Codificados	34
3.2.1	Fator de atividade de voz	35
4	Cálculo da Relação Sinal-Ruído Média	37
4.1	Sistemas Não-Codificados	37
4.1.1	Cálculo da SINR média para usuários sombreados	38
4.1.2	Cálculo da SINR média para usuários não-sombreados	39
4.1.3	Cálculo da SINR média ponderada	39
4.2	Sistemas Codificados	40
4.2.1	Cálculo da SINR média para usuários sombreados	41
4.2.2	Cálculo da SINR média para usuários não-sombreados	42
4.2.3	Cálculo da SINR média ponderada	42
4.3	Sistemas Codificados com Monitoração da Atividade de Voz	43
4.3.1	Cálculo da SINR média para usuários sombreados	44
4.3.2	Cálculo da SINR média para usuários não-sombreados	45
4.3.3	Cálculo da SINR média ponderada	45
4.4	Comparação entre as energias dos sistemas	46
5	Cálculo da Probabilidade de Erro de um Sistema CDMA	47
5.1	Desempenho de Sistemas Não-Codificados	48
5.1.1	Cálculo da probabilidade de erro para usuários sombreados	48
5.1.2	Cálculo da probabilidade de erro para usuários não-sombreados	50
5.2	Desempenho de um Sistema Codificado	51
5.2.1	Cálculo da probabilidade de erro para usuários sombreados	52
5.2.2	Cálculo da probabilidade de erro para usuários não-sombreados	55

5.3	Desempenho de Sistemas Codificados com Monitoração da Atividade de Voz	56
5.3.1	Cálculo da probabilidade de erro para usuários sombreados	57
5.3.2	Cálculo da probabilidade de erro para usuários não-sombreados	58
6	Cálculo da Probabilidade de Perda de Desempenho	61
6.1	Cálculo da “Outage Probability” para os usuários sombreados	62
6.2	Cálculo da “Outage Probability” para os usuários não-sombreados	63
7	Resultados	65
7.1	Sistema Não-Codificado	66
7.2	Desempenho em Função de ξ_b e da Fração do Tempo de Sombreamento A	67
7.3	Desempenho em Função do Fator de Sobrecompensação de Potência	68
7.3.1	Valores Ótimos para o Fator de Sobrecompensação de Potência	70
7.4	Desempenho em Função da Monitoração da Atividade de Voz	71
7.5	Probabilidade da Perda de Desempenho	72
8	Conclusões	77
8.1	Propostas para Trabalhos Futuros	78
	Bibliografia	81
A	Sistema sem codificação	83
B	Sistema codificado	87
C	Sistema codificado com monitoração da atividade de voz	91
D	Obtenção da f.d.p. de uma VA Chi-Quadrada Não-Central	95

Lista de Figuras

2.1	Órbitas dos satélites e cinturões de Van Allen.	8
2.2	Sobreposição espacial das áreas de cobertura dos satélites.	9
2.3	Vista de perfil do modelo de sobreposição das áreas de cobertura dos satélites.	10
2.4	Exemplo do número de células (“spot beams”) que podem existir em uma mesma área de cobertura de um único satélite.	11
2.5	Considerações geométricas sobre a área de cobertura e de serviço dos satélites.	12
2.6	Definição dos arcos formados pelos ângulos a_{ce} e a_h nos hexágonos inscritos na área de serviço dos satélites.	13
2.7	Resposta de um canal variante no tempo que apresenta características de múltiplos percursos.	16
2.8	Exemplo das formas de onda da geração de um sinal com espalhamento espectral do tipo DS, onde (a) mostra uma seqüência de bits de informação com amplitudes $\{+1, -1\}$, (b) a seqüência de espalhamento pseudo-aleatória e (c) o resultado da multiplicação da seqüência de bits pela seqüência PN.	20
2.9	Exemplo de codificador convolucional $(n, k, m) = (2, 1, 2)$	21
2.10	Codificador convolucional com 3 memórias e dois ramos, ordem $m = 2$	22
2.11	Diagramas representativos de um codificador convolucional linear mostrado na Fig. 2.9. (a) diagrama de árvore, (b) diagrama de treliça e (c) diagrama de estados.	24
3.1	Diagrama de blocos do transmissor de um sistema CDMA e de algumas características do canal de transmissão.	31
3.2	Diagrama do receptor do usuário 1 para um sistema CDMA não-codificado.	32
3.3	Diagrama do receptor do usuário 1 para um sistema CDMA com utilização de códigos corretores.	34
7.1	Desempenho de um sistema sem codificação e sem monitoração da atividade de voz. Com $\xi_b = 15$ dB e $A = 0,3$	67
7.2	Comparação do desempenho de um sistema codificado sem monitoração da atividade de voz com $p = 10$ para diferentes valores de ξ_b e diferentes valores das frações de tempo de sombreamento A	68
7.3	Desempenho de um sistema codificado com $\xi_b = 15$ dB em função do carregamento para diferentes valores do fator de sobrecompensação de potência e com fator de atividade de voz $\alpha = 1$	69
7.4	Desempenho de um sistema codificado para obtenção dos valores ótimos do fator de sobrecompensação de potência p para $\xi_b = 15$ dB.	70
7.5	Desempenho de um sistema codificado para obtenção dos valores ótimos do fator de sobrecompensação de potência p para $\xi_b = 20$ dB.	71
7.6	Desempenho de um sistema codificado em função do carregamento $(N_u - 1) / L$ para diferentes valores do fator de sobrecompensação de potência p e fator de atividade de voz $\alpha = 0,6$	72
7.7	Desempenho de um sistema codificado em função do carregamento $(N_u - 1) / L$ para diferentes valores do fator de sobrecompensação de potência p e fator de atividade de voz $\alpha = 0,5$	73
7.8	Desempenho de um sistema codificado em função do carregamento $(N_u - 1) / L$ para diferentes valores do fator de sobrecompensação de potência p e fator de atividade de voz $\alpha = 0,4$	74
7.9	Probabilidade de perda de desempenho de um sistema codificado em função da fração de tempo de sombreamento dos usuários, considerando carregamento $(N_u - 1) / L = 0,1$ para o sistema, $\xi_b = 15$ dB, $p = 10$ e $\alpha = 0,4$	74

7.10	Probabilidade de perda de desempenho de um sistema codificado em função do carregamento, com $\xi_b = 15$ dB, $p = 10$ e $\alpha = 0,4$	75
7.11	Comparação entre as probabilidades de perda de desempenho de um sistema codificado com $\xi_b = 15$ dB e $p = 10$ para diferentes valores de α e carregamento $(N_u - 1)/L = 0,5$	75
7.12	Comparação entre as probabilidades de perda de desempenho de um sistemas codificados com valores de ξ_b iguais a 15 dB e 20 dB, tendo como parâmetros $p = 10$, diferentes valores de α e carregamento $(N_u - 1)/L = 0,1$	76
7.13	Comparação entre as probabilidades de perda de desempenho de um sistemas codificados com valores de ξ_b iguais a 15 dB e 20 dB, variando os valores do fator de sobrecompensação de potência, $\alpha = 0,5$ e carregamento $(N_u - 1)/L = 0,1$	76

Capítulo 1

Introdução

Trabalhos, como o de Monk e Milstein [1], foram desenvolvidos de forma a analisar as características e o desempenho de sistemas baseados na tecnologia CDMA e enlaces por satélite. O crescimento na demanda global por comunicação e a idéia da utilização de um terminal específico para cada usuário vêm promovendo um avanço no desenvolvimento dos sistemas de comunicações por satélite. Como exemplo de tal, foi criado o sistema denotado por Globalstar, da empresa Qualcomm. Este trabalho tem como propósito estudar e analisar o desempenho de sistemas CDMA em enlaces por satélite através da extensão da análise feita no artigo acima citado, além de apresentar resultados novos e mais completos relativos ao desempenho e também cálculos que mostrem a confiabilidade e qualidade destes sistemas.

Há várias características que influenciam no desempenho dos sistemas CDMA e que serão aqui abordados e analisados, como codificação, monitoração da atividade de voz, fator de sobrecompensação de potência, entre outros.

Apresenta-se aqui um sistema CDMA cujo desempenho se deseja obter e analisar sob diversas condições. A primeira situação apresentada é a de um sistema em que não se utiliza códigos corretores de erros nem se faz a monitoração da atividade de voz. Esta é, portanto, a situação mais simples considerada neste trabalho.

A partir desta primeira análise, passa-se a estudar o mesmo sistema, agora utilizando códigos convolucionais como meio de minimizar a probabilidade de erro. Como seqüência à análise de desempenho do sistema codificado, leva-se em consideração a monitoração da atividade de voz dos usuários. Sua utilização nos sistemas baseados na tecnologia CDMA possibilita uma diminuição na quantidade de interferência no cálculo da probabilidade de erro média.

Como resultados inéditos, é importante salientar a obtenção de equações e também a análise de desempenho de sistemas CDMA em enlaces por satélite com monitoração da atividade de voz. Outros resultados, também inéditos, estão relacionados ao cálculo da probabilidade de que um sistema esteja operando em condição de desempenho inferior a um padrão considerado adequado, sendo denotada por “*Outage Probability*”.

O capítulo 2 aborda diversos tópicos que se encontram relacionados aos sistemas de comunicações móveis, desde os sistemas analógicos até os digitais, principalmente quanto àqueles baseados em enlaces por satélites. Há bastante tempo os satélites são utilizados em

sistemas de comunicação e faz-se, portanto, uma pequena descrição dos avanços na tecnologia de satélites. Faz-se também uma breve explanação das características dos sistemas por satélite de baixa e média órbitas, como a configuração das constelações, o número mínimo requerido de satélites, suas órbitas etc. Por fim, faz-se ainda uma breve abordagem das principais características da tecnologia CDMA, como o espalhamento espectral, a utilização de códigos convolucionais, o Algoritmo de Viterbi etc.

O capítulo 3 traz uma abordagem mais específica das condições assumidas para as diversas configurações do sistema considerado neste trabalho, tratando, portanto, da modelagem dos canais de comunicação. Assim, assume-se o tipo de desvanecimento sofrido pelos sinais, as variáveis de decisão no receptor e também suas médias e variâncias. Com estes valores torna-se possível determinar as equações para a obtenção do cálculo da probabilidade de erro do sistema nas diversas situações assumidas.

Já no capítulo 4 são obtidas as equações que permitem o cálculo da relação sinal-ruído (SNR) e da relação sinal-interferência-mais-ruído (SINR) dos sistemas. É de suma importância que se tenha um conhecimento prévio do valor médio destes parâmetros, principalmente da SINR, devido ao fato de que os sistemas CDMA são limitados pela interferência.

O cálculo da probabilidade de erro média para os sistemas aqui estudados é realizado no capítulo 5 e o cálculo da probabilidade de perda de desempenho no capítulo 6. A obtenção dos valores desta probabilidade, dá uma mostra da confiabilidade no que diz respeito ao funcionamento de um sistema CDMA.

Os gráficos obtidos das equações e cálculos para os sistemas codificados são então apresentados no capítulo 7 e, por fim, as conclusões são apresentadas no capítulo 8.

Capítulo 2

Introdução Teórica

2.1 Sistemas Analógicos

Os primórdios das comunicações móveis foram caracterizados pela utilização de sistemas analógicos, passando por várias mudanças e desenvolvimentos até chegar aos sistemas atuais. Inicialmente, eram constituídos de uma única célula na qual uma antena omnidirecional, instalada na ERB (Estação Rádio-Base), irradiava sinais em todas as direções com a maior potência possível de forma a se obter uma maior área de cobertura. Não havia comunicação entre células diferentes e, desta forma, os usuários (ERMs - Estações Rádio-Móveis) ficavam restritos à área de cobertura de sua ERB.

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

No início, os aparelhos utilizados eram grandes e pesados e consumiam uma enorme quantidade de potência, tanto que os primeiros modelos eram normalmente acoplados aos carros. A maneira como o sinal dos usuários era transmitido implicava a necessidade de grande quantidade de potência para que o sistema tivesse uma boa qualidade de comunicação, pois a forma de onda da voz do usuário é apenas modulada em uma frequência mais alta e então transmitida. Além disso, aumentar a região de cobertura da célula e evitar as regiões de sombra também contribuem para um maior consumo de potência. As regiões de sombra são locais em que o usuário não consegue receber os sinais provenientes da ERB, estando relacionadas aos aspectos topográficos do local onde está instalado o sistema, como elevações do solo, construções etc.

Com o passar do tempo e com a necessidade de se conseguir mais usuários, foram desenvolvidas novas técnicas que permitiram a existência de equipamentos mais leves que possibilitaram que pessoas pudessem carregá-los para onde fossem. Os sistemas analógicos também foram aperfeiçoados quanto à mobilidade do usuário, permitindo que ele se movimente entre células sem perder a chamada, o que é chamado de “*Hand-off*”. Outro fator importante para o aperfeiçoamento dos sistemas analógicos foi a diminuição do raio das

células, ou seja, da área de cobertura das antenas. Isto possibilitou uma melhor eficiência espectral através do reuso de frequências e também um maior número de usuários no sistema.

Mesmo assim, os sistemas ainda eram muito limitados, dependiam de uma relação sinal-ruído muito boa, não eram seguros e eram muito susceptíveis ao ruído e à interferência. Iniciava-se, então, a era dos sistemas digitais.

2.2 Sistemas Digitais

Os sistemas digitais representaram um enorme avanço para o setor de telecomunicações. Entre os principais fatores, encontram-se :

- maior eficiência espectral;
- menor gasto de potência;
- equipamentos menores;
- maior imunidade ao ruído, através da utilização de códigos corretores de erros;
- maior número de serviços prestados e com maior qualidade;
- maior robustez;
- maior número de usuários;
- possibilidades de novos horizontes (satélite, comunicação global, PCS, WLL).

Mas há também algumas desvantagens, como a alta sofisticação dos mesmos exigida para um bom funcionamento do sistema.

Dentre as tecnologias de telecomunicações digitais móveis, podemos citar TDMA (“*Time Division Multiple Access*”) e CDMA (“*Code Division Multiple Access*”).

Hoje em dia, não só existem sistemas digitais que utilizam enlaces terrestres como também enlaces por satélite, como é o caso dos sistemas IRIDIUM, que utiliza tecnologia TDMA, e do GLOBALSTAR, que utiliza tecnologia CDMA, dentre outros.

Há vários fatores que são importantes para um bom desempenho de um sistema CDMA, como o controle de potência do sinal dos usuários, a monitoração do fator de atividade de voz, a relação sinal-interferência-mais-ruído do canal, o ganho de processamento do sistema, a codificação dos sinais, entre outros.

O controle de potência é considerado o fator de maior importância, pois é desejado que o sinal de cada um dos usuários seja recebido na ERB com a mesma potência. Isto se deve ao fato de que uma maior potência de um usuário representa maior interferência para os outros usuários, piorando assim a relação sinal-interferência-mais-ruído e o desempenho médio do sistema.

O CDMA está fundamentado na tecnologia conhecida como Espalhamento Espectral (SS - “*Spread Spectrum*”). O SS aumenta a segurança e a qualidade do sistema, mas possui desvantagens no que diz respeito a complexidade dos equipamentos (“*hardware*”).

Como referências adicionais para maiores estudos, são citados os artigos sobre o sistema CDMA e sua capacidade [2] e [3], sobre as técnicas de espalhamento espectral [4] e ainda sobre o efeito do controle de potência para a capacidade de sistemas CDMA [5].

2.3 Comunicação por Satélite

O grande propósito dos sistemas móveis é de que qualquer usuário, em qualquer lugar, possa acessar os diversos serviços oferecidos através de diferentes redes de comunicação e por meio de qualquer tipo de terminal que esteja utilizando, seja ele fixo, transportável ou móvel. A idéia de mobilidade contínua levou os pesquisadores a pensar em acesso em diferentes localizações geográficas. Tudo isso engloba os ideais do acesso sem fio, da mobilidade tanto do usuário quanto do terminal e, ainda, da gama de serviços a serem utilizados pelos usuários.

Organização	Padrão (início do serviço)	Satélite	Serviços	Taxa de dados (bits/seg)	Aplicação principal	Custo/terminal (k US\$)	Custo/ligação (US\$/min)	Terminais vendidos até fim de 1993
INMARSAT	A (1992)	MARECS INMARSAT -II	voz, dados, fax, telex (global)		navios Transportável	25-35	telef. : 8-10 telex : 4	25.000
INMARSAT	B (1993)	MARECS INMARSAT -II	voz, dados, fax, telex (global)	16 k (voz)	substituir INMARSAT A	35-50	telef. : 5-6 telex : 3-4	
INMARSAT	C (1991)	MARECS INMARSAT -II	APR, dados, telex (global)	600	peq. embarc., sist. móveis	7-12	1-1,5 (por kbit)	3.000
INMARSAT	M (1992/1993)	MARECS INMARSAT - II	voz, dados, fax (global)	6,4 k (voz) 2,4 k	term. de mala, peq. barcos	18-22	5-6	
INMARSAT	Aeronáutico (1992)	MARECS INMARSAT - II	voz, dados, fax (global)	300 9,6 k	aeronaves comerciais e privadas			
QUALCOMM	OmniTracs (1989)	GSTAR	envio/retorno de msgs, APR (Am. Norte)	5-15 k /55-165	transporte de longa distância	4,5	50-60	40.000
ALCATEL QUALCOMM	EntelSat (1991)	EUTELSAT I-II	envio/retorno de msgs, APR (Europa)	5-15 k /55-165	transporte de longa distância	4,5	50-60	4.500

Tabela 2.1: Primeira geração dos sistemas móveis por satélite.

Os primeiros sistemas de comunicações móveis por satélites usavam satélites geo-estacionários (GEO) para comunicação. Sistemas como INMARSAT A, B, C e outros são utilizados para permitir comunicação entre navios e aviões.

As Tabs. 2.1 e 2.2 [6] [7] mostram alguns exemplos e características dos sistemas móveis por satélite de primeira e segunda geração, respectivamente. A sigla APR, encontrada nas Tabs. 2.1 e 2.2, significa “*Automatic Position Report*” e é um serviço de posicionamento automático utilizado nestes sistemas.

Organização	Padrão (início do serviço)	Satélite	Serviços	Taxa de dados (bits/seg)	Aplicação principal	Custo/terminal (k US\$)	Custo/ligação (US\$/min)	Expectativa de número de usuários
INMARSAT	mini-M (1996)	INMARSAT III	voz, dados, fax, telex (global)	2,4 k	portáteis com tamanho de lap-top	5	2-3	
Optus Comms.	B (1993)	OPTUS-B (2 sat.)	voz, dados, fax APR, chaveamento pacotes (Austrália)	6,4 k (voz) 2,4 (dados)	comun. de voz loc. remotas na Austrália	7-8	voz :1,5/2,4 +30/mês mensagens : 100/mês	50.000
AMSC/TMI	MSAT (1994)	MSAT (2 sat.)	tel. pública, fax, dados por pacotes (A.N.)	1,2 k, 5 k, 9,6 k	sist. móveis barcos, aeronaves	2	1,76 (Can.) 0,9-1,5 (EUA)	60.000 (máx. capac. Canadá)
ESA	PRODAT-II MSBN	EMS (ITALSAT) LLM (ARTEMIS)	voz, dados, fax (Europa) voz, dados, fax (Europa)	600-1,5 k 2,4 k 6,4 k	term. portáteis	2-3	0,3/kbit 1	10.000 (em 1995)

Tabela 2.2: Segunda geração dos sistemas móveis por satélite.

Os satélites GEO eram adequados por razões de quantidade, já que, com apenas 3 satélites, poderia se cobrir praticamente mais de 85% de toda a superfície do planeta, sendo que os 15% restantes estavam em áreas polares. A seguir estão listadas algumas vantagens e desvantagens da utilização dos satélites geo-estacionários.

Vantagens :

- Grande área de cobertura;
- Comunicação de alta qualidade e possibilidade de utilização de maiores faixas de frequência;
- Sincronização e rastreamento mais simples devido a estacionariedade do satélite.

Desvantagens :

- Custo elevado dos satélites;
- Grande tempo de propagação entre transmissor e receptor;
- Maiores perdas de percurso, devido a grande distância;
- Os satélites ficam na linha do Equador, resultando em baixos ângulos de visada para regiões de altas latitudes, o que significa ausência de cobertura na região dos pólos;
- Problemas de potência limitada, tanto do satélite quanto dos próprios terminais dos usuários.

O aumento na demanda e a busca por mais e melhores serviços, junto com a idéia de serviços de comunicação pessoal (PCS - "*Personal Communication Services*"), levou à necessidade em se pensar em melhorias e avanços. Viu-se que os satélites GEO eram grandes e caros e que o tempo de propagação dos sinais entre os terminais era muito elevado. Mas para os serviços marítimos e aeronáuticos eles são considerados apropriados.

Entretanto, para sistemas móveis com serviços variados e cujos usuários utilizam terminais portáteis, foi necessária a utilização de outras configurações orbitais para os satélites, como baixas (LEO - "*Low Earth Orbit*") e médias (MEO - "*Medium Earth Orbit*") órbitas. Para estas novas configurações orbitais, satélites menores foram projetados para um menor

consumo de potência. O grande estímulo para isso seriam os menores custos por satélite, menores custos de lançamento, implementação de satélites com menos serviços e com menores riscos de falhas, maior eficiência no desempenho das comunicações com terminais menos complexos, além de menores atenuações nos enlaces. Apesar disso, um maior número de satélites LEO e/ou MEO deve ser posto no espaço para cobrir a mesma área de um satélite GEO. Vários serviços podem ser visados por meio do uso de pequenos satélites :

- Transmissão de áudio digital (DAB - "*Digital Audio Broadcasting*");
- Sensoriamento remoto e observação terrestre;
- Comunicações pessoais;
- Coleção e distribuição de dados experimentais;
- Transmissão de dados de banda larga e Internet;
- Aplicações militares em geral, entre outras.

2.3.1 Diferenças entre os satélites de baixa órbita (LEO)

Os satélites de baixa órbita podem ser divididos em duas categorias básicas, que são diferenciadas primordialmente pelo peso e capacidade de prover serviços.

Satélites "Little-LEO"

Os satélites são pequenos e de pouca massa, são utilizados para aplicações com baixas taxas de transmissão de bits, normalmente abaixo de 1 kbps. As bandas alocadas são de 137-138 MHz para enlace direto e 148-149,9 MHz para enlace reverso, que é uma faixa do espectro utilizada globalmente para serviços privados e governamentais.

O peso dos satélites varia de 40 a 150 kg e utilizam o espectro bem abaixo de 1 GHz devido ao menor custo dos transceptores.

Satélites "Big-LEO"

Comparados aos anteriores, possuem mais massa, são maiores, com maior potência e maior faixa de frequência disponível para possibilitar maiores recursos e serviços aos usuários. Seus serviços incluem voz, dados, fax e RDSS ("*Radio Determination Satellite Services*"). A faixa do espectro alocada para enlace direto é de 2.483,5-2.500 MHz e para enlace reverso de 1.610-1.626,5 MHz.

Devido ao seu tamanho são capazes de realizar processamentos mais complexos e interconectividade entre os próprios satélites.

2.3.2 Topologia e área de cobertura de um satélite

Como visto anteriormente, os satélites podem ser divididos de acordo com a órbita que ocupam e quanto ao seu tamanho, peso e serviços que podem realizar. Os satélites GEO estão posicionados a uma altura média de aproximadamente 36.000 km, enquanto os MEO estão a cerca de 2.000-10.000 km e os LEO entre 700-1.500 km. A Fig. 2.1 mostra o posicionamento das órbitas dos satélites ao redor da Terra [8]. Nesta figura, nota-se a presença dos cinturões de Van Allen, que são regiões iônicas delimitadas entre 1.500-5.000 km e 13.000-20.000 km de altitude. Não é propícia a instalação de um satélite na região dos cinturões devido a possibilidade de danos causados pela excessiva radiação iônica nos componentes eletrônicos dos satélites.

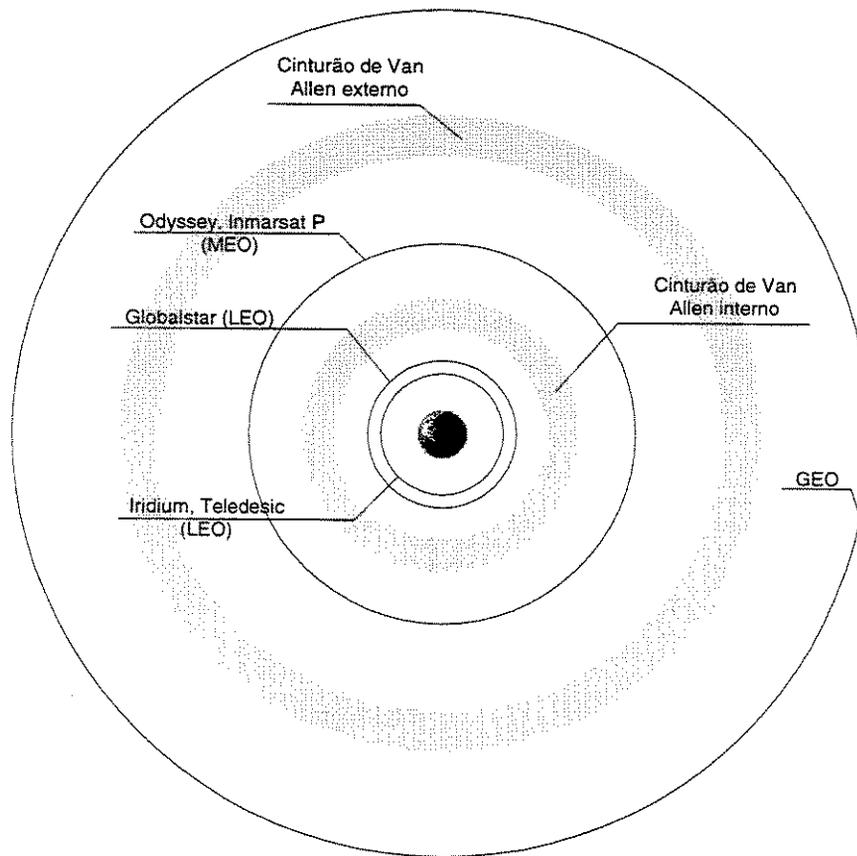


Figura 2.1: Órbitas dos satélites e cinturões de Van Allen.

Além disso, deve-se notar que, de acordo com a altitude em que se encontra o satélite, maior ou menor será a sua área de cobertura. Devido a isso e para uma estruturação adequada de um sistema com satélites LEO, vários outros fatores devem ser levados em consideração. Entre eles estão a área total de cobertura do sistema, o ângulo mínimo de chegada dos sinais nos terminais dos usuários, o estabelecimento da fração de área que um satélite cobrirá de um satélite adjacente etc.

A Fig. 2.2 mostra um exemplo da cobertura de uma parte da superfície terrestre feita por um conjunto de satélites. Nesta figura, devem ser observadas as regiões de cobertura, as

áreas de serviço e também a área de interferência dos satélites.

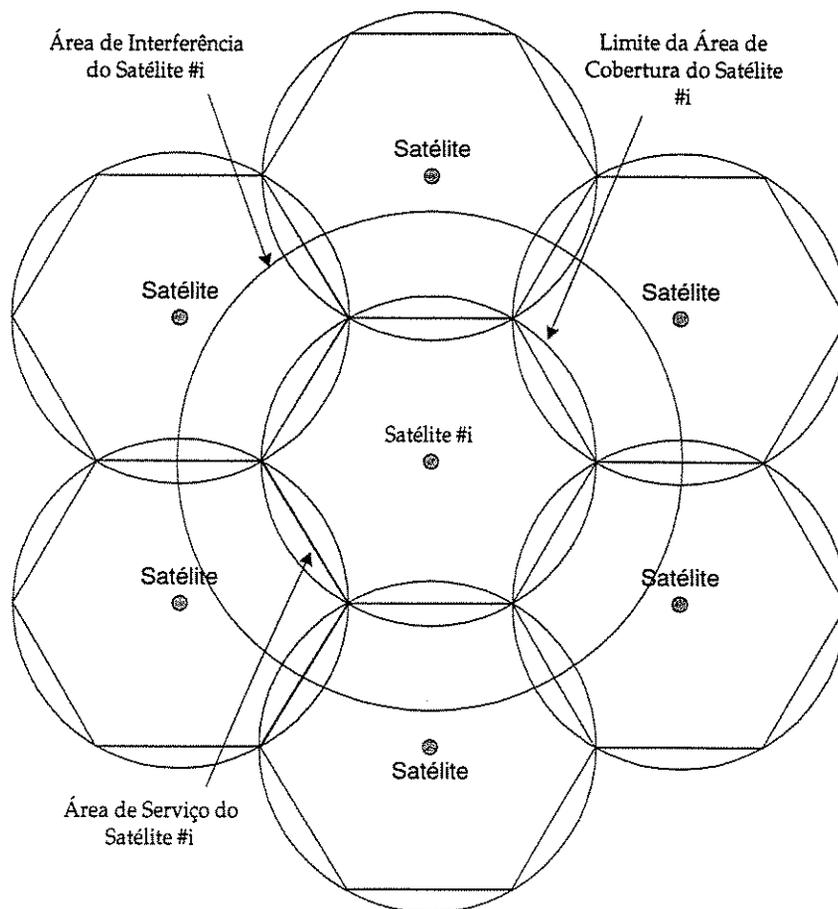


Figura 2.2: Sobreposição espacial das áreas de cobertura dos satélites.

- A área de cobertura (mapa de cobertura ou “*footprint*”) é também denotada de limite da área de serviço e corresponde à área cujo ângulo de elevação em relação ao satélite é maior ou igual a um determinado ângulo ε_{\min} . Este ângulo mínimo pode ser visualizado na Fig. 2.5, sendo $8,2^\circ$ um valor que é normalmente aceito e utilizado.
- A área de serviço é delimitada internamente à área de cobertura, de onde usuários podem se conectar ao satélite.
- A área de interferência é aquela que está compreendida numa região cujo ângulo de elevação em relação ao satélite é maior ou igual a 0, ou mais especificamente, a toda área de abrangência de um satélite.
- A área de dupla cobertura é aquela comumente localizada entre duas ou mais áreas de cobertura.

Como complementação à Fig. 2.2 e de forma a possibilitar um melhor entendimento das regiões explicitadas anteriormente, a Fig. 2.3 mostra em perfil as áreas dos satélites.

Para uma cobertura global um maior número de satélites deve ser utilizado quanto menor for a altitude do mesmo. O ângulo mínimo de visada é também outro fator que

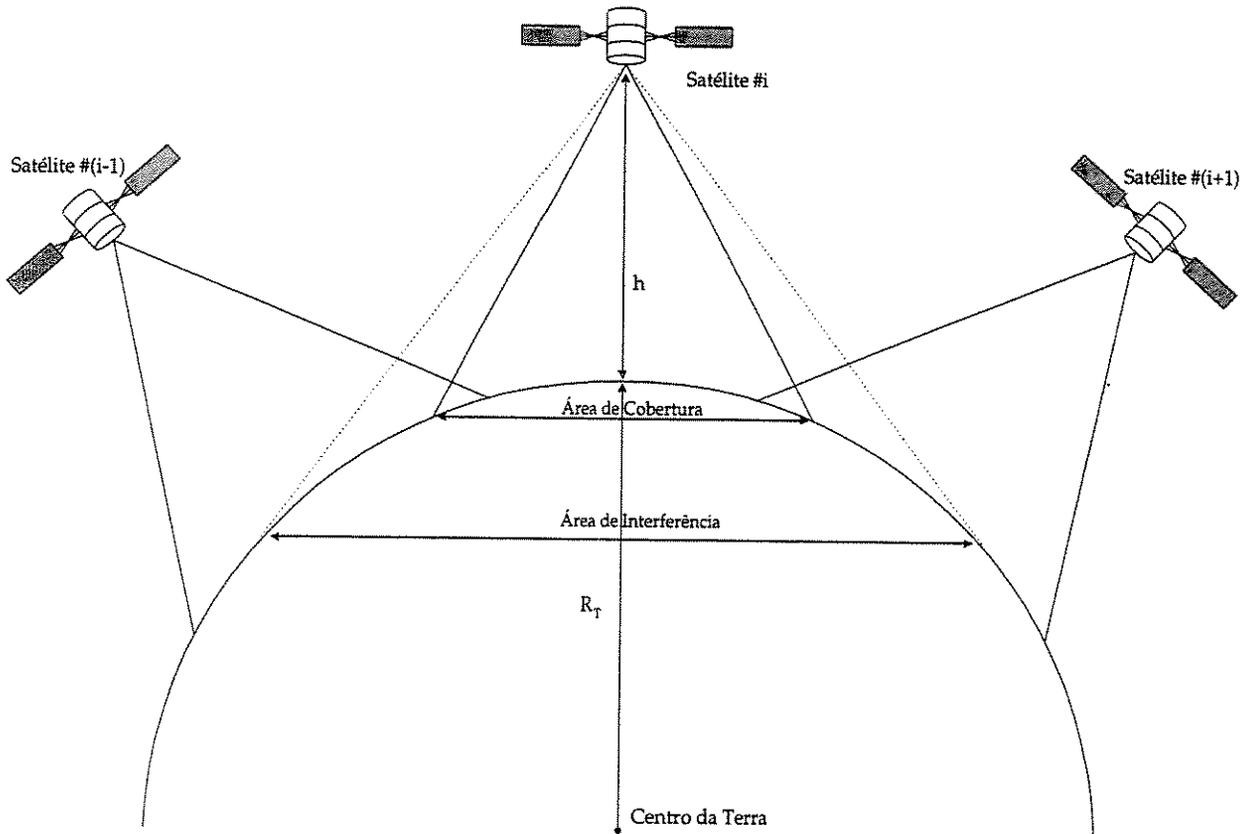


Figura 2.3: Vista de perfil do modelo de sobreposição das áreas de cobertura dos satélites.

influencia neste parâmetro. É importante salientar que uma maior altitude implica também na necessidade de maior consumo de potência e em um maior tempo de propagação dos sinais. Não se pode esquecer de que também deve ser determinado o número de órbitas da constelação de satélites, a inclinação destas órbitas em relação ao meridiano terrestre, o número de satélites por órbita e o número de estações terrestres no sistema, entre outras coisas. As estações terrestres são denotadas de “gateways” e são utilizadas como centrais de administração e cobranças e comunicação com a rede de telefonia pública, por exemplo.

Outros fatores que podem influenciar para um maior desempenho de um sistema por satélite são a interconectividade entre satélites e até mesmo a divisão do mapa de cobertura dos satélites em um determinado número de células. A interconectividade entre satélites permite que os sinais transmitidos pelos usuários que estão muito distantes entre si não sejam retransmitidos por meio terrestre.

A Fig. 2.4 mostra a área de cobertura de um único satélite dividida em várias células, sendo cada uma delas denotada por “spot beam”, sendo esta técnica conhecida como setorização. O número de células depende do número de antenas diretivas no satélite. Como vantagens para esta divisão da área de cobertura estão o reuso de frequência e de códigos, melhorando a eficiência espectral, a diminuição da potência dos usuários pela concentração de potência em áreas menores e o aumento do número de usuários, já que a interferência diminui.

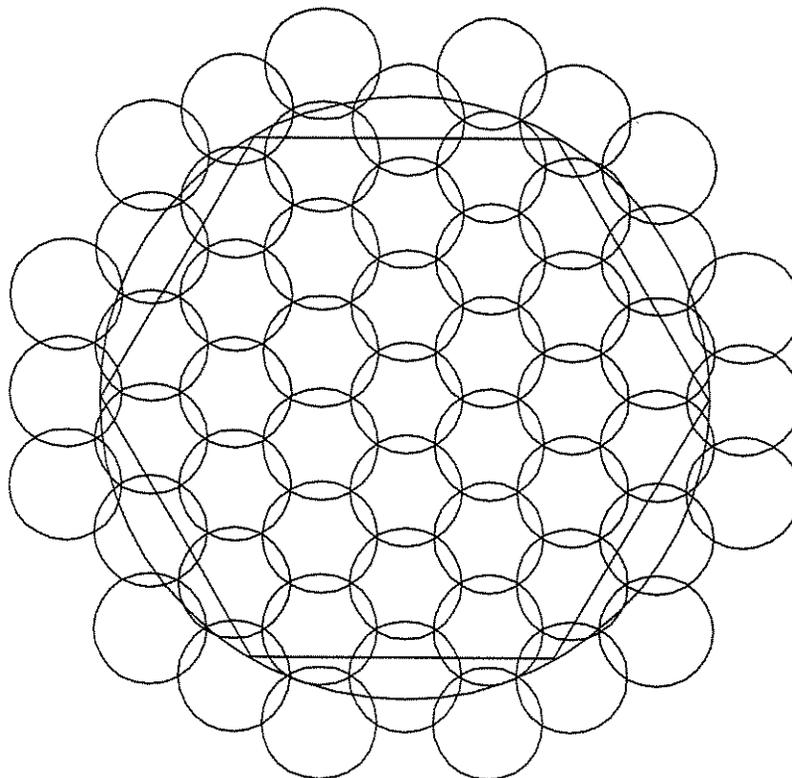


Figura 2.4: Exemplo do número de células (“spot beams”) que podem existir em uma mesma área de cobertura de um único satélite.

2.3.3 Número de satélites de um sistema global

Uma avaliação do número mínimo de órbitas e de satélites requerido para uma cobertura global do sistema pode ser feita considerando-se, inicialmente, um sistema ininterrupto com satélites que giram em uma órbita polar ao redor do planeta.

A extensão da área de cobertura de cada um dos satélites está diretamente relacionada ao ângulo de elevação mínimo $\varepsilon_{mín}$ de chegada dos sinais provenientes do satélite e também à altura h do satélite em relação à superfície da Terra. Estes são os principais elementos que definem o tamanho da constelação de um sistema de comunicações móveis por satélite.

Pela Fig. 2.5 pode-se ver que R_T é o raio médio da Terra e a_{ce} , denotado de ângulo central, representa o ângulo formado entre o nadir e o limite de visada do satélite com a superfície terrestre. O nadir corresponde ao centro da circunferência que delimita a área de cobertura de um satélite. O valor do ângulo central a_{ce} da região de cobertura é dado por

$$a_{ce} = \frac{\pi}{2} - \varepsilon_{mín} - \arcsin\left(\frac{R_T}{R_T + h} \cos(\varepsilon_{mín})\right)$$

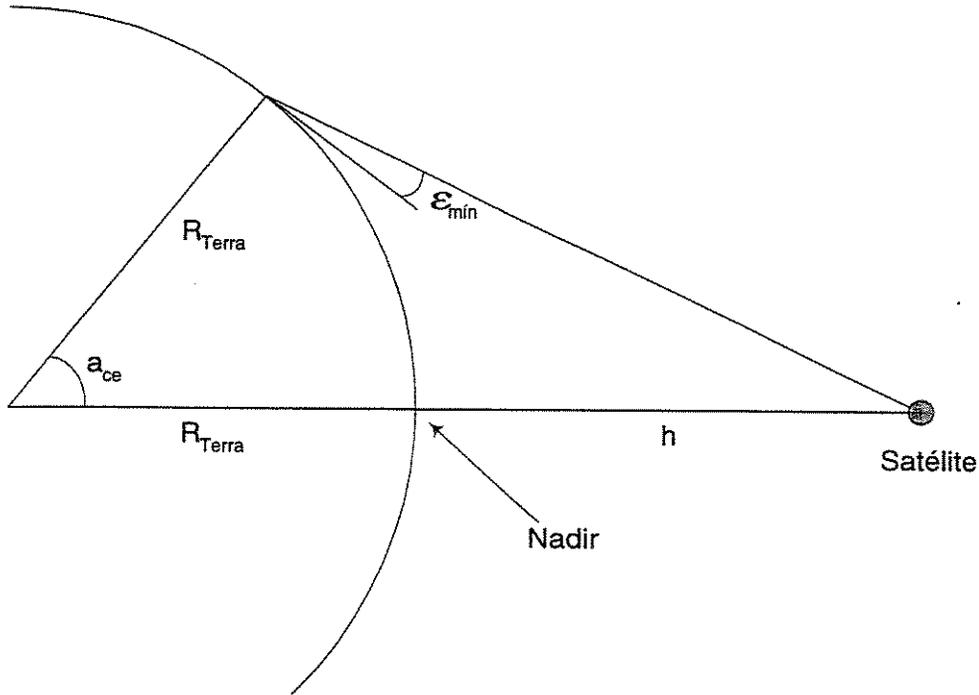


Figura 2.5: Considerações geométricas sobre a área de cobertura e de serviço dos satélites.

ou ainda por

$$\cos(a_{ce} + \varepsilon_{min}) = \left(\frac{R_T}{h + R_T} \right) \cos \varepsilon_{min}$$

A Fig. 2.6 mostra uma vista aérea da linha do Equador e a intersecção das áreas de cobertura dos satélites. O posicionamento das áreas de cobertura dos satélites de órbitas adjacentes, como mostrado na Fig. 2.6, permite que nenhuma região da superfície fique sem cobertura. Esta figura mostra também os arcos formados na superfície da Terra pelos ângulos a_{ce} e a_h .

A distância angular entre os centros de duas áreas de cobertura em uma mesma órbita corresponde a $2\pi/s_o$, sendo s_o o número de satélites por plano orbital. A metade desta distância angular é mostrada na Fig. 2.6 e é dada por

$$a_h = \frac{\sqrt{3}a_{ce}}{2} = \frac{\pi}{s_o}$$

A maior área de serviço efetiva possível para um único satélite corresponde ao maior hexágono inscrito em sua área de serviço. O hexágono é composto de 6 triângulos esféricos isósceles, cada um deles com um ângulo central de 60° e outros dois ângulos idênticos localizados na periferia da área de serviço e que são dados por

$$\Psi = \arctan\left(\frac{a_h}{\frac{a_{ce}}{2} \cos a_{ce}}\right) = \arctan\left(\frac{\sqrt{3}}{\cos a_{ce}}\right)$$

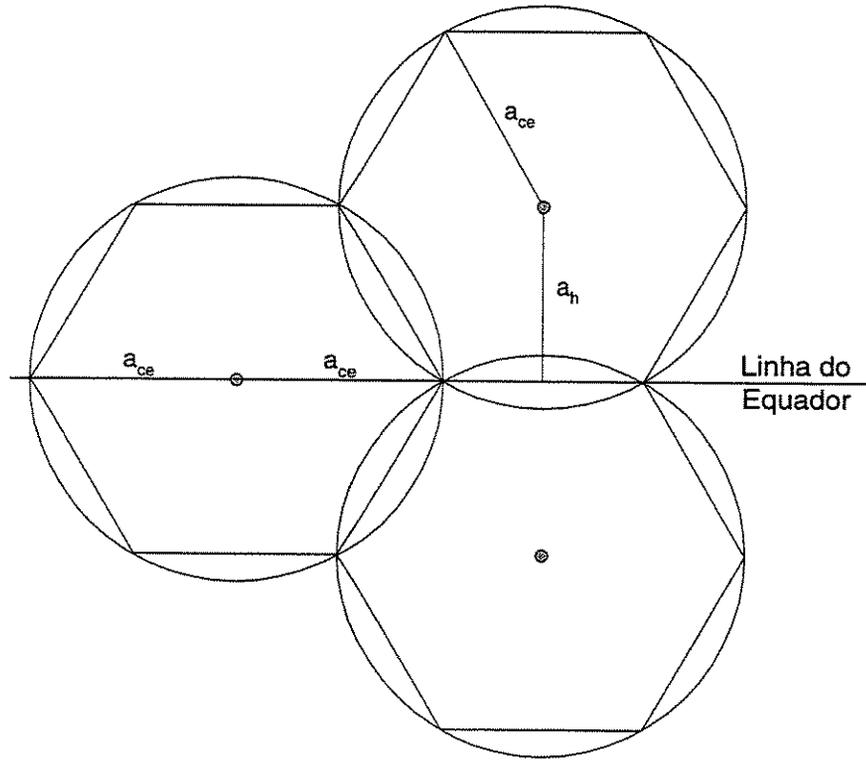


Figura 2.6: Definição dos arcos formados pelos ângulos a_{ce} e a_h nos hexágonos inscritos na área de serviço dos satélites.

Com as relações dadas anteriormente é possível se determinar a área de um hexágono inscrito e que é dada por

$$A_{hex} = 6R_T^2 \varrho$$

onde se tem que $\varrho = 2\Psi - 2\pi/3$, sendo que ϱ representa o excesso esférico dos triângulos.

O número mínimo de satélites necessários para cobertura total da Terra corresponde à razão entre a área total da superfície terrestre e a área de um dos hexágonos como dado por

$$n_{sat} = \frac{4\pi R_T^2}{A_{hex}} = \frac{\pi}{3\Psi - \pi}$$

Além do número mínimo de satélites para cobertura global, é ainda necessário se estabelecer o número de órbitas n_{orb} . A Fig. 2.6 mostra a melhor condição de cobertura na linha do Equador, de onde se pode observar que cada órbita cobre $3R_T a_{ce}$ desta linha. Então, como obtido por Werner [7], Jamalipour [8] e Wu [9], o número mínimo de órbitas é dado por

$$n_{orb} = \left\lceil \frac{2\pi}{3a_{ce}} \right\rceil$$

A Tab. 2.3 [7] mostra as configurações, parâmetros e outras informações de alguns dos sistemas por satélite existentes. É importante salientar que o item descrito na Tab. 2.3 representa a inclinação das órbitas em relação à Linha do Equador.

Sistema	Iridium	Globalstar	Odyssey	Leonet	Ellipso	Aries
Órbita (altitude)	780 km	1.400 km	10.354 km	6.390 km	8.000 km	1.020 km
Número de satélites	66	48	12	15	15	48
Número de órbitas	6	8	3	3	3	4
Inclinação	86°	52°	55°	54°	63,4°	90°
Número de "spot beams" por satélite	48	16	37	37		
Serviços oferecidos	voz, dados, fax, paging, RDSS	voz, dados, fax, paging, RDSS	voz, dados, fax, paging, RDSS	voz, dados, fax, paging	voz, dados, fax, paging, RDSS	voz, dados, fax, paging

Tabela 2.3: Parâmetros e configurações de alguns dos sistemas por satélite existentes.

2.4 Análise das Perdas nos Canais de Transmissão

Os sinais de rádio sofrem diversos tipos de degradação ao serem transmitidos por um canal de comunicação por satélite. Entre eles, estão as perdas de propagação, os problemas relacionados aos múltiplos percursos e ainda os relacionados ao desvanecimento.

Devido a isto, há um parâmetro considerado como crítico para a análise de desempenho dos sistemas de comunicação, que é a relação portadora-ruído (CNR - "Carrier-to-Noise Ratio") no receptor.

2.4.1 Perdas por propagação no espaço-livre

A equação que calcula a CNR para um enlace de comunicação leva em consideração vários parâmetros característicos dos sistemas de comunicação, sendo dada por

$$\frac{C}{N} = \frac{(ERP) L_p G_r}{N}$$

onde L_p representa a perda de propagação do canal, G_r o ganho da antena receptora e N a potência efetiva do ruído. O termo ERP corresponde à potência efetivamente irradiada pela antena transmissora, sendo dada por

$$ERP = P_t L_c G_t$$

onde P_t representa a potência de saída do amplificador de potência no transmissor, L_c as perdas dos cabos e conexões entre o amplificador de potência e a antena, e G_t o ganho da antena de transmissão.

O parâmetro relativo às perdas de propagação pelo canal está relacionado à distância percorrida pelo sinal durante a transmissão e pelas condições do meio, tais como ionização, chuva, entre outras.

O cálculo das perdas de propagação no canal de um sistema por satélite é obtido pela equação das perdas no espaço-livre. Para uma situação de visada direta, a relação entre

a potência transmitida P_t e a potência recebida P_r é dada pela fórmula de Friis e que é reproduzida a seguir [10] [11] [12]

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{tr}} \right)^2$$

onde $\lambda = c/f$ é o comprimento de onda do sinal transmitido, c é a velocidade de propagação da luz no vácuo, f é a frequência da portadora e d_{tr} corresponde à distância entre transmissor e receptor. Assim, vê-se que

$$L_p = \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{tr}} \right)^2$$

Desta forma, ao se definir

$$P_0 = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2$$

como a potência normalizada recebida a 1 m de distância da antena transmissora, a equação que relaciona as potências transmitida e recebida pode ser reduzida para

$$P_r = \frac{P_0}{d_{tr}^2}$$

O que pode ser visto aqui, e que é de grande importância, é que a potência de transmissão de um sinal de rádio em caminho único decai com o quadrado da distância entre transmissor e receptor quando em propagação no espaço-livre, que é o caso a ser considerado para o sistema satélite.

Além disso, considera-se também que praticamente todos os usuários possuem sinais que sofrem o mesmo valor de perda de percurso. Esta consideração está relacionada ao fato da grande distância entre o satélite e as ERMs e também devido ao controle de potência a ser descrito adiante.

Existem vários tipos de ruído, mas, como simplificação para este trabalho, apenas será considerado o ruído térmico. Portanto, a equação que define a potência efetiva do ruído N é dada por

$$N = k_B T_k W$$

onde se tem k_B como a constante de Boltzmann, T_k a temperatura em graus Kelvin do ruído do receptor e W a banda de frequência utilizada pelo sistema.

Pelas equações dadas anteriormente verifica-se que alguns de seus parâmetros podem ser modificados pelo sistema e por seus projetistas, como os ganhos das antenas ou a potência do amplificador do transmissor, mas apenas de forma limitada. Para os sistemas por satélite, nem sempre é possível modificar muito as potências de transmissão devido ao fato de existir um limite de consumo de potência para os próprios satélites, pois, no espaço, não existem fontes de energia que possam alimentar suas baterias continuamente. O Sol é utilizado como fonte para recarregar as baterias dos satélites, mas há períodos em que os satélites de média e baixa órbita se encontram sombreados devido a órbita próxima da Terra.

Em um sistema de comunicação há ainda outros fatores que concorrem para uma maior degradação dos sinais. Estes estão relacionados às interferências, geradas de várias formas, como pelo sinal dos outros usuários.

Um parâmetro que melhor caracteriza o estudo e a análise de desempenho de um sistema de comunicação CDMA é a relação portadora-interferência-ruído (CINR - “*Carrier-to-Interference-plus-Noise Ratio*”). Nesta relação não se leva em conta apenas a interferência, mas também se inclui o ruído térmico.

2.4.2 Espalhamento temporal por múltiplos percursos e desvanecimento

O espalhamento temporal gerado por múltiplos percursos é um dos tipos de degradação sofrida pelos sinais em um sistema de comunicações móveis e consiste na chegada de diversas componentes do sinal transmitido ao receptor. Estas componentes podem ser geradas por reflexão, difração ou espalhamento.

Para um sistema com enlaces por satélite, é possível que haja linha de visada durante a maior parte do tempo de comunicação. Há também menor probabilidade da existência de componentes refletidas, principalmente em áreas rurais e suburbanas. Até mesmo nas cidades é possível que se tenha um número menor delas quando comparado a um sistema terrestre.

Outra característica importante relacionada ao espalhamento temporal é a variação da estrutura do canal em função do tempo, resultando na recepção das componentes de múltiplo percurso com diferentes amplitudes e atrasos entre elas.

Como exemplo, a Fig. 2.7 [13] mostra pulsos transmitidos em um canal que apresenta espalhamento temporal e o conjunto de pulsos recebidos devido aos múltiplos percursos. É importante salientar que, devido a esta característica de variação com o tempo da estrutura do canal, se um pulso é transmitido várias vezes em tempos diferentes, no receptor serão encontrados diferentes trens de pulsos, com amplitudes e atrasos diferentes para cada um dos pulsos.

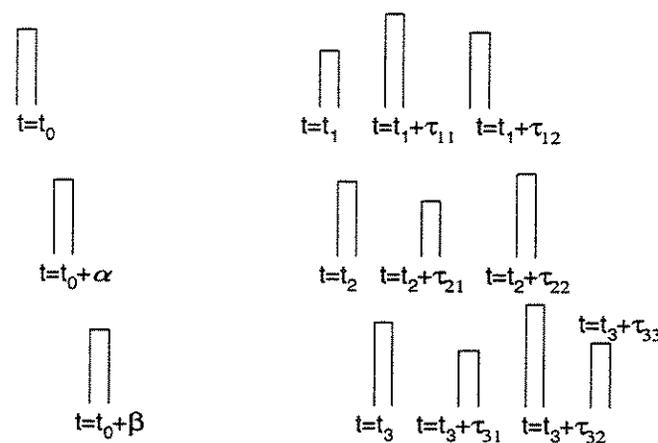


Figura 2.7: Resposta de um canal variante no tempo que apresenta características de múltiplos percursos.

Denotando T_m [13] como o tempo máximo de espalhamento temporal de um canal, seu recíproco corresponde à banda de coerência do canal, onde

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

Para que este conceito seja melhor entendido, imagine que um sinal seja transmitido por um canal cuja banda de coerência é dada por $(\Delta f)_c$. Se a banda de frequência do sinal é menor que a banda de coerência do canal, então se diz que o canal é não-seletivo em frequência, ou plano, como é assumido em um canal por satélite. Caso contrário, o sinal pode ser severamente distorcido pelo canal, enfrentando degradações diferentes para frequências diferentes, o que mostra um canal seletivo em frequência. Este tipo de canal produz interferência intersimbólica (IIS).

O desvanecimento é proveniente das variações na estrutura do canal de comunicação com o tempo. Estas variações são responsáveis pelo aparecimento de um outro efeito que é denotado por espalhamento Doppler e que resulta no espalhamento do sinal em uma banda B_d em frequência. Uma de suas principais causas é a movimentação relativa entre satélites e ERMs, principalmente em sistemas que utilizam satélites de média e baixa órbita. O recíproco do espalhamento Doppler corresponde ao tempo de coerência do canal, que é denotado por

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

Para um canal cuja estrutura varia lentamente com o tempo, sabe-se que o seu tempo de coerência é grande, correspondendo a um pequeno espalhamento Doppler. Esta situação caracteriza o desvanecimento lento, o que implica em variações lentas de fase e de amplitude dos sinais quando comparado com o intervalo de sinalização.

É importante observar que seletividade em frequência e desvanecimento são considerados como dois diferentes tipos de distorção. O primeiro depende do espalhamento temporal causado por múltiplos percursos ou, de maneira equivalente, da banda de coerência do canal quando comparada à banda de frequência do sinal transmitido, definindo se o canal é ou não seletivo em frequência. O desvanecimento, por outro lado, depende da variação das características do canal em função do tempo, ou seja, do tempo de coerência do canal $(\Delta t)_c$ ou espalhamento Doppler B_d , podendo ser caracterizado como lento ou rápido.

O canal para o sistema por satélite deste trabalho é modelado como sendo não-seletivo em frequência e o desvanecimento do tipo lento, da mesma forma que foi definido e modelado por Lutz [14] e também por Milstein e Monk [1]. Para esta situação, em que o deslocamento da fase do sinal recebido varia lentamente e pode ser estimada sem erro, é possível se ter uma detecção ideal coerente, melhorando a qualidade e o desempenho do sistema. O fato de o canal ser modelado como não-seletivo implica em não haver diversidade devido aos múltiplos percursos.

Há várias distribuições de probabilidade que podem ser consideradas quanto ao modelamento estatístico de um canal de transmissão. Para o caso deste trabalho, serão consideradas as distribuições do tipo Rayleigh e do tipo Rice.

Há situações em que o usuário não possui linha de visada entre ele e a estação transmissora. Neste caso, o sinal recebido é formado pelas várias reflexões em objetos, e nenhum dos sinais refletidos é considerado mais dominante que os outros. Isto é muito comum em regiões urbanas e suburbanas devido à existência de construções altas. Estas componentes refletidas podem chegar com pequenas diferenças de tempo, de amplitude e principalmente de fase. Para esta primeira situação, em que não há linha de visada, a envoltória do sinal é modelada como um processo estocástico com amplitudes que têm distribuição do tipo Rayleigh.

Pode acontecer que, mesmo possuindo linha de visada direta, chegue ao receptor uma boa quantidade de sinais refletidos ou difratados por obstáculos ao longo do percurso. Estes sinais também podem chegar com diferentes fases, pequenos atrasos e diferentes amplitudes, também resultando em uma degradação do sinal. Já para este segundo caso, no qual além das componentes refletidas há também uma componente direta, com média diferente de zero, a envoltória deste sinal é modelada por uma distribuição do tipo Rice.

O resultado do somatório das várias componentes construtivas e destrutivas de múltiplos percursos do sinal é a degradação do sinal. Para verificar isso, imagine que ondas eletromagnéticas sejam transmitidas e combinadas às vezes construtiva e outras vezes destrutivamente. Em determinados instantes de tempo, a forma de onda resultante pode possuir amplitude muito menor que a média do sinal transmitido. A frequência destas quedas de amplitude depende da frequência da portadora. Já a variação dos valores da fase e das amplitudes destas componentes depende da frequência da portadora e da velocidade do receptor em relação ao transmissor. A queda no valor da resultante pode chegar a dezenas de dB.

Um outro aspecto interessante que deve ser levado em consideração é o da utilização proposital de um sinal cuja banda seja muito maior que a banda de coerência do canal de comunicação, apesar de não ser o caso assumido em sistemas com enlace por satélite. Este artifício propicia diversidade temporal, já que podem ser recebidas várias componentes do sinal transmitido independentes entre si, com degradações diferentes. Isto está baseado na idéia de se suprir ao receptor cópias do sinal transmitidas por canais com atenuações independentes, sabendo-se que a probabilidade de que todas estas componentes sejam atenuadas igualmente e simultaneamente é muito pequena. Nesta situação, pode-se utilizar um receptor ótimo que foi inventado por Price e Green, em 1958, e que é denotado de receptor Rake (*"Rake Receiver"*). Em um canal satélite, outras técnicas para suprir diversidade são utilizadas, como é o caso dos códigos corretores de erros.

2.5 Espalhamento Espectral

Uns dos mais importantes pontos de concernimento de sistemas digitais são a obtenção de uma maior eficiência na utilização do espectro e a necessidade de menor potência de transmissão. Apesar disso, às vezes é necessário que um destes fatores seja sacrificado para que outra característica seja atingida. O espalhamento espectral propicia uma maior imuni-

dade à interferência no canal de transmissão às custas de uma menor eficiência espectral. A definição do espalhamento espectral pode ser baseada em dois fatores :

1. o espalhamento é uma técnica que consiste em se fazer a transmissão da informação desejada ocupando uma faixa do espectro muito maior do que a que é realmente necessária ;
2. o espalhamento é realizado antes da transmissão pelo canal por meio de uma seqüência que é independente dos bits de informação. Esta seqüência de espalhamento é utilizada também no receptor, e em sincronismo com o sinal recebido, de forma a possibilitar que o espalhamento espectral seja desfeito e que o sinal original seja recuperado.

Há diversas maneiras de se implementar um sistema de espalhamento espectral, sendo que é sempre necessário :

- espalhamento do sinal por meio de seqüências ;
- sincronização entre transmissor e receptor, no caso, ERM e ERB ;
- cuidados para que nenhum sinal seja recebido com potência muito maior que a de outros (problema “*near-far*”);
- codificação de fonte e de canal para otimizar o desempenho do sistema.

Deve-se salientar que os conceitos utilizados a respeito de ERBs e de satélites para o sistema como o que está sendo estudado aqui se misturam, isto é, o satélite “funciona” como uma ERB no espaço.

O espalhamento espectral pode ser implementado de várias maneiras, sendo que os esquemas mais comuns são :

- DS-SS : (“*Direct Sequence*”) espalhamento por seqüência direta
- FH-SS : (“*Frequency Hopping*”) espalhamento por saltos em freqüência

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

A seqüência de espalhamento é gerada pseudo-aleatoriamente, sendo definida como uma seqüência periódica de 1s e -1s com certas propriedades de autocorrelação que serão dadas a seguir.

Para o caso do espalhamento do tipo DS, mostrado pela Fig. 2.8, a multiplicação de cada bit de informação pela seqüência pseudo-aleatória (PN) resulta na divisão deste bit em partes menores, denotadas chips. Nesta figura vê-se que o intervalo de chip T_c é 16 vezes menor que o intervalo de um bit.

É importante salientar que a polaridade da seqüência PN pode mudar com probabilidade $1/2$ a cada T_c segundos. A razão entre o intervalo de bit de informação do sinal do usuário e o intervalo de chip é dada por $L = \frac{T_b}{T_c}$. Esta razão corresponde ao ganho de processamento do sistema e é um dos principais fatores que influenciam na qualidade do mesmo. O ganho de processamento também é definido como a razão entre a faixa do espectro do sinal espalhado pela faixa espectral do sinal original, isto é, $L = W/B$.

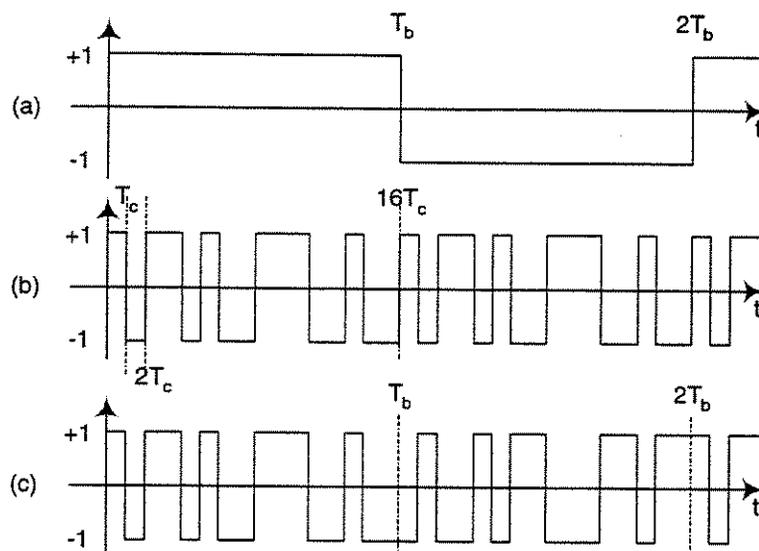


Figura 2.8: Exemplo das formas de onda da geração de um sinal com espalhamento espectral do tipo DS, onde (a) mostra uma seqüência de bits de informação com amplitudes $\{+1, -1\}$, (b) a seqüência de espalhamento pseudo-aleatória e (c) o resultado da multiplicação da seqüência de bits pela seqüência PN.

As seqüências PN de máximo-comprimento possuem propriedades específicas, sendo uma das principais a da periodicidade máxima, onde o período é definido por

$$N = 2^m - 1$$

onde m é o número de registradores do polinômio gerador. Para que se tenha uma seqüência de máximo-comprimento, o polinômio gerador deve ser primitivo [15].

Uma seqüência pseudo-aleatória de máximo comprimento também possui outras propriedades importantes, de modo a garantir a aleatoriedade da mesma. Estas propriedades são :

- aproximadamente cerca de 50% dos chips terão amplitude +1 e a outra metade -1. Na verdade, haverá sempre um chip de valor +1 a mais do que os chips -1 (propriedade de balancimento);
- subsequências de +1s e -1s de mesmo sinal e de comprimento r_{PN} , ocorrerão cerca de $2^{-r_{PN}l}$ vezes em uma seqüência de l chips. Isto é, menor será probabilidade de que ocorra uma sub-seqüência de apenas chips “zero” ou apenas chips “um” quanto maior for o tamanho desta sub-seqüência dentro da seqüência de l chips;
- a autocorrelação entre a seqüência $PN_i(t)$ e $PN_i(t + \tau)$ será pequena exceto para $\tau = 0$;
- a correlação cruzada de quaisquer duas seqüências $PN_i(t)$ e $PN_j(t + \tau)$ ortogonais será sempre pequena para qualquer τ .

2.6 Códigos Corretores de Erros

A utilização de códigos em um sistema de telecomunicações implica em se inserir redundância ao sinal, ou seja, substituir a seqüência de bits de informação por outra relacionada a essa com o objetivo de aumentar a relação sinal-ruído do sistema. Os códigos podem ser de bloco ou convolucionais, sendo estes últimos utilizados neste trabalho.

Os códigos de bloco fazem uma simples substituição de k bits de informação por n bits codificados. Por causa disso, diz-se que o código é do tipo (n, k) , sendo a razão entre k e n denominada taxa de codificação, correspondendo a $r_c = k/n$.

Os códigos convolucionais foram introduzidos inicialmente por Elias em 1955 como alternativa aos códigos de bloco. Uma das principais características dos códigos convolucionais é que, ao invés de se codificar uma palavra por intervalo de tempo, o codificador pode ser utilizado continuamente para uma seqüência de bits de informação. Possuem uma estrutura que efetivamente se estende além da seqüência de bits transmitidos, não estando, portanto, limitado a blocos de palavras-código. Sua estrutura é especialmente utilizada em sistemas de comunicação para espaço e satélites, que requerem codificadores e decodificadores simples, e tem por objetivo a obtenção de desempenhos ótimos por métodos sofisticados de decodificação.

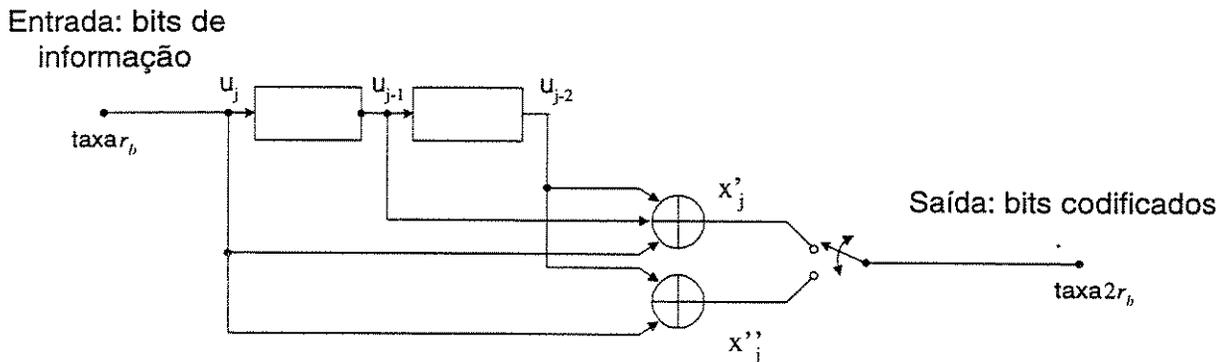


Figura 2.9: Exemplo de codificador convolucional $(n, k, m) = (2, 1, 2)$.

A Fig. 2.9 mostra um codificador convolucional linear do tipo $(n, k, m) = (2, 1, 2)$, onde n representa o número de bits gerados quando são introduzidos k bits de informação no codificador e que possui $m = 2$ elementos de memória. Ou seja, se há uma taxa r_b de bits de informação na entrada do codificador mostrado na Fig. 2.9, na saída é encontrada uma seqüência de bits com taxa $2r_b$. Portanto, a taxa de codificação é também dada pela relação

$$r_c = \frac{k}{n}$$

De acordo com a Fig. 2.9, é possível se ver que a seqüência de bits codificados na saída é dada por

$$X = x'_1 x''_1 x'_2 x''_2 x'_3 x''_3 x'_4 x''_4 \dots$$

onde se tem

$$\begin{aligned}x'_j &= u_j \oplus u_{j-1} \oplus u_{j-2} \\x''_j &= u_j \oplus u_{j-2}\end{aligned}$$

onde o símbolo \oplus representa uma soma binária módulo-2. Isto torna possível descrever o codificador convolucional por meio de vetores geradores. Estes vetores, representados por g_1 e g_2 , podem ser escritos por

$$\begin{aligned}g_1 &= [111] \\g_2 &= [101]\end{aligned}$$

O número total de memórias em um codificador determina quantos bits na saída serão diretamente afetados pela entrada de um único bit de informação. Como há 2 memórias no codificador linear da Fig. 2.9, cada bit na entrada afetará um máximo de 6 bits na saída.

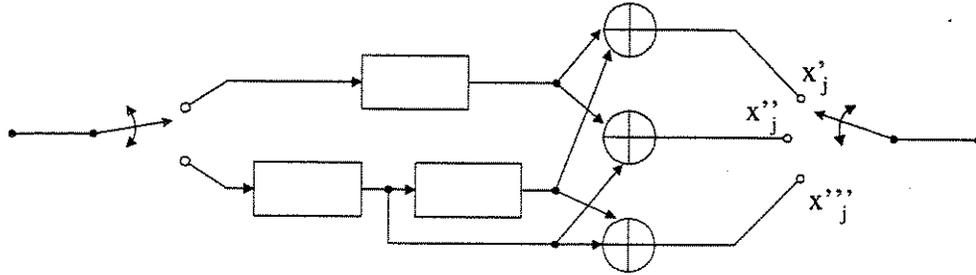


Figura 2.10: Codificador convolucional com 3 memórias e dois ramos, ordem $m = 2$.

A Fig. 2.10 serve como exemplo para o caso de um codificador linear que possui um número de entradas maior que um, ou seja, $k > 1$. Este codificador possui um total de 3 memórias que estão distribuídas em ramos diferentes, de forma que se tem

$$m = \max(K_i) \quad 1 \leq i \leq k$$

onde m representa o número máximo de memórias associado às entradas do codificador em um mesmo ramo. No caso mostrado na Fig. 2.9, onde há somente um ramo no codificador, ou seja, apenas uma entrada, verifica-se pela definição anterior que $m = 2$. Para o exemplo da Fig. 2.10 se tem que $m = 2$. Outra característica importante relacionada a complexidade do decodificador é representada pelo número total de memórias do codificador e é dada por

$$M = \sum_{i=1}^k K_i$$

Para o codificador mostrado na Fig. 2.10, o número máximo de bits em uma única saída que serão afetados pela entrada de um único bit de informação é dado por [16]

$$K_{cl} \triangleq 1 + m$$

que é um parâmetro muito importante relacionado aos códigos convolucionais e que é denotado por “*constraint length*”, representando o comprimento do ramo do codificador com maior número de memórias mais 1. Desta forma, o “*constraint length*” pode ser entendido como o número máximo de bits codificados em uma única saída do codificador convolucional linear que podem ser afetados pela entrada de um único bit de informação. Esta é a definição mais aceita atualmente e será adotada neste trabalho.

Alguns autores, como Lin e Costello [15], adotaram a definição

$$k_d = n(m + 1)$$

na qual o “*constraint length*” pode ser entendido como o número máximo de bits codificados de todas as saídas do codificador convolucional que podem ser afetados pela entrada de um único bit de informação.

Normalmente, k e n são números inteiros pequenos onde $k < n$. A utilização de valores maiores para m possibilita a construção de códigos mais complexos que atinjam menores probabilidades de erro.

Há 3 tipos de representações gráficas que permitem visualizar a codificação convolucional. Estes gráficos que podem ser vistos na Fig. 2.11 foram gerados a partir do codificador da Fig. 2.9. São eles :

- a) Diagrama de árvore ;
- b) Diagrama de treliça ;
- c) Diagrama de estados.

O parâmetro que é considerado o mais importante para a medição de distância entre seqüências codificadas e também para avaliação do desempenho dos códigos convolucionais é denotado por distância livre ou d_{free} , que é definido como

$$d_{free} \triangleq \min \{w(X) : u \neq 0\}$$

onde u representa uma seqüência de bits de informação, X representa a seqüência codificada resultante e $w(X)$ o peso desta seqüência X .

Pela equação anterior, pode-se entender d_{free} como sendo a distância entre uma seqüência toda nula e a seqüência codificada de menor peso, sendo esta produzida por uma seqüência de bits de informação que seja não nula. Portanto, representa também o menor peso de todos os caminhos percorridos no diagrama de estados ou no diagrama de treliça que diverge e posteriormente volta ao estado inicial a .

Os códigos convolucionais podem ser decodificados por diversos métodos e algoritmos. Dentre eles, o Algoritmo de Viterbi [15] [16] é considerado o método mais eficiente. Vê-se, portanto, que o desempenho de um codificador convolucional depende do algoritmo de decodificação utilizado e das propriedades de distância do código.

Para melhor entender o que faz o Algoritmo de Viterbi, considere que uma seqüência u de bits de informação é codificada convolucionalmente em uma outra seqüência X e será transmitida por um canal de comunicação com ruído. O decodificador recebe uma seqüência

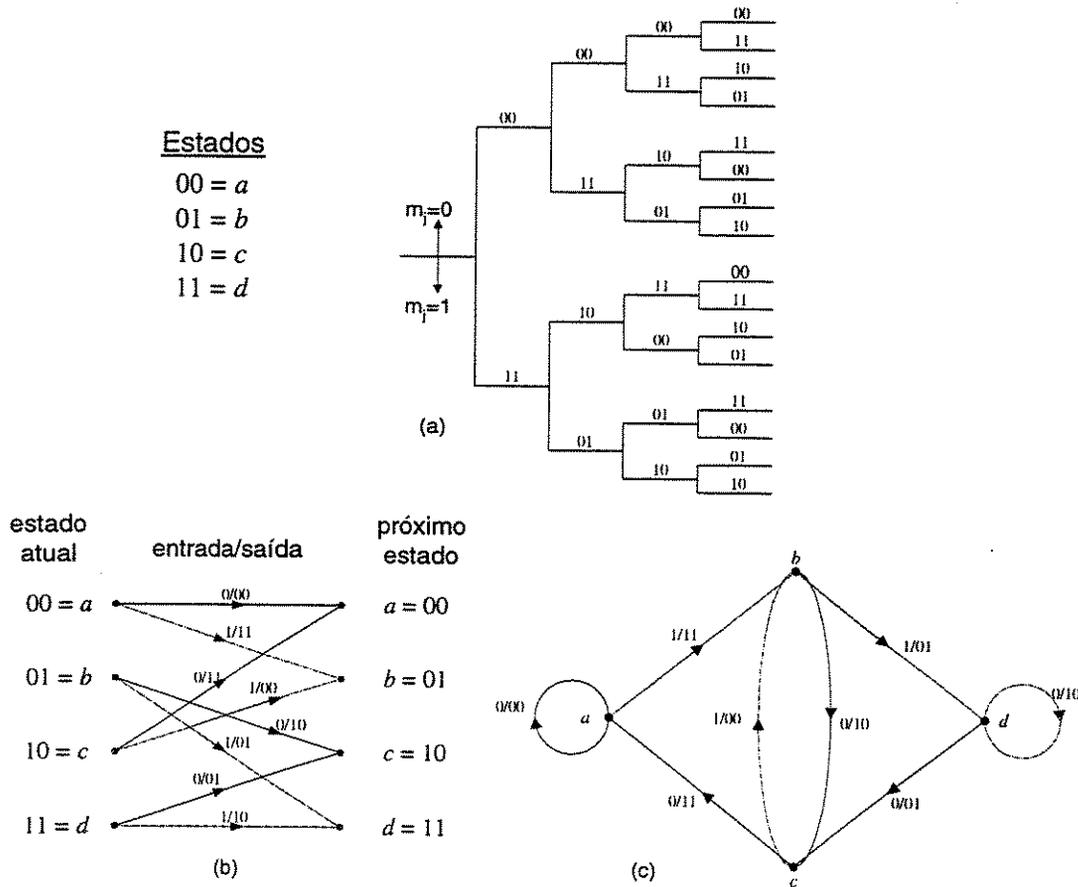


Figura 2.11: Diagramas representativos de um codificador convolucional linear mostrado na Fig. 2.9. (a) diagrama de árvore, (b) diagrama de treliça e (c) diagrama de estados.

r_X e gera uma seqüência estimada \hat{u} . O Algoritmo de Viterbi é utilizado como um decodificador de máxima verossimilhança (ML - “*maximum likelihood*”), onde, por definição, ele selecionará a seqüência \hat{u} estimada cuja métrica maximiza a probabilidade $p(r_X|\hat{u})$.

A utilização de códigos convolucionais em sistemas por satélite, como sugerido neste trabalho e cujos canais de comunicação possuem características de serem não-seletivos em frequência e desvanecimento lento, introduz diversidade ao sistema. A diversidade está diretamente relacionada ao d_{free} do código escolhido [11].

O efeito da diversidade em um sistema codificado pode ser entendido como a recepção de diversas componentes do sinal transmitido. Um diagrama de treliça é utilizado para a decodificação, havendo várias possibilidades de seqüências decodificadas para uma única seqüência recebida.

O cálculo da probabilidade de erro de bit para um canal que é caracterizado por ser AWGN (“*Additive White Gaussian Noise Channel*”) é obtido a partir da equação

$$P_e \leq \frac{1}{k} \sum_{d=d_{free}}^{\infty} \beta_d P_e(d)$$

O termo $P_e(d)$ deve ser entendido como a probabilidade de existir um caminho na treliça que exceda a métrica do caminho correto quando d erros foram cometidos pelo canal. O termo β_d representa os pesos multiplicativos relacionados a d e que correspondem ao número de caminhos com distância d possíveis. Assim sendo, a equação dada anteriormente representa o cálculo do limitante superior da probabilidade de erro de bit em sistemas que utilizam codificação convolucional.

2.7 Princípios de um Sistema CDMA

A tecnologia CDMA é fundamentada na utilização da técnica de espalhamento espectral. Os usuários de uma mesma célula operam em uma mesma banda de frequência sendo diferenciados pelas seqüências de espalhamento. Normalmente é utilizada codificação do tipo convolucional e decodificação do tipo suave através do Algoritmo de Viterbi.

O espalhamento espectral permite que o sinal do usuário seja espalhado por toda a banda do espectro utilizada pelo sistema de comunicação, disfarçando-o em meio ao ruído e aumentando a segurança do sistema.

Para um sistema DS-CDMA (“*Direct Sequence - Code Division Multiple Access*”), um bom controle de potência é de suma importância para um ótimo desempenho, já que os usuários de múltiplo acesso atuam como interferentes entre si mesmos. Isto significa que um sistema CDMA é limitado por interferência. Os métodos para o controle de potência são variados. Entre os mais eficientes, tem-se o controle adaptativo de potência (APC - “*Automatic Power Control*”), que é uma técnica de controle por malha fechada. Diz-se fechada pois é a ERB quem faz as contínuas medições de potência e avisa a ERM para que a mesma faça a correção na potência de transmissão.

Como um controle adaptativo APC seria muito complexo e o tempo de propagação para transmissão para os satélites é relativamente grande, utiliza-se então uma técnica conhecida como controle de potência por malha aberta. Para este tipo de controle, a ERM analisa continuamente a potência do enlace direto e modifica sua potência de transmissão caso considere que a potência recebida seja suficiente ou não para um correto entendimento dos símbolos.

Novamente deve-se lembrar que os conceitos de ERB e satélite se confundem, pois o último funciona como uma ERB colocada, no caso, em uma órbita LEO.

2.7.1 Capacidade

Em um sistema CDMA todos os usuários de uma mesma célula utilizam a mesma banda de frequência. O conceito de reuso de códigos é utilizado em algumas das células próximas de forma a se obter um aumento na capacidade do sistema como um todo. A *Capacidade* por célula é definida como o número total de usuários ativos em uma banda de

uma mesma célula e depende de diversos fatores, como o tipo de demodulação no receptor, precisão no controle de potência, número de usuários e em células adjacentes, etc.

Uma maneira bastante simples de se obter a capacidade de um sistema CDMA é por meio da relação E_b/N_0 (energia por bit por densidade espectral unilateral de potência do ruído), que é a relação sinal-ruído (SNR) de sistemas de transmissão digitais.

Por definição sabe-se que a energia por bit é igual ao produto da potência média do sinal transmitido vezes o intervalo de bit

$$E_b = ST_b$$

onde S é a potência média do sinal e T_b é o intervalo de um bit. Ao se manipular a equação anterior, sabendo-se que o inverso de T_b corresponde à taxa de bits r_b , vê-se que

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{r_b N_0}$$

Por outro lado, a densidade espectral de potência N_0 corresponde à potência total do ruído N dividida pela banda de frequência W utilizada pelo sistema, encontrando-se, então

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S W}{N r_b}$$

Pode ser verificado que E_b/N_0 está relacionada a dois fatores, que são a relação sinal-ruído na entrada do receptor e o ganho de processamento.

Assumindo que o canal reverso é aquele considerado como o limitante em termos de capacidade, e também, que há um controle ótimo de potência, ou seja, a potência recebida na ERB de todos os usuários é a mesma, então se vê que a SNR para um usuário pode ser escrita como

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{N_u - 1}$$

onde N_u é o número total de usuários no sistema. Isto porque a potência relativa à interferência numa banda de frequência, considerando a utilização de seqüências ortogonais, equivale à soma das potências dos usuários. Portanto

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{N_u - 1} \frac{W}{r_b}$$

A partir desta relação, é possível resolvê-la para o número de usuários

$$N_u - 1 = \frac{(W/r_b)}{(E_b/N_0)}$$

Ainda em termos da capacidade do sistema, outros fatores devem ser levados em consideração, como :

- Interferência de outras células (η_{car}) : este efeito está relacionado à interferência gerada por usuários em células adjacentes, estando, portanto, relacionado ao fator de reuso de seqüências ($F_{reuso} \triangleq 1/(1 + \eta_{car})$), onde

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{N_u - 1} \frac{W}{r_b} \left(\frac{1}{1 + \eta_{car}} \right)$$

Para sistemas onde há apenas uma célula tem-se que $\eta_{car} = 0$. Especialmente para o caso de sistemas por satélite, como o considerado neste trabalho, tem-se $\eta_{car} = 0$.

- Efeito de setorização (δ_{set}) : está relacionado à utilização de antenas que não sejam omnidirecionais nas ERBs, dividindo uma célula em Σ setores de $360^\circ/\Sigma$. Para o caso de um sistema terrestre onde se tem as células com $\Sigma = 3$ setores, a rejeição de interferência de usuários que não estejam no mesmo setor diminui o efeito do carregamento do sistema por um fator aproximadamente igual a 3. Assim

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{N_u - 1} \frac{W}{r_b} \left(\frac{1}{1 + \eta_{car}} \right) \delta_{set}$$

É importante observar que o efeito de setorização, como explicado acima, é característico de sistemas terrestres, mas apresenta resultado semelhante ao particionamento da área de cobertura do satélite em células menores e utilização de antenas mais diretivas nas ERBs. Nesta situação, são gerados os “*spot beams*”, como pode ser visto na Fig. 2.4.

- Efeito da monitoração do fator de atividade de voz (α) : devido à utilização de vocoders com taxas variáveis e pelo fato de que a fala dos usuários normalmente ocupa de 40% a 60% do tempo, pode-se verificar que, quando em silêncio, uma menor taxa de bits na saída do vocoder representa uma redução na potência total transmitida e conseqüentemente na interferência. Portanto :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{N_u - 1} \frac{W}{r_b} \left(\frac{1}{1 + \eta_{car}} \right) \delta_{set} \left(\frac{1}{\alpha} \right)$$

Por meio destas equações, e de maneira bem genérica, conclui-se que o número de usuários é diretamente proporcional ao ganho de processamento e, também, que a setorização das células e a monitoração da atividade de voz permitem uma maior capacidade do sistema.

Capítulo 3

Modelagem de um Sistema CDMA por Satélite

O cálculo da probabilidade de erro depende de vários fatores relacionados ao sistema. Entre os fatores principais, podem ser citados a codificação na transmissão, o tipo de modulação, o erro no controle de potência, o fator de atividade de voz, etc.

Neste trabalho, será feito um estudo e análise do desempenho do canal reverso de um sistema por satélite que utiliza tecnologia CDMA [1]. O canal reverso é considerado aquele com a pior relação sinal-interferência-mais-ruído (SINR) e por isso considerado limitante em termos de capacidade do sistema.

Durante a comunicação, os usuários podem permanecer “sombreados” uma parte do tempo, isto é, não há uma linha de visada entre eles e o satélite. Estar sombreado significa que o sinal de um usuário está sendo recebido mais fraco pela ERB, e vice-versa. Além disso, o sinal fica mais vulnerável à interferência de múltiplo acesso. A fração do tempo de conversação na qual o usuário está sombreado será denotada A . Desta forma, durante o restante do tempo $1 - A$, o sinal chega sem obstruções ao satélite. Para cada uma destas frações temporais, existe uma função densidade de probabilidade (f.d.p.) que modela o desvanecimento do canal de comunicação.

Devido ao fato de os sistemas CDMA serem limitados por interferência, é muito importante que o problema conhecido como “*near-far*” seja minimizado. Por causa disto, são implementados métodos de controle de potência, principalmente para o enlace reverso.

O controle de potência utilizado para este canal em um sistema CDMA por satélite é normalmente do tipo malha aberta, devido ao grande tempo de propagação do sinal. Ainda assim é suposto um erro no controle de potência e que será detalhado mais adiante.

O controle de potência de malha aberta é realizado da seguinte maneira : uma seqüência piloto, que consiste de uma seqüência de espalhamento pura, ou seja, sem informação, é transmitida ininterruptamente pela ERB com potência maior do que a dos sinais de informação. É feita, então, uma estimação da potência desta seqüência recebida no móvel. A constante monitoração de sua potência permite às ERM's identificar quando é necessário aumentar ou diminuir a potência de transmissão dos sinais de informação. A seqüência piloto é também utilizada como referência coerente pelas ERM's para obtenção de sincronismo das

seqüências de espalhamento.

O canal é modelado como sendo não-seletivo em frequência e o desvanecimento é do tipo lento, o que implica em se ter a atenuação e o deslocamento de fase dos sinais praticamente constantes pelo menos durante o período de um bit. Por causa destes fatores, é assumida a utilização de um receptor correlator coerente no satélite. A não seletividade em frequência do canal implica no fato de que algum mecanismo externo deve ser utilizado pelos sistemas de forma a se conseguir algum tipo de diversidade, como, por exemplo, os códigos corretores de erros.

Na transmissão, A_{sp}^2 é definida como a potência da componente do sinal no caminho direto e $2\sigma^2$ a potência da componente difusa. O desvanecimento sofrido por um usuário não-sombreado pode ser modelado como sendo do tipo Rice

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2 + A_{sp}^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rA_{sp}}{\sigma^2}\right) \quad r \geq 0 \quad (3.1)$$

onde I_0 corresponde à função de Bessel de primeiro tipo e ordem zero. Por isso, a potência média de um usuário não-sombreado

$$P_U = E\{r^2\} = 2\sigma^2(1 + K) \quad (3.2)$$

é numericamente igual à variância da VA Rice onde $K = A_{sp}^2/2\sigma^2$ é denotado de fator Rice, que é a razão entre as potências das componentes direta e difusa. É ainda possível se fazer uma mudança em (3.1), chegando à relação

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2} - K} I_0\left(\sqrt{\frac{r^2 2K}{\sigma^2}}\right) \quad r \geq 0 \quad (3.3)$$

que será utilizada neste trabalho.

Para o período de sombreado, é suposto um desvanecimento do tipo Rayleigh, que é dado por

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2(1+K)p} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2(1+K)p}} \quad r \geq 0 \quad (3.4)$$

onde $\sigma^2(1+K)p$ corresponde à variância de uma VA Rayleigh à qual já foi acrescentada uma compensação de potência ao sinal, que é dada pelo fator $(1+K)$. O termo multiplicativo p representa um fator de sobrecompensação de potência para os usuários sombreados. Assim, a potência estimada de um usuário cujo sinal está sombreado é equivalente a

$$P_S = 2\sigma^2(1+K)p \quad (3.5)$$

A utilização dos fatores de compensação e sobrecompensação de potência está baseada na tentativa de se minimizar o problema do “near-far” e a probabilidade de erro.

A VA que está relacionada ao erro no controle de potência do sinal é definida como uma Gaussiana de média nula e que possui f.d.p. dada de acordo com a condição de sombreado do usuário. Assim

$$f_{X_s}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_s^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_s^2}} \quad (3.6)$$

$$f_{X_u}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_u^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_u^2}} \quad (3.7)$$

onde se utiliza σ_s de (3.6) para representar o desvio padrão do erro no controle de potência para a situação na qual o usuário estiver sombreado e σ_u de (3.7) para o caso em que o usuário estiver não-sombreado.

A f.d.p. conjunta $f_{X,R}(x,r)$ relativa ao erro no controle de potência e ao desvanecimento no canal pode ser escrita como [1]

$$f_{X,R}(x,r) = A \frac{e^{-\frac{x^2}{2\sigma_s^2}}}{\sqrt{2\pi\sigma_s^2}} \frac{r}{\sigma^2(1+K)p} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2(1+K)p}} + (1-A) \frac{e^{-\frac{x^2}{2\sigma_u^2}}}{\sqrt{2\pi\sigma_u^2}} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}-K} I_0\left(\sqrt{\frac{r^2 2K}{\sigma^2}}\right) \quad (3.8)$$

Inicialmente, neste trabalho, será considerado um sistema por satélite que não utiliza códigos corretores de erro. Depois, será considerado um sistema codificado e, por fim, um sistema codificado em que se analisa a monitoração do fator de atividade de voz.

3.1 Sistemas Não-Codificados

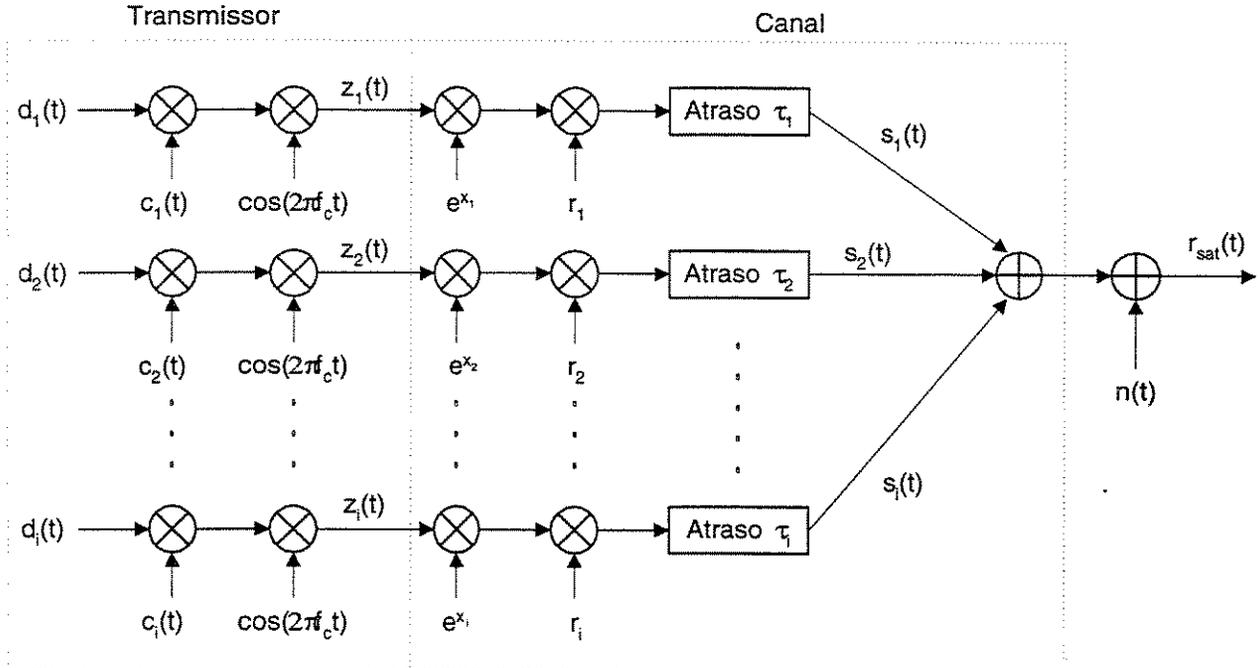


Figura 3.1: Diagrama de blocos do transmissor de um sistema CDMA e de algumas características do canal de transmissão.

A Fig. 3.1 representa o diagrama esquemático de um transmissor e do canal para um sistema por satélite que utiliza tecnologia CDMA. Nesta figura, o sinal do usuário 1,

que é uma seqüência binária com amplitudes $\{-1, +1\}$ dada por $d_1(t)$, é espalhado pela seqüência $c_1(t)$ e depois modulado para ser transmitido, gerando $z_1(t)$. É assumido que o sinal é modulado por uma constelação BPSK. O sinal recebido é denotado por $s_1(t)$. No canal, o sinal sofre com os problemas relativos ao erro no controle de potência e^x , com o desvanecimento r e também com o ruído aditivo Gaussiano $n(t)$.

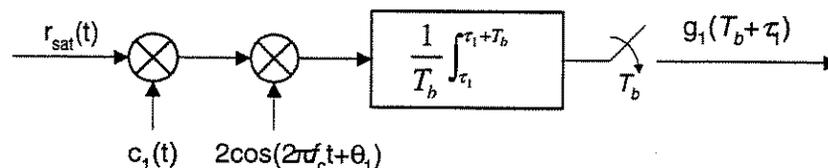


Figura 3.2: Diagrama do receptor do usuário 1 para um sistema CDMA não-codificado.

A Fig. 3.2 mostra o receptor referente ao usuário 1 na ERB. Nela, observa-se que uma amostra do sinal recebido é obtida a cada intervalo de T_b segundos. Os outros termos ou etapas da decodificação serão explicados a seguir.

Para o caso do enlace reverso, antes do receptor, o sinal transmitido pode ser modelado como tendo as seguintes componentes

$$r_{sat}(t) = s_1(t) + i(t) + n(t) \quad (3.9)$$

onde se tem

$$i(t) = \sum_{i=2}^{N_u} s_i(t - \tau_i)$$

de forma que $s_1(t)$ representa o sinal transmitido pelo usuário 1 e $n(t)$ o ruído aditivo Gaussiano branco de média nula e densidade espectral bilateral de potência $N_0/2$. O termo $i(t)$ corresponde à interferência de múltiplo acesso no sistema, dado que $s_i(t)$ representa o sinal que foi enviado por um usuário qualquer e N_u é o número total de usuários no sistema. O sinal $r_{sat}(t)$ pode ser escrito em forma expandida como

$$r_{sat}(t) = e^{x_1} r_1 d_1(t - \tau_1) c_1(t - \tau_1) \cos(2\pi f_c t + \theta_1) + \sum_{i=2}^{N_u} e^{x_i} r_i d_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) \cos(2\pi f_c t + \theta_i) + n(t) \quad (3.10)$$

onde e^x representa o erro no controle de potência do sinal recebido, r representa a variável de desvanecimento que afeta o sinal, $d_i(t)$ representa a seqüência de bits de informação transmitida e $c_i(t)$ a seqüência de espalhamento relativa a cada usuário. Além disso, f_c é a frequência da portadora e τ_i e $\theta_i = 2\pi f_c \tau_i$ são VAs representando os atrasos e as fases dos sinais. Estas duas VAs são conhecidas e são utilizadas como referência, sendo uniformemente distribuídas entre $[0, T_c]$ e $[0, 2\pi]$, respectivamente.

No receptor do usuário 1, o sinal $r_{sat}(t)$ é então correlacionado com a seqüência $c_1(t)$, demodulado, filtrado e amostrado, gerando uma variável de decisão do sinal recebido que é

dada por

$$g_1(T_b + \tau_1) = e^{x_1} r_1 d_1 + \sum_{i=2}^{N_u} e^{x_i} r_i I_{1i} \cos \phi_{1i} + n'(T_b + \tau_1) \quad (3.11)$$

onde ϕ_{1i} corresponde à diferença de fase dos sinais dos usuários 1 e i e também que I_{1i} é uma VA que representa a correlação cruzada entre a seqüência de espalhamento do usuário 1 e as seqüências dos demais usuários. É importante salientar que as seqüências de espalhamento utilizadas são aleatórias [18]. Assim, o termo I_{1i} é dado por

$$I_{1i} = \frac{1}{T_b} \int_{\tau_1}^{\tau_1 + T_b} d_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) c_1(t - \tau_1) dt \quad (3.12)$$

possuindo média e variância dadas respectivamente por

$$\overline{I_{1i}} = 0 \quad (3.13)$$

$$\sigma_I^2 = \frac{2}{3L} \quad (3.14)$$

onde L representa o ganho de processamento do sistema CDMA, como mostrado nos Apêndices A e B. Além disso, com relação ao ruído, o termo $n'(T_b + \tau_1)$ corresponde a

$$n'(T_b + \tau_1) = \frac{1}{T_b} \int_{\tau_1}^{T_b + \tau_1} 2n(t) c_1(t - \tau_1) \cos(2\pi f_c t + \theta_1) dt$$

A média da variável de decisão para um sistema não-codificado, dependendo do bit transmitido ser +1 ou -1, é dada por

$$\overline{g_1(T_b + \tau_1)} = \pm e^{x_1} r_1 \quad (3.15)$$

e sua variância é dada por

$$\sigma_g^2 = \frac{N_0}{T_b} + g_2 \frac{N_u - 1}{3L} \quad (3.16)$$

onde o termo N_0/T_b representa a potência média do ruído aditivo Gaussiano branco. A componente g_2 corresponde ao segundo momento conjunto de e^{x_r} e é dada pela integral dupla mostrada abaixo [1]

$$\begin{aligned} g_2 &= \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty e^{2x} r^2 f_{X,R}(x, r) dx dr \\ &= A 2\sigma^2(1+K) p e^{2\sigma_s^2} + (1-A) 2\sigma^2(1+K) e^{2\sigma_u^2} \\ &= 2\sigma^2(1+K) K_0 \end{aligned} \quad (3.17)$$

onde K_0 é definida por

$$K_0 = A p e^{2\sigma_s^2} + (1-A) e^{2\sigma_u^2} \quad (3.18)$$

Inicialmente, será considerado que, tanto o desvanecimento quanto o erro no controle de potência estão condicionados e, portanto, a variável de decisão é modelada como Gaussiana. A partir dos valores da média e da variância do sinal recebido relativo ao usuário 1

e considerando-se um canal AWGN, torna-se possível calcular a relação sinal-ruído (SNR) e também a probabilidade de erro média deste sistema de comunicação. Para tanto, é importante que sejam obtidos os valores médios da SNR e também da relação sinal-interferência-mais-ruído (SINR), o que será realizado no próximo capítulo deste trabalho. Entretanto, de forma genérica é ainda possível se obter a equação da probabilidade de erro deste sistema condicionada ao erro no controle de potência e ao desvanecimento do canal, como dado por

$$P_e(\gamma_b|x, r) = Q\left(\sqrt{2\gamma_b}\right) \quad (3.19)$$

onde γ_b representa a SNR condicionada ao erro no controle de potência e ao desvanecimento do canal, sendo dada por

$$\gamma_b = \frac{e^{2x} r^2}{2\sigma_g^2} \quad (3.20)$$

3.2 Sistemas Codificados

A Fig. 3.1 é também utilizada para representar o diagrama esquemático do transmissor e do canal para este sistema codificado por satélite. Devido à utilização do código convolucional, o termo $d_1(t)$ é agora representado pela seqüência binária codificada, tendo também amplitudes $\{-1, +1\}$. E, da mesma forma, $d_1(t)$ é espalhada e depois deslocada em frequência para ser transmitida, obtendo-se $z_1(t)$. Novamente, o termo $s_1(t)$ representa o sinal recebido.

No receptor, devido à codificação, são encontradas algumas diferenças relativas ao tempo de amostragem, como mostrado pela Fig. 3.3.

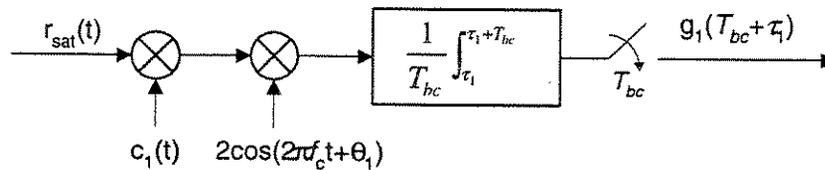


Figura 3.3: Diagrama do receptor do usuário 1 para um sistema CDMA com utilização de códigos corretores.

Comparando a Fig. 3.3 com a Fig. 3.2 nota-se que a amostragem do sinal é feita a cada intervalo de bit codificado T_{bc} e que este é menor que o intervalo de bit T_b . A razão

$$r_c = \frac{T_{bc}}{T_b} \quad (3.21)$$

é conhecida como a taxa de codificação.

Novamente, o sinal recebido $r_{sat}(t)$ na ERB é modelado por (3.9) e sua forma expandida é descrita por (3.10). Devido ao fato de que a amostragem no receptor é realizada em

instantes diferentes, a nova variável de decisão é então dada por

$$g_1(T_{bc} + \tau_1) = e^{x_1} r_1 d_1 + \sum_{i=2}^{N_u} e^{x_i} r_i J_{1i} \cos \phi_{1i} + n'(T_{bc} + \tau_1) \quad (3.22)$$

onde J_{1i} é também definida como uma VA que representa a correlação cruzada entre as seqüências pseudo-aleatórias do usuário 1 com as dos outros usuários. Assim, J_{1i} é dada por

$$J_{1i} = \frac{1}{T_{bc}} \int_{\tau_1}^{\tau_1 + T_{bc}} d_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) c_1(t - \tau_1) dt \quad (3.23)$$

e o ruído térmico é agora dado por

$$n'(T_{bc} + \tau_1) = \frac{1}{T_{bc}} \int_{\tau_1}^{\tau_1 + T_{bc}} 2n(t) c_1(t - \tau_1) \cos(\omega_c t + \theta_1) dt$$

Devido a este novo intervalo de integração, a variância da variável de decisão σ_g^2 para o sistema codificado passa a ser dada por

$$\begin{aligned} \sigma_g^2 &= \frac{N_0}{T_{bc}} + g_2 \frac{N_u - 1}{3r_c L} \\ &= \frac{N_0}{r_c T_b} + g_2 \frac{N_u - 1}{3r_c L} \end{aligned} \quad (3.24)$$

sendo g_2 dada por (3.17), igualmente para o sistema não-codificado. A dedução destas equações é encontrada no Apêndice B.

3.2.1 Fator de atividade de voz

Até aqui está sendo considerado um sistema CDMA codificado, mas que ainda não leva em conta a monitoração do fator de atividade de voz. A introdução e análise deste fator em um sistema com tecnologia CDMA acaba por alterar um pouco algumas das equações mostradas anteriormente, como a variância da variável de decisão.

A monitoração do fator de atividade de voz permitirá a análise de desempenho de um sistema CDMA em uma condição onde há menor quantidade de interferência de múltiplo acesso. Isto se explica pelo fato de que se há algum usuário que está ativo mas que não tenha atividade vocal, isto é, não esteja transmitindo, ele deixa de gerar interferência para os outros usuários do sistema.

Nesta situação, conclui-se que (3.9) é também utilizada para representar o sinal recebido de um sistema codificado onde se considera o fator de atividade de voz. A variável de decisão relativa ao usuário 1, após o receptor e com intervalo de amostragem igual a T_{bc} , é agora dada por

$$g_1(T_{bc} + \tau_1) = e^{x_1} r_1 d_1 \mu_1 + \sum_{i=2}^{N_u} e^{x_i} r_i \cos(\theta_i - \theta_1) \mu_i J_{1i} + n'(T_{bc} + \tau_1) \quad (3.25)$$

onde μ_i representa o fator de atividade de voz, que possui função densidade de probabilidade de Bernoulli

$$\mu_i = \begin{cases} 1 & \alpha \\ 0 & 1 - \alpha \end{cases} \quad (3.26)$$

onde α corresponde à probabilidade de que o usuário em questão esteja ativo. Normalmente são adotados valores para α que variam entre 0,4 e 0,6. Para o caso de um sistema que não se considera o fator de atividade de voz tem-se $\alpha = 1$.

Para uma avaliação correta do desempenho do sistema com monitoração do fator de atividade de voz, considera-se que o usuário 1 está ativo e transmitindo, ou seja, $\mu_1 = 1$, pois este usuário somente sofre interferência nesta situação.

Pela comparação das equações (3.25) e (3.22), nota-se que a diferença entre elas é dada apenas pelo termo multiplicativo μ que representa o fator de atividade de voz. Por esse motivo, a variância da variável de decisão após o receptor é dada por

$$\sigma_g^2 = \frac{N_0}{T_{bc}} + g_2 \frac{(N_u - 1)}{3r_c L} \alpha \quad (3.27)$$

onde g_2 é dada por (3.17). A dedução para (3.27) pode ser encontrada no Apêndice C.

O artigo produzido por Monk e Milstein [1] faz a análise de sistemas CDMA que utilizam enlaces por satélite somente para usuários sombreados, e também sem levar em conta o fator de atividade de voz. A equação (3.27) permite a análise da influência no desempenho de um sistema CDMA codificado deste parâmetro que é o fator de atividade de voz e que não havia sido abordado até então.

Capítulo 4

Cálculo da Relação Sinal-Ruído Média

O desempenho de sistemas de comunicações móveis com enlace por satélite que utilizam tecnologia CDMA está diretamente relacionado às suas SINR e SNR. Cada sistema, de acordo com sua configuração, possui equações específicas ao cálculo de seu desempenho.

A relação sinal-interferência-mais-ruído média por bit de um sistema é dada pela soma ponderada das SINR médias dos usuários sombreados e não-sombreados, pois o canal é modelado diferentemente em cada uma destas situações. Portanto, a SINR média de um sistema é dada por

$$\overline{\overline{\gamma_b}} \triangleq A \overline{\overline{\gamma_{b_s}}} + (1 - A) \overline{\overline{\gamma_{b_u}}} \quad (4.1)$$

onde $\overline{\overline{\gamma_{b_s}}}$ representa a SINR média por bit para os usuários sombreados e $\overline{\overline{\gamma_{b_u}}}$ para os usuários não sombreados. Observe que os termos mostrados na equação anterior possuem duas barras para representar a média em função do erro no controle de potência e também em função do desvanecimento do canal.

4.1 Sistemas Não-Codificados

Devido ao fato de que qualquer sistema baseado na tecnologia CDMA é limitado por interferência, nota-se que o fator que melhor caracteriza o desempenho do sistema é a sua relação sinal-interferência-mais-ruído.

Em um canal AWGN, como está sendo assumido neste trabalho, considera-se no receptor a superposição das potências dos sinais e do ruído. Assim, a partir da obtenção da média e da variância do sinal recebido, dadas respectivamente por (3.15) e (3.16), e sabendo que o cálculo da probabilidade de erro média é feito pelo descondicionamento de $P_e(\gamma_b|x, r)$ em função do erro no controle de potência e também do desvanecimento do canal onde se tem

$$P_e(\gamma_b|x, r) = Q\left(\sqrt{2\gamma_b}\right) \quad (4.2)$$

chega-se a definição dada por

$$\gamma_b \triangleq \frac{e^{2x} r^2}{2\sigma_g^2} \quad (4.3)$$

que representa a relação sinal-interferência-mais-ruído por bit de informação condicionada ao erro no controle de potência e ao desvanecimento do canal para um sistema não-codificado. Tem-se também que σ_g^2 é dada por (3.16) e a função $Q(x)$ é definida por

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt \quad (4.4)$$

O descondicionamento de $P_e(\gamma_b|x, r)$ será obtido no próximo capítulo, como pode ser visto em

$$\begin{aligned} P_e(\overline{\gamma_b}) &= \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty P_e(\gamma_b|x, r) f_{X,R}(x, r) dx dr \\ &= A P_e(\overline{\gamma_{b_s}})_S + (1 - A) P_e(\overline{\gamma_{b_u}})_U \end{aligned} \quad (4.5)$$

4.1.1 Cálculo da SINR média para usuários sombreados

Descondicionamento em relação ao desvanecimento do canal

O termo $\overline{\gamma_{b_s}}$ representa a SINR média por bit de informação descondicionada quanto ao desvanecimento do canal, sabendo-se que este desvanecimento é modelado por uma f.d.p. do tipo Rayleigh. Assim

$$\begin{aligned} \overline{\gamma_{b_s}} &= E_R \{ \gamma_b \} = \frac{e^{2x} r^2}{2\sigma_g^2} \\ &= \int_0^\infty \frac{e^{2x} r^2}{2\sigma_g^2} \frac{r}{\sigma^2(1+K)p} e^{\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2(1+K)p}\right)} dr \end{aligned}$$

resultando em

$$\overline{\gamma_{b_s}} = \frac{\sigma^2(1+K)p}{\sigma_g^2} e^{2x} \quad (4.6)$$

Descondicionamento em relação ao erro no controle de potência

Ao se descondicionar $\overline{\gamma_{b_s}}$ em função de x encontra-se $\overline{\overline{\gamma_{b_s}}}$, que corresponde à SINR média por bit de um usuário sombreado. Então encontra-se

$$\begin{aligned} \overline{\overline{\gamma_{b_s}}} &= E_{X_s} \{ \overline{\gamma_{b_s}} \} = E_{X_s} \{ E_R \{ \gamma_b \} \} \\ &= \int_{-\infty}^\infty \frac{\sigma^2(1+K)p}{\sigma_g^2} e^{2x} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_s^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_s^2}} dx \\ &= \frac{\sigma^2(1+K)p}{\sigma_g^2} e^{2\sigma_s^2} \end{aligned} \quad (4.7)$$

4.1.2 Cálculo da SINR média para usuários não-sombreados

Descondicionamento em relação ao desvanecimento do canal

Igualmente como foi feito para os usuários sombreados, deve-se agora calcular o valor de $\overline{\gamma_{b_u}}$, que representa a SINR média por bit de informação para os usuários não-sombreados descondicionada quanto ao desvanecimento do canal.

Para a situação de não-sombreamento a f.d.p. que modela o desvanecimento do canal é a de uma VA do tipo Rice. Assim

$$\begin{aligned}\overline{\gamma_{b_u}} &= E_R \{ \gamma_b \} = \frac{e^{2x} \overline{r^2}}{2\sigma_g^2} \\ &= \int_0^\infty \frac{e^{2x} r^2}{2\sigma_g^2 \sigma^2} e^{\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2} - K\right)} I_0 \left(\sqrt{\frac{r^2 2K}{\sigma^2}} \right) dr\end{aligned}$$

onde se encontra que

$$\overline{\gamma_{b_u}} = \frac{\sigma^2 (1 + K)}{\sigma_g^2} e^{2x} \quad (4.8)$$

Descondicionamento em relação ao erro no controle de potência

Pelo descondicionamento de $\overline{\gamma_{b_u}}$ em função do erro no controle de potência encontra-se a seguinte equação

$$\begin{aligned}\overline{\overline{\gamma_{b_u}}} &= E_{X_u} \{ \overline{\gamma_{b_u}} \} = E_{X_u} \{ E_R \{ \gamma_b \} \} \\ &= \int_{-\infty}^\infty \frac{e^{2x} \sigma^2 (1 + K)}{\sigma_g^2} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_u^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_u^2}} dx\end{aligned}$$

correspondendo a

$$\overline{\overline{\gamma_{b_u}}} = \frac{\sigma^2 (1 + K)}{\sigma_g^2} e^{2\sigma_u^2} \quad (4.9)$$

4.1.3 Cálculo da SINR média ponderada

Para se obter os valores da energia média e da relação sinal-ruído média dos usuários, deve-se inicialmente conhecer a SINR total para o sistema não-codificado, que é dada por (4.1). Substituindo as equações (4.7) e (4.9) em (4.1) encontra-se

$$\begin{aligned}\overline{\overline{\gamma_b}} &\triangleq A \overline{\overline{\gamma_{b_s}}} + (1 - A) \overline{\overline{\gamma_{b_u}}} \\ &= \frac{\sigma^2 (1 + K)}{\sigma_g^2} \left[A e^{2\sigma_s^2} p + (1 - A) e^{2\sigma_u^2} \right] \\ &= \frac{\sigma^2 (1 + K)}{\sigma_g^2} K_0\end{aligned} \quad (4.10)$$

Agora, fazendo-se a substituição de σ_g^2 dada por (3.16) em (4.10), chega-se a

$$\begin{aligned} \overline{\overline{\gamma_b}} &= \frac{\sigma^2 (1 + K) K_0}{\left[\frac{N_0}{2\sigma^2(1+K)T_b} + \frac{(N_u-1)K_0}{3L} \right] 2\sigma^2(1+K)} \\ &= \left[\frac{N_0}{\sigma^2(1+K)T_b K_0} + 2\frac{(N_u-1)}{3L} \right]^{-1} \end{aligned} \quad (4.11)$$

onde a constante K_0 é dada por (3.18).

Observando o primeiro termo do lado direito da equação anterior é possível verificar que a relação sinal-ruído média deste sistema é dada por

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\sigma^2(1+K)T_b K_0}{N_0} \quad (4.12)$$

A partir de agora, a relação sinal-ruído definida para o sistema não-codificado (4.12) será denotada por ξ_b como pode ser visto em

$$\frac{E_b}{N_0} \triangleq \xi_b \quad (4.13)$$

Ela será utilizada como um dos principais parâmetros para a obtenção do desempenho dos sistemas e também como meio de comparação entre os mesmos. Desta forma, é possível definir a SINR média por bit de um sistema não-codificado a partir da definição de ξ_b , de onde se obtém

$$\overline{\overline{\gamma_b}} = \left[\frac{1}{\xi_b} + 2\frac{(N_u-1)}{3L} \right]^{-1} \quad (4.14)$$

4.2 Sistemas Codificados

A utilização de códigos convolucionais implica em diversidade para o sistema em canais AWGN. A diversidade se deve ao número de possibilidades de seqüências binárias decodificadas.

Devido ao fato de que a decodificação é do tipo suave e é realizada pelo Algoritmo de Viterbi, a probabilidade de erro é obtida como sendo um limitante superior que é dado por

$$P_e(\overline{\overline{\gamma_{bc}}}) \leq \frac{1}{k} \sum_{d=d_{free}}^{\infty} \beta_d P_e(d, \overline{\overline{\gamma_{bc}}}) \quad (4.15)$$

onde d_{free} é a distância livre do código convolucional e β_d representa os pesos multiplicativos relacionados a d e que são obtidos a partir da função de transferência do código. Conan [20] apresenta o d_{free} e os parâmetros β_d para vários códigos convolucionais.

O descondicionamento em função de x e r de $P_e(d, \gamma_{bc}|x, r)$, dada por (4.17), é dado por

$$P_e(d, \overline{\overline{\gamma_{bc}}}) = \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} P_e(d, \gamma_{bc}|x, r) f_{X,R}(x, r) dx dr \quad (4.16)$$

e será realizado no próximo capítulo.

Para o caso de um sistema codificado sem monitoração do fator de atividade de voz, a probabilidade de erro de bit condicionada ao desvanecimento do canal e ao erro no controle de potência, também denotada de “*pairwise error probability*”, é dada por

$$P_e(d, \gamma_{bc}|x, r) = Q\left(\sqrt{2\gamma_{bc}}\right) \quad (4.17)$$

onde a SINR por bit codificado condicionada ao erro no controle de potência e também ao desvanecimento do canal é dada por

$$\gamma_{bc} = \frac{e^{2x}}{2\sigma_g^2} \sum_{i=1}^d r_i^2 \quad (4.18)$$

dado que σ_g^2 corresponde à variância da variável de decisão para este sistema, sendo dada por (3.24). É importante salientar que o somatório de termos encontrado nesta equação está relacionado à diversidade implementada pela codificação convolucional, sendo que o menor valor de d corresponde ao d_{free} do código utilizado.

4.2.1 Cálculo da SINR média para usuários sombreados

Descondicionamento em relação ao desvanecimento do canal

O descondicionamento de γ_{bc} em termos do desvanecimento do canal é obtido considerando o canal como sendo modelado pela f.d.p. de uma VA do tipo Rayleigh para cada uma das componentes de diversidade, gerando $\overline{\gamma_{bc_s}}$, que é dada a seguir

$$\begin{aligned} \overline{\gamma_{bc_s}} &= E_R\{\gamma_{bc}\} = E_R\left\{\frac{e^{2x}}{2\sigma_g^2} \sum_{i=1}^d r_i^2\right\} \\ &= \int_0^\infty \left(\frac{e^{2x}}{2\sigma_g^2} \sum_{i=1}^d r_i^2\right) \frac{r}{\sigma^2(1+K)p} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2(1+K)p}} dr \end{aligned}$$

de onde se obtém como resultado a seguinte expressão

$$\overline{\gamma_{bc_s}} = d \frac{\sigma^2(1+K)p}{\sigma_g^2} e^{2x} \quad (4.19)$$

Descondicionamento em relação ao erro no controle de potência

E também é necessário obter o valor da SINR média por bit de informação codificado descondicionando $\overline{\gamma_{bc_s}}$ em função do erro no controle de potência. Assim, encontra-se

$$\begin{aligned} \overline{\overline{\gamma_{bc_s}}} &= E_{X_s}\{\overline{\gamma_{bc_s}}\} = E_{X_s}\{E_R\{\gamma_{bc}\}\} \\ &= \int_{-\infty}^\infty \frac{e^{2x} \sigma^2(1+K)p d}{\sigma_g^2} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_s^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_s^2}} dx \\ &= d \frac{\sigma^2(1+K)p}{\sigma_g^2} e^{2\sigma_s^2} \end{aligned} \quad (4.20)$$

4.2.2 Cálculo da SINR média para usuários não-sombreados

Descondicionamento em relação ao desvanecimento do canal

O termo $\overline{\gamma_{bc_u}}$ representa a SINR média por bit descondicionada relativa ao desvanecimento do canal, isto é

$$\begin{aligned}\overline{\gamma_{bc_u}} &= E_R \{ \gamma_{bc} \} \\ &= \int_0^\infty \frac{e^{2x}}{2\sigma_g^2} \left(\sum_{i=1}^d r_i^2 \right) \frac{r}{\sigma^2} e^{(-\frac{r^2}{2\sigma^2} - K)} I_0 \left(\sqrt{\frac{r^2 2K}{\sigma^2}} \right) dr \\ &= d \frac{\sigma^2 (1 + K)}{\sigma_g^2} e^{2x}\end{aligned}\tag{4.21}$$

Descondicionamento em relação ao erro no controle de potência

Para finalizar o cálculo da SINR de usuários não-sombreados de um sistema codificado, descondiciona-se (4.21) em função do erro no controle de potência, onde se tem

$$\begin{aligned}\overline{\overline{\gamma_{bc_u}}} &= E_{X_u} \{ \overline{\gamma_{bc_u}} \} = E_{X_u} \{ E_R \{ \gamma_{bc} \} \} \\ &= \int_{-\infty}^\infty \frac{e^{2x} \sigma^2 (1 + K) d}{\sigma_g^2} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_u^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_u^2}} dx \\ &= d \frac{\sigma^2 (1 + K)}{\sigma_g^2} e^{2\sigma_u^2}\end{aligned}\tag{4.22}$$

4.2.3 Cálculo da SINR média ponderada

A relação sinal-interferência-mais-ruído média por bit de informação codificado é também dada pela soma ponderada de (4.20) e (4.22), da mesma forma que em (4.1), como mostrado abaixo

$$\begin{aligned}\overline{\overline{\gamma_{bc}}} &= \left[A e^{2\sigma_s^2} p + (1 - A) e^{2\sigma_u^2} \right] \frac{\sigma^2 (1 + K)}{\sigma_g^2} d \\ &= d \frac{\sigma^2 (1 + K)}{\sigma_g^2} K_0\end{aligned}$$

Substituindo o valor da variância da variável de decisão σ_g^2 (3.24) na equação anterior chega-se a

$$\begin{aligned}\overline{\overline{\gamma_{bc}}} &= \frac{\sigma^2 (1 + K) K_0 d}{\left[\frac{N_0}{2\sigma^2(1+K)K_0T_{bc}} + \frac{(N_u-1)}{3r_cL} \right] 2\sigma^2(1+K)K_0} \\ &= \left[\frac{N_0}{\sigma^2(1+K)K_0dT_{bc}} + \frac{2(N_u-1)}{d} \frac{1}{3r_cL} \right]^{-1}\end{aligned}\tag{4.23}$$

Agora, a partir desta equação é possível obter $\overline{\overline{\gamma}}_b$, que representa a relação sinal-interferência-mais-ruído média por bit para o sistema codificado, sabendo-se que

$$\overline{\overline{\gamma}}_b = \frac{\overline{\overline{\gamma}}_{bc}}{r_c}$$

onde r_c , dada por (3.21), representa a taxa de codificação. Assim, encontra-se

$$\overline{\overline{\gamma}}_b = \left[\frac{N_0}{\sigma^2 (1 + K) K_0 d T_b} + \frac{2 (N_u - 1)}{d \cdot 3L} \right]^{-1}$$

Nota-se que o primeiro termo à direita da igualdade representa a SNR média por bit de informação de um sistema codificado. Assim

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\sigma^2 (1 + K) K_0 T_b}{N_0} d \quad (4.24)$$

de onde se verifica que

$$\frac{E_b}{N_0} = d \xi_b \quad (4.25)$$

mostrando que a SNR média por bit de informação de um sistema codificado é d vezes maior que a SNR média de um sistema não-codificado.

É então possível obter $\overline{\overline{\gamma}}_{bc}$ em função de ξ_b substituindo (4.13) em (4.23), como mostrado em

$$\overline{\overline{\gamma}}_{bc} = \left[\frac{1}{\xi_b r_c d} + \frac{2 (N_u - 1)}{r_c d \cdot 3L} \right]^{-1} \quad (4.26)$$

sendo $r_c d$ o ganho do código.

4.3 Sistemas Codificados com Monitoração da Atividade de Voz

Em um sistema codificado em que se leva em conta o fator de atividade de voz existem algumas mudanças em alguns dos parâmetros básicos quando comparados aos do sistema codificado dado anteriormente. Entre eles, tem-se uma nova variável de decisão e, portanto, um nova equação correspondente à sua variância. Assim, para o sistema codificado com monitoração da atividade de voz, verifica-se que

$$P_e(d, \gamma_{bc} | x, r) = Q\left(\sqrt{2\gamma_{bc}}\right) \quad (4.27)$$

onde

$$\gamma_{bc} = \frac{e^{2x}}{2\sigma_g^2} \sum_{i=1}^d r_i^2 \quad (4.28)$$

representa a SINR por bit codificado condicionada ao erro no controle de potência e ao desvanecimento do canal e onde σ_g^2 representa a variância da variável de decisão dada por (3.27), sendo reproduzida a seguir

$$\sigma_g^2 = \left[\frac{N_0}{T_{bc}} + g_2 \frac{(N_u - 1)}{3r_c L} \alpha \right]$$

O termo α representa o fator de atividade de voz.

4.3.1 Cálculo da SINR média para usuários sombreados

Descondicionamento em relação ao desvanecimento do canal

O termo $\overline{\gamma_{bc_s}}$ representa a SNR por bit codificado descondicionada relativamente ao desvanecimento do canal, isto é

$$\overline{\gamma_{bc_s}} = E_R \{ \gamma_{bc} \} = E_R \left\{ \frac{e^{2x}}{2\sigma_g^2} \sum_{i=1}^d r_i^2 \right\}$$

sendo

$$\overline{\gamma_{bc_s}} = \frac{\sigma^2(1+K)p}{\sigma_g^2} e^{2x} d \quad (4.29)$$

Novamente, o desvanecimento do canal é suposto Rayleigh.

Descondicionamento em relação ao erro no controle de potência

E também é necessário encontrar o valor da SINR média por bit de informação codificado para os usuários sombreados descondicionando $\overline{\gamma_{bc_s}}$ em função do erro no controle de potência, de forma que se tem

$$\begin{aligned} \overline{\overline{\gamma_{bc_s}}} &= E_{X_s} \{ \overline{\gamma_{bc_s}} \} = E_{X_s} \{ E_R \{ \gamma_{bc} \} \} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{2x} \sigma^2 (1+K) p d}{\sigma_g^2} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_s^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_s^2}} dx \\ &= d \frac{\sigma^2 (1+K) p}{\sigma_g^2} e^{2\sigma_s^2} \end{aligned} \quad (4.30)$$

4.3.2 Cálculo da SINR média para usuários não-sombreados

Descondicionamento em relação ao desvanecimento do canal

Agora, para o caso de usuários não-sombreados, dado que o desvanecimento do canal é modelado como Rice, encontra-se

$$\begin{aligned}
 \overline{\gamma_{bc_u}} &= E_R \{ \gamma_{bc} \} \\
 &= \int_0^\infty \left(\frac{e^{2x}}{2\sigma_g^2} \sum_{i=1}^d r_i^2 \right) \frac{r}{\sigma^2} e^{(-\frac{r^2}{2\sigma^2} - K)} I_0 \left(\sqrt{\frac{r^2 2K}{\sigma^2}} \right) dr \\
 &= d \frac{\sigma^2 (1 + K)}{\sigma_g^2} e^{2x}
 \end{aligned} \tag{4.31}$$

Descondicionamento em relação ao erro no controle de potência

Como foi feito para todos os outros sistemas anteriores, é ainda necessário se fazer o descondicionamento de $\overline{\gamma_{bc_u}}$ em função do erro no controle de potência, onde se tem

$$\begin{aligned}
 \overline{\overline{\gamma_{bc_u}}} &= E_{X_u} \{ \overline{\gamma_{bc_u}} \} = E_{X_u} \{ E_R \{ \gamma_{bc} \} \} \\
 &= \int_{-\infty}^\infty \frac{e^{2x} \sigma^2 (1 + K) d}{\sigma_g^2} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_u^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_u^2}} dx \\
 &= d \frac{\sigma^2 (1 + K)}{\sigma_g^2} e^{2\sigma_u^2}
 \end{aligned} \tag{4.32}$$

4.3.3 Cálculo da SINR média ponderada

A relação sinal-interferência-mais-ruído média por bit de informação codificado para este sistema é dada por

$$\begin{aligned}
 \overline{\overline{\gamma_{bc}}} &= \left[A e^{2\sigma_s^2} p + (1 - A) e^{2\sigma_u^2} \right] d \frac{\sigma^2 (1 + K)}{\sigma_g^2} \\
 &= d \frac{\sigma^2 (1 + K)}{\sigma_g^2} K_0
 \end{aligned}$$

onde, substituindo na equação anterior o valor da variância da variável de decisão σ_g^2 , dada por (3.27), obtém-se

$$\overline{\overline{\gamma_{bc}}} = \left[\frac{N_0}{\sigma^2 (1 + K) d T_{bc} K_0} + \frac{2\alpha (N_u - 1)}{d} \frac{1}{3r_c L} \right]^{-1}$$

e, novamente, a partir da relação

$$\overline{\overline{\gamma_b}} = \frac{\overline{\overline{\gamma_{bc}}}}{r_c}$$

obtém-se a SINR média por bit para o sistema codificado com monitoração da atividade de voz, onde

$$\overline{\overline{\gamma}}_b = \left[\frac{N_0}{d\sigma^2(1+K)T_bK_0} + \frac{2\alpha(N_u-1)}{d} \frac{1}{3L} \right]^{-1}$$

Neste ponto é novamente possível se identificar que o primeiro termo à direita da igualdade representa a SNR média por bit do sistema codificado. Assim

$$\frac{E_b}{N_0} = d \frac{\sigma^2(1+K)T_bK_0}{N_0} \quad (4.33)$$

podendo ser também obtida em função de ξ_b (4.13), onde

$$\frac{E_b}{N_0} = d\xi_b$$

que é idêntica à equação que representa a SNR média por bit de um sistema codificado sem se levar em consideração o fator de atividade de voz.

Observa-se também que a monitoração da atividade de voz não muda o valor da SNR do sistema, mas apenas a quantidade de interferência existente. Conclui-se, portanto, que há uma diminuição da interferência de múltiplo acesso, possibilitando a obtenção de valores menores de probabilidade de erro média.

Da mesma forma que foi feito para a SNR média, escreve-se também a SINR média por bit de informação codificado para este sistema em função de ξ_b (4.13)

$$\overline{\overline{\gamma}}_{bc} = \left[\frac{1}{\xi_b r_c d} + \frac{2\alpha(N_u-1)}{r_c d} \frac{1}{3L} \right]^{-1} \quad (4.34)$$

4.4 Comparação entre as energias dos sistemas

A observação das SINR dos sistemas mostra que há uma estreita ligação entre elas, assim como para as SNR. Por exemplo, tomando como referência a equação (4.34). Considerando um fator de atividade de voz correspondente a $\alpha = 1$ encontra-se a equação (4.26), que representa a SINR por bit de informação de um sistema codificado onde não se leva em conta o fator de atividade de voz. E, ao se fazer $r_c = 1$ e $d = 1$, que representa excluir a diversidade gerada pela codificação, chega-se à equação (4.14).

Da mesma forma que as SINR dos sistemas estão interligadas, também estão as relações sinal-ruído. Já foi mencionado anteriormente que as SNR dos sistemas codificados, dadas por (4.24) e (4.33), são iguais. E estas mesmas SNR são ainda diretamente ligadas a relação sinal-ruído de um sistema não-codificado por meio da ξ_b , dada por (4.13).

Capítulo 5

Cálculo da Probabilidade de Erro de um Sistema CDMA

A avaliação do desempenho de um sistema de comunicação está baseada no cálculo dos valores da probabilidade de erro de bit média, que por sua vez está diretamente relacionada a SINR e a outros parâmetros inerentes ao sistema, como por exemplo, a codificação dos bits de informação, erro do controle de potência do sinal, o fator de atividade de voz e outros.

Especialmente para o caso de um sistema de comunicações que utiliza tecnologia CDMA, o fator de atividade de voz é de grande importância. Isto porque os sistemas CDMA são limitados por interferência. Assim, quando o usuário que está ativo pára de falar, ele diminui a sua taxa de transmissão para o canal e, portanto, gera menor intensidade de interferência para os outros usuários.

Não menos importante é o controle de potência. Um dos grandes desafios e trunfos de um sistema CDMA é o fato de que o sinal de todos os usuários cheguem à ERB praticamente com mesma potência. E um eficiente controle de potência é necessário para se evitar o problema conhecido como “near-far” e conseqüentemente possibilitar uma minimização da interferência no sistema, melhorando o seu desempenho.

Será também analisada a influência de um fator p de sobrecompensação de potência para os usuários sombreados no desempenho total do sistema. Este fator p permite que a potência do sinal dos usuários sombreados tenha um ganho extra, possibilitando uma melhoria nas condições de comunicação dos mesmos e assim uma possível melhoria na probabilidade de erro de bit média do sistema.

Outra importante motivação de análises e estudos está na obtenção de valores ótimos para p . É suposto que seja possível a obtenção de uma condição ótima para o desempenho do sistema para determinados valores de p e também para determinados níveis de carregamento do mesmo. Nestas situações o sistema possui valores mínimos de probabilidade de erro média.

Inicialmente, será considerado um sistema não-codificado e sem monitoração da atividade de voz. Logo em seguida, será analisado o desempenho deste mesmo sistema considerando agora a utilização de um código convolucional. E para finalizar, um sistema codificado com a monitoração da atividade de voz.

5.1 Desempenho de Sistemas Não-Codificados

Para o sistema em questão, não se utiliza código corretor de erros nem se considera o fator de atividade de voz. O cálculo do desempenho deste sistema é obtido pelo descondicionamento de $P_e(\gamma_b|x, r)$, que é dada por (4.2), em função do erro no controle de potência x e também do desvanecimento do canal r . A equação para $P_e(\gamma_b|x, r)$ está reproduzida a seguir

$$P_e(\gamma_b|x, r) = Q\left(\sqrt{2\gamma_b}\right) \quad (5.1)$$

onde se tem que

$$\gamma_b = \frac{e^{2x}r^2}{2\sigma_g^2}$$

Nestas equações, σ_g^2 representa a variância da variável de decisão do sistema e é dada por (3.16). Já o termo γ_b representa a SINR condicionada ao erro no controle de potência e ao desvanecimento do canal.

Devido às diferentes condições de desvanecimento do canal, observa-se que a integração mostrada em (4.5) pode ser dividida de forma a facilitar a obtenção de resultados, tanto numéricos quanto simbólicos. O cálculo pode ser feito para os usuários sombreados e não-sombreados separadamente como mostrado por

$$\begin{aligned} P_e(\overline{\gamma_b}) &= \int_0^\infty P_e(\gamma_b|x, r) f_{X,R}(x, r) dr \\ &= A \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty P_e(\gamma_b|x, r) f_{X_s}(x) f_R(r) dx dr + \\ &\quad + (1 - A) \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty P_e(\gamma_b|x, r) f_{X_u}(x) f_R(r) dx dr \quad (5.2) \\ &= AP_e(\overline{\gamma_{b_s}})_S + (1 - A) P_e(\overline{\gamma_{b_u}})_U \end{aligned}$$

Da mesma forma, o descondicionamento pode ser feito inicialmente em função do desvanecimento do canal e depois em função do erro no controle de potência.

5.1.1 Cálculo da probabilidade de erro para usuários sombreados

O cálculo da probabilidade de erro de um sistema não-codificado onde os usuários estão sombreados é obtido pela resolução da integral dupla dada por

$$P_e(\overline{\gamma_{b_s}})_S = \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty P_e(\gamma_b|x, r) f_{X_s}(x) f_R(r) dx dr \quad (5.3)$$

Como mostrado por (5.2), é possível particionar esta integral dupla facilitando assim a obtenção dos resultados. O descondicionamento de $P_e(\gamma_b|x, r)$ em termos de r e x é feito utilizando-se as equações de suas respectivas f.d.p., dadas por (3.4) e (3.6).

Descondicionamento relativo ao desvanecimento do canal

A resolução parcial de (5.3) em função do desvanecimento do canal pode ser obtida de forma simbólica, ou seja, esta integral apresenta resolução em forma fechada. O canal é modelado como possuindo desvanecimento Rayleigh, de forma que se tem que

$$\begin{aligned} P_e(\overline{\gamma}_{b_s}|x)_S &= \int_0^\infty P_e(\gamma_b|x, r) f_R(r) dr \\ &= \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{e^{2x} r^2}{\sigma_g^2}}\right) \frac{r}{\sigma^2(1+K)p} e^{\left(\frac{-r^2}{2\sigma^2(1+K)p}\right)} dr \end{aligned} \quad (5.4)$$

obtendo como resultado

$$P_e(\overline{\gamma}_{b_s}|x)_S = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\overline{\gamma}_{b_s}}{\overline{\gamma}_{b_s} + 1}} \quad (5.5)$$

onde $\overline{\gamma}_{b_s}$ representa a SINR média por bit de informação descondicionada relativamente ao desvanecimento do canal, sendo reproduzida de (4.6)

$$\overline{\gamma}_{b_s} = \frac{\sigma^2(1+K)p}{\sigma_g^2} e^{2x}$$

Para que possam ser obtidos resultados numéricos, dando continuidade ao descondicionamento de (5.5), é necessário que seja encontrada uma relação entre σ_g^2 e σ^2 , pois seus valores não são conhecidos separadamente. Então, denotando por K_2 a relação entre σ_g^2 e σ^2 , encontra-se

$$K_2 \triangleq \frac{\sigma_g^2}{\sigma^2} = \frac{N_0}{\sigma^2 T_b} + \frac{2(N_u - 1)}{3L} (1+K)K_0$$

Usando (4.12), define-se uma nova constante denotada K_1 que é dada por

$$K_1 \triangleq \frac{N_0}{\sigma^2 T_b} = \frac{1}{\xi_b} (1+K)K_0 \quad (5.6)$$

sendo então possível reescrever K_2 , onde

$$\begin{aligned} K_2 &\triangleq \frac{\sigma_g^2}{\sigma^2} = K_1 + \frac{2(N_u - 1)}{3L} (1+K)K_0 \\ &= \left[\frac{1}{\xi_b} + \frac{2(N_u - 1)}{3L} \right] (1+K)K_0 \end{aligned} \quad (5.7)$$

Assim, substituindo K_2 em $\overline{\gamma}_{b_s}$, cuja equação é dada por (4.6), encontra-se

$$\begin{aligned}\overline{\gamma}_{b_s} &= \frac{(1+K)p}{K_2} e^{2x} \\ &= \frac{pe^{2x}}{\left[\frac{1}{\xi_b} + \frac{2(N_u-1)}{3L}\right] K_0}\end{aligned}$$

Descondicionamento relativo ao erro no controle de potência

Para finalizar o cálculo da probabilidade de erro dos usuários sombreados, deve-se ainda descondicionar (5.5) em termos do erro no controle de potência. Assim, encontra-se

$$\begin{aligned}P_e(\overline{\gamma}_{b_s})_S &= \int_{-\infty}^{\infty} P_e(\overline{\gamma}_{b_s}|x)_S f_{X_s}(x) dx \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\overline{\gamma}_{b_s}}{\overline{\gamma}_{b_s} + 1}}\right) f_{X_s}(x) dx\end{aligned}$$

onde se utiliza a definição de $\overline{\gamma}_{b_s}$ dada anteriormente. Deve-se comentar que não há uma resolução em forma fechada para esta integral, devendo ser resolvida numericamente.

5.1.2 Cálculo da probabilidade de erro para usuários não-sombreados

Agora, para o cálculo da probabilidade de erro dos usuários não-sombreados, torna-se necessário resolver

$$\begin{aligned}P_e(\overline{\gamma}_{b_u})_U &= \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} P_e(\gamma_b|x, r) f_{X_u}(x) f_R(r) dx dr \\ &= \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{e^{2x} r^2}{\sigma_g^2}}\right) \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_u^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_u^2}} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{r^2}{2\sigma^2} - K\right)} I_0\left(\sqrt{\frac{r^2 2K}{\sigma^2}}\right) dx dr\end{aligned}\quad (5.8)$$

Esta integral dupla não possui resolução em forma fechada nem mesmo quando resolvida parcialmente em função do erro no controle de potência ou do desvanecimento do canal. Ainda assim, novamente há a necessidade de se utilizar a relação entre σ^2 e σ_g^2 , denotada por K_2 e dada por (5.7).

Descondicionamento relativo ao desvanecimento do canal

Como forma a facilitar a obtenção dos resultados numéricos da probabilidade de erro para usuários não-sombreados, faz-se necessária uma mudança de variáveis, onde se tem

$$\begin{aligned}\frac{r^2}{2\sigma^2} &= \beta^2 \\ \frac{r^2}{\sigma_g^2} &= \frac{r^2}{2\sigma^2} \frac{2\sigma^2}{\sigma_g^2} = \frac{2\beta^2}{K_2} \\ r dr &= 2\sigma^2 \beta d\beta\end{aligned}$$

Agora, fazendo as substituições necessárias, encontra-se a seguinte integral

$$P_e(\overline{\gamma}_{b_u}|x)_U = \int_0^\infty 2Q\left(\sqrt{\frac{2e^{2x}\beta^2}{K_2}}\right) \beta e^{(-\beta^2-K)} I_0\left(\sqrt{4K\beta^2}\right) d\beta \quad (5.9)$$

Descondicionamento relativo ao erro no controle de potência

É ainda necessário descondicionar $P_e(\overline{\gamma}_{b_u}|x)_U$ em função do erro no controle de potência para que o cálculo do desempenho do sistema não-codificado seja completado. E isto é mostrado em

$$P_e(\overline{\gamma}_{b_u})_U = \int_{-\infty}^\infty P_e(\overline{\gamma}_{b_u}|x)_U \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_u^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_u^2}} dx$$

que infelizmente não possui resolução em forma fechada, podendo ser resolvida apenas numericamente.

Obtidas as equações que permitem o cálculo do desempenho dos usuários sombreados e não-sombreados, a probabilidade de erro de bit média para um sistema não-codificado como um todo é dada por

$$P_e(\overline{\gamma}_b) = AP_e(\overline{\gamma}_{b_s})_S + (1 - A) P_e(\overline{\gamma}_{b_u})_U$$

5.2 Desempenho de um Sistema Codificado

Agora, o sistema a ser estudado possui como principal característica a utilização de codificação convolucional nos bits de informação, embora ainda não se utilize a monitoração da atividade de voz dos usuários. O desvanecimento no canal é também considerado lento, permitindo uma decodificação coerente dos sinais.

Como mencionado no capítulo anterior, a utilização do código convolucional resulta em diversidade para o sistema. Esta diversidade está relacionada à probabilidade de que seja decodificada uma seqüência com d erros a partir de uma seqüência recebida. Desta forma,

como há várias possibilidades de seqüências com d erros, a probabilidade de erro média de bit é mostrada a seguir por (4.15)

$$P_e(\overline{\gamma_{bc}}) \leq \frac{1}{k} \sum_{d=d_{free}}^{\infty} \beta_d P_e(d, \overline{\gamma_{bc}})$$

Da mesma forma que foi feito para um sistema não-codificado, o cálculo da integral da probabilidade de erro pode ser particionada de forma a facilitar a obtenção de resultados, como pode ser visto em

$$P_e(d, \overline{\gamma_{bc}}) = \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} P_e(d, \gamma_{bc}|x, r) f_{X,R}(x, r) dx dr \quad (5.10)$$

ou de forma equivalente por

$$P_e(d, \overline{\gamma_{bc}}) = A P_e(d, \overline{\gamma_{bc_s}})_S + (1 - A) P_e(d, \overline{\gamma_{bc_u}})_U$$

onde o termo $P_e(d, \overline{\gamma_{bc_s}})_S$ está relacionado aos usuários sombreados e $P_e(d, \overline{\gamma_{bc_u}})_U$ aos usuários não-sombreados, sendo obtidos pelo descondicionamento de $P_e(d, \gamma_{bc}|x, r)$ em função do erro no controle de potência e do desvanecimento do canal como mostrado por (4.16).

O valor da probabilidade de erro condicionada a x e r é dada por (4.17) e reproduzida a seguir por

$$P_e(d, \gamma_{bc}|x, r) = Q\left(\sqrt{2\gamma_{bc}}\right)$$

onde se tem γ_{bc} dada por (4.18)

$$\gamma_{bc} = \frac{e^{2x}}{2\sigma_g^2} \sum_{i=1}^d r_i^2$$

O somatório representa a diversidade implementada pela codificação.

5.2.1 Cálculo da probabilidade de erro para usuários sombreados

Será realizado, por questões de conveniência, uma troca de variáveis em (4.17). Define-se, assim, a VA δ que será dada pelo somatório de VAs Rayleigh quadráticas, de forma que se tem

$$\delta = \sum_{i=1}^d r_i^2 \quad (5.11)$$

cuja f.d.p. corresponde a de uma VA chi-quadrada com $2d$ graus de liberdade. É necessário que sejam obtidos a f.d.p. e os momentos desta nova VA para que seja possível calcular a probabilidade de erro dos usuários sombreados.

Sabe-se que uma VA Rayleigh é obtida através da raiz quadrada da soma de VAs Gaussianas quadráticas estatisticamente independentes de média nula e com variância σ^2 ,

como dado por

$$r = \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2}$$

Uma VA Gaussiana de média nula e variância σ^2 possui f.d.p. dada por

$$f_Z(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}}$$

e a f.d.p. de uma VA Rayleigh obtida a partir desta VA Gaussiana é dada por

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad r \geq 0$$

onde σ representa o desvio padrão da VA Gaussiana.

Neste trabalho, já foi mencionado que a potência do sinal dos usuários sombreados é aumentada pela utilização de fatores de compensação e sobrecompensação dados por $(1 + K)p$. Assim, encontra-se

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2(1 + K)p} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2(1 + K)p}} \quad r \geq 0$$

que corresponde à mesma função densidade de probabilidade Rayleigh assumida para o desvanecimento do canal dada inicialmente.

Sabe-se também que o quadrado de uma VA Rayleigh corresponde a uma VA chi-quadrada central que possui 2 graus de liberdade. Desta maneira, é possível associar esta definição à VA δ dada por (5.11) onde

$$\delta = \sum_{i=1}^d r_i^2 = \sum_{i=1}^{2d} Z_i^2$$

Então, tem-se que δ é uma VA chi-quadrada central com $2d$ graus de liberdade cujos momentos são dados por [13]

$$\begin{aligned} E\{\delta\} &= 2d\sigma^2(1 + K)p \\ E\{\delta^2\} &= 4d[\sigma^2(1 + K)p]^2 + (2d)^2[\sigma^2(1 + K)p]^2 \\ \sigma_\delta^2 &= d[2\sigma^2(1 + K)p]^2 \end{aligned} \quad (5.12)$$

e sua f.d.p. é dada por [13]

$$f_\delta(\delta) = \frac{1}{[2\sigma^2(1 + K)p]^d \Gamma(d)} \delta^{d-1} e^{-\frac{\delta}{2\sigma^2(1 + K)p}} \quad \delta \geq 0 \quad (5.13)$$

onde $\Gamma(x)$ é a função Gamma e é definida por

$$\Gamma(x) = \int_0^\infty t^{x-1} e^{-t} dt \quad \text{para } x > 0$$

Descondicionamento relativo ao desvanecimento do canal

A integral que calcula a probabilidade de erro relativa aos usuários sombreados, descondicionando em função do desvanecimento do canal, pode ser resolvida de maneira simbólica após a mudança de variáveis sugerida anteriormente. Assim,

$$\begin{aligned} P_e(d, \overline{\gamma_{bc_s}}|x)_S &= \int_0^\infty P_e(d, \gamma_{bc}|x, \delta) f_\delta(\delta) d\delta \\ &= \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{e^{2x}\delta}{\sigma_g^2}}\right) \frac{1}{[2\sigma^2(1+K)p]^d \Gamma(d)} \delta^{d-1} e^{-\frac{\delta}{2\sigma^2(1+K)p}} d\delta \end{aligned} \quad (5.14)$$

cuja resolução simbólica é mostrada abaixo [13]

$$P_e(d, \overline{\gamma_{bc_s}}|x)_S = \left(\frac{1-\nu}{2}\right)^d \sum_{j=0}^{d-1} \binom{d-1+j}{j} \left(\frac{1+\nu}{2}\right)^j \quad (5.15)$$

onde se tem que

$$\nu = \sqrt{\frac{\overline{\gamma_{c_s}}}{\overline{\gamma_{c_s}} + 1}} \quad (5.16)$$

O termo $\overline{\gamma_{c_s}}$ pode ser entendido como a representação de uma SINR por diversidade introduzida pelo código. É possível verificar a existência de uma relação entre $\overline{\gamma_{c_s}}$ e $\overline{\gamma_{bc_s}}$ que é dada por

$$\overline{\gamma_{c_s}} = \frac{\overline{\gamma_{bc_s}}}{d}$$

Como $\overline{\gamma_{bc_s}}$ representa a SINR média descondicionada relativamente ao desvanecimento do canal e é dada por (4.19), verifica-se que

$$\overline{\gamma_{c_s}} = \frac{\sigma^2(1+K)p}{\sigma_g^2} e^{2x}$$

sendo σ_g^2 dada por (3.24).

Da mesma forma que foi feito para o sistema não-codificado, é necessário que seja encontrada uma nova relação entre σ_g^2 e σ^2 para obtenção dos resultados a partir de (5.15). Desta maneira, dividindo-se a variância da variável de decisão para o sistema codificado (3.24) por σ^2 se obtém

$$K_2 \triangleq \frac{\sigma_g^2}{\sigma^2} = \frac{N_0}{r_c \sigma^2 T_b} + \frac{2(N_u - 1)(1+K)}{3r_c L} K_0$$

Assim, a partir da SNR do sistema codificado (4.24) e que é dada por

$$\frac{E_b}{N_0} = \xi_b d = \frac{\sigma^2 T_b}{N_0} (1+K) K_0 d$$

define-se novamente a constante K_1 , agora para o sistema codificado, onde se tem

$$K_1 \triangleq \frac{N_0}{\sigma^2 T_b} = \frac{1}{\xi_b} (1+K) K_0 \quad (5.17)$$

que substituída em K_2 fornece

$$K_2 = \left[\frac{1}{\xi_b r_c} + 2 \frac{(N_u - 1)}{3r_c L} \right] (1 + K) K_0 \quad (5.18)$$

Substituindo K_2 na equação de $\overline{\gamma_{cs}}$, encontra-se

$$\begin{aligned} \overline{\gamma_{cs}} &= \frac{(1 + K)p}{K_2} e^{2x} \\ &= \frac{e^{2x} p}{\left[\frac{1}{\xi_b r_c} + 2 \frac{(N_u - 1)}{3r_c L} \right] K_0} \end{aligned}$$

onde os valores de todos os parâmetros são conhecidos.

Descondicionamento relativo ao erro no controle de potência

Há ainda a necessidade de se descondicionar $P_e(d, \overline{\gamma_{bc_s}}|x)_S$, que é dada por (5.15), quanto ao erro do controle de potência. Então, obtém-se

$$P_e(d, \overline{\gamma_{bc_s}})_S = \int_{-\infty}^{\infty} P_e(d, \overline{\gamma_{bc_s}}|x)_S f_{X_s}(x) dx \quad (5.19)$$

sendo possível verificar que esta integral também não possui resolução em forma fechada.

5.2.2 Cálculo da probabilidade de erro para usuários não-sombreados

O cálculo da probabilidade de erro para usuários não-sombreados em um sistema codificado é feito da mesma maneira que os cálculos das probabilidades anteriores, sendo dadas as seguintes equações

$$P_e(d, \overline{\gamma_{bc_u}})_U = \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} P_e(d, \gamma_{bc}|x, r) f_{X_u}(x) f_R(r) dx dr \quad (5.20)$$

onde $P_e(d, \gamma_{bc}|x, r)$ é dada por (4.17) e $f_{X_u}(x)$ é dada por (3.7) e representa a f.d.p. da VA relacionada ao erro no controle de potência.

Pela verificação de $P_e(d, \gamma_{bc}|x, r)$ vê-se que o somatório de VAs quadráticas Ricianas pode ser representado por uma VA chi-quadrada não-central normalizada y_u . Portanto, $f_R(r)$ será substituída pela f.d.p. desta nova VA y_u como pode ser visto no Apêndice D, onde

$$y_u = \sum_{i=1}^d \frac{r_i^2}{2\sigma^2}$$

Assim, o descondicionamento de $P_e(d, \gamma_{bc}|x, y_u)$ em função do erro no controle de potência e do desvanecimento do canal é dado por

$$P_e(d, \overline{\gamma_{bc_u}})_U = \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Q \left(\sqrt{\frac{2e^{2x} y_u}{K_2}} \right) \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_u^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_u^2}} \left(\frac{y_u}{2dK} \right)^{\frac{d-1}{2}} e^{-2dK - y_u} I_{d-1} \left(\sqrt{8dKy_u} \right) dx dy_u \quad (5.21)$$

Obviamente, esta integração não possui resolução em forma fechada e novamente houve a necessidade de se encontrar uma maneira mais simples de se resolver tal problema. Os cálculos para a resolução desta integral dupla se mostraram muito complicados e até mesmo softwares matemáticos não foram capazes de resolvê-los. A solução foi encontrada observando o gráfico da densidade de probabilidade de y_u .

Pelo Teorema Central do Limite, conclui-se que a f.d.p. da VA y_u é bem aproximada pela f.d.p. de uma Gaussiana de média não-nula λ quando se tem valores relativamente grandes para d , que é o caso do código convolucional utilizado neste trabalho. Assim, a f.d.p. de λ é dada por

$$f_{\Lambda}(\lambda) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\lambda}^2}} e^{-\frac{(\lambda-\bar{\lambda})^2}{2\sigma_{\lambda}^2}} \quad (5.22)$$

cujos momentos principais são iguais aos de y_u , sendo dados por (D.8) de forma que se tem

$$\begin{aligned} \bar{\lambda} &= \bar{y}_u = 2dK + d \\ \sigma_{\lambda}^2 &= \sigma_{y_u}^2 = 4dK + d \end{aligned}$$

Descondicionamento relativo ao desvanecimento do canal

Pelo que foi dito anteriormente, pela não existência de uma resolução em forma fechada para (5.21) e também pela possibilidade de substituir a VA chi-quadrada não-central por uma VA Gaussiana de média não-nula, encontra-se

$$P_e(d, \overline{\gamma_{bcu}}|x)_U = \int_0^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{2e^{2x}\lambda}{K_2}}\right) \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\lambda}^2}} e^{-\frac{(\lambda-\bar{\lambda})^2}{2\sigma_{\lambda}^2}} d\lambda$$

onde a constante K_2 é dada por (5.18).

Descondicionamento relativo ao erro no controle de potência

O descondicionamento de $P_e(d, \overline{\gamma_{bcu}}|x)_U$ em função do erro no controle de potência para os usuários não-sombreados é dado por

$$P_e(d, \overline{\overline{\gamma_{bcu}}})_U = \int_{-\infty}^{\infty} P_e(d, \overline{\gamma_{bcu}}|x)_U f_{X_u}(x) dx$$

que somente pode ser resolvida numericamente.

5.3 Desempenho de Sistemas Codificados com Monitoração da Atividade de Voz

O cálculo do desempenho para o caso dos sistemas codificados considerando o fator de atividade de voz é muito similar ao que foi feito na seção anterior já que as equações são

também muito semelhantes, sendo possível verificar suas deduções no Apêndice C. Assim, o cálculo da probabilidade de erro média é obtido pela equação (4.15) como pode ser visto em

$$P_e(\overline{\gamma_{bc}}) \leq \frac{1}{k} \sum_{d=d_{free}}^{\infty} \beta_d P_e(d, \overline{\gamma_{bc}})$$

sendo o valor da probabilidade de erro condicionada a x e r é dada por (4.27) e reproduzida a seguir por

$$P_e(d, \gamma_{bc}|x, r) = Q\left(\sqrt{2\gamma_{bc}}\right)$$

sendo que γ_{bc} é dada por (4.18) e representa a SINR por bit de informação codificado.

Observa-se que todos os resultados dos cálculos da probabilidade de erro média para o sistema codificado considerando-se o fator de atividade de voz podem ser obtidos da mesma maneira que para o sistema sem fator de atividade de voz, na mesma ordem e com as mesmas considerações, apenas substituindo (3.22) por (3.25) e (3.24) por (3.27). Assim, tem-se que

$$P_e(d, \overline{\gamma_{bc}}) = \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{e^{2x}}{\sigma_g^2} \sum_{i=1}^d r_i^2}\right) f_{X,R}(x, r) dx dr \quad (5.23)$$

5.3.1 Cálculo da probabilidade de erro para usuários sombreados

Descondicionamento relativo ao desvanecimento do canal

Para o caso dos usuários sombreados, o descondicionamento de $P_e(d, \gamma_{bc}|x, r)$ em função do desvanecimento do canal pode ser resolvido simbolicamente, após feitas as devidas mudanças de variáveis, como mostrado por

$$\begin{aligned} P_e(d, \overline{\gamma_{bc_s}}|x)_S &= \int_0^{\infty} P_e(d, \gamma_{bc}|x, \delta) f_{\delta}(\delta) d\delta \\ &= \int_0^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{e^{2x}\delta}{\sigma_g^2}}\right) \frac{1}{[2\sigma^2(1+K)p]^d \Gamma(d)} \delta^{d-1} e^{-\frac{\delta}{2\sigma^2(1+K)p}} d\delta \end{aligned} \quad (5.24)$$

onde σ_g^2 é dada por (3.27) e onde δ representa o somatório de VAs Rayleigh quadráticas e é dada por (5.11). O resultado da integração anterior é dado por [13]

$$P_e(d, \overline{\gamma_{bc_s}}|x)_S = \left(\frac{1-\nu}{2}\right)^d \sum_{j=0}^{d-1} \binom{d-1+j}{j} \left(\frac{1+\nu}{2}\right)^j \quad (5.25)$$

onde

$$\nu = \sqrt{\frac{\overline{\gamma_{cs}}}{\overline{\gamma_{cs}} + 1}}$$

e $\overline{\gamma_{cs}}$ está relacionada a $\overline{\gamma_{bc_s}}$ por

$$\overline{\gamma_{cs}} = \frac{\overline{\gamma_{bc_s}}}{d}$$

onde $\overline{\gamma_{bc_s}}$, que é dada por (4.31), representa a SINR média por bit de informação descondicionada quanto ao desvanecimento do canal.

Baseado em $\overline{\gamma_{bc_s}}$ e tentando facilitar a obtenção dos resultados numéricos, novamente é desejável se conhecer a relação entre σ_g^2 e σ^2 , de que se encontra

$$K_2 \triangleq \frac{\sigma_g^2}{\sigma^2} = \frac{N_0}{\sigma^2 r_c T_b} + 2\alpha \frac{(N_u - 1)}{3r_c L} (1 + K) K_0$$

onde T_{bc} foi substituída por $r_c T_b$, de acordo com (3.21). A partir da relação sinal-ruído, dada por (4.33), define-se novamente K_1

$$K_1 \triangleq \frac{N_0}{\sigma^2 T_b} = \frac{1}{\xi_b} (1 + K) K_0 \quad (5.26)$$

pode-se então reescrever a equação de K_2 onde

$$K_2 \triangleq \left[\frac{1}{\xi_b r_c} + 2\alpha \frac{(N_u - 1)}{3r_c L} \right] (1 + K) K_0 \quad (5.27)$$

Assim, chega-se a

$$\begin{aligned} \overline{\gamma_{cs}} &= \frac{(1 + K)p}{K_2} e^{2x} \\ &= \frac{e^{2x} p}{\left[\frac{1}{\xi_b r_c} + 2\alpha \frac{(N_u - 1)}{3r_c L} \right] K_0} \end{aligned}$$

Descondicionamento relativo ao erro no controle de potência

Mas ainda é necessário se descondicionar $P_e(d, \overline{\gamma_{bc_s}}|x)_S$ quanto ao erro do controle de potência. Então, do mesmo modo, obtém-se

$$P_e(d, \overline{\gamma_{bc_s}})_S = \int_{-\infty}^{\infty} P_e(d, \overline{\gamma_{bc_s}}|x)_S f_{X_s}(x) dx \quad (5.28)$$

que também não possui resolução em forma fechada.

5.3.2 Cálculo da probabilidade de erro para usuários não-sombreados

Descondicionamento relativo ao desvanecimento do canal

Da mesma maneira que para o sistema codificado dado na seção anterior, não há resolução em forma fechada para o cálculo do desempenho dos usuários não-sombreados. É

feita a mesma substituição da VA chi-quadrada não-central por uma VA Gaussiana de média não-nula, encontrando-se

$$P_e(d, \overline{\gamma_{bc_u}}|x)_U = \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{2e^{2x}\lambda}{K_2}}\right) \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\lambda^2}} e^{-\frac{(\lambda-\bar{\lambda})^2}{2\sigma_\lambda^2}} d\lambda$$

sendo a constante K_2 é dada por (5.27).

Descondicionamento relativo ao erro no controle de potência

Ainda deve resolver a integral dada abaixo para descondicionar $P_e(d, \overline{\gamma_{bc_u}}|x)_U$ em função do erro no controle de potência

$$P_e(d, \overline{\gamma_{bc_u}})_U = \int_{-\infty}^{\infty} P_e(d, \overline{\gamma_{bc_u}}|x)_U f_{X_u}(x) dx$$

Capítulo 6

Cálculo da Probabilidade de Perda de Desempenho

A probabilidade de perda de desempenho (P_{OUT}) é definida como a probabilidade de um sistema de telecomunicações estar funcionando em condições inferiores a um limiar específico. O cálculo de P_{OUT} para os sistemas CDMA com enlace por satélite representa outro aspecto importante para a análise do desempenho destes sistemas e é um tópico que também não foi abordado por Monk e Milstein [1].

O cálculo de P_{OUT} estará baseado na probabilidade de que γ_{bc} seja menor que um valor limite para $SINR$. Então

$$P_{OUT} = P \{ \gamma_{bc} < SINR_{TH} \} \quad (6.1)$$

onde $SINR_{TH}$ é o valor limite para a relação sinal-interferência-mais-ruído do sistema.

Partindo da definição genérica dada por (6.1) e também de (4.34), tem-se a seguinte desigualdade

$$\frac{e^{2x}}{2\sigma_g^2} \sum_{i=1}^d r_i^2 < SINR_{TH}$$

Colocando o termo que representa o somatório de VAs quadráticas em evidência e dividindo ambos os lados por $2\sigma^2$, chega-se a

$$\sum_{i=1}^d \frac{r_i^2}{2\sigma^2} < SINR_{TH} \left(e^{-2x} \frac{\sigma_g^2}{\sigma^2} \right) = SINR_{TH} K_2 e^{-2x}$$

e, portanto

$$P_{OUT} = P \left\{ \sum_{i=1}^d \frac{r_i^2}{2\sigma^2} < \gamma_{th} e^{-2x} \right\} \quad (6.2)$$

onde $\gamma_{th} = SINR_{TH} K_2$ e K_2 é dado por (5.27). Será utilizada a equação mais completa de K_2 para a obtenção de resultados para o caso do sistema com mais considerações deste trabalho, ou seja, para o caso de um sistema codificado com monitoração do fator de atividade de voz.

Devido às diferenças existentes entre os sinais dos usuários decorrente do tipo de desvanecimento sofrido pelos mesmos, novamente pode-se separar (6.1) de forma a facilitar a obtenção de resultados. Assim,

$$P_{OUT} = AP_{OUT_s} + (1 - A) P_{OUT_v} \quad (6.3)$$

onde P_{OUT_s} corresponde aos usuários sombreados e P_{OUT_v} aos usuários não-sombreados.

6.1 Cálculo da “Outage Probability” para os usuários sombreados

Para simplificar a obtenção de resultados, serão feitas algumas mudanças de variáveis. Partindo da definição de P_{OUT} dada por (6.2), serão feitas as seguintes transformações de variáveis

$$y_s = \sum_{i=1}^d \frac{r_i^2}{2\sigma^2} \quad (6.4)$$

$$z_s = e^{-2x} \quad (6.5)$$

Dado que uma VA representada pelo somatório de VAs quadráticas do tipo Rayleigh possui função densidade de probabilidade de uma VA chi-quadrada central, como dado por (5.13), pode-se concluir que y_s possui f.d.p. dada por

$$f_{Y_s}(y_s) = \frac{y_s^{d-1}}{[(1+K)p]^d \Gamma(d)} e^{-\frac{y_s}{(1+K)p}}$$

A VA z_s , cujas características são as de uma variável do tipo log-normal, possui f.d.p. dada por

$$f_{Z_s}(z_s) = \frac{1}{2z_s \sqrt{2\pi\sigma_s^2}} e^{-\frac{\ln^2(1/\sqrt{z_s})}{2\sigma_s^2}}$$

Por meio das mudanças de variáveis, é possível se escrever a equação para o cálculo da “Outage Probability” para os usuários sombreados a partir de (6.2) e de uma maneira mais simples, como a seguir

$$P_{OUT_s} = P\{y_s < \gamma_{th} z_s\} \quad (6.6)$$

O cálculo desta probabilidade para os usuários sombreados pode ser realizado de duas maneiras diferentes, que são

$$P_{OUT_s} = \int_0^\infty f_{Y_s}(y_s) \left[\int_{y_s/\gamma_{th}}^\infty f_{Z_s}(z_s) dz_s \right] dy_s = \int_0^\infty f_{Z_s}(z_s) \left[\int_0^{\gamma_{th} z_s} f_{Y_s}(y_s) dy_s \right] dz_s \quad (6.7)$$

É ainda necessário salientar que, nas integrais duplas mostradas acima, há algumas resoluções que apresentam formas fechadas. Assim, observe que

$$\begin{aligned} \int_{y_s/\gamma_{th}}^{\infty} f_{Z_s}(z_s) dz_s &= \int_{y_s/\gamma_{th}}^{\infty} \frac{1}{2z_s \sqrt{2\pi\sigma_s^2}} e^{-\frac{\ln^2(1/\sqrt{z_s})}{2\sigma_s^2}} dz_s \\ &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{Erf} \left[\frac{\ln \left(\sqrt{\frac{\gamma_{th}}{y_s}} \right)}{\sqrt{2\sigma_s^2}} \right] \end{aligned}$$

e também que

$$\begin{aligned} \int_0^{\gamma_{th} z_s} f_{Y_s}(y_s) dy_s &= \int_0^{\gamma_{th} z_s} \frac{y_s^{d-1}}{[(1+K)p]^d \Gamma(d)} e^{-\frac{y_s}{(1+K)p}} dy_s \\ &= \frac{\Gamma \left(d, 0, \frac{\gamma_{th} z_s}{(1+K)p} \right)}{\Gamma(d)} \end{aligned}$$

onde $\Gamma \left(d, 0, \frac{\gamma_{th} z_s}{(1+K)p} \right)$ é a função gamma incompleta generalizada, que é dada por

$$\Gamma(d, l_1, l_2) = \Gamma(d, l_1) - \Gamma(d, l_2) = \int_{l_1}^{l_2} t^{d-1} e^{-t} dt$$

Dadas estas equações, nota-se que a resolução das integrais externas de (6.7) não podem ser mostradas em formas fechadas, ou seja, somente podem ser resolvidas numericamente.

6.2 Cálculo da “Outage Probability” para os usuários não-sombreados

Como agora se pretende obter resultados para os usuários não-sombreados, deve-se notar que as componentes de desvanecimento de sinal para estes usuários possuem f.d.p. do tipo Rice. Portanto, uma VA que é representada pela soma de d VAs Rice quadráticas possui função densidade de probabilidade de uma VA chi-quadrada não-central com $2d$ graus de liberdade, como dado por (D.11). Mas, para grandes valores de d , esta VA chi-quadrada é muito bem aproximada por uma Gaussiana não-central e de média não nula.

Vê-se, então, que fazendo

$$y_u = \sum_{i=1}^d \frac{r_i^2}{2\sigma^2} \quad (6.8)$$

a função densidade de probabilidade de y_u pode ser aproximada pela f.d.p. de uma Gaussiana não-central cujos momentos são dados por [13]

$$\bar{y}_u = 2dK + d \quad \sigma_{y_u}^2 = 4dK + d$$

Continuando com as mudanças de variáveis, agora para o termo relativo ao erro no controle de potência, onde se define a VA

$$z_u = e^{-2x}$$

cuja f.d.p. é modelada como sendo do tipo log-normal e dada por

$$f_{Z_u}(z_u) = \frac{1}{2z_u\sqrt{2\pi\sigma_u^2}} e^{-\frac{\ln^2(1/\sqrt{z_u})}{2\sigma_u^2}}$$

Após feitas as mudanças de variáveis, chega-se a uma nova maneira de se escrever P_{OUT_u} a partir de (6.2)

$$P_{OUT_U} = P\{y_u < \gamma_{th}z_u\} \quad (6.9)$$

O cálculo desta probabilidade para os usuários sombreados também pode ser realizado de duas maneiras diferentes, de forma que se tem

$$P_{OUT_U} = \int_0^\infty f_{Y_u}(y_u) \left[\int_{y_u/\gamma_{th}}^\infty f_{Z_u}(z_u) dz_u \right] dy_u = \int_0^\infty f_{Z_u}(z_u) \left[\int_0^{\gamma_{th}z_u} f_{Y_u}(y_u) dy_u \right] dz_u \quad (6.10)$$

Da mesma forma que algumas das integrais duplas apresentaram resoluções em forma fechada para o caso dos usuários sombreados, isto também acontece para o caso dos não-sombreados. A seguir estão os resultados destas integrais

$$\begin{aligned} \int_{y_u/\gamma_{th}}^\infty f_{Z_u}(z_u) dz_u &= \int_{y_u/\gamma_{th}}^\infty \frac{1}{2z_u\sqrt{2\pi\sigma_u^2}} e^{-\frac{\ln^2(1/\sqrt{z_u})}{2\sigma_u^2}} dz_u \\ &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{Erf} \left[\frac{\ln \left(\sqrt{\frac{\gamma_{th}}{y_u}} \right)}{\sqrt{2\sigma_u^2}} \right] \end{aligned}$$

e também que

$$\begin{aligned} \int_0^{\gamma_{th}z_u} f_{Y_u}(y_u) dy_u &= \int_0^{\gamma_{th}z_u} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{y_u}^2}} e^{-\frac{(y_u-\bar{y}_u)^2}{2\sigma_{y_u}^2}} dy_u \\ &= \frac{1}{2} \left[\operatorname{Erf} \left(\frac{\bar{y}_u}{\sqrt{2\sigma_{y_u}^2}} \right) + \operatorname{Erf} \left(\frac{\gamma_{th}z_u - \bar{y}_u}{\sqrt{2\sigma_{y_u}^2}} \right) \right] \end{aligned}$$

Observa-se que as integrais extrenas de (6.10) também não possuem resoluções em forma fechada, igualmente para o caso dos usuários sombreados, podendo ser resolvidas apenas numericamente.

Capítulo 7

Resultados

Nos capítulos anteriores foram obtidas as equações que permitiram o cálculo da probabilidade de erro média de sistemas CDMA e assim fazer a análise de seus respectivos desempenhos. A partir destas equações foi possível traçar gráficos que mostram o comportamento de um sistema CDMA com enlace por satélite em várias condições diferentes.

O desempenho dos sistemas CDMA é influenciado por diversos parâmetros característicos. Dentre eles, são considerados neste trabalho :

- os valores da SNR e da SINR do canal de comunicação no receptor ;
- a fração do tempo que o sinal dos usuários permanece sombreado ;
- a utilização de códigos convolucionais e suas respectivas características ;
- a monitoração da atividade de voz ;
- a utilização de fatores de sobrecompensação de potência.

Cada um desses fatores interfere de maneira diferente no desempenho do sistema. Por isso, os resultados e gráficos serão analisados e comentados no decorrer deste capítulo.

Para a obtenção destes gráficos, algumas considerações importantes foram feitas. Inicialmente, foi necessário se obter quocientes entre cada uma das variâncias σ_g^2 para as diversas configurações do sistema, dadas por (3.16), (3.24) e (3.27), com a variância σ^2 de uma VA Gaussiana, como pode ser verificado pelas equações (5.7), (5.18) e (5.27), respectivamente. A obtenção destas relações se deve ao não conhecimento dos valores destas variâncias das variáveis de decisão isoladamente.

O desempenho do sistema foi obtido para valores de ξ_b iguais a 10 dB, 15 dB e 20 dB, onde ξ_b representa a relação sinal-ruído do sistema não-codificado e é dada por (4.13). Para alguns dos valores assumidos para ξ_b foram traçados gráficos com diferentes valores das frações de tempo em que o usuário tem seu sinal sombreado. Assim, para a fração de tempo de sombreado foram utilizados $A = 0,3$ e $A = 0,5$.

Um sistema codificado possui ainda outros parâmetros importantes que influenciam no seu desempenho, como a taxa do código, o número de registradores no codificador e, conseqüentemente, o d_{free} . Para este trabalho, utilizou-se o mesmo código convolucional que foi utilizado por Monk e Milstein [1]. Este código possui taxa $r_c = 1/3$, “*constraint length*” $m = 8$ e $d_{free} = 16$. Para este código com estas características, é ainda necessário

informar que o polinômio gerador é dado em notação octal por 225_8 , 331_8 e 367_8 . Com este polinômio gerador é obtida a função de transferência característica do código, permitindo assim a obtenção dos pesos multiplicativos (β_d) para que seja realizado um cálculo mais preciso do limitante superior da probabilidade de erro. É importante salientar que apenas os 18 primeiros pesos serão utilizados, onde

$$\beta_d = \{1, 0, 24, 0, 113, 0, 287, 0, 898, 0, 3020, 0, 9436, 0, 32644, 0, 98472, 0\}$$

como dado por Conan [20].

A monitoração da atividade de voz possibilita uma menor quantidade de interferência gerada por múltiplo acesso. Há estudos que mostram a existência de pequenos períodos mudos durante a fala de um locutor. Estes períodos são representados pelos intervalos entre os fonemas em uma mesma palavra, entre palavras distintas e até entre frases etc. Por causa destes intervalos sabe-se que cada usuário permanece ativo por cerca de 40% a 60% do seu tempo de conversação, resultando em menor interferência. Para sistemas onde não se realiza a monitoração da atividade de voz dos usuários considera-se $\alpha = 1$.

O fator de sobrecompensação de potência p para os usuários sombreados teve seu valor variado de 1 a 10, o que representa um ganho em potência desde 0 dB a 10 dB.

A razão conhecida como Fator Rice tem valor $K = 10$ dB. O valor do desvio padrão relativo ao erro no controle de potência depende da condição de sombreamento do usuários. Por isso, utiliza-se $\sigma_s = 3$ dB como desvio padrão para usuários sombreados e $\sigma_u = 1$ dB para usuários não-sombreados [1].

7.1 Sistema Não-Codificado

Como foi descrito no início deste trabalho, primeiramente seria considerado um sistema CDMA sem codificação e sem monitoração da atividade de voz dos usuários. As equações obtidas para esta configuração serão utilizadas como meio de comparação do desempenho do sistema quando os demais parâmetros citados forem variados.

Desta forma e apenas para efeito de comparação, foi traçada a Fig. 7.1 apresentando as curvas de probabilidade de erro média de bit de um sistema CDMA em enlace por satélite sem codificação e sem monitoração da atividade de voz. Foi considerado também $\xi_b = 15$ dB e $A = 0,3$. As curvas foram obtidas em função do carregamento e para diferentes valores do fator de sobrecompensação de potência.

O termo $(N_u - 1)/L$ representa o carregamento do sistema, ou seja, quanto menor o seu valor, menor será o número usuários que estão ativos em um determinado instante. A condição onde se encontra $(N_u - 1)/L = 0$ corresponde ao sistema com apenas um usuário ativo, não existindo, portanto, interferência de múltiplo acesso.

O aumento de p , neste caso, resultou em uma degradação ainda maior do desempenho do sistema. O fator de sobrecompensação somente trouxe benefícios quando o sistema possui poucos usuários ativos.

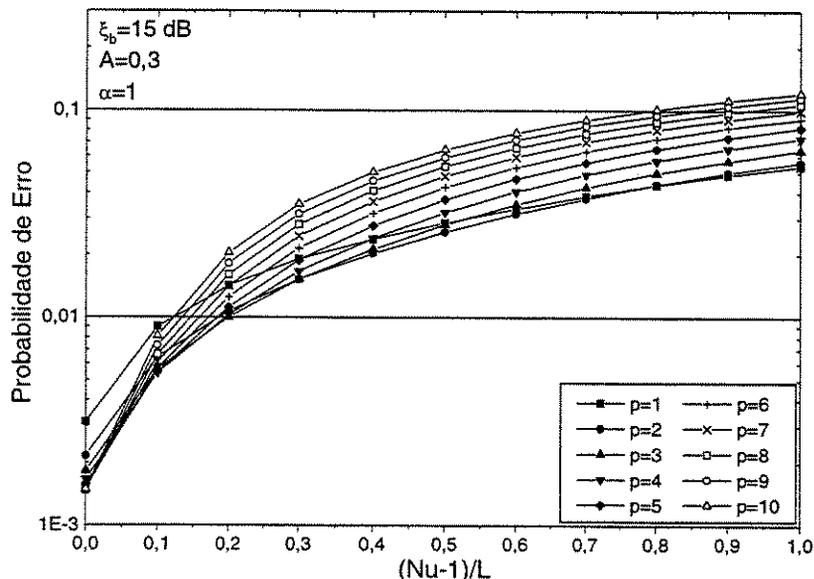


Figura 7.1: Desempenho de um sistema sem codificação e sem monitoração da atividade de voz. Com $\xi_b = 15$ dB e $A = 0,3$.

Para esta configuração do sistema CDMA, encontram-se elevados valores de probabilidade de erro média. Em nenhum momento, independente do carregamento e do fator de sobrecompensação de potência, foi possível se obter um valor de probabilidade de erro inferior a 10^{-3} , que é um valor padrão considerado mundialmente.

Vê-se, portanto, a necessidade de se utilizar alguns recursos, como códigos convolucionais, por exemplo, com o objetivo de se minimizar a probabilidade de erro média e conseqüentemente melhorar o desempenho do sistema. Assim, a partir de agora, serão traçados gráficos considerando apenas sistemas codificados com as características do código descritas anteriormente.

7.2 Desempenho em Função de ξ_b e da Fração do Tempo de Sombreamento A

A Fig. 7.2 apresenta a comparação do desempenho de sistemas codificados sem monitoração da atividade de voz para valores diferentes de ξ_b e também para diferentes razões de tempo de sombreamento A . São mostradas curvas para valores de ξ_b iguais a 10 dB, 15 dB e 20 dB, sendo as curvas traçadas em ponto-e-traço para $A = 0,3$ e as contínuas para $A = 0,5$. É assumido fator de sobrecompensação de potência $p = 10$.

É possível verificar que, considerando um mesmo valor de ξ_b , o desempenho do sistema codificado que possui menor fração de tempo de sombreamento A possui também menor probabilidade de erro média. Verifica-se ainda que, para os mesmos valores de A e p , um maior valor para ξ_b implicará em um melhor desempenho para os sistemas CDMA, principalmente

para as situações de menor carregamento.

Observando novamente a Fig. 7.2 nota-se que as curvas se aproximam bastante quanto maior for o carregamento do sistema. Nesta condição, um maior número de usuários implica na geração de uma quantidade maior de interferência de múltiplo acesso, atuando desta forma como limitante no desempenho do sistema.

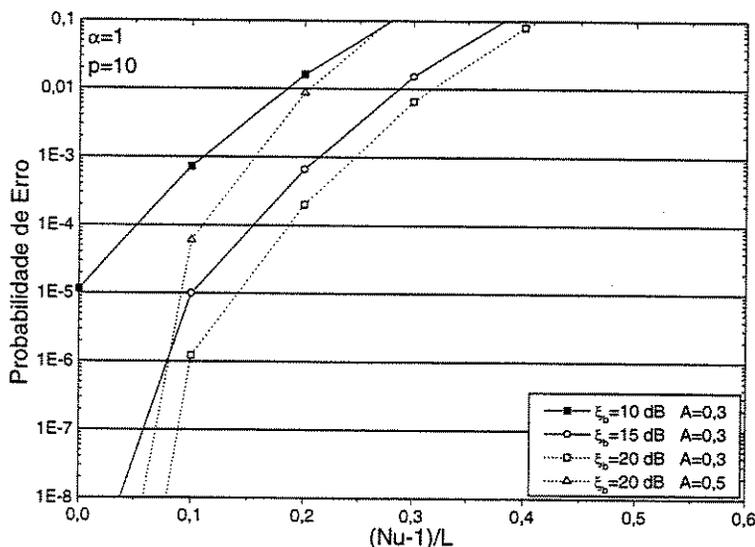


Figura 7.2: Comparação do desempenho de um sistema codificado sem monitoração da atividade de voz com $p = 10$ para diferentes valores de ξ_b e diferentes valores das frações de tempo de sombreamento A .

É importante salientar que o desempenho do sistema está muito relacionado ao desempenho dos usuários sombreados. Pelo fato de que estes possuem uma SINR menor do que a dos usuários não-sombreados, conclui-se que sua probabilidade de erro média é maior. Por causa disso, utiliza-se o fator de sobrecompensação de potência para os usuários sombreados como tentativa de melhorar o desempenho do sistema como um todo.

7.3 Desempenho em Função do Fator de Sobrecompensação de Potência

O fator de sobrecompensação de potência exerce uma enorme influência sobre o desempenho do sistema. Sua utilização tem como objetivo garantir que o sinal de um usuário, quando sombreado, possua melhor SINR na entrada do receptor, diminuindo a probabilidade de erro média para este usuário e conseqüentemente melhorando o desempenho do sistema.

A seguir, é mostrada a Fig. 7.3 referente a um sistema codificado sem monitoração da atividade de voz com valor de ξ_b igual a 15 dB. O fator de sobrecompensação é variado de 1 a 10, o que representa um ganho de potência que varia de 0 dB a 10 dB. A razão de tempo na qual o usuário permanece sombreado é dada por $A = 0,3$.

Pela observação da Fig. 7.3 verifica-se que, para um mesmo valor do fator de sobrecompensação de potência p , menores valores de $(N_u - 1)/L$ implicam em menores pro-

habilidades de erro média e conseqüentemente melhor desempenho. Nesta situação, valores menores para $(N_u - 1) / L$ significam menor número de usuários ativos e menor interferência.

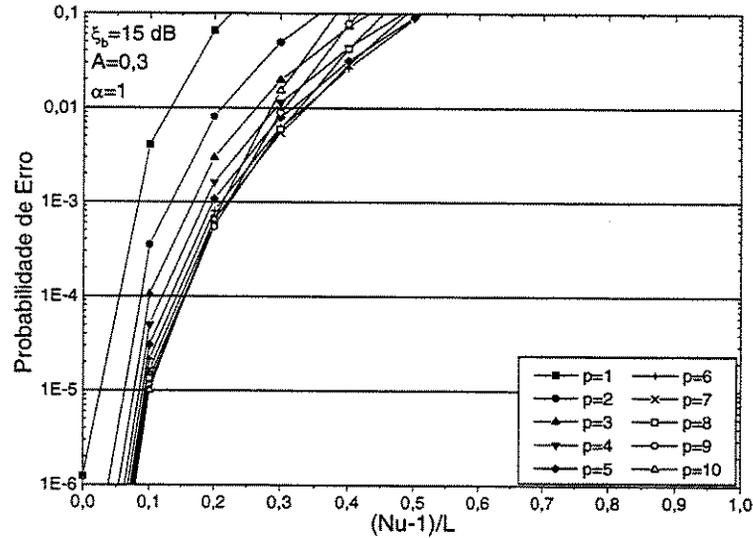


Figura 7.3: Desempenho de um sistema codificado com $\xi_b = 15$ dB em função do carregamento para diferentes valores do fator de sobrecompensação de potência e com fator de atividade de voz $\alpha = 1$.

Quando se tem um determinado número de usuários ativos, ou seja, um nível de carregamento fixo, o aumento do valor de p geralmente implica em uma menor probabilidade de erro média e um melhor desempenho do sistema. Porém, esta melhoria no desempenho não acontece indefinidamente com o aumento de p . Observando a Fig. 7.3 nota-se que o desempenho do sistema piora quando em situações de grande carregamento, mesmo com elevados valores de p . Dependendo do número de usuários ativos, a degradação do desempenho torna-se tão acentuada que leva ao cruzamento das curvas de probabilidade de erro. Isto implica no fato de que valores elevados de p podem resultar na geração de mais interferência de múltiplo acesso e conseqüentemente em um desempenho inferior. Observa-se também que o espaçamento entre as curvas do gráfico diminui à medida que se tem um aumento no valor de p .

De maneira geral, conclui-se que o aumento de p resulta numa diminuição nos valores da probabilidade de erro dos usuários sombreados mas também no aumento da interferência de múltiplo acesso gerada por eles, implicando num aumento da probabilidade de erro dos usuários não-sombreados. Como a probabilidade de erro média do sistema é dada pela média ponderada das probabilidades de erro dos usuários

$$P_e(\overline{\gamma_{bc}}) = AP_e(\overline{\gamma_{bc_s}}) + (1 - A) P_e(\overline{\gamma_{bc_u}})$$

conclui-se que é possível uma diminuição de seu valor com o aumento de p até que se chegue a situação onde se tem aproximadamente a igualdade

$$AP_e(\overline{\gamma_{bc_s}}) \simeq (1 - A) P_e(\overline{\gamma_{bc_u}})$$

A partir desta condição, qualquer acréscimo em p implica em um pior desempenho do sistema. Isto mostra que, mesmo melhorando o desempenho dos usuários sombreados, o desempenho

dos não-sombreados será tão degradado que implicará em um pior desempenho para o sistema como um todo.

7.3.1 Valores Ótimos para o Fator de Sobrecompensação de Potência

Pelo que foi analisado nas seções anteriores, conclui-se que deve haver situações em que o desempenho dos sistemas codificados é maximizado, ou seja, devem haver valores de p que minimizam a probabilidade de erro para determinados valores de $(N_u - 1)/L$.

Assim, como forma de entender melhor a influência deste parâmetro no desempenho do sistema, a Fig. 7.3 foi refeita, agora com os valores das probabilidades de erro média em função do fator de sobrecompensação de potência. Obtêm-se, assim, a Fig. 7.4, mostrada a seguir. Quanto maior for o número de usuários ativos, maior será a interferência de múltiplo acesso e menor será o valor de p que minimize a probabilidade de erro média.

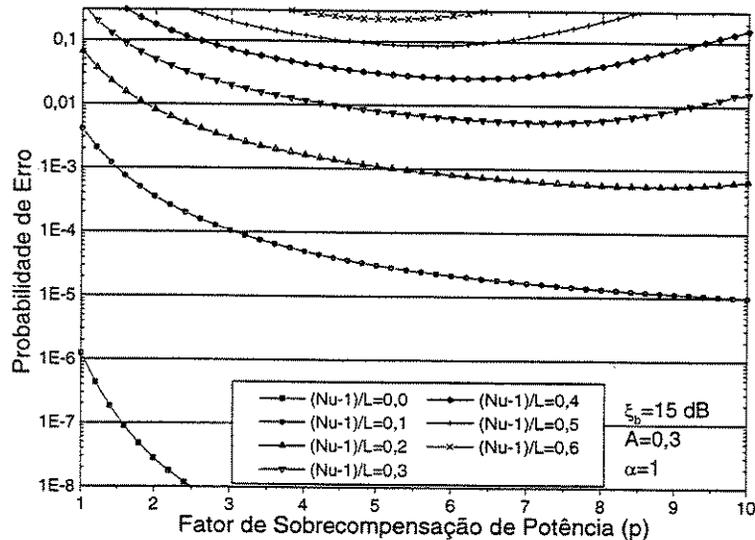


Figura 7.4: Desempenho de um sistema codificado para obtenção dos valores ótimos do fator de sobrecompensação de potência p para $\xi_b = 15$ dB.

Pela observação da Fig. 7.4, relativa ao sistema codificado com $\xi_b = 15$ dB, nota-se que é possível utilizar valores bastante elevados de p para atingir menores valores de probabilidade de erro quando se tem o sistema com poucos usuários ativos.

Para efeito de comparação, foi traçada a Fig. 7.5, relativa ao sistema codificado, agora com $\xi_b = 20$ dB, mas ainda sem considerar a monitoração da atividade de voz.

Pela observação tanto da Fig. 7.4 quanto da Fig. 7.5 nota-se que nem sempre um aumento demasiado dos valores do fator de sobrecompensação de potência propicia uma melhoria no desempenho do sistema, especialmente quando há muitos usuários ativos.

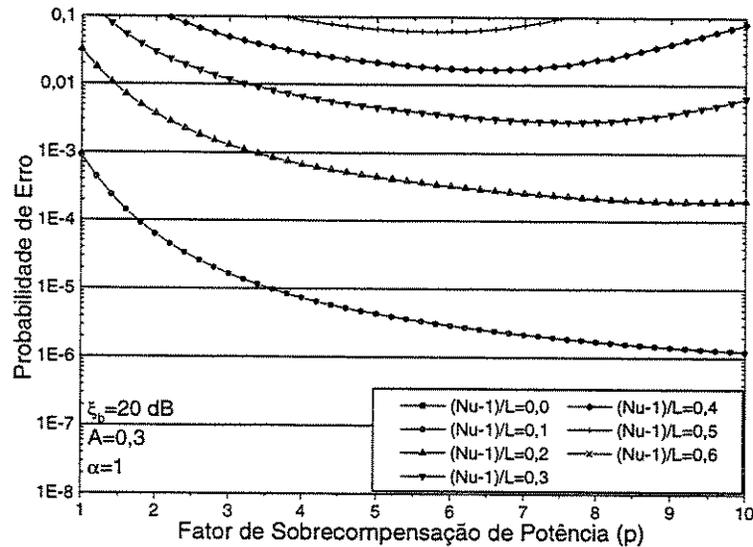


Figura 7.5: Desempenho de um sistema codificado para obtenção dos valores ótimos do fator de sobrecompensação de potência p para $\xi_b = 20$ dB.

7.4 Desempenho em Função da Monitoração da Atividade de Voz

Os gráficos mostrados nas seções anteriores foram obtidos para sistemas sem monitoração da atividade de voz. Como foi mencionado anteriormente, uma situação com menor quantidade de interferência de múltiplo acesso é propiciada no cálculo da probabilidade de erro média de sistemas CDMA quando se monitora a atividade de voz dos usuários.

Foram então traçados novos gráficos para os sistemas codificados com os valores de α iguais a 0,6, 0,5 e 0,4, como pode ser visto a seguir nas Fig. 7.6, 7.7 e 7.8, respectivamente. Nestes gráficos, considera-se apenas a condição de $\xi_b = 15$ dB, já que os resultados são semelhantes para 10 dB e 20 dB. Os gráficos de desempenho foram obtidos em função do carregamento do sistema para diferentes valores do fator de sobrecompensação de potência.

Pela observação da Fig. 7.6 verifica-se que um aumento demasiado do fator de sobrecompensação de potência p , mesmo quando se considera a monitoração da atividade de voz, ainda resulta numa degradação do desempenho quando o sistema possui grande número de usuários ativos. Isto mostra, mais uma vez, a limitação por interferência dos sistemas baseados em tecnologia CDMA.

Comparando a Fig. 7.6 com a Fig. 7.3, nota-se que a sobreposição das curvas de probabilidade acontece mesmo quando se considera a atividade de voz. Verifica-se, portanto, que é possível encontrar valores ótimos de p mais elevados quando se consideram valores menores de α .

Os gráficos desta seção mostram que o desempenho do sistema CDMA é consideravelmente melhorado quando se leva em conta a monitoração da atividade de voz nos cálculos da probabilidade de erro. É possível verificar que quanto maior a probabilidade de se ter os usuários com atividade de voz, ou seja, maiores valores de α , maior será a interferência gerada e pior será o desempenho do sistema.

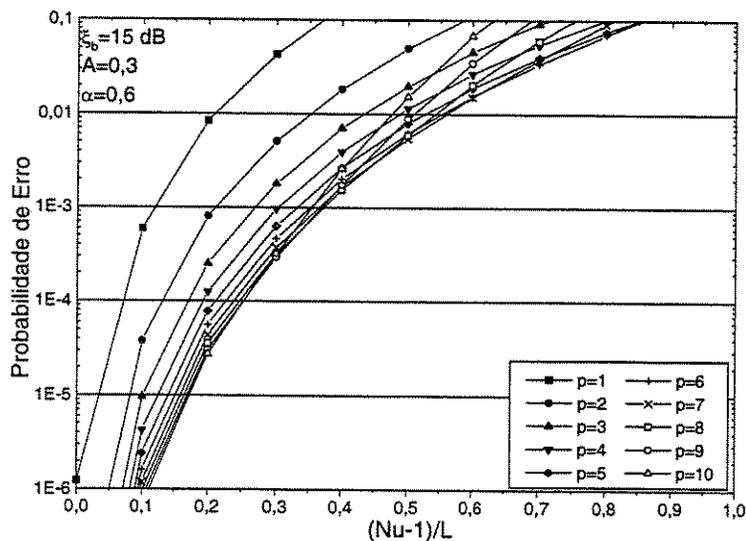


Figura 7.6: Desempenho de um sistema codificado em função do carregamento $(N_u - 1)/L$ para diferentes valores do fator de sobrecompensação de potência p e fator de atividade de voz $\alpha = 0,6$.

7.5 Probabilidade da Perda de Desempenho

O cálculo da probabilidade de perda de desempenho de sistemas CDMA com enlace por satélite representa a probabilidade de que estes sistemas estejam operando em uma condição de desempenho inferior a um padrão considerado adequado. Este padrão é aqui denotado por $SINR_{TH}$ e representa a relação sinal-interferência-mais-ruído limite.

Os gráficos apresentam os resultados obtidos a partir da resolução das equações do capítulo 6. Estas estão relacionadas ao caso do sistema CDMA mais complexo assumido neste trabalho, que é o caso do sistema codificado com monitoração da atividade de voz.

O primeiro parâmetro que teve seu valor variado para cálculo da probabilidade de desempenho foi a fração de tempo de sombeamento. Foi assumido $\xi_b = 15$ dB, $p = 10$, fator de atividade de voz $\alpha = 0,4$ e carregamento constante e igual a 10%. Para esta situação foram obtidas as curvas da probabilidade de perda de desempenho do sistema para $A = 0,3$ (linha pontilhada) e $A = 0,5$ (linha contínua), sendo mostradas na Fig. 7.9. Verificou-se novamente que o aumento de A implica em uma condição de maior interferência e pior desempenho do sistema.

A Fig. 7.10 apresenta as curvas de probabilidade de perda de desempenho para fator de atividade de voz $\alpha = 0,4$ em diferentes condições de carregamento. Para este gráfico se tem $\xi_b = 15$ dB, fator de sobrecompensação de potência $p = 10$ e $A = 0,3$.

O maior número de usuários ativos implica em maior quantidade de interferência. Assim, é de se esperar que, para um determinado valor de ξ_b , quanto maior o carregamento do sistema maior a probabilidade de que este sistema passe a operar em uma condição de desempenho inferior.

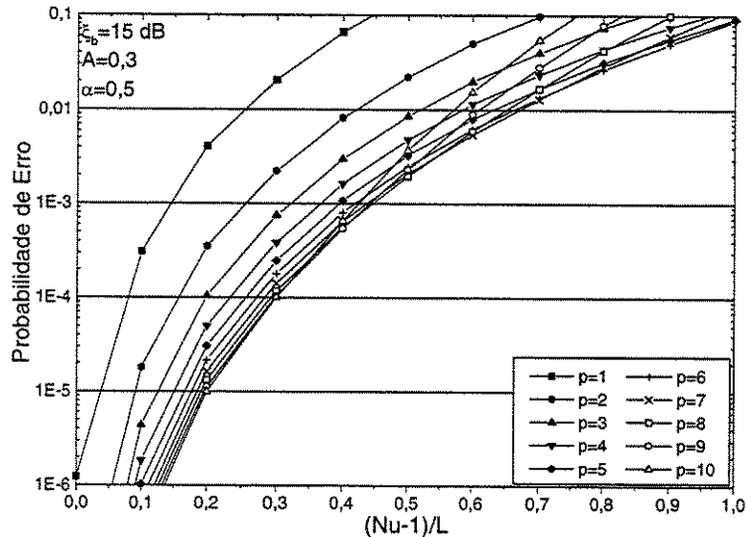


Figura 7.7: Desempenho de um sistema codificado em função do carregamento $(N_u - 1)/L$ para diferentes valores do fator de sobrecompensação de potência p e fator de atividade de voz $\alpha = 0,5$.

Pela Fig. 7.11 verifica-se que uma menor atividade de voz por parte dos usuários implica em menor probabilidade de perda de desempenho. Para a obtenção destas curvas foi assumida $\xi_b = 15$ dB, $A = 0,3$ e $p = 10$, considerando também carregamento de 50%.

Tanto pela observação da Fig. 7.10 quanto da Fig. 7.11 verifica-se que um maior número de usuários implica na geração de maior quantidade de interferência de múltiplo acesso, levando a uma condição de pior desempenho.

A Fig. 7.12 apresenta uma comparação entre os valores obtidos para a probabilidade de perda de desempenho quando são considerados dois valores distintos de ξ_b para diferentes valores de α . Foi escolhida uma situação em que 10% dos usuários encontram-se ativos, ou seja, tem-se $(N_u - 1)/L = 0,1$.

Na Fig. 7.13 é apresentado o efeito do fator de sobrecompensação de potência p para um sistema codificado no cálculo da probabilidade de perda de desempenho. Considera-se $\alpha = 0,4$, fração do tempo de sombreamento $A = 0,3$ e carregamento $(N_u - 1)/L = 0,1$.

O cruzamento das curvas mostrado na Fig. 7.13 está relacionado ao valor ótimo de p . Tome como exemplo a situação onde $\xi_b = 15$ dB, cujos valores de probabilidade de erro média foram traçados na Fig. 7.8. Nota-se que, nas situações em que o valor de $SINR_{TH}$ é próximo ao valor da ξ_b do sistema, o sistema possua menor probabilidade de perda de desempenho quanto mais próximo p estiver de seu valor ótimo.

É ainda interessante observar que, mesmo que o valor da probabilidade de perda de desempenho seja elevado, não significa que a probabilidade de erro média para o sistema seja maior.

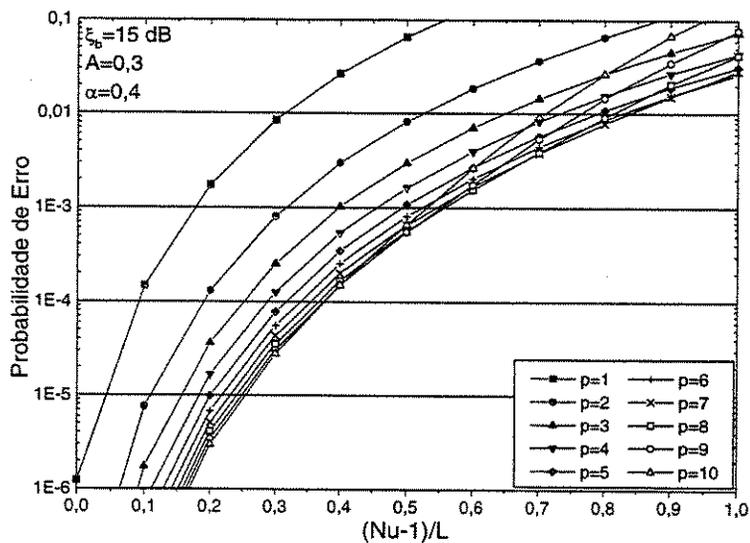


Figura 7.8: Desempenho de um sistema codificado em função do carregamento $(N_u - 1)/L$ para diferentes valores do fator de sobrecompensação de potência p e fator de atividade de voz $\alpha = 0,4$.

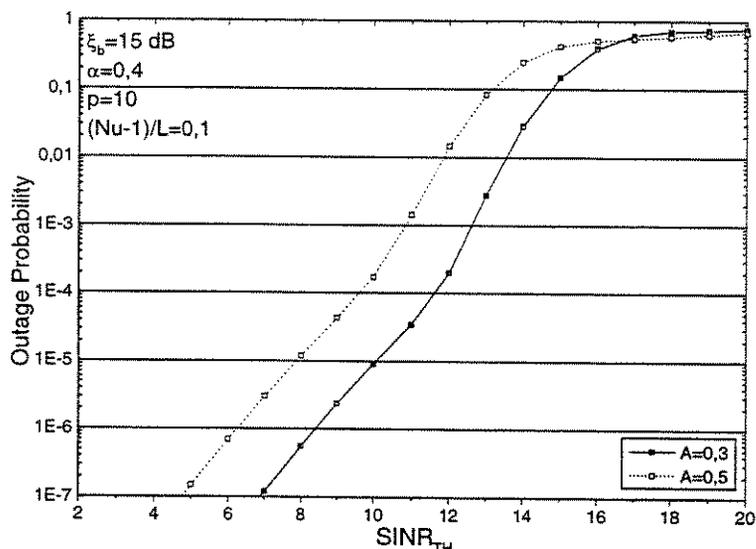


Figura 7.9: Probabilidade de perda de desempenho de um sistema codificado em função da fração de tempo de sombreamento dos usuários, considerando carregamento $(N_u - 1)/L = 0,1$ para o sistema, $\xi_b = 15$ dB, $p = 10$ e $\alpha = 0,4$.

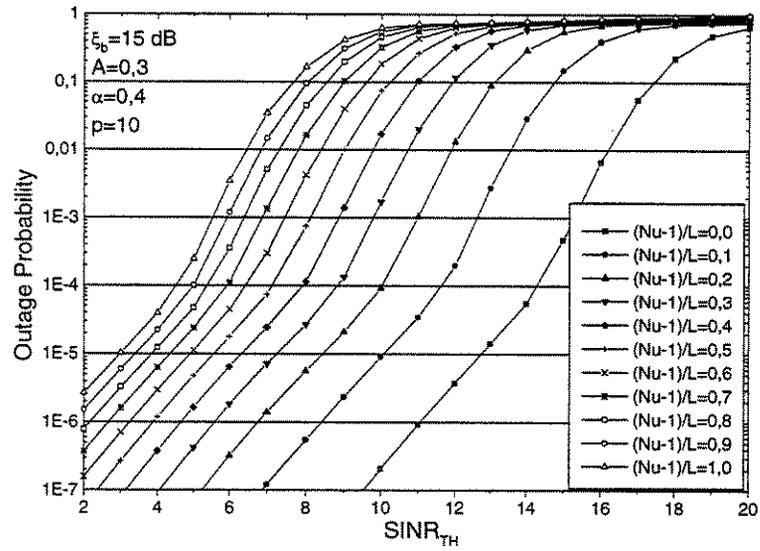


Figura 7.10: Probabilidade de perda de desempenho de um sistema codificado em função do carregamento, com $\xi_b = 15$ dB, $p = 10$ e $\alpha = 0,4$.

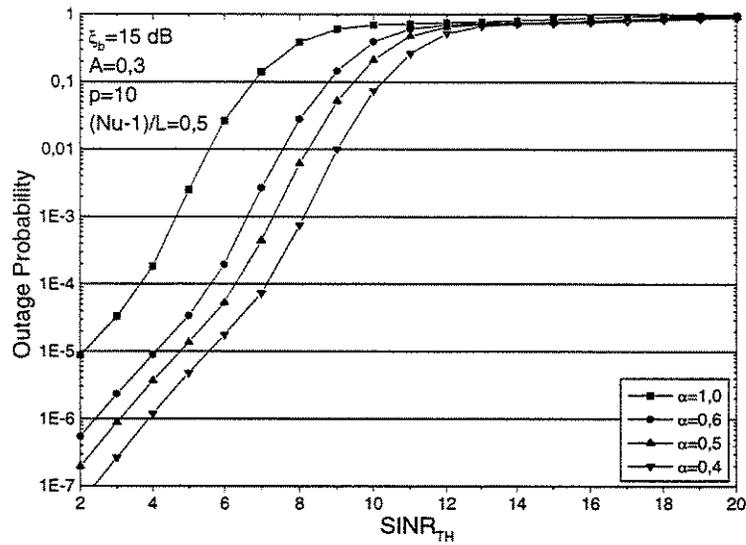


Figura 7.11: Comparação entre as probabilidades de perda de desempenho de um sistema codificado com $\xi_b = 15$ dB e $p = 10$ para diferentes valores de α e carregamento $(N_u - 1)/L = 0,5$.

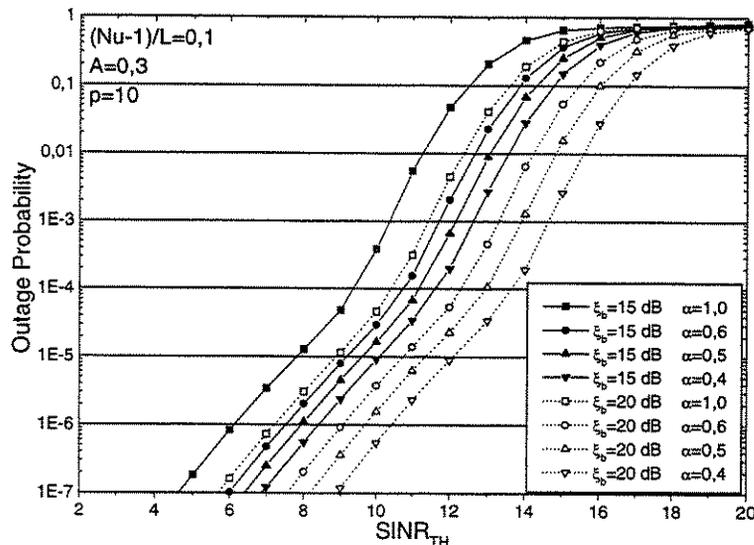


Figura 7.12: Comparação entre as probabilidades de perda de desempenho de um sistemas codificados com valores de ξ_b iguais a 15 dB e 20 dB, tendo como parâmetros $p = 10$, diferentes valores de α e carregamento $(N_u - 1) / L = 0, 1$.

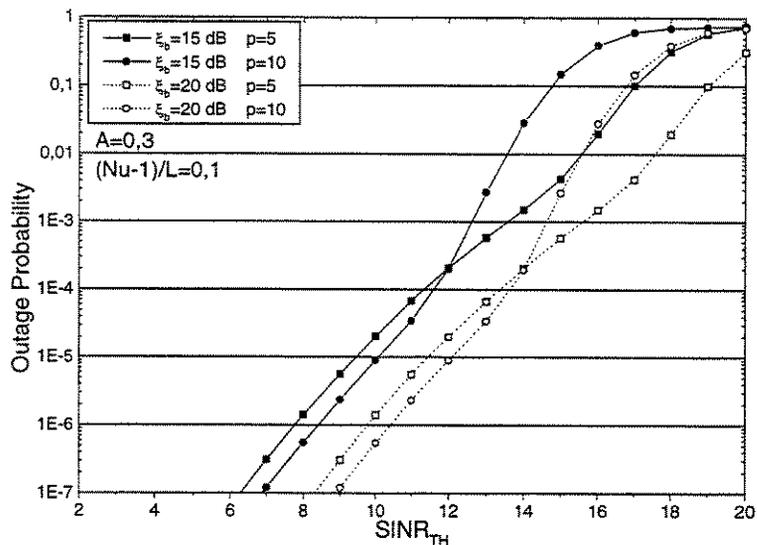


Figura 7.13: Comparação entre as probabilidades de perda de desempenho de um sistemas codificados com valores de ξ_b iguais a 15 dB e 20 dB, variando os valores do fator de sobrecompensação de potência, $\alpha = 0, 5$ e carregamento $(N_u - 1) / L = 0, 1$.

Capítulo 8

Conclusões

Este trabalho apresentou alguns resultados e equacionamentos novos para a avaliação do desempenho de sistemas móveis com tecnologia CDMA que utilizam enlaces por satélite. Entre as características que foram estudadas, a utilização de códigos convolucionais e também a consideração de um fator de sobrecompensação de potência para os usuários sombreados já foram publicados em artigos. Na obtenção dos novos resultados foi considerada a monitoração da atividade de voz e também o cálculo da probabilidade de perda de desempenho dos sistemas codificados.

O primeiro passo deste trabalho foi o da obtenção das equações para o cálculo da probabilidade de erro média de um sistema não codificado sem monitoração da atividade de voz. A equação da relação sinal-ruído para este sistema foi denotada de ξ_b e foi utilizada como parâmetro de comparação de desempenho para os sistemas apresentados, como pode ser visto nas equações (4.23) e (4.34).

Foi então avaliado o efeito da variação do valor da relação sinal-ruído (ξ_b) no desempenho dos sistemas codificados, sendo considerados valores iguais a 10 dB, 15 dB e 20 dB. Como era de se esperar, o aumento do valor da ξ_b resulta em uma melhora no desempenho dos sistemas, principalmente nas situações de poucos usuários ativos. Quando se tem um maior número de usuários, verifica-se que o aumento da SNR dos sistemas já não produz tanto efeito no desempenho por causa da predominância da interferência de múltiplo acesso. Estes resultados confirmam mais uma vez que os sistemas CDMA são limitados pela interferência.

Mesmo que a SNR não seja o fator mais importante no que diz respeito ao desempenho de um sistema CDMA, é bastante interessante para estes sistemas que ela possua valor elevado, ou que pelo menos se utilizem artifícios que garantam uma boa SNR. E isto pode ser obtido, por exemplo, pela utilização do fator de sobrecompensação de potência, pela utilização de códigos ou mesmo pela monitoração da atividade de voz dos usuários.

Em seguida à análise de desempenho para diferentes valores de ξ_b , foi então feita a análise da utilização do fator de sobrecompensação de potência p no desempenho dos sistemas codificados. Este parâmetro possibilitou um ganho extra na potência de transmissão dos usuários sombreados. Foi observado que com o aumento nos valores de p a probabilidade de erro dos usuários sombreados diminui consideravelmente. Em contrapartida, verificou-se também um aumento na interferência de múltiplo acesso devido ao aumento de potência,

degradando o desempenho dos usuários não-sombreados. Entretanto foi ainda obtida uma melhora significativa no desempenho médio do sistema como um todo. Conclui-se, portanto, que manter um valor baixo para a probabilidade de erro dos usuários sombreados pela utilização de p é de suma importância para o desempenho dos sistemas, desde que não se prejudique muito o desempenho dos usuários não-sombreados.

Foi ainda possível verificar que existem valores de p que minimizam a probabilidade de erro média e que a determinação destes valores ótimos está diretamente relacionada ao nível de carregamento dos sistemas. Assim, com o aumento do número de usuários ativos no sistema, tornou-se necessária uma diminuição nos valores de p para que a condição de probabilidade de erro mínima fosse mantida. Com isto se concluiu que um acréscimo demasiado na sobrecompensação de potência para os usuários sombreados não traz benefícios, não somente pelo maior consumo de potência, mas também pelo aumento na interferência de múltiplo acesso.

A monitoração da atividade de voz, que é um fator novo considerado no cálculo da probabilidade de erro média para sistemas CDMA com enlaces por satélite, é responsável pela geração de uma menor quantidade de interferência. Num sistema real, os usuários não possuem atividade vocal durante todo o tempo de conversação. Durante a fala existem pequenos intervalos entre palavras distintas, entre frases e até mesmo entre fonemas de uma mesma palavra. O estudo da duração destes intervalos mostra que existe informação em apenas uma fração do tempo total de conversação, resultando na existência e na transmissão de informação apenas entre 40% e 60% do tempo. Com isto, conclui-se que a quantidade de interferência de múltiplo acesso gerada é diminuída.

O cálculo da probabilidade de perda de desempenho é uma outra maneira de se medir a confiabilidade dos sistemas CDMA. Pode-se utilizar seus resultados como forma de se verificar as condições que levam a um bom desempenho do sistema.

8.1 Propostas para Trabalhos Futuros

As equações e os resultados obtidos nos capítulos anteriores mostram a quantidade de parâmetros que podem influenciar no desempenho dos sistemas móveis de comunicação com tecnologia CDMA e enlaces por satélite. Desta maneira, como forma de implementar e dar continuidade a este trabalho, vários aspectos podem ser modificados ou considerados para análise de desempenho destes sistemas, como as sugestões dadas a seguir :

- utilização de diferentes códigos convolucionais, com diferentes taxas de codificação e diferentes valores de d_{free} , ou até mesmo a utilização de outros tipos de códigos, como os de bloco;
- consideração de diferentes seqüências pseudo-aleatórias com diferentes características;
- utilização de outros tipos de modulação para o canal;
- consideração de modelagens diferentes para os canais de comunicação;

- variação dos parâmetros relativos ao controle de potência;
- consideração da interferência de múltiplo acesso proveniente de “spots” adjacentes, através do uso de um padrão de radiação de antena não ideal.

Bibliografia

- [1] Anton M. Monk, Laurence B. Milstein, "Open-Loop Power Control Error in a land mobile satellite system", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 13, no. 2, pp. 205-212, Feb. 1995.
- [2] W. C. Y. Lee, "Overview of cellular CDMA", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 291-302, May 1991.
- [3] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A.J. Viterbi, L.A. Weaver, C.E. Wheatley, "On the capacity of a cellular CDMA system", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 303-312, May 1991.
- [4] R. L. Pickholtz, L. B. Milstein, D. L. Schilling, "Spread spectrum for mobile communications", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 313-322, May 1991.
- [5] B. R. Vojcic, R. L. Pickholtz e L. B. Milstein, "Performance of DS-CDMA with imperfect power control operating over a low earth orbiting satellite link", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 12, pp. 560-567, May. 1994.
- [6] Fulvio Ananasso, Francesco Delli Priscoli, "The Role of Satellites in Personal Communication Services", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 13, no. 2, pp. 180-196, February 1995.
- [7] Markus Werner, Axel Jahn, Erich Lutz and Axel Böttcher, "Analysis of System Parameters for LEO/ICO-Satellite Communication Networks", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 13, no. 2, pp. 371-381, February 1995.
- [8] Abbas Jamalipour, "Low Earth Orbital Satellites for Personal Communication Networks", *Artech House*, 1998.
- [9] Willian W. Wu, Edward F. Miller, Wilbur L. Pritchard and Raymond L. Pickholtz, "Mobile Satellite Communications", *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 9, pp. 1431-1448, September 1994.
- [10] Michel Daoud Yacoub, "Foundations of Mobile Radio Engineering", *CRC Press, Inc.*, 2nd Edition, 1993.
- [11] Kaveh Pahlavan, Allen H. Levesque, "Wireless Informations Networks", *John Wiley & Sons, Inc.*, 2nd Edition, 1995.
- [12] Willian C. Y. Lee, "Mobile Cellular Telecommunications - Analog and Digital Systems", *McGraw Hill*, 2nd Edition, 1995.

- [13] John G. Proakis, "Digital Communications", *McGraw Hill*, 3rd Edition, 1994.
- [14] Eric Lutz, Daniel Cygan, Michael Dippold, Frank Dolainsky and Wolfgang Papke, "The Land Mobile Satellite Communicaton Channel - Recording, Statistics and Channel Model", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, no. 2, pp. 375-386, May 1991.
- [15] Shu Lin, Daniel J. Costelo, "Error Control Coding - Fundamentals and Applications", *Prentice Hall, Inc.*, Englewoodd Cliffs, 1983.
- [16] Stephen B. Wicker, "Error Control Systems for Digital Communication and Storage", *Prentice Hall, Inc.*, Upper Saddle River, 1995.
- [17] Anthony D. Whalen, "Detection of Signs in Noise", *Academic Press, Inc.*, New York, 1971.
- [18] M. B. Pursley, "Performance evaluation for phase-coded spread spectrum multiple-access communication, Part I : System Analysis", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, pp. 795-799, Aug. 1977.
- [19] Theodore S. Rappaport, "Wireless Communications - Principles and Practice", *Prentice Hall, Inc.*, Upper Saddle River, 1996.
- [20] J. Conan, "The weight spectra of some short low-rate convolutional codes", *IEEE Trans. Commun.*, vol COM-32, pp. 1050-1053, Set. 1984.

Apêndice A

Sistema sem codificação

Este apêndice tem por objetivo a obtenção das equações básicas para o cálculo da probabilidade de erro média de um sistema CDMA em um canal que tem como características o desvanecimento lento e a não-seletividade em frequência.

O sinal recebido no receptor relativo ao usuário 1 é dado por

$$r_{sat}(t) = s_1(t) + i(t) + n(t) \quad (\text{A.1})$$

onde $s_1(t)$ representa o sinal transmitido pelo usuário 1, o termo $i(t)$ representa a interferência de múltiplo acesso relativa aos outros usuários do sistema e $n(t)$ representa o ruído aditivo Gaussiano branco de média nula e densidade espectral de potência bilateral $N_0/2$. Tem-se ainda que a interferência pode ser escrita como

$$i(t) = \sum_{i=2}^{N_u} s_i(t - \tau_i)$$

O sinal recebido devido a cada um dos usuários é dado por

$$s_i(t - \tau_i) = d_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) \cos(2\pi f_c t + \theta_i) \quad i = 1, \dots, N_u \quad (\text{A.2})$$

onde $d_i(t)$ é a seqüência binária de informação e $c_i(t)$ a seqüência de espalhamento do i -ésimo usuário. Ainda deve se salientar que f_c é a frequência da portadora, τ_i representa o atraso do sinal e θ_i a fase relacionada ao i -ésimo usuário, sendo τ_i e θ_i relacionados entre si. No caso deste sistema, é assumida a utilização de seqüências de espalhamento aleatórias para cada um dos usuários.

De maneira mais geral, $d_i(t)$ consiste de seqüências binárias com pulsos retangulares de amplitude unitária $\{-1, +1\}$ e duração T_b . O sinal de espalhamento é dado por

$$c_i(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j^{(i)} p_{T_c}(t - jT_c) \quad (\text{A.3})$$

sendo $c_j^{(i)}$ a seqüência de espalhamento para o i -ésimo usuário e $p_{T_c}(t - jT_c)$ representa a forma de onda retangular de cada chip.

Como $r_1(t)$ é o sinal recebido na entrada do receptor correlator casado a $s_1(t)$, a variável de decisão na saída do filtro para este usuário é dada por

$$g_1(T_b + \tau_1) = \int_{\tau_1}^{T_b + \tau_1} 2r_{sat}(t) c_1(t - \tau_1) \cos(2\pi f_c t + \theta_1) dt$$

onde τ_1 e θ_1 são conhecidos e utilizados como referência de atraso e de fase.

A variável de decisão $g_1(T_b + \tau_1)$ pode ser reescrita como

$$g_1(T_b + \tau_1) = s_1(T_b + \tau_1) + I(T_b + \tau_1) + n'(T_b + \tau_1) \quad (\text{A.4})$$

assumindo que o canal é AWGN. A primeira componente de $g_1(T_b + \tau_1)$, dada por $s_1(T_b + \tau_1)$, corresponde ao sinal do usuário 1 e é dada por

$$\begin{aligned} s_1(T_b + \tau_1) &= \frac{1}{T_b} \int_{\tau_1}^{T_b + \tau_1} 2d_1(t) c_1^2(t - \tau_1) \cos^2(2\pi f_c t + \theta_1) dt \\ &= d_1 \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

A componente relativa à interferência de múltiplo acesso é dada por

$$\begin{aligned} I(T_b + \tau_1) &= \frac{1}{T_b} \sum_{i=2}^{N_u} \int_{\tau_1}^{T_b + \tau_1} 2d_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) c_1(t - \tau_1) \cos(2\pi f_c t + \theta_i) \cos(2\pi f_c t + \theta_1) dt \\ &= \cos \theta_{1i} \sum_{i=2}^{N_u} I_{1i} \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

onde o termo

$$I_{1i} = \frac{1}{T_b} \int_{\tau_1}^{T_b + \tau_1} d_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) c_1(t - \tau_1) dt \quad (\text{A.7})$$

representa a correlação cruzada entre as seqüências de espalhamento aleatórias dos usuários 1 e i .

Para finalizar, a componente da variável de decisão $g_1(T_b + \tau_1)$ relativa ao ruído térmico é dada por

$$n'(T_b + \tau_1) = \frac{1}{T_b} \int_{\tau_1}^{T_b + \tau_1} 2n(t) c_1(t - \tau_1) \cos(2\pi f_c t + \theta_1) dt \quad (\text{A.8})$$

que é uma VA Gaussiana de média nula, da mesma forma que $n(t)$.

A média da variável de decisão é dada pela soma das médias de suas componentes. Assim, a média da componente relativa ao sinal do usuário 1 é dada por

$$\overline{s_1(T_b + \tau_1)} = E\{s_1(T_b + \tau_1)\} = \pm d_1$$

dependendo do bit que está sendo transmitido.

As seqüências de espalhamento são descorrelacionadas entre si, de forma que se tem $\overline{I_{1i}} = 0$. Por causa disso, a média da componente de interferência é dada por

$$\overline{I(T_b + \tau_1)} = E\left\{\cos \theta_{1i} \sum_{i=2}^{N_u} I_{1i}\right\} = \frac{1}{2} \sum_{i=2}^{N_u} \overline{I_{1i}} = 0$$

Como o ruído térmico possui média nula, sabe-se que $\overline{n'(T_b + \tau_1)} = 0$.

Sendo dadas estas componentes da variável de decisão e suas médias, deseja-se então calcular o valor de suas respectivas variâncias. Iniciando pela componente relativa à interferência de múltiplo acesso, sua variância é dada por

$$\sigma_I^2 = E \{ I^2 (T_b + \tau_1) \}$$

Antes de prosseguir com o cálculo de σ_I^2 , é importante salientar que as componentes de interferência geradas de cada um dos usuários do sistema são descorrelacionadas entre si. Por causa disso, conclui-se que σ_I^2 resulta da soma das variâncias de cada uma das componentes de interferência, ou seja,

$$\begin{aligned} \sigma_I^2 &= E \left\{ \left(\sum_{i=2}^{N_u} I_{1i} \cos \theta_{1i} \right)^2 \right\} \\ &= \sum_{i=2}^{N_u} E \{ (I_{1i} \cos \theta_{1i})^2 \} \end{aligned}$$

A correlação cruzada entre as seqüências de espalhamento depende de uma gama de fatores, como o defasamento, o atraso dos sinais, entre outros, de forma que o cálculo da variância σ_I^2 das componentes de interferência se torna muito complicado. Uma abordagem matemática mais precisa e completa pode ser vista em [19].

Assim, dando prosseguimento ao cálculo das variâncias, conclui-se, relativamente às componentes de interferência, que

$$\sigma_I^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=2}^{N_u} \overline{I_{1i}^2}$$

onde $\overline{I_{1i}^2}$ representa a variância da correlação cruzada I_{1i} entre as seqüências de espalhamento do usuário 1 e do usuário i e usou-se $\overline{\cos^2 \theta_{1i}} = 1/2$. Considerando ainda que a potência de todos os usuários interferentes é igual e constante, verifica-se que

$$\sigma_I^2 = \frac{(N_u - 1) \overline{I_{1i}^2}}{2} \quad (\text{A.9})$$

e que, de acordo com o Teorema Central do Limite, σ_I^2 tende a ser uma VA Gaussiana de média nula para o caso de grande número de usuários.

Ainda não se obteve um valor para a variância de I_{1i} , pois este valor depende das seqüências de espalhamento utilizadas. De acordo com Pursley [18], para um sistema CDMA que utiliza seqüências de espalhamento aleatórias e com mesmas características relativas ao canal de comunicação, é possível verificar que o valor de $\overline{I_{1i}^2}$ corresponde a

$$\overline{I_{1i}^2} = \frac{1}{T_b^2} \frac{2LT_c^2}{3} = \frac{2}{3L} \quad (\text{A.10})$$

onde L é o ganho de processamento do sistema. Chega-se, então, ao valor da variância da componente $I(T_b + \tau_1)$ relativa à interferência de múltiplo acesso

$$\sigma_I^2 = \frac{(N_u - 1)}{3L} \quad (\text{A.11})$$

A variância da variável de decisão relativa ao ruído é dada por

$$\begin{aligned}
 \sigma_N^2 &= \frac{1}{T_b^2} \int_{\tau_1}^{T_b+\tau_1} \int_{\tau_1}^{T_b+\tau_1} \overline{4n(t)n(t')} c_1(t-\tau_1) c_1(t'-\tau_1) \cos(2\pi f_c t + \theta_1) \cos(2\pi f_c t' + \theta_1) dt dt' \\
 &= \frac{4}{T_b^2} \int_{\tau_1}^{T_b+\tau_1} \frac{N_0}{2} c_1^2(t-\tau_1) \cos^2(2\pi f_c t + \theta_1) dt \\
 &= \frac{1}{T_b^2} \int_{\tau_1}^{T_b+\tau_1} 2N_0 \cos^2(2\pi f_c t + \theta_1) dt \\
 &= \frac{N_0}{T_b}
 \end{aligned}$$

pois $\overline{n(t)n(t')} = (N_0/2) \delta(t-t')$ e tem-se ainda que $c_1^2(t-\tau_1) = 1$ devido às características da seqüência de espalhamento aleatória. Assim, a variância da variável de decisão é dada por

$$\begin{aligned}
 \sigma_g^2 &= \sigma_N^2 + \sigma_I^2 \\
 &= \frac{N_0}{T_b} + \frac{(N_u - 1)}{3L}
 \end{aligned}$$

É a partir dos valores das médias e variâncias determinados pelas equações anteriores possível determinar a relação sinal-ruído e conseqüentemente obter a probabilidade de erro para este sistema. Assim, encontra-se

$$P_e(\gamma_b) = Q\left(\sqrt{2\gamma_b}\right) \quad (\text{A.12})$$

onde γ_b corresponde à relação sinal-interferência-mais-ruído do sistema e é dada por

$$\gamma_b = \left(\frac{N_0}{T_b} + \frac{(N_u - 1)}{3L} \right)^{-1}$$

Apêndice B

Sistema codificado

A Fig. 3.1 mostra o diagrama de blocos do codificador e do canal de transmissão assumidos por Monk [1] e a Fig. 3.3 mostra o esquema de decodificação relativo ao usuário 1. O sinal recebido é dado por (3.9) e verifica-se que a variável de decisão relativa ao usuário 1 é dada por

$$\begin{aligned} g_1(T_{bc} + \tau_1) &= \frac{1}{T_{bc}} \int_{\tau_1}^{T_{bc} + \tau_1} 2r_{sat}(t) c_1(t - \tau_1) \cos(2\pi f_c t + \theta_1) dt \\ &= e^{x_1} r_1 d_1 + \sum_{i=2}^{N_u} e^{x_i} r_i J_{1i} \cos \theta_{1i} + n'(T_{bc} + \tau_1) \end{aligned} \quad (\text{B.1})$$

onde θ_{1i} representa a diferença de fase entre os sinais dos usuários 1 e i . Novamente, é assumido que τ_1 e θ_1 são conhecidos e utilizados como referência de atraso e de fase. A componente relativa ao sinal do usuário 1 é representada por

$$\begin{aligned} s_1(T_{bc} + \tau_1) &= \frac{1}{T_{bc}} \int_{\tau_1}^{T_{bc} + \tau_1} 2d_1(t) e^{x_1} r_1 c_1^2(t - \tau_1) \cos^2(2\pi f_c t + \theta_1) dt \\ &= e^{x_1} r_1 d_1 \end{aligned}$$

e a componente relativa à interferência de múltiplo acesso por

$$\begin{aligned} I(T_{bc} + \tau_1) &= \frac{1}{T_{bc}} \sum_{i=2}^{N_u} \int_{\tau_1}^{T_{bc} + \tau_1} 2d_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) c_1(t - \tau_1) e^{x_i} r_i \times \\ &\quad \times \cos(2\pi f_c t + \theta_1) \cos(2\pi f_c t + \theta_i) dt \\ &= \sum_{i=2}^{N_u} e^{x_i} r_i \cos \theta_{1i} J_{1i} \end{aligned}$$

sendo esta modelada como uma VA Gaussiana de média nula. O termo J_{1i} , que corresponde à correlação cruzada entre a seqüência de espalhamento dos usuários 1 e i , é também modelado como uma VA Gaussiana de média nula e é dado por

$$J_{1i} = \frac{1}{T_{bc}} \int_{\tau_1}^{T_{bc} + \tau_1} d_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) c_1(t - \tau_1) dt \quad (\text{B.2})$$

o que implica

$$\overline{J_{1i}^2} = \frac{2}{3r_c L} \quad (\text{B.3})$$

onde se tem que $r_c L$ representa o ganho de processamento efetivo para o sistema codificado. Neste trabalho considera-se que a banda do sinal espalhado para o sistema codificado é igual a do sistema não codificado e também iguais intervalos de chip.

A componente da variável de decisão relativa ao ruído é dada por

$$n'(T_{bc} + \tau_1) = \frac{1}{T_{bc}} \int_{\tau_1}^{T_{bc} + \tau_1} 2n(t) c_1(t - \tau_1) \cos(2\pi f_c t + \theta_1) dt \quad (\text{B.4})$$

A média de cada uma das componentes da variável de decisão $g_1(T_{bc} + \tau_1)$ é dada por

$$\overline{s_1(T_{bc} + \tau_1)} = \pm e^{x_1} r_1 d_1$$

para o sinal do usuário 1 e

$$\overline{I(T_{bc} + \tau_1)} = 0 \quad \overline{n'(T_{bc} + \tau_1)} = 0$$

pois são modeladas como VAs Gaussianas de média nula. Pode-se então calcular as variâncias destas componentes, a começar pela componente relativa à interferência de múltiplo acesso. Considerando que são utilizadas seqüências de espalhamento aleatórias e descorrelacionadas entre si, chega-se a

$$\begin{aligned} \sigma_I^2 &= E \left\{ \left(\sum_{i=2}^{N_u} e^{x_i} r_i \cos \theta_i J_{1i} \right)^2 \right\} = \sum_{i=2}^{N_u} g_2 \frac{1}{2} \overline{J_{1i}^2} \\ &= \frac{(N_u - 1)}{3r_c L} g_2 \end{aligned}$$

onde g_2 representa o segundo momento conjunto de $e^x r$, dado por (3.17). A variância do ruído é dada por

$$\begin{aligned} \sigma_N^2 &= \frac{1}{T_{bc}^2} \int_{\tau_1}^{T_{bc} + \tau_1} \int_{\tau_1}^{T_{bc} + \tau_1} 4n(t)n(t') c_1(t - \tau_1) c_1(t' - \tau_1) \cos(2\pi f_c t + \theta_1) \cos(2\pi f_c t' + \theta_1) dt dt' \\ &= \frac{1}{T_{bc}^2} \int_{\tau_1}^{T_{bc} + \tau_1} 2N_0 c_1^2(t - \tau_1) \cos^2(2\pi f_c t + \theta_1) dt \\ &= \frac{N_0}{T_{bc}} \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

pois $\overline{n(t)n(t')} = (N_0/2) \delta(t - t')$ e $c_1^2(t + \tau_1) = 1$.

Então, a variância da variável de decisão σ_g^2 é dada por

$$\begin{aligned} \sigma_g^2 &= \sigma_I^2 + \sigma_N^2 \\ &= g_2 \frac{(N_u - 1)}{3r_c L} + \frac{N_0}{T_{bc}} \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

Por se estar considerando a utilização de códigos convolucionais e decodificação suave pelo Algoritmo de Viterbi, a probabilidade de erro condicionada ao erro no controle de potência e também ao desvanecimento no canal é dada por

$$P_e(\gamma_{bc}|x, r) = \frac{1}{k} \sum_{d=d_{free}}^{\infty} \beta_d P_e(d, \gamma_{bc}|x, r) \quad (\text{B.7})$$

sendo d_{free} a distância livre do código convolucionar e o termo β_d representa os pesos multiplicativos relacionados a d e obtidos a partir da função de transferência do código [20]. Tem-se ainda que

$$P_e(d, \gamma_{bc}|x, r) = Q\left(\sqrt{2\gamma_{bc}}\right)$$

sendo a SINR dada por

$$\gamma_{bc} = \frac{e^{2x}}{2\sigma_g^2} \sum_{i=1}^d r_i^2$$

sendo σ_g^2 dada por (B.6). O somatório está relacionado à diversidade implementada devido à decodificação pelo Algoritmo de Viterbi.

Apêndice C

Sistema codificado com monitoração da atividade de voz

Pickholtz e Milstein [4] mostram que a probabilidade de erro de um sistema CDMA sem codificação e sem controle de potência condicionada ao número de usuários no sistema é dada por

$$P_e(d|m) = Q \left(\left[\frac{N_0}{2E} + \frac{m}{3L} \right]^{-1/2} \right) \quad (\text{C.1})$$

onde se tem L como sendo o ganho de processamento, E/N_0 como a relação sinal-ruído e m corresponde ao número de usuários ativos que estão conversando.

O valor correto da probabilidade de erro é obtido descorrelacionando $P_e(d|m)$. Mas a variável aleatória m depende do número de usuários que estejam ativos em um total de N_u usuários e também do número destes usuários ativos que estejam falando. Assim, encontra-se

$$P_e(d) = \sum_{k=0}^{N_u-1} \sum_{m=0}^k Q \left(\left[\frac{N_0}{2E} + \frac{m}{3L} \right]^{-1/2} \right) \binom{N_u-1}{k} p_a^k (1-p_a)^{N_u-1-k} \binom{k}{m} \alpha^k (1-\alpha)^{k-m} \quad (\text{C.2})$$

onde p_a é a probabilidade de um usuário estar ativo e α é a probabilidade deste usuário estar falando.

Para este trabalho foi considerado um número total N_u de usuários ativos para o cálculo da probabilidade de erro média, necessitando descondicionar a probabilidade de erro apenas pelo número de usuários que estão falando. Assim, foi utilizada a VA μ_i representando o fator de atividade de voz e possuindo função densidade de probabilidade de Bernoulli dada por

$$\mu_i = \begin{cases} 1 & \alpha \\ 0 & 1 - \alpha \end{cases} \quad (\text{C.3})$$

onde α representa a probabilidade de que o usuário esteja com atividade vocal. De acordo

com estes parâmetros verifica-se que μ_i possui os seguintes momentos principais

$$\begin{aligned}\overline{\mu_i} &= \overline{\mu_i^2} = \alpha \\ \sigma_\mu^2 &= \overline{\mu_i^2} - \overline{\mu_i}^2 = \alpha(1 - \alpha)\end{aligned}\quad (\text{C.4})$$

Agora, para o sistema codificado onde se considera a monitoração da atividade de voz, a variável de decisão relativa ao usuário 1 é dada por

$$\begin{aligned}g_1(T_{bc} + \tau_1) &= s_1(T_{bc} + \tau_1) + I(T_{bc} + \tau_1) + n'(T_{bc} + \tau_1) \\ &= e^{x_1} r_1 d_1 \mu_1 + \sum_{i=2}^{N_u} e^{x_i} r_i \cos(\theta_i - \theta_1) \mu_i J_{1i} + n'(T_{bc} + \tau_1)\end{aligned}\quad (\text{C.5})$$

É assumido que o usuário 1 está ativo e está transmitindo, portanto, tem-se $\mu_1 = 1$. Considera-se novamente que τ_1 e θ_1 são conhecidos e utilizados como referência de atraso e de fase, assumindo assim que $\tau_1 = 0$ e $\theta_1 = 0$ e reescrevendo a equação anterior como

$$g_1(T_{bc} + \tau_1) = e^{x_1} r_1 d_1 + \sum_{i=2}^{N_u} e^{x_i} r_i \mu_i J_{1i} \cos \theta_{1i} + n'(T_{bc} + \tau_1)$$

onde se tem a componente da variável de decisão relativa ao sinal do usuário dada por

$$\begin{aligned}s_1(T_{bc} + \tau_1) &= \frac{1}{T_{bc}} \int_{\tau_1}^{T_{bc} + \tau_1} 2d_1(t) e^{x_1} r_1 c_1^2(t - \tau_1) \cos^2(2\pi f_c t + \theta_1) dt \\ &= e^{x_1} r_1 d_1\end{aligned}\quad (\text{C.6})$$

A componente da variável de decisão relativa a interferência de múltiplo acesso é dada por

$$\begin{aligned}I(T_{bc} + \tau_1) &= \frac{1}{T_{bc}} \sum_{i=2}^{N_u} \int_{\tau_1}^{T_{bc} + \tau_1} 2d_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) c_1(t - \tau_1) e^{x_i} r_i \mu_i \times \\ &\quad \times \cos(2\pi f_c t + \theta_1) \cos(2\pi f_c t + \theta_i) dt \\ &= \sum_{i=2}^{N_u} e^{x_i} r_i \mu_i J_{1i} \cos \theta_{1i}\end{aligned}\quad (\text{C.7})$$

onde novamente se tem

$$J_i = \frac{1}{T_{bc}} \int_{\tau_1}^{T_{bc} + \tau_1} d_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) c_1(t - \tau_1) dt$$

e ainda

$$\overline{J_{1i}^2} = \frac{2}{3r_c L}$$

Por último, a componente da variável de decisão relativa ao ruído $n'(T_{bc} + \tau_1)$ é dada por

$$n'(T_{bc} + \tau_1) = \frac{1}{T_{bc}} \int_{\tau_1}^{T_{bc} + \tau_1} 2n(t) c_1(t - \tau_1) \cos(2\pi f_c t + \theta_1) dt$$

O valor médio das componentes $s_1(T_{bc} + \tau_1)$, $I(T_{bc} + \tau_1)$ e $n'(T_{bc} + \tau_1)$ é idêntico ao que foi obtido no Apêndice B. Deseja-se então calcular o valor de suas variâncias, onde se tem

$$\begin{aligned}\sigma_I^2 &= \frac{1}{2} \sum_{i=2}^{N_u} g_2 \mu_i^2 J_{1i}^2 \\ &= \alpha \frac{(N_u - 1)}{3r_c L} g_2\end{aligned}$$

e também

$$\begin{aligned}\sigma_N^2 &= \frac{1}{T_{bc}^2} \int_{\tau_1}^{T_{bc}+\tau_1} \int_{\tau_1}^{T_{bc}+\tau_1} \overline{4n(t)n(t')} c_1(t - \tau_1) c_1(t' - \tau_1) \times \\ &\quad \times \cos(2\pi f_c t + \theta_1) \cos(2\pi f_c t' + \theta_1) dt dt' \\ &= \frac{N_0}{T_{bc}}\end{aligned}$$

A variância da variável de decisão é novamente denotada por σ_g^2 e é dada por

$$\begin{aligned}\sigma_g^2 &= \sigma_I^2 + \sigma_N^2 \\ &= \alpha \frac{(N_u - 1)}{3r_c L} g_2 + \frac{N_0}{T_{bc}}\end{aligned}\tag{C.8}$$

O cálculo da probabilidade de erro condicionada ao erro no controle de potência e ao desvanecimento no canal, considerando a utilização de códigos convolucionais e decodificação suave pelo Algoritmo de Viterbi, é dada por

$$P_e(\gamma_{bc}|x, r) = \frac{1}{k} \sum_{d=d_{free}}^{\infty} \beta_d P_e(d, \gamma_{bc}|x, r)\tag{C.9}$$

onde se tem d_{free} como a distância livre do código convolucionar e o termo β_d representando os pesos multiplicativos relacionados a d e obtidos a partir da função de transferência do código [20]. Tem-se ainda que

$$P_e(d, \gamma_{bc}|x, r) = Q\left(\sqrt{2\gamma_{bc}}\right)\tag{C.10}$$

onde se tem

$$\gamma_{bc} = \frac{e^{2x}}{2\sigma_g^2} \sum_{i=1}^d r_i^2$$

sabendo-se que o somatório está relacionado à diversidade implementada devido à decodificação pelo Algoritmo de Viterbi e sendo σ_g^2 dada por (C.8).

Apêndice D

Obtenção da f.d.p. de uma VA Chi-Quadrada Não-Central

Inicialmente tem-se um canal que é suposto não-seletivo em frequência e com desvanecimento lento. O desvanecimento provocado pela transmissão de um sinal através deste canal quando existe linha de visada entre o usuário e o satélite pode ser modelado como tendo f.d.p. do tipo Rice.

Este sinal é normalmente formado por 2 componentes. A mais significativa, linha de visada (A_i), é considerada constante e representa a envoltória do sinal transmitido. A outra componente (m_i), mais fraca, é composta pelas componentes de múltiplo percurso deste sinal identificadas pelo receptor, podendo ser modelada como uma VA Gaussiana de média nula e variância σ^2 , cuja f.d.p. é dada por

$$f_M(m) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{m^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{D.1})$$

A representação matemática para o desvanecimento é

$$y_i = A_i + m_i \quad (\text{D.2})$$

sendo y_i modelada como uma VA Gaussiana de média não-nula e variância σ^2 .

O sistema apresenta diversidade devido a utilização de códigos convolucionais e decodificação suave pelo Algoritmo de Viterbi. Assim, como a probabilidade de erro condicionada a x e r para este sistema é dada por (B.7), é possível verificar que a variável r relativa ao desvanecimento possui as mesmas características de y_i .

Na tentativa de se obter uma maneira mais simples de se resolver (B.7) para os usuários não-sombreados, ou melhor, de se resolver (5.20), define-se uma nova variável z e que é dada pelo somatório de VAs y_i^2 de forma que se tem

$$z = \sum_{i=1}^{2d} y_i^2 = \sum_{i=1}^{2d} (A_i + m_i)^2 \quad (\text{D.3})$$

onde d representa a ordem de diversidade implementada pela codificação.

Para encontrar a f.d.p. de z , toma-se inicialmente apenas uma componente como mostrado a seguir

$$z_1 = (A_1 + m_1)^2 = y_1^2 \quad (\text{D.4})$$

sendo z_1 uma Gaussiana quadrática de média não-nula. A partir da f.d.p. da VA y_1 dada por

$$f_Y(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(y_1-A_1)^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{D.5})$$

encontra-se a f.d.p. de z_1 considerando apenas os valores positivos. Assim, tem-se que

$$\begin{aligned} f_{z_1}(z_1) &= \frac{1}{\sqrt{8\pi\sigma^2 z_1}} \left[e^{-\frac{(\sqrt{z_1}-A_1)^2}{2\sigma^2}} + e^{-\frac{(-\sqrt{z_1}-A_1)^2}{2\sigma^2}} \right] \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2 z_1}} e^{-\frac{(m_1+A_1)^2}{2\sigma^2}} \cosh\left(\frac{A_1\sqrt{z_1}}{\sigma^2}\right) \end{aligned} \quad (\text{D.6})$$

Sabendo que z é dada pela soma de VAs z_i , como mostrado por

$$z = \sum_{i=1}^{2d} z_i = \sum_{i=1}^{2d} y_i^2$$

Whalen [17] mostra que a f.d.p. desta VA é dada por

$$f_z(z) = \frac{1}{2\sigma^2} \left(\frac{z}{A_s^2 2d}\right)^{\frac{d-1}{2}} e^{-\frac{2dA_s^2+z}{2\sigma^2}} I_{d-1}\left(\frac{\sqrt{z2dA_s^2}}{\sigma^2}\right) \quad (\text{D.7})$$

Pode-se verificar que (D.7) corresponde a f.d.p. de uma VA chi-quadrada não-central com $2d$ graus de liberdade. Isto porque a soma de d VAs Gaussianas quadráticas de média não-nula é modelada como uma VA chi-quadrada não-central com $2d$ graus de liberdade. Por simplificação se considera que, para cada um dos sinais transmitidos, suas envoltórias são independentes entre si, possuindo potências médias constantes dadas por A_i^2 de forma que se tem

$$\sum_{i=1}^{2d} A_i^2 = 2dA_s^2$$

para a condição de $z > 0$. Desta forma, verifica-se que esta f.d.p. possui momentos principais dados por

$$\begin{aligned} \bar{z} &= E\{z\} = 2d(A_s^2 + \sigma^2) \\ \overline{z^2} &= E\{z^2\} = 4d(\sigma^4 + 2A_s^2\sigma^2) + [2d(A_s^2 + \sigma^2)]^2 \\ \sigma_z^2 &= 4d(\sigma^4 + 2A_s^2\sigma^2) \end{aligned} \quad (\text{D.8})$$

A partir de (5.20) e por saber que uma VA do tipo Rice pode ser gerada pela soma de duas VAs Gaussianas quadráticas não-nulas, isto é

$$r_i^2 = \sum_{i=1}^2 y_i^2$$

é possível concluir que

$$z = \sum_{i=1}^d r_i^2 = \sum_{i=1}^{2d} y_i^2$$

Assim, o descondicionamento de $P_e(d, \gamma_{bc}|x, z)$ relativamente aos usuários sombreados é dado por

$$P_e(d, \overline{\gamma_{bc_u}})_U = \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty Q\left(\sqrt{\frac{e^{2xz}}{\sigma_g^2}}\right) f_{X_u}(x) f_Z(z) dx dz \quad (D.9)$$

ou ainda em sua forma expandida

$$P_e(d, \overline{\gamma_{bc_u}})_U = \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty Q\left(\sqrt{\frac{e^{2xz}}{\sigma_g^2}}\right) \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_s^2}} e^{-\frac{z}{2\sigma_s^2}} \frac{1}{2\sigma^2} \left(\frac{z}{2dA_s^2}\right)^{\frac{d}{2}-1} \times \\ \times e^{-\frac{2dA_s^2+z}{2\sigma^2}} I_{d-1}\left(\frac{\sqrt{2dzA_s^2}}{\sigma^2}\right) dx dz$$

Os valores dos parâmetros σ_g^2 e σ^2 não são conhecidos separadamente impossibilitando a resolução de (D.9). Então, determina-se

$$K_2 \triangleq \frac{\sigma_g^2}{\sigma^2} = \left[\frac{1}{\xi_b r_c} + \frac{2(N_u - 1)}{3r_c L} \right] (1 + K) K_0$$

onde se tem K_0 dado por (3.18).

Para simplificar ainda mais o cálculo de (D.9), é possível fazer uma outra mudança de variáveis. Desta forma, faz-se

$$y_u = \frac{z}{2\sigma^2} = \sum_{i=1}^d \frac{r_i^2}{2\sigma^2}$$

onde se verifica que

$$\frac{z}{2\sigma_g^2} = \frac{z}{2\sigma^2} \frac{\sigma^2}{\sigma_g^2} = y_u \frac{1}{K_2} \\ \frac{dz}{dy_u} = 2\sigma^2$$

Além disso, deve-se lembrar que $K = A_s^2 / (2\sigma^2)$, chegando-se a

$$P_e(d, \overline{\gamma_{bc_u}})_U = \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty Q\left(\sqrt{\frac{2e^{2xy_u}}{K_2}}\right) \left(\frac{y_u}{2dK}\right)^{\frac{d-1}{2}} e^{-2dK-y_u} I_{d-1}\left(\sqrt{8dKy_u}\right) f_{X_u}(x) dx dy_u \quad (D.10)$$

A função densidade de probabilidade da VA ζ é dada por

$$f_{X_u}(y_u) = \left(\frac{y_u}{2dK}\right)^{\frac{d-1}{2}} e^{-2dK-y_u} I_{d-1}\left(\sqrt{8dKy_u}\right) \quad (D.11)$$

tendo seus momentos principais dados por

$$\begin{aligned}\bar{y}_u &= \frac{E\{z\}}{2\sigma^2} = \frac{2d(A_s^2 + \sigma^2)}{2\sigma^2} = 2dK + d \\ \bar{y}_u^2 &= \frac{E\{z^2\}}{4\sigma^4} = \frac{4d(\sigma^4 + 2A_s^2\sigma^2) + [2d(A_s^2 + \sigma^2)]^2}{4\sigma^4} = 4dK + d + (2dK + d)^2 \\ \sigma_{y_u}^2 &= \frac{\sigma_z^2}{4\sigma^4} = 4dK + d\end{aligned}$$

correspondendo a f.d.p. de uma VA chi-quadrada normalizada não-central, como pode ser visto em Whalen [17].

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL
SEÇÃO CIRCULANTE