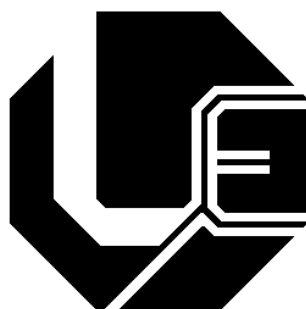


**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



**ANÁLISE DE DESEMPENHO DE SISTEMAS
CDMA, UTILIZANDO MULTI-PORTADORAS E
MULTI-CÓDIGOS**

Alessandra Sousa Araújo

**JULHO
2007**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANÁLISE DE DESEMPENHO DE SISTEMAS
CDMA, UTILIZANDO MULTI-PORTADORAS E
MULTI-CÓDIGOS

Alessandra Sousa Araújo

Texto da dissertação apresentada à Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Prof. Pós. Dr. Gilberto Arantes Carrijo
Orientador

Prof. Ph. Darizon Alves de Andrade
Coordenador do curso de Pós-Graduação

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANÁLISE DE DESEMPENHO DE SISTEMAS
CDMA, UTILIZANDO MULTI-PORTADORAS E
MULTI-CÓDIGOS

Alessandra Sousa Araújo

Texto da dissertação apresentada à Universidade Federal de Uberlândia como parte para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Professor Gilberto Arantes Carrijo, Dr. - Orientador (UFU)
Professor David Fernandes, Dr. (ITA)
Professora Edna Lúcia Flôres, Dra. (UFU)
Professor Antônio Cláudio Paschoarelli Veiga, Dr. (UFU)

Agradecimentos

Agradeço a Deus pela minha vida e pelas minhas conquistas abençoadas.

Aos meus pais Eleuza e Moisés, pela oportunidade de estudar e pela compreensão quando estive ausente da vida familiar para me dedicar a esses.

Ao meu esposo Daniel Ricardo, que sempre esteve ao meu lado apoiando-me integralmente, com seu carinho e conhecimentos técnicos.

Ao meu orientador Prof. Pós-Dr. Gilberto A. Carrijo, que desde o começo acreditou no meu potencial, conduzindo meus passos até aqui com seu grande profissionalismo.

À Profa. Dra. Edna Lúcia pelo seu apoio tanto na vida profissional quanto na vida pessoal.

Aos meus amigos e colegas do laboratório de processamento digital de sinais e de pesquisa em redes pela grande alegria, amizade e ajuda que me prestaram ao longo dessa jornada.

Aos funcionários da pós-graduação em engenharia elétrica pelos serviços prestados.

À Capes pelo seu suporte financeiro para conduzir este mestrado.

À Faculdade de Engenharia Elétrica que me proporcionou recursos didáticos para conclusão desta dissertação.

E a todos que de alguma forma, contribuíram para realização desta.

RESUMO

Araújo, A.S. & Carrijo, G. A.

ANÁLISE DE DESEMPENHO DE SISTEMAS CDMA, UTILIZANDO MULTI-PORTADORAS E MULTI-CÓDIGOS

O avanço tecnológico em telecomunicações mostra que inúmeros e diferentes sistemas vêm surgindo a cada dia. Estes sistemas se adequam às necessidades do mercado, pela sua evolução. A grande variedade de serviços oferecidos a cada dia pelos sistemas de comunicação móvel é o reflexo da necessidade de acesso e de sua utilização.

Este trabalho analisa o desempenho de três sistemas: Multi-portadora CDMA, Multi-códigos CDMA e Multi-portadora e Multi-códigos CDMA com multi-taxas de serviços utilizando-se a modulação BPSK. O modelo desses sistemas consiste no transmissor e receptor, com análise da relação sinal/ruído mais interferência (SNIR) e a probabilidade média de erro do bit (P_e médio). O desempenho desses sistemas é apresentado pela comparação do número de sub-rajadas, do número de portadoras, do número de usuários, dos diferentes parâmetros de *fading*, da ordem da diversidade e das propriedades multi trajetos de propagação.

O sistema Multi-portadoras e Multi-códigos CDMA em termos de SNIR e da probabilidade média de erro do bit quando comparado os sistemas Multi-portadoras CDMA e Multi-códigos CDMA apresentou uma melhora de performance

Palavras-chave

Multi-código, Multi-portadora, Multi-taxas, CDMA, SNIR, Taxa de erro.

ABSTRACT

Araújo, A.S. & Carrijo, G.A.

PERFORMANCE ANALYSIS OF CDMA SYSTEMS, USING MULTI CARRIERS AND MULTI CODES

The technology advance in telecommunication systems shows that uncountable and different systems have been raised every day. These systems suit to the market needs in terms of evolution. The wide variety of services offered every day by the mobile communication systems is response of the need for access and their utilization.

This work analyzes the performance of three systems: Multi-Carrier CDMA, Multi-Code CDMA and Multi-Carrier Multi-Code CDMA, with multi-service rate, using the BPSK modulation. The model for these systems is composed by the transmitter and receiver, with an analysis of the signal /noise plus interference ratio (SNIR) and the mean bit error probability (mean P_e). The performance of these systems is presented based on the comparison of number of sub-streams, number of carriers, number of users, fading parameters, diversity order and propagation multi-path properties.

The Multi-Carrier and Multi-Code CDMA systems showed a better performance, in terms of SNIR and mean bit error probability, when compared to the Multi-Carrier CDMA and Multi-Code CDMA Systems.

Keywords

Multi-Code, Multi-Carrier, Multi-Rate, CDMA, SNIR, Bit Error Rate.

Sumário

Sumário	vii
Lista de Figuras	x
Simbologia	xiv
1 Introdução	1
1.1 Introdução	1
1.2 Motivação	4
1.3 Estrutura deste trabalho	5
1.4 Considerações finais deste capítulo	10
2 Sistema Multi-Portadoras	11
2.1 Introdução	11
2.2 Estudo do sistema	12
2.3 Modelo do sistema	12
2.3.1 Modelo do transmissor	12
2.3.2 Modelo de canal	15
2.3.3 Modelo do receptor	17
2.3.4 Relação sinal/ruído	24
2.3.5 Probabilidade de Erro do Bit	25
2.4 Considerações finais deste capítulo	27
3 Sistema multi-códigos	28
3.1 Introdução	28
3.2 Estudo do sistema	29
3.3 Modelo do sistema	29
3.3.1 Modelo do transmissor	29

3.3.2	Modelo do canal	31
3.3.3	Modelo do receptor	33
3.3.4	Relação sinal/ruído	40
3.3.5	Probabilidade de erro do bit	41
3.4	Diversidade	41
3.4.1	Equal gain combining (EGC)	42
3.4.2	Maximal ratio combining (MRC)	45
3.5	Considerações finais deste capítulo	48
4	Sistema MC/MC-CDMA	49
4.1	Introdução	49
4.2	Estudo do sistema	50
4.3	Modelo do sistema	50
4.3.1	Modelo do transmissor	50
4.3.2	Modelo do canal	56
4.3.3	Modelo do receptor	58
4.3.4	Relação sinal/ruído	74
4.3.5	Probabilidade de erro do bit	74
4.4	Diversidade	75
4.4.1	Equal gain combining (EGC)	75
4.4.2	Maximal ratio combining (MRC)	78
4.5	Considerações finais deste capítulo	81
5	Sistema MC/MC-CDMA com multi-taxas de serviços	82
5.1	Introdução	82
5.2	Estudo do sistema	83
5.2.1	Modelo do sistema	83
5.2.2	Modelo do Transmissor	83
5.2.3	Modelo de canal	87
5.2.4	Modelo do receptor	88
5.3	Diversidade	92
5.3.1	Equal gain combining (EGC)	92
5.3.2	Maximal ratio combining (MRC)	93
5.4	Considerações finais deste capítulo	94
6	Resultados obtidos	95
6.1	Introdução	95
6.2	Multi-Portadora CDMA	96
6.2.1	Efeito do número de portadoras, M	96
6.2.2	Efeito do número de trajetos, L	99

6.2.3	Efeito na variação de λ trajeto de multi-freqüências . . .	100
6.3	Multi-Códigos CDMA	102
6.3.1	Efeito do número de sub-rajadas, R	102
6.3.2	Efeito do número de usuários, K	106
6.3.3	Efeito dos diferentes níveis de potência, E_b/N_o	109
6.3.4	Efeito do número de trajeto, L	110
6.3.5	Efeito do parâmetro <i>fading</i> , m	112
6.3.6	Efeito do fator de diversidade, D	113
6.3.7	Efeito da diversidade	115
6.4	Multi-portadoras e Multi-códigos CDMA	117
6.4.1	Efeito do número de sub-rajadas, R	118
6.4.2	Efeito do número de usuários, K	119
6.4.3	Efeito do número de portadoras, M	121
6.4.4	Efeito dos diferentes níveis de potência, E_b/N_o	122
6.4.5	Efeito do número de trajetos, L	123
6.4.6	Efeito do fator de multi-trajetos, δ	125
6.4.7	Efeito do parâmetro fading, m	125
6.4.8	Efeito das técnicas de diversidade	126
6.4.9	Comparação entre os sistemas CDMA	132
6.5	Multi-Portadoras e Multi-Códigos CDMA, com multi-taxas de serviço	134
6.5.1	Efeito das técnicas de diversidade	134
6.6	Conclusões	137

7	Conclusões, Contribuições deste trabalho e Sugestões para futuros trabalhos	138
7.1	Conclusões	138
7.2	Contribuições deste trabalho	140
7.3	Sugestões para futuros trabalhos	141

Referências Bibliográficas	142
-----------------------------------	------------

Lista de Figuras

1.1	<i>Estrutura computacional para o sistema de multi-portadoras CDMA</i>	6
1.2	<i>Estrutura computacional para o sistema de multi-códigos CDMA</i>	7
1.3	<i>Estrutura computacional para o sistema de multi-portadoras e multi-códigos CDMA</i>	8
1.4	<i>Estrutura computacional para o de multi-portadoras e multi-códigos CDMA, com multi-taxa de serviço</i>	9
2.1	<i>Estrutura do transmissor multi-portadoras CDMA</i>	13
2.2	<i>Estrutura do receptor multi-portadoras CDMA</i>	17
3.1	<i>Estrutura do transmissor multi-códigos CDMA</i>	30
3.2	<i>Estrutura do receptor multi-códigos CDMA, sem diversidade</i>	34
3.3	<i>Modelo do receptor da diversidade EGC para o sistema MC/SS-CDMA.</i>	43
3.4	<i>Modelo do receptor para diversidade MRC para o sistema MC/SS-CDMA.</i>	46
4.1	<i>Estrutura do transmissor MC/MC-CDMA</i>	51
4.2	<i>Mapeamento do bit para $B_k(t)$</i>	53
4.3	<i>Relacionamento entre o sinal do chip do multi-código e da multi portadora.</i>	55
4.4	<i>Estrutura do receptor MC/MC-CDMA, sem diversidade.</i>	58
4.5	<i>Modelo do receptor para o sistema MC/SS-CDMA com diversidade.</i>	76
5.1	<i>Estrutura do transmissor MC/MC-CDMA com multi-taxas</i>	84
5.2	<i>Relação da sub-rajada em multi-códigos para o sistema multi-taxas CDMA</i>	86
5.3	<i>Estrutura do receptor para o sistema MC/MC-CDMA de multi-taxas</i>	88
6.1	<i>Efeito do número de portadoras para $K = 10$ e perfil uniforme.</i>	97

6.2	<i>Efeito do número de portadoras para $K = 10$ e perfil exponencial.</i>	97
6.3	<i>Efeito do número de portadoras, para $K = 20$ e perfil uniforme.</i>	98
6.4	<i>Efeito do número de portadoras para $K = 20$ e perfil exponencial.</i>	98
6.5	<i>Efeito do número de trajetos para $M = 6$ e perfil uniforme. . .</i>	99
6.6	<i>Efeito do número de trajetos para $M = 6$ e perfil exponencial.</i>	100
6.7	<i>Efeito de λ para o receptor RAKE variando o número de portadoras M.</i>	101
6.8	<i>Efeito de λ quando $M = 1$.</i>	101
6.9	<i>Efeito de λ para receptor RAKE quando $M = 1$.</i>	102
6.10	<i>Desempenho do receptor EGC para diferentes sub-rajadas R e $K = 10$.</i>	103
6.11	<i>Desempenho do receptor EGC para diferentes sub-rajadas R e $K = 20$.</i>	104
6.12	<i>Desempenho do receptor EGC para diferentes sub-rajadas R e $K = 40$.</i>	104
6.13	<i>Desempenho do receptor MRC para diferentes sub-rajadas R e $K = 10$.</i>	105
6.14	<i>Desempenho do receptor MRC para diferentes sub-rajadas R e $K = 20$.</i>	105
6.15	<i>Desempenho do receptor MRC para diferentes sub-rajadas R e $K = 40$.</i>	106
6.16	<i>Efeito do número de usuários K no receptor EGC para $R = 8$.</i>	107
6.17	<i>Efeito do número de usuários K no receptor EGC para $R = 16$.</i>	107
6.18	<i>Efeito do número de usuários K no receptor MRC para $R = 8$.</i>	108
6.19	<i>Efeito do número de usuários K no receptor MRC para $R = 16$.</i>	108
6.20	<i>Efeito dos diferentes níveis de potência no receptor EGC. . . .</i>	109
6.21	<i>Efeito dos diferentes níveis de potência no receptor MRC. . . .</i>	110
6.22	<i>Desempenho do receptor EGC para diferentes trajetos L. . . .</i>	111
6.23	<i>Desempenho do receptor MRC para diferentes trajetos L. . . .</i>	111
6.24	<i>Desempenho de EGC para diferentes fading m.</i>	112
6.25	<i>Desempenho de MRC para diferentes fading m.</i>	113
6.26	<i>Desempenho do receptor EGC para diferentes diversidade D. .</i>	114
6.27	<i>Desempenho do receptor MRC para diferentes diversidade D. .</i>	114
6.28	<i>Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes sub-rajadas R e $K = 10$.</i>	115
6.29	<i>Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes sub-rajadas R e $K = 20$.</i>	116
6.30	<i>Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes fading m e $R = 32$.</i>	116
6.31	<i>Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes fading m e $R = 32$.</i>	117

6.32	<i>Desempenho do sistema MC/MC-CDMA para diferentes sub- rajadas R.</i>	118
6.33	<i>Desempenho do sistema MC/MC-CDMA para diferentes sub- rajadas R.</i>	119
6.34	<i>Desempenho do sistema MC/MC-CDMA para diferentes usuários K.</i>	120
6.35	<i>Desempenho do sistema MC/MC-CDMA para diferentes usuários K.</i>	120
6.36	<i>Desempenho do sistema MC/MC-CDMA para diferentes por- tadoras M.</i>	121
6.37	<i>Desempenho do sistema MC/MC-CDMA para diferentes por- tadoras M.</i>	122
6.38	<i>Efeito dos diferentes níveis de potência para o sistema MC/MC- CDMA.</i>	123
6.39	<i>Desempenho do sistema MC/MC-CDMA para diferentes tra- jetos L.</i>	124
6.40	<i>Desempenho do sistema MC/MC-CDMA para diferentes tra- jetos L.</i>	124
6.41	<i>Desempenho do sistema MC/MC-CDMA para diferentes δ.</i>	125
6.42	<i>Desempenho do sistema MC/MC-CDMA para diferentes parâmet- ros m.</i>	126
6.43	<i>Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes usuários K.</i>	127
6.44	<i>Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes usuários K.</i>	127
6.45	<i>Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes sub-rajadas R.</i>	128
6.46	<i>Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes portadoras M.</i>	128
6.47	<i>Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes portadoras M.</i>	129
6.48	<i>Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes trajetos L.</i>	129
6.49	<i>Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes fatores de diversidade D.</i>	130
6.50	<i>Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes parâmetros m.</i>	130
6.51	<i>Efeito dos diferentes níveis de potência para o sistema MC/MC- CDMA com $E_b/N_0 = 15$ dB.</i>	131
6.52	<i>Comparação entre os sistemas MC/MC-CDMA com diversi- dades EGC e MRC e MC/MC-CDMA sem diversidade.</i>	131

6.53	<i>Comparação entre os sistemas pelo P_e médio.</i>	132
6.54	<i>Comparação entre os sistemas pela SNIR.</i>	133
6.55	<i>Comparação entre os sistemas pelo número de usuários com $E_b/N_0 = 15$ dB.</i>	133
6.56	<i>Desempenho do sistema MC/MC-CDMA com multi-taxas para o receptor EGC.</i>	135
6.57	<i>Desempenho do sistema MC/MC-CDMA com multi-taxas para o receptor MRC.</i>	135
6.58	<i>Comparação entre os receptores EGC e MRC para o sistema MC/MC-CDMA, com multi-taxas.</i>	136

Simbologia

CDMA – Code Division Multiple Access
FDMA – Frequency Division Multiple Access
TDMA – Time Division Multiple Access
MC/MC – CDMA – Multi-Code/Multi-Carrier CDMA
SS – Spread Spectrum
DS – Direct Sequence
SNIR – Signal-to-Noise plus Interference Ratio
AM – Amplitude Modulation
FM – Frequency Modulation
UHF – Ultra High Frequency
AMPS – Advanced Mobile Phone System
BPSK – Binary Phase-Shift Keying
QPSK – Quadrature Phase-Shift Keying
OFDM – Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
AWGN – Additive White Gaussian Noise
QoS – Qualidade de serviço (Quality of service)
ECG – Equal Combining Gain
MRC – Maximal Ratio Combining
PN – Pseudo Noise
(*S/P*) – Série e Paralelo
(*P/S*) – Paralelo e Série
 σ_{DS}^2 – Sinal Desejado
 σ_{MUI}^2 – Interferência de Multi-Usuário para a mesma portadora
 σ_{MPI}^2 – Interferência de Multi-Trajeto
 σ_{ICI}^2 – Interferência de Multi-Portadora
 σ_{MTI}^2 – Interferência de Multi-Usuário para outras portadoras
 $\eta(t)$ – Interferência causada pelo ruído *AWGN*
BER – Bit Error Rate
ERFC – Função do erro complementar
P – Potência
R – Sub-rajada

M – Portadora
 K – Usuário
 L – Trajeto de propagação
 a_r – Seqüência de códigos ortogonais
 c_k – Seqüência de código PN do usuário k
 T_c – Duração do chip
 T_b – Duração do bit
 d_k – Rajada de dados para usuário k
 d_{kr} – Sub-rajadas paralelas
 d_{krm} – r -ésima sub-rajada da m -ésima super rajada
 N_c – Comprimento da seqüência do código PN
 N_a – Comprimento da seqüência do código ortogonal
 B_k – Super-rajadas
 B_{km} – m -ésima super sub-rajada
 $S_k(t)$ – Sinal transmitido para k usuários
 $r(t)$ – sinal recebido
 $x(t)$ – Saída do correlator
 $y(t)$ – Saída do canal
 f_c – Frequência da portadora
 ω_m – m -ésima frequência da portadora
 $e^{j\omega_m t}$ – Sub-portadora
 ϕ_{km}, γ_{kl} e ψ_{kml} – Fase aleatória do atraso para o k -ésimo usuário
 g_{kml} – Ganho do trajeto
 β_{kml} – Variável aleatória (Rayleigh, Nakagami e Rician)
 m – Parâmetro (Rayleigh, Nakagami e Rician)
 Ω – Segundo momento da variável aleatória β
 $\Gamma(x)$ – Função gamma
 δ – Fator de depreciação
 D – Fator de diversidade
 t_{kl} e τ_k – Tempo de atraso do l -ésimo trajeto de k -ésimo usuário
 h_{km} – Função de transferência
 μ_k – Função de auto-variância
 σ^2 – Função de variância
 γ – Relação sinal/ruído
 P_e – Probabilidade de erro do bit
 $\overline{P_e}$ – Probabilidade média de erro do bit

Capítulo 1

Introdução

1.1 Introdução

Em 1947 [1] surgiu o primeiro conceito de telefonia celular, utilizando a modulação em amplitude (AM). O seu baixo desempenho levou, em 1962 [1], à adoção nos EUA de outro sistema, utilizando a modulação em frequência (FM) na faixa de UHF (canais de 30 KHz), mais conhecido como *Advanced Mobile Phone System* (AMPS). AMPS, é a base do acesso múltiplo por divisão de frequência (*Frequency Division Multiple Access*) (FDMA). No FDMA, a largura de faixa total disponível é subdividida em sub-faixas e cada usuário é alocado em uma dessas sub-faixas, normalmente por demanda.

Nos meados dos anos 90 [1], a maioria das operadoras começaram a utilizar o chamado padrão IS-54 e, posteriormente, o padrão IS-136, ambos baseados no acesso múltiplo por divisão de tempo (*Time Division Multiple Access*) (TDMA). No TDMA o espectro disponível é dividido em intervalos (slots) de tempo. Os slots reservados são disponibilizados a cada usuário, periodicamente, a cada frame. Surgiu então o acesso múltiplo por divisão

de códigos (*Code Division Multiple Access*) (CDMA) como opção do método de multiplexação para sistemas celulares, sob o nome de padrão IS-95, compatível com a faixa de frequência das redes existentes (TDMA).

O CDMA é uma técnica onde os usuários transmitem simultaneamente nas mesmas frequências e utilizam toda a faixa de frequência disponível e cada usuário possui um código para identificação. Estes códigos usados são ortogonais, fazendo com que as informações contidas nas várias transmissões possam ser recuperadas. No receptor, o código usado é conhecido, tornando possível a decodificação da informação do usuário.

O CDMA utiliza uma tecnologia denominada espalhamento espectral (*Spread Spectrum*) (*SS-CDMA*), usada em transmissões militares desde a década de 40. Nessa técnica, o sinal é espalhado para uma faixa de frequência maior do que a que seria necessária à sua transmissão. Isso ocorre pela multiplicação do sinal por uma sequência de código (*pseudo-noise*) com taxa de transmissão elevada, onde o sinal resultante ocupa uma faixa de frequência muito larga. A energia total é mantida, sendo distribuída uniformemente por toda a faixa de frequência, assemelhando-se ao espectro do *additive white gaussian noise* (AWGN), onde predominam fortes atenuações e muitas vezes grandes atrasos de propagação do sinal. Todos os sinais oriundos dos diversos usuários e do próprio ruído agregado à transmissão são superpostos no espectro. Os sinais dos outros usuários interferem no sinal do usuário desejado, causando uma interferência de multi usuário (MUI). Por causa do MUI, o desempenho de CDMA fica pior com o aumento do número de usuários [5]. Para garantir a qualidade de serviço, o MUI não pode exceder o nível máximo permissível de interferência, e com isso, limita o número máximo de usuários que poderiam transmitir os sinais simultaneamente.

A terceira geração de celular móvel (3G) mostrou uma flexibilidade com relação à grande variedade de serviços (voz, dados, imagens e vídeo) e um

perfil de tráfego que acomoda uma grande variedade de taxas de dados. O acesso múltiplo por divisão de código (*SS-CDMA*) mostrou-se capaz de suportar uma grande escala de sistemas celulares de serviço em voz, mas houve dúvidas em relação ao tráfego com uma grande variedade de taxas de dados.

Uma solução possível para a taxas de dados elevadas são as técnicas tais como os sistemas de Multi-portadoras CDMA (*Multi-carrier CDMA*) (MC/DS-CDMA) [2], [3], de Multi-códigos CDMA (*Multi-code CDMA*) (MC/SS-CDMA) [5], [6] e Multi-portadoras e Multi-códigos CDMA (MC/MC-CDMA) [11], [12] que foram sugeridos recentemente como uma alternativa a essa demanda.

O sistema Multi-portadoras MC/DS-CDMA é uma técnica que melhora a eficiência espectral usando diversas sub-bandas em uma faixa de frequência particular e espalhando cada sub-portadora sobre a largura de faixa total. A elevada taxa de dados é dividida em diversas sub-rajadas *substreams* com menores taxas de dados. Cada sub-rajada é modulada por uma diferente sub-portadora que é espalhada sobre a largura de faixa total antes de ser transmitida.

Similarmente ao sistema MC/DS-CDMA, o sistema Multi-code CDMA (MC/SS-CDMA) é uma técnica adequada para serviços que exigem tanto taxas elevadas quanto multi-taxas, usando várias seqüências de códigos ortogonais, ou seja, a rajada de dados com taxa elevada é dividida em diversas sub-rajadas de menores taxas, sendo que cada sub-rajadas é multiplicada por um conjunto de códigos ortogonais para discriminá-la.

E por último, o sistema Multi-portadoras/códigos DS/SS CDMA (MC/MC-CDMA) é a combinação das duas técnicas MC/DS-CDMA e MC/SS-CDMA, que permite o sistema beneficiar das vantagens de ambas, usando a conversão de série para paralelo (S/P) para taxas de transmissão de dados elevadas.

Este capítulo apresenta a motivação e a estrutura deste trabalho. Finalmente, considerações finais deste capítulo.

1.2 Motivação

A motivação deste trabalho é que o sistema CDMA supera a cada dia outras técnicas de acesso múltiplo existentes. Enquanto a sua capacidade é limitada pelas interferências (eficaz controle de potência, conseqüentemente aumento direto na sua capacidade), os demais sistemas (FDMA e TDMA) limitam-se na largura de faixa. A facilidade na implementação do CDMA reflete diretamente no aumento do número de novos usuários.

O CDMA convencional é baseado no espalhamento espectral, isto é, permite uma comunicação entre vários usuários simultâneos, com uma baixa densidade espectral de potência, sigilo, entre outras vantagens. Mas para manter uma ótima qualidade de serviço - (QoS) (alta taxa de transmissão), o acesso múltiplo por divisão de código (CDMA) evoluiu em outros sistemas celulares como os sistemas de Multi-Códigos CDMA, de Multi-Portadoras CDMA, e Multi-Códigos e Multi-Portadoras CDMA. Estes sistemas utilizam a conversão de série para paralelo (S/P) para taxas de transmissão de dados elevadas, mas usam diferentes técnicas para discriminar cada informação paralela. O sistema de multi-portadoras CDMA utiliza múltiplas sub-portadoras, o sistema de multi-códigos CDMA usa um conjunto de códigos ortogonais e o sistema multi-portadoras e multi-códigos CDMA é a junção das duas primeiras técnicas.

1.3 Estrutura deste trabalho

Esta dissertação consiste em sete capítulos.

No capítulo 2 descreve-se o modelo do sistema multi-portadoras CDMA. O modelo do sistema consiste no transmissor, e no receptor, com análise da relação sinal/ruído mais interferências e a probabilidade de erro do bit.

Os capítulos 3 e 4 descrevem, respectivamente, o modelo do sistema multi-códigos CDMA e multi-portadoras e multi-códigos CDMA, com as características do canal *fading*. O modelo do sistema consiste no transmissor e no receptor, com diversidades Equal Gain Combining (EGC) e Maximal Ratio Combining (MRC) neste último, é realizada uma análise da relação sinal/ruído mais interferência e a probabilidade de erro do bit.

No capítulo 5, descreve-se o modelo do sistema MC/MC-CDMA com multi-taxas, apresentando o transmissor e as diversidades Equal Gain Combining (EGC) e Maximal Ratio Combining (MRC) no receptor com análise do sistema utilizando-se a relação sinal/ruído mais interferência e probabilidade de erro do bit.

No capítulo 6, apresenta-se a análise utilizando-se gráficos dos sistemas mostrados nos capítulos 2 a 5, além das comparações realizadas entre estes sistemas. O desempenho dos sistemas foi avaliado pelo número de portadoras, número de trajetos, variação de λ (lambda), número de sub-rajadas, número de usuários, variação dos níveis de potência, por diferentes parâmetros de *fading* e do fator de diversidade.

As Figuras 1.1 a 1.4 ilustram os fluxogramas com os procedimentos computacionais (*ferramenta – Matlab7.0.1*) utilizados no capítulo 6 para os sistemas CDMA, de multi-portadoras, multi-códigos, multi-portadoras e multi-códigos e multi-portadoras e multi-códigos, com multi-taxas de serviço.

Por último, são apresentados as conclusões e as contribuições deste tra-

balhos e as sugestões para futuros trabalhos.

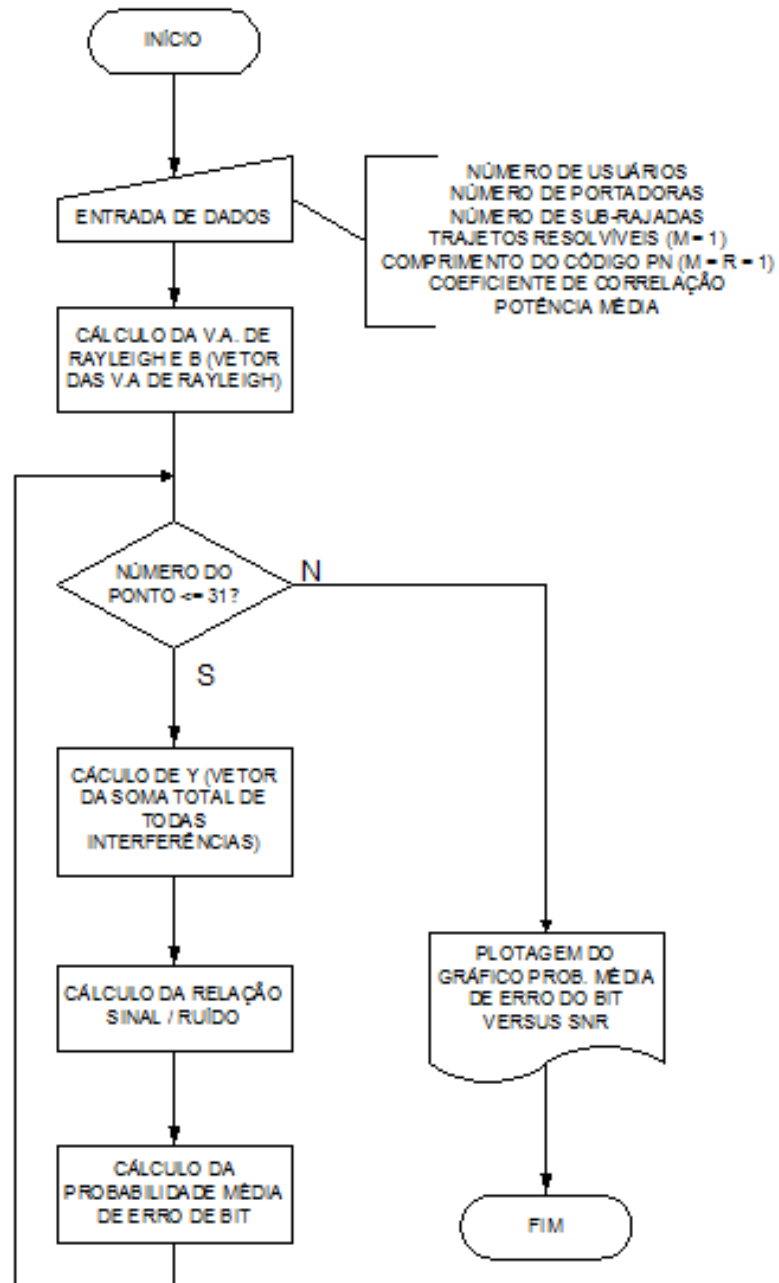


Figura 1.1: *Estrutura computacional para o sistema de multi-portadoras CDMA*

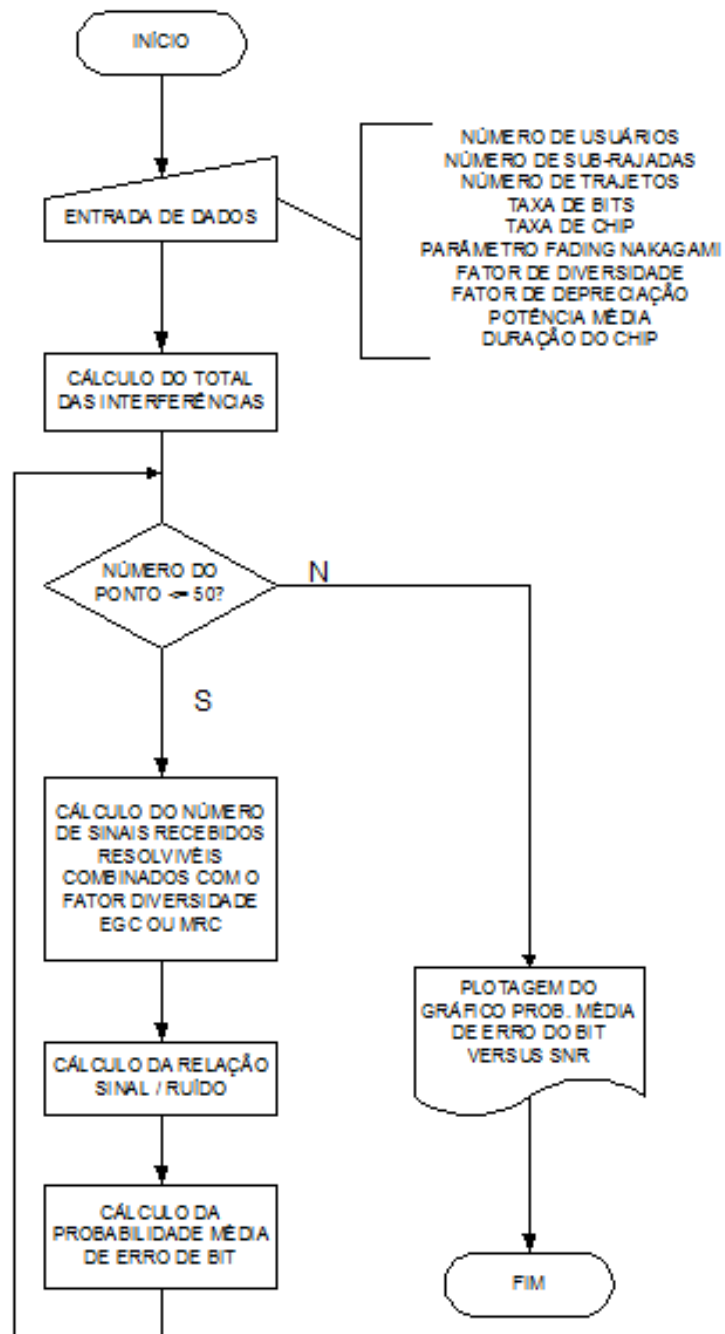


Figura 1.2: Estrutura computacional para o sistema de multi-códigos CDMA

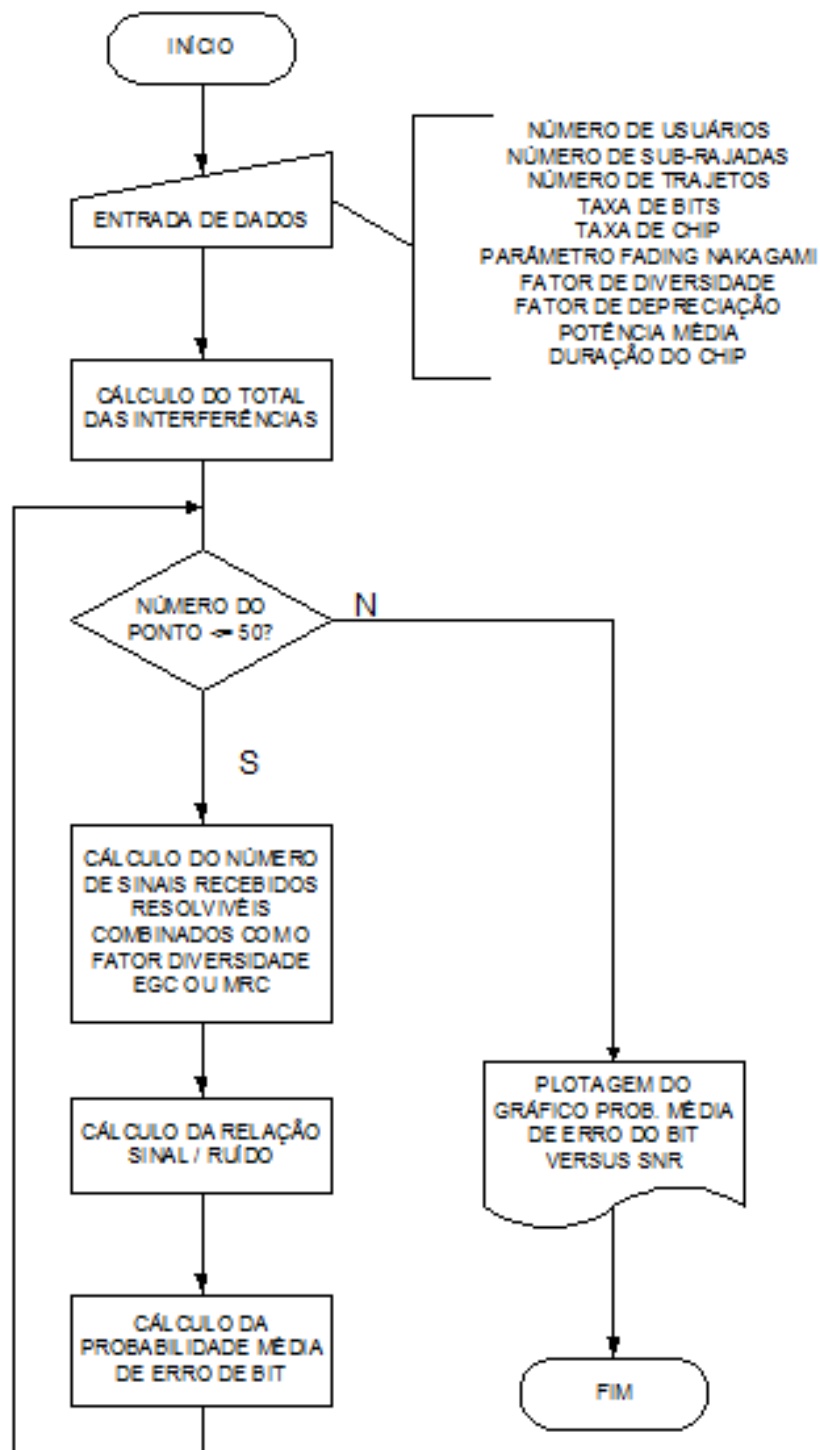


Figura 1.3: Estrutura computacional para o sistema de multi-portadoras e multi-códigos CDMA

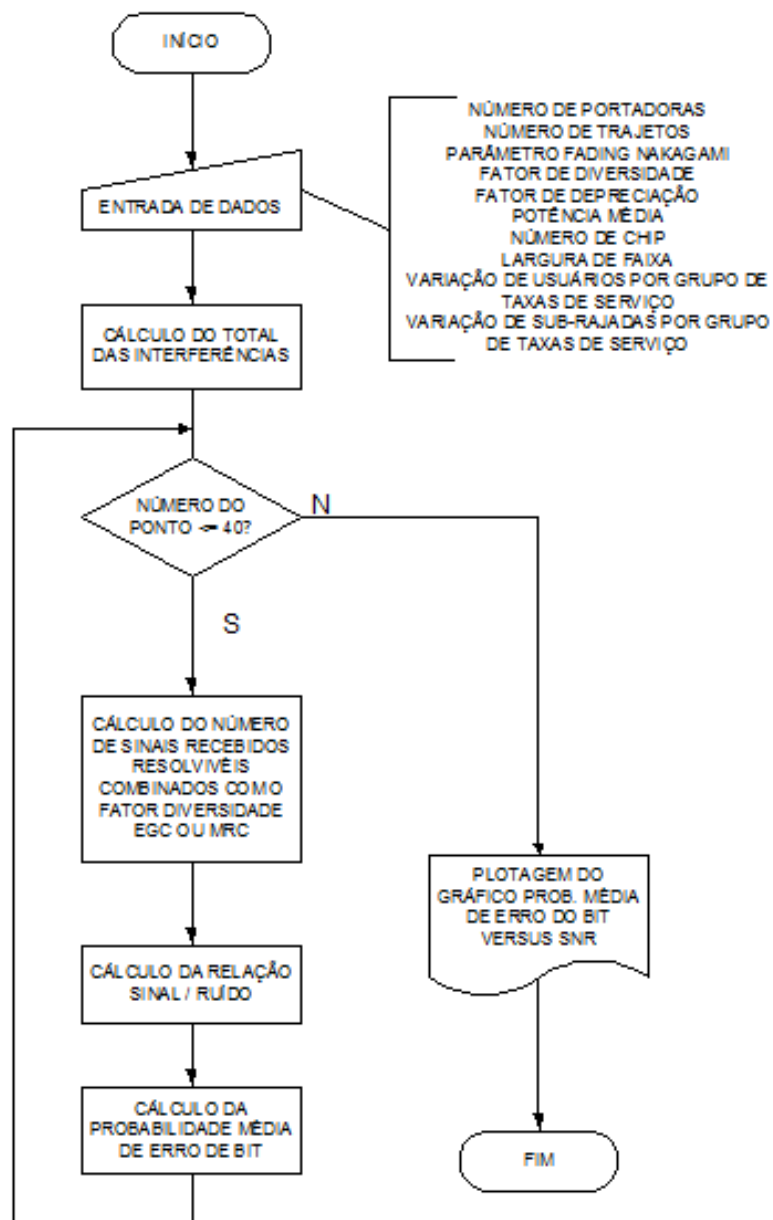


Figura 1.4: Estrutura computacional para o de multi-portadoras e multi-códigos CDMA, com multi-taxa de serviço

1.4 Considerações finais deste capítulo

Este capítulo apresentou a motivação e a estrutura deste trabalho desenvolvidos no sistema CDMA, utilizando multi-portadoras e multi-códigos.

O próximo capítulo descreve em detalhes os sistema de multi-portadoras CDMA, com as considerações finais desse capítulo.

Capítulo 2

Sistema Multi-Portadoras

2.1 Introdução

Neste capítulo, descreve em detalhes o sistema de multi-portadoras CDMA, mais conhecido como *multi-carrier CDMA* (*MC/DS-CDMA*). São apresentadas as estruturas do transmissor e do receptor, explicando-se cada etapa de suas funções, incluindo no modelo a resposta do canal. O desempenho do sistema MC/DS-CDMA é analisado utilizando-se a relação sinal/ruído mais a interferência no receptor e a probabilidade média de erro do bit. Finalmente, são realizadas considerações finais deste capítulo.

2.2 Estudo do sistema

A vantagem do sistema de multi-portadoras CDMA [3] é a melhora da eficiência espectral e a diminuição da interferência nas aplicações de taxas elevadas de dados [3], usando diversas sub-bandas em uma faixa particular de frequência e espalhando cada sub-portadora sobre a largura de faixa total. A elevada taxa de dados é dividida em diversas *substreams* (sub-rajadas) com menores taxas de dados. Cada *substream* é modulada por uma sub-portadora diferente que é espalhada sobre a largura de faixa total antes de ser transmitida.

2.3 Modelo do sistema

Nesta seção, descreve-se a estrutura do transmissor, do receptor e do canal do sistema de multi-portadoras CDMA

2.3.1 Modelo do transmissor

No transmissor do sistema multi-portadoras CDMA, inicia-se com uma rajada de dados, $d_k(t)$, de taxa elevada e com duração do bit (T_b), como mostra a Figura 2.1. Essa rajada é convertida de série para paralelo (S/P) a R sub-rajadas paralelas, com taxas de bits menores $d_{kp}(t)$, $p = 1, 2, \dots, R$. O sistema MC/DS-CDMA transmite M chips de símbolos de dados paralelos para M portadoras diferentes, 1 chip/portadora, onde R é o número total de chips/bits de dados ou seja, transmitem RM chips de R bits de dados por RM portadoras, 1 chip por portadora. Então, a nova duração do bit para cada sub-rajada é $T = RT_b$. Cada sub-rajada em paralelo é espalhada pelo mesmo código $c_k(t)$, *Pseudo-Noise* (PN) de tamanho N e duração do chip

T_c , onde $T = NT_c$. Em seguida essas sub-rajadas são multiplicadas por RM portadoras ortogonais, utilizando em cada uma a modulação BPSK.

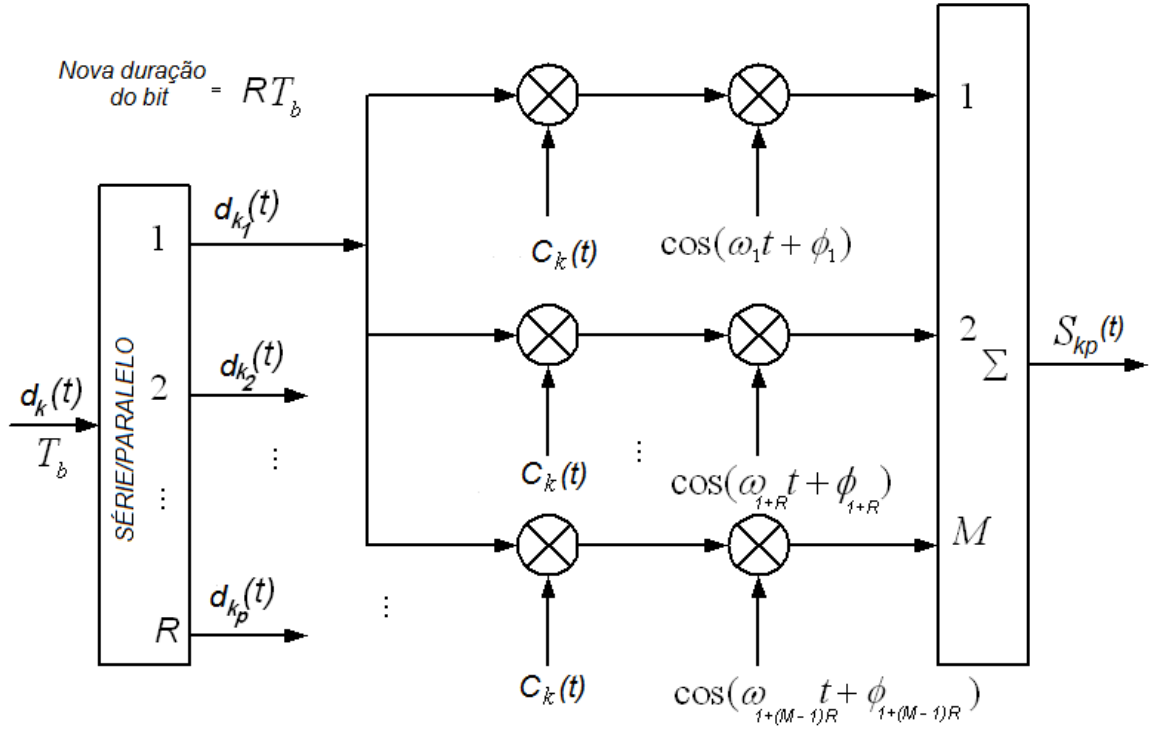


Figura 2.1: Estrutura do transmissor multi-portadoras CDMA

Para manter a largura de faixa fixa todo RM, a duração do chip do código PN , deve ser como mostrado na Equação (2.1):

$$T_c = \frac{RM + 1}{2} T_{c1} \quad (2.1)$$

onde:

T_{c1} - duração do chip para o código PN para portadora $M = 1$.

Mas,

$$T_{c1} = \frac{T_b}{N_1}$$

Então o comprimento N da sequência do código PN é encontrado pela Equação (2.2):

$$N = \frac{2R}{RM + 1} N_1 \quad (2.2)$$

onde:

N_1 - comprimento da sequência do código PN para portadora $M = 1$.

No sistema multi-portadoras CDMA assume-se que a potência para todos os K usuários é a mesma, ou seja $P_1 = P_2 = \dots = P_K = P$. O sinal transmitido, $S_{kp}(t)$, para os usuários k , considerando-se que esses sejam iguais para todo R e M , é obtido pela Equação (2.3).

$$S_{kp}(t) = \sum_{m=1}^{RM} \sqrt{2P} d_{kp}(t) c_k(t) \cos(\omega_m t + \phi_{km}) \quad (2.3)$$

onde:

P - potência transmitida;

ω_m - m -ésima frequência da portadora;

$\phi_{k,m}$ - fase aleatória para cada portadora, uniformemente distribuída no intervalo $[0, 2\pi]$;

$d_{k,p}(t)$ - sub-rajada de bits de dados do p -ésimo nível ($p = 1, 2, \dots, R$), convertido de série para paralelo;

$c_k(t)$ - código PN do usuário k e consiste no período de chip, $c_1, c_2, \dots, c_N \in \{\pm 1\}$.

Considerando a frequência ortogonal da portadora como mostrada na

Equação (2.4):

$$\omega_m = \omega_p + (m - 1) \frac{2\pi}{T_c} \quad (2.4)$$

onde:

T_c - duração do chip;

$m = 1, 2, \dots, RM$.

2.3.2 Modelo de canal

O canal *fading* de multi-trajetos é modelado considerando-se um número fixo L trajetos resolvíveis. O modelo do ganho do trajeto e a função de distribuição dependem da natureza do canal e do ambiente de propagação. A função de transferência correspondente desse canal, $h_{k,m}(t)$, para m portadoras e um k -ésimo usuário, é escrita pela Equação (2.5):

$$h_{k,m}(t) = \sum_{l=1}^L g_{k,m,l} \delta(t - t_{k,l}) \quad (2.5)$$

onde:

L - número de trajetos de propagação;

$g_{k,m,l} = \beta_{k,m,l} e^{j\gamma_{k,m,l}}$;

$g_{k,m,l}$ - ganho do trajeto para o l -ésimo trajeto e k -ésimo usuário, onde é uma variável aleatória complexa *Gaussiana*, com média zero e variância σ_l^2 ;

$t_{k,l} = (l - 1)T_c + \Delta_{k,l}$;

$t_{k,l}$ - atraso do l -ésimo trajeto de k -ésimo usuário, assumindo o mesmo atraso para todas as portadoras do mesmo usuário;

$\Delta_{k,l}$ - variáveis aleatórias independentes e identicamente distribuídas, com distribuição uniforme no intervalo $[0, T_c]$ para todo k e l ;

$g_{k,m,l}$ - independentes para k e l diferentes, idênticas para k diferentes

e mesmos l devido ao controle de potência e idênticos para m diferentes e mesmo k e l . Isto é, ocorre pelo fato de diferentes portadoras transmitidas pelo mesmo usuário, tem o mesmo trajeto e são sujeitas ao mesmo desvanecimento (*fading*); e

$\beta_{k,m,l}$ - variável aleatória de *Rayleigh*.

A função autocovariância do canal é expressa pela Equação (2.6):

$$\mu_k(t) = \sum_{l=1}^L \sigma_l^2 \delta(t - t_{k,l}) \quad (2.6)$$

A energia do processo *fading* da função variância é unitária mostrada na Equação (2.7):

$$\sum_{l=1}^L \sigma_l^2 = 1 \quad (2.7)$$

As Equações (2.8) e (2.9) mostram o fator de multi-trajetos de perfis de potências uniforme e exponencial, respectivamente:

$$\sigma_l^2 = \frac{1}{L} \quad (2.8)$$

$$\sigma_l^2 = \frac{1 - e^{-\frac{1}{L}}}{1 - e^{-1}} \quad (2.9)$$

Quando o máximo atraso de propagação do canal é $T_m = \eta_1 T_{c1}$, onde η_1 é inteiro, o número de trajetos de propagação (L) é obtido pela Equação (2.10) [2]:

$$L = \left\lfloor \frac{2(L_1 - 1)}{RM + 1} \right\rfloor + 1 \quad (2.10)$$

onde:

L_1 - número resolvível de trajetos para $R = M = 1$; e

Se o número de portadoras satisfaz a condição $RM \geq 2L_1 - 2$, $L = 1$, então caso contrário utiliza-se a Equação (2.10).

2.3.3 Modelo do receptor

No receptor do sistema de multi-portadoras CDMA, assume-se também que a potência para todos os usuários é a mesma, ou seja $P_1 = P_2 = \dots = P_K = P$. Para k usuários utiliza-se detectores de multi-frequências (MF) de RM portadoras, cada um deles sintonizado e sincronizado por uma das portadoras.

A Figura 2.2 mostra a estrutura de receptor multi-portadoras CDMA.

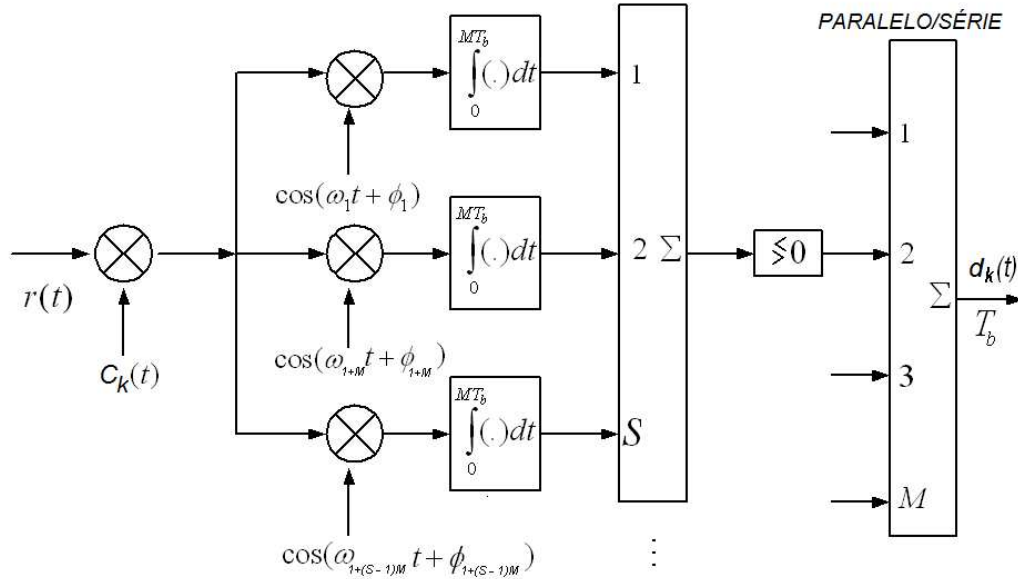


Figura 2.2: Estrutura do receptor multi-portadoras CDMA

No receptor, inicia-se com o sinal recebido $r(t)$, mostrado na Equação

(2.11):

$$\begin{aligned}
r(t) &= \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{RM} \sum_{l=1}^L \beta_{k,m,l} d_{k,p}(t - t_{kl} - \tau_k) \\
&\times c_k(t - t_{kl} - \tau_k) \cos(\omega_m t + \varphi_{k,m,l}) + \eta(t)
\end{aligned} \tag{2.11}$$

onde:

$\eta(t)$ - ruído AWGN;

$\varphi_{k,m,l} = (\phi_{k,m} + \gamma_{k,m,l} - \omega_m t_{kl} - \omega_m t_k) \bmod 2\pi$;

τ_k - atraso de propagação do usuário k ; e

τ_k e φ_{kml} - variáveis aleatórias independentes e idênticas, uniformemente distribuídas com valores nos intervalos $[0, T)$ e $[0, 2\pi)$, respectivamente.

O sinal recebido $r(t)$ é demodulado por uma sequência de código PN e desespalhado por portadoras, como mostra a Figura 2.2. Sem perda de generalidade, assume-se que $k = 1$ é o usuário desejado e $\tau_1 = 0$. A saída do correlator para $k = 1$, para a portadora q e n -ésimo trajeto é obtida por $s_{q,n}(t)$ na Equação (2.12):

$$s_{q,n} = \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} r(t) c_1(t - t_{1,n}) \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) dt \tag{2.12}$$

Em geral, assume-se que o receptor do usuário 1 consiste de M grupos, um por bit dos bits transmitidos em paralelo. Cada grupo consiste de R receptores RAKE, um para cada uma das portadoras de R bits idênticos. Cada receptor RAKE consiste de λ trajetos de multi-freqüências (MF), onde λ ($1 \leq \lambda \leq L$). Quando $\lambda = 1$, tem-se multi-freqüências por portadora (sem diversidade RAKE), mas quando $\lambda = L$, o receptor assume a diversidade RAKE por

portadora.

Para um bit transmitido no grupo p , $p = 1, 2, \dots, R$ obtém-se $s | p$ utilizando-se a Equação (2.13):

$$s | p = \sum_{v=1}^M \sum_{n=1}^{\lambda} s_{q,n} = s_{DS} + s_{MPI} + s_{ICI} + s_{MUI} + s_{MTI} + \eta \quad (2.13)$$

onde:

v - número relativo de portadoras no grupo p e $v = 1, 2, \dots, M$;

q - número absoluto de portadoras e $q = p + R(v - 1)$; e

n - n -ésimo trajeto.

E tem-se que:

1. s_{DS} é o sinal desejado que corresponde ao usuário $k = 1$, $l = n$ e $q = r$;
2. s_{MPI} é a interferência causada pelo sinal desejado que se propaga ao longo de outros trajetos $(L - 1) \neq n$, na mesma portadora q ;
3. s_{ICI} é a interferência causada pelo sinal desejado que se propaga ao longo de outros trajetos $(L - 1) \neq n$, para outras portadoras $\neq q$;
4. s_{MUI} é a interferência causada por outros usuários, correspondente a $k > 1$, ao longo do trajeto L , para a mesma portadora q ;
5. s_{MTI} é a interferência causada por outros usuários, correspondente a $k > 1$, ao longo do trajeto L , para outras portadoras $\neq q$;
6. η é a interferência causada pelo AWGN.

O sinal desejado s_{DS} da Equação (2.13) é obtido pela Equação (2.14):

$$s_{DS} = \sqrt{\frac{P}{2}} T d_{1,p}^0 \sum_{v=1}^M \sum_{n=1}^{\lambda} \beta_{1,q,n} \quad (2.14)$$

A s_{MPI} da Equação (2.13) é obtida pela Equação (2.15):

$$\begin{aligned}
s_{MPI} &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{v=1}^M \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=1}^L \beta_{1,q,l} \cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n}) \\
&\quad \times \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} d_{1,p}(t - t_{1,l}) c_1(t - t_{1,l}) c_1(t - t_{1,n}) dt \\
&= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{v=1}^M \sum_{n=1}^{\lambda} \left[\sum_{\substack{l=1 \\ \neq n}}^{\lambda} (s_{1,q}^{(1)}) + \sum_{l=\lambda+1}^{\lambda} (s_{1,q}^{(2)}) \right] \\
&= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{v=1}^M (s_{1,q}^{(1)} + s_{1,q}^{(2)}) \tag{2.15}
\end{aligned}$$

onde:

$$\begin{aligned}
s_{1,q}^{(1)} &= \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} \cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n}) \\
&\quad \times \left[\beta_{1,q,l} \int_0^T d_{1,p}(t - t_{1,l} + t_{1,n}) c_1(t - t_{1,l} + t_{1,n}) c_1(t) dt \right. \\
&\quad \left. + \beta_{1,q,n} \int_0^T d_{1,p}(t - t_{1,l} + t_{1,n}) c_1(t + t_{1,l} - t_{1,n}) c_1(t) dt \right] \tag{2.16}
\end{aligned}$$

Na Equação (2.15), quando os ângulos de fase são independentes, $s_{1,q}^{(1)}$ e $s_{1,q}^{(2)}$ não são correlacionados para todo q .

A s_{ICI} da Equação (2.13) é obtida pela Equação (2.17):

$$\begin{aligned}
s_{ICI} &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{v=1}^M \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{\substack{m=1 \\ \neq q}}^{RM} \sum_{\substack{l=1 \\ \neq n}}^L \beta_{1,m,l} \\
&\times \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} d_{1,g}(t - t_{1,l}) c_1(t - t_{1,l}) c_1(t - t_{1,n}) \\
&\times \cos[(\omega_m - \omega_q)t + \varphi_{1,m,l} - \varphi_{1,q,n}] dt \quad (2.17)
\end{aligned}$$

onde: $g = 1 + [(m + 1)] \bmod M$ é dada por m portadoras causadas pelas interferências de q portadoras.

A s_{MUI} da Equação (2.13) é obtida pela Equação (2.18):

$$s_{MUI} = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{v=1}^M \sum_{n=1}^{\lambda} s_{3,q,n} \quad (2.18)$$

onde:

$$\begin{aligned}
s_{3,q,n} &= \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L \beta_{k,q,l} \cos(\varphi_{k,q,l} - \varphi_{1,q,n}) \\
&\times \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} d_{k,p}(l - \tau_k - t_{k,l}) c_k(t - \tau_k - t_{k,l}) c_1(t - t_{1,n}) dt \quad (2.19)
\end{aligned}$$

A s_{MTI} da Equação (2.13) é obtida pela Equação (2.20):

$$s_{MTI} = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{v=1}^M \sum_{n=1}^{\lambda} s_{4,q,n} \quad (2.20)$$

onde:

$$\begin{aligned}
s_{4,q,n} &= \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^{RM} \sum_{l=1}^L \beta_{k,m,l} \\
&\times \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} d_{k,p}(t - \tau_k - t_{k,l}) c_k(t - \tau_k - t_{k,l}) c_1(t - t_{k,n}) \\
&\times \cos [(\omega_m - \omega_q)t + \varphi_{k,m,l} - \varphi_{1,q,n}] dt
\end{aligned} \tag{2.21}$$

Para o cálculo da variância considera-se que todos os termos são variáveis aleatórias, estatisticamente independentes e com média zero. A variância do total é a soma dos termos das interferências relacionadas na Equação (2.13), como s_{MPI} , s_{ICI} , s_{MUI} , s_{MTI} mais o componente do ruído η . Mas sabe-se que $t_{1,l} - \tau_{1,n} = (l - n)T_c + \Delta_{1,l}$ e que $Var[x] = E[x^2]$ [4] :

1. A variância da interferência s_{MPI} é obtida pela Equação (2.22):

$$\begin{aligned}
\sigma_{MPI}^2 &= E[(s_{MPI})^2] = \frac{PMT_c^2}{6} \\
&\times \left(\sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{\substack{l=1 \\ \neq n}}^L \sigma_l^2 A_1(|l - n|) + \frac{\pi}{2} \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} \sigma_l \sigma_n A_2(l - n) \right)
\end{aligned} \tag{2.22}$$

2. A variância da interferência s_{ICI} é encontrada pela Equação (2.23):

$$\begin{aligned}
\sigma_{ICI}^2 &= E[(s_{ICI})^2] \\
&= \frac{P}{4\pi^2} T_c^2 \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{\substack{l=1 \\ \neq n}}^L \sigma_l^2 A_3(|l-n|) \sum_{v=1}^M \sum_{\substack{m=1 \\ \neq q}}^{RM} \frac{1}{(m-q)^2} \\
&\quad - \frac{P}{8\pi^2} T_c^2 \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{\substack{l=n+1 \\ \neq n}}^{\lambda} \sigma_l \sigma_n A_4(l-n) \sum_{v=1}^{M-1} \sum_{d=v+1}^M \frac{1}{R^2(d-v)^2}
\end{aligned} \tag{2.23}$$

3. A variância da interferência s_{MUI} é obtida pela Equação (2.24):

$$\begin{aligned}
\sigma_{MUI}^2 &= E[(s_{MUI})^2] = \frac{P}{6N} T_c^2 \sum_{v=1}^M \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k=2}^K \tau_{k,1} \sum_{l=1}^L \sigma_l^2 \\
&= \frac{PM\lambda}{6N} T_c^2 \sum_{k=2}^K \tau_{k,1}
\end{aligned} \tag{2.24}$$

4. A variância da interferência s_{MTI} é encontrada pela Equação (2.25):

$$\begin{aligned}
\sigma_{MTI}^2 &= E[(s_{MTI})^2] = \frac{P\lambda}{2\pi^2 N} T_c^2 \sum_{k=2}^K (\mu_{k,1}(0) - \mu_{k,1}(1)) \\
&\quad \times \sum_{v=1}^M \sum_{\substack{m=1 \\ \neq q}}^{RM} \frac{1}{(m-q)^2} \sum_{l=1}^L \sigma_l^2 = \frac{P\lambda}{2\pi^2 N} T_c^2 \sum_{k=2}^K (\mu_{k,1}(0) - \mu_{k,1}(1)) \\
&\quad \times \sum_{v=1}^M \sum_{\substack{m=1 \\ \neq q}}^{RM} \frac{1}{(m-q)^2}
\end{aligned} \tag{2.25}$$

5. A variância da interferência η é obtida pela Equação (2.26) [9]:

$$\sigma_\eta^2 = \frac{N_o T M \lambda}{4} \quad (2.26)$$

onde:

- $A_1(f) = A_2(f) + A_2(f - N)$ e
 $A_2(f) = C_1^2(f + 1) + C_1^2(f) + C_1(f + 1) + C_1(f)$;
- $A_3(f) = A_4(f) + A_4(f - N)$ e $A_4(f) = [C_1(f + 1) - C_1(f)]^2$;
- $C_i(f)$ é a função de autocorrelação definida por Pursley [1];
- $\mu_{k,l}(n)$ é definida por Pursley [1];
- Receptor síncrono, $\tau_k = 0$ e $L = \lambda = 1$.

2.3.4 Relação sinal/ruído

Para primeiro usuário, primeira portadora e primeiro trajeto, tem-se que a Equação (2.27):

$$\sigma_{DS}^2 = \sqrt{\frac{PT^2}{2}} B \quad (2.27)$$

O total das interferência é obtido pela Equação (2.28):

$$\begin{aligned} \sigma_T^2 &= \frac{PMST_c^2}{6} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{\substack{l=1 \\ \neq n}}^L \sigma_l^2 A_1(|l - n|) + \frac{\pi}{2} \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} \sigma_l \sigma_n A_2(l - n) \\ &+ \frac{PT_c^2}{4\pi^2} Q \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{\substack{l=1 \\ \neq n}}^L \sigma_l^2 A_3(|l - n|) - \frac{\pi}{2} \tilde{Q} \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} \sigma_l \sigma_n A_4(l - n) \\ &+ \frac{PM\lambda T_c^2}{6N} \sum_{k=2}^K \tau_{k,1} + \frac{P\lambda T_c^2}{2N\pi^2} \sum_{k=2}^K \mu_{k,1}(0) - \mu_{k,1} Q + \frac{N_o T M \lambda}{4} \quad (2.28) \end{aligned}$$

onde:

$$B = \sum_{v=1}^M \sum_{n=1}^{\lambda} \beta_{1,q,n}$$

$$Q = \sum_{v=1}^M \sum_{\substack{m=1 \\ \neq p+(v-1)R}}^{RM} \frac{1}{[(m - (p + (v - 1)R))]^2}$$

$$\tilde{Q} = \frac{1}{R^2} \sum_{v=1}^{M-1} \sum_{d=v+1}^M \frac{1}{(d - v)^2}$$

A média da relação sinal/ruído γ é encontrada utilizando-se a Equação (2.29) [2]:

$$\gamma = \frac{PT}{N_o M \lambda} E[B^2] \quad (2.29)$$

Considerando-se uma distribuição de Rayleigh com coeficiente de correlação ρ , γ é obtido pela Equação (2.30):

$$\gamma = \frac{2PT}{N_o \lambda} \left[1 + \frac{(M-1)\pi}{4} + \frac{(M-1)}{M} \left(2 - \frac{\pi}{2} \right) \rho \right] \sum_{i=1}^{\lambda} \sigma_i^2 + \frac{\pi}{2} M \sum_{i=1}^{\lambda-1} \sum_{j=i+1}^{\lambda} \sigma_i \sigma_j \quad (2.30)$$

2.3.5 Probabilidade de Erro do Bit

A probabilidade de erro em B é encontrada utilizando-se a equação (2.31):

$$P_e(x) = \frac{1}{2} \text{erfc}(B\sqrt{Y}) \quad (2.31)$$

$\text{erfc}(x)$ é a função do erro complementar obtida pela Equação (2.32) [3]:

$$\text{erfc}(x) = 1 - \text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (2.32)$$

Se:

$$\begin{aligned} Y^{-1} &= \frac{N_0 M \lambda}{PT} + \frac{4M}{3N} \left(\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda} \sigma_n^2 \right) + \frac{2\pi M}{3N} \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} \\ &\times \left(1 - \frac{l}{N} + \frac{n}{N} - \frac{1}{2N} \right) \sigma_l \sigma_n \\ &+ \frac{2Q}{\pi^2 N} \left(\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda} \sigma_n^2 \right) - \frac{\tilde{Q}}{\pi N} \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} \left(1 - \frac{l}{N} + \frac{n}{N} - \frac{1}{2N} \right) \sigma_l \sigma_n \\ &+ \frac{4M\lambda}{3N} (K-1) + \frac{2\lambda}{\pi^2 N} (K-1) Q \end{aligned} \quad (2.33)$$

onde: Y^{-1} é o vetor da soma total de todas as interferências

Sourour e Nakagawa [2] condicionaram para variável aleatória de Rayleigh incluída em B , Y , integrando-se a probabilidade média de erro do bit:

$$\bar{P}_e = \frac{1}{R} \sum_{p=1}^R \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \text{erfc}(B\sqrt{Y}) p(B) dB \quad (2.34)$$

onde:

$p(B)$ - densidade probabilidade da variável aleatória de B .

2.4 Considerações finais deste capítulo

Este capítulo descreveu em detalhes o sistema de multi-portadoras CDMA. Foram apresentadas as estruturas do transmissor e do receptor, explicando-se cada etapa de suas funções, incluindo o modelo de resposta do canal. O desempenho do sistema MC/DS-CDMA foi analisado utilizando-se a relação sinal/ruído mais interferência no receptor e a probabilidade média do erro do bit.

O próximo capítulo descreve em detalhes os sistema de multi-códigos CDMA, com as considerações finais desse capítulo.

Capítulo 3

Sistema multi-códigos

3.1 Introdução

Neste capítulo, descreve-se em detalhes o sistema de multi-códigos CDMA, mais conhecido como *multi-code CDMA* (*MC/SS-CDMA*). São apresentados a estrutura do transmissor e do receptor, explicando-se cada etapa de sua função, incluindo modelo a resposta do canal. É analisado o desempenho do sistema MC/SS-CDMA por meio da relação sinal/ruído mais a interferência no receptor e a probabilidade média de erro do bit. Finalmente, serão realizadas as considerações finais sobre esse capítulo.

3.2 Estudo do sistema

O multi-códigos CDMA (MC/SS-CDMA) é uma técnica que fornece serviços de taxas variáveis com as exigências de qualidade (*QoS*), atribuídas pela capacidade múltipla de códigos (seqüências de códigos ortogonais), ou seja, a rajada de dados de taxa elevada é dividida em R sub-rajadas de menores taxas, codificadas individualmente por códigos ortogonais, espalhadas pela seqüência *Pseudo-Noise* (PN) e moduladas antes da sua transmissão, permitindo assim um aumento na taxa. O sistema retém a vantagem do CDMA convencional em combater multi-trajetos e não requer modificações significativas em relação aos circuitos do rádio-freqüência(RF). E também inclui o aumento da eficiência de potência e da capacidade eficaz de suprimir interferências de multi-usuários.

3.3 Modelo do sistema

Nesta seção é apresentada a estrutura do transmissor, do receptor e do canal do sistema multi-códigos CDMA.

3.3.1 Modelo do transmissor

No transmissor do sistema multi-códigos CDMA inicia-se com um sinal $d_k(t)$ [5], com capacidade para K usuários, como mostrado na Figura 3.1.

$$d_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_k^i P_{\frac{T}{R}}(t - i\frac{T}{R}) \quad (3.1)$$

onde:

P_x - pulso retangular com duração x .

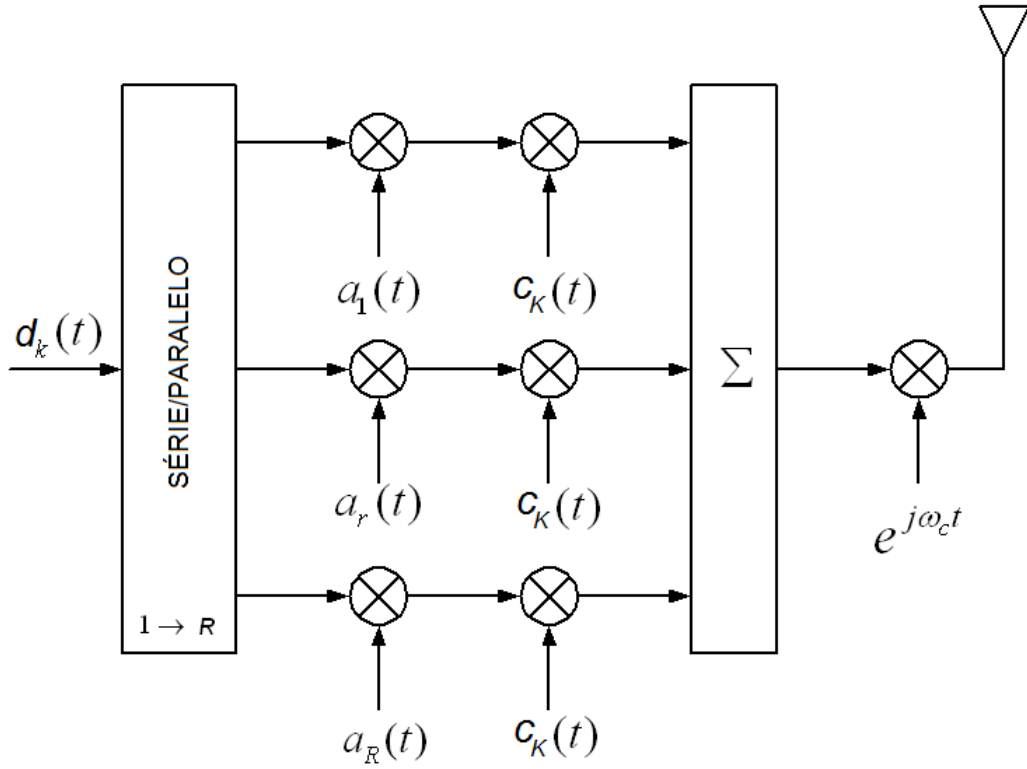


Figura 3.1: *Estrutura do transmissor multi-códigos CDMA*

Na Figura 3.1, o sistema converte o sinal de dados de série para paralelo (S/P), com taxa de bits de $\frac{R}{T}$ em R sub-rajadas de dados, com taxa de bits igual a $\frac{1}{T}$. Depois dessa conversão (S/P), as R sub-rajadas são codificadas por um conjunto de códigos ortogonais $a_r(t)$, como mostrado na Equação (3.2) para redução da interferência causada entre elas (*ISSI*).

$$a_r(t) = \sum_{i=1}^N a_r^i P_{T_c}(t - iT_c) \quad (3.2)$$

Logo após, são multiplicadas por uma seqüência de códigos *Pseudo-Noise*

(PN) , $c_k(t)$, correspondente ao k -ésimo usuário.

$$c_k(t) = \sum_{i=1}^N \dot{c}_k^i P_{T_c}(t - iT_c) \quad (3.3)$$

Finalmente, o sinal total transmitido, a R sub-rajadas e a K usuários é obtido pela Equação (3.4):

$$S_T(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{r=1}^R \sqrt{2P} a_r(t) c_k(t) \text{Re}[d_{rk}(t) e^{j\pi 2f_c t + \theta_k}] \quad (3.4)$$

onde:

P - potência da portadora;

f_c - frequência da portadora; e

θ_k - variável aleatória uniformemente distribuída no intervalo $[0, 2\pi]$.

Para manter a ortogonalidade da codificação do sinal, o número máximo de sub-rajadas R é limitado por $N = \frac{T}{T_c}$. E d_r^i , a_r^i , e $c_k^i \in \{-1, 1\}$ com probabilidades $p(1) = p(-1) = 0,5$.

3.3.2 Modelo do canal

O sinal correspondente a K usuários e a R sub-rajadas propaga-se no canal de multi-trajeto. Essas R sub-rajadas propagam-se no transmissor e no receptor ao mesmo tempo, supõe-se então que todas elas experimentam o mesmo efeito do canal e a resposta impulsiva do canal. A função de transferência do canal, correspondente a esse sinal, $h_{k,r}(t)$ é obtida pela Equação (3.5):

$$h_{k,r}(t) = \sum_{l=1}^L \beta_{k,l} e^{j\psi_{kl}} \delta(t - \tau_{r,l}) \quad (3.5)$$

onde:

$\psi_{k,l}$ - fase do atraso para o l -ésimo trajeto e k -ésimo usuário e com distribuição uniforme entre $[0, 2\pi]$;

$\tau_{r,l}$ - tempo do atraso do l -ésimo trajeto e k -ésimo usuário, uniformemente distribuído entre $[0, T]$; e

$\beta_{k,l}$ - ganho do trajeto.

O ganho do trajeto e a sua função distribuição dependem da natureza do canal e do ambiente de propagação. Supõe-se que o ganho do trajeto do canal $\beta_{k,l}$ é uma distribuição de *Nakagami*, com a função densidade probabilidade (pdf) da Equação (3.6) obtida por Khorbotly [5], Matin [6], Nakagami e Hoffmam [7]:

$$f_{\beta}(\beta) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \beta^{2m-1} e^{-\left(\frac{m\beta^2}{\Omega}\right)} \quad (3.6)$$

onde:

Ω - segundo momento da variável aleatória β ; e

m - parâmetro de Nakagami.

Sendo que m é obtido pela Equação (3.7):

$$m = \frac{\Omega^2}{E[(\beta^2 - \Omega)^2]}, m \geq 0.5 \quad (3.7)$$

E a função Gamma, $\Gamma(x)$ é encontrada pela Equação (3.8):

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} t^{x-1} e^{-t} dt \quad (3.8)$$

Pode-se verificar a pdf de Nakagami aproxima-se de outras funções de distribuição ajustando-se os valores do parâmetro m . Por exemplo, quando $m = 1$, corresponde à distribuição de Rayleigh e quando $m > 1$, pode apro-

ximar da distribuição de Ricean com um grau elevado da exatidão [8].

3.3.3 Modelo do receptor

Como mostrado na Figura 3.2, o receptor inicia-se com o sinal recebido $r(t)$, que passa por um grupo de R correlatores, onde esse é decodificado por um conjunto de códigos ortogonais e desespalhado por uma sequência PN, logo em seguida ele é demodulado por uma portadora. O sinal recebido é encontrado pela Equação (3.9):

$$\begin{aligned}
 r(t) &= S_T(t) * h_k(t) \\
 &= \sum_{k=1}^K \sum_{r=1}^R \sum_{l=1}^L \sqrt{2P} \beta_{kl} a_r(t - \tau_{kl}) \\
 &\times c_k(t - \tau_{kl}) \text{Re}[d_{rk}(t - \tau_{kl}) e^{j(2\pi f_c t + \phi_{kl})}] + \eta(t)
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

onde:

$\eta(t)$ - ruído aditivo gaussiano branco; e

$$\phi_{kl} = \theta_k + \psi_{kl} - 2\pi f_c \tau_{kl}.$$

O sinal recebido é decomposto em cinco componentes [5] para a r -ésima sub-rajada do 1º usuário do sinal, que propaga-se ao longo do 1º trajeto.

$$r(t) = r_{DS}(t) + r_{MPI}(t) + r_{ISSI}(t) + r_{MUI}(t) + \eta(t) \tag{3.10}$$

onde:

1. $r_{DS}(t)$ - sinal desejado, correspondente ao 1º usuário para a r -ésima sub-rajada ao longo do 1º trajeto;
2. $r_{MPI}(t)$ - interferência causada pelo sinal desejado que propaga ao longo

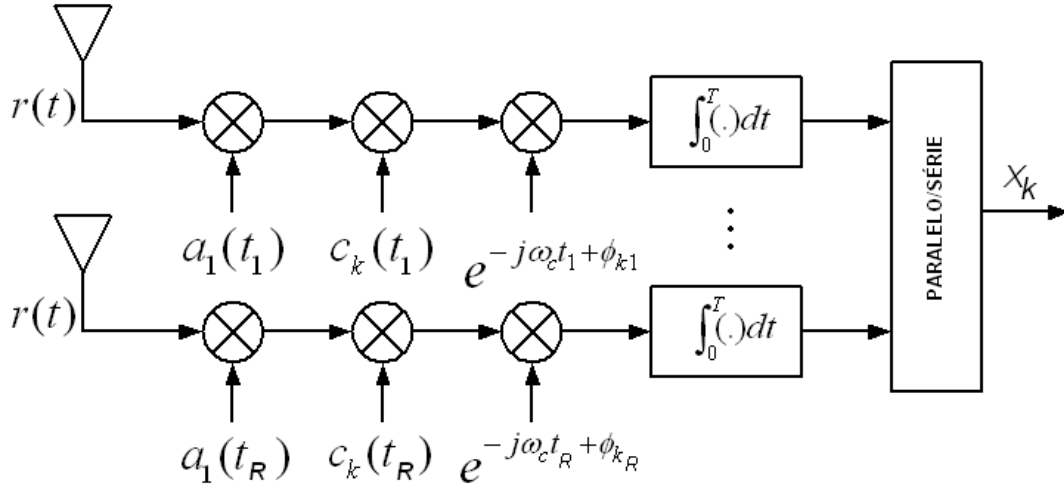


Figura 3.2: Estrutura do receptor multi-códigos CDMA, sem diversidade

de outros trajetos, exceto o primeiro, correspondente ao 1º usuário para a r-ésima sub-rajada;

3. $r_{ISSI}(t)$ - interferência causada por outras sub-rajadas do sinal desejado do usuário, a todas sub-rajadas exceto a r-ésima, correspondente ao 1º usuário;
4. $r_{MUI}(t)$ - interferência causada por outros usuários, correspondente a $m \neq 1$;
5. η - interferência causada pelo AWGN.

Ou seja:

$$\begin{aligned}
 r_{DS}(t) &= \sqrt{2P}\beta_{11}a_r(t - \tau_{11})c_1(t - \tau_{11}) \\
 &\times [d_{r1}^{Re}(t - \tau_{11}) \cos(2\pi f_c t \\
 &+ \phi_{11}) - d_{r1}^{Im}(t - \tau_{11}) \sin(2\pi f_c t + \phi_{11})] \quad (3.11)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
r_{MPI}(t) &= \sqrt{2P} \sum_{l=2}^L \beta_{1l} a_1(t - \tau_{1l}) c_1(t - \tau_{1l}) \\
&\times \left[d_{r1}^{Re}(t - \tau_{1l}) \cos(2\pi f_c t + \phi_{1l}) \right. \\
&\left. + \phi_{1l}) + d_{r1}^{Im}(t - \tau_{1l}) \sin(2\pi f_c t + \phi_{1l}) \right] \quad (3.12)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
r_{ISSI}(t) &= \sqrt{2P} \sum_{i=1, i \neq r}^R \sum_{l=1}^L \beta_{1l} a_i(t - \tau_{1l}) c_1(t - \tau_{1l}) \\
&\times \left[d_{il}^{Re}(t - \tau_{1l}) \cos(2\pi f_c t + \phi_{1l}) \right. \\
&\left. + d_{il}^{Im}(t - \tau_{1l}) \sin(2\pi f_c t + \phi_{1l}) \right] \quad (3.13)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
r_{MUI}(t) &= \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \sum_{i=1}^R \sum_{l=1}^L \beta_{kl} a_i(t - \tau_{kl}) c_k(t - \tau_{kl}) \\
&\times \left[d_{ik}^{Re}(t - \tau_{kl}) \cos(2\pi f_c t + \phi_{kl}) \right. \\
&\left. + d_{ik}^{Im}(t - \tau_{kl}) \sin(2\pi f_c t + \phi_{kl}) \right] \quad (3.14)
\end{aligned}$$

O receptor é síncrono e projetado para detectar as r-ésimas rajadas do 1º usuário que propagam-se ao longo do 1º trajeto. Com isso o sinal é desespalhado e correlacionado. A saída do correlator [5] pode ser escrito pela Equação (3.15):

$$\begin{aligned}
x_{r1} &= \int_0^T r(t) a_r(t - \tau_{11}) c_1(t - \tau_{11}) e^{j2\pi f_c t + \phi_{11}} dt \\
&= \int_0^T r(t) a_r(t - \tau_{11}) c_1(t - \tau_{11}) \cos(2\pi f_c t + \phi_{11}) dt \\
&+ \int_0^T r(t) a_r(t - \tau_{11}) c_1(t - \tau_{11}) \sin(2\pi f_c t + \phi_{11}) dt \\
&= x_{r1}^{Re} + j x_{r1}^{Im} \quad (3.15)
\end{aligned}$$

A parte real x_{r1}^{Re} da saída do correlator também é decomposta em cinco partes, como mostrado na Equação (3.16):

$$x_{r1}^{Re} = x_{DS} + x_{MPI} + x_{ISSI} + x_{MUI} + \eta \quad (3.16)$$

Utilizando-se a Equação (3.11) na Equação (3.15), obtém-se o sinal desejado na saída do correlator, $x_{DS}(t)$, como mostrado na Equação (3.17):

$$\begin{aligned} x_{DS}(t) &= \sqrt{2P}\beta_{11}\left\{\int_0^T d_{r1}^{Re}(t) \cos^2(2\pi f_c t) dt \right. \\ &\quad \left. + j \int_0^T d_{r1}^{Im}(t) \cos(2\pi f_c t) \sin(2\pi f_c t) dt \right\} \\ x_{DS}(t) &= \sqrt{\frac{P}{2}}\beta_{11}d_{r1}^{Re}T \end{aligned} \quad (3.17)$$

Para uma sincronização perfeita, assume-se que $\tau_{11} = \phi_{11} = 0$.

Usando a Equação (3.12) na Equação (3.15), obtém-se a interferência de multi-trajeto, $x_{MPI}(t)$, como mostrado na Equação (3.18):

$$\begin{aligned} x_{MPI}(t) &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{l=2}^L \beta_{1l} [\cos \phi_{1l} \int_0^T d_{r1}^{Re}(t - \tau_{1l}) a_r(t) a_r(t - \tau_{1l}) c_1(t) \\ &\quad \times c_1(t - \tau_{1l}) dt \\ &\quad + \sin \phi_{1l} \int_0^T d_{r1}^{Im}(t - \tau_{1l}) a_r(t) a_r(t - \tau_{1l}) c_1(t) c_1(t - \tau_{1l}) dt] \end{aligned} \quad (3.18)$$

Utilizando-se a Equação (3.13) na Equação (3.15), obtém-se a interferên-

cia entre as sub-rajadas, $x_{ISSI}(t)$, como ilustra a Equação (3.19):

$$\begin{aligned}
x_{ISSI}(t) &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{i=1, i \neq r}^R \sum_{l=1}^L \beta_{il} [\cos \phi_{il} \int_0^T d_{i1}^{Re}(t - \tau_{il}) a_r(t) a_i(t - \tau_{il}) c_1(t) \\
&\times c_1(t - \tau_{il}) dt \\
&+ \sin \phi_{il} \int_0^T d_{i1}^{Im}(t - \tau_{il}) a_r(t) a_i(t - \tau_{il}) c_1(t) c_1(t - \tau_{il}) dt] \quad (3.19)
\end{aligned}$$

Similarmente, usando-se a Equação (3.14) na Equação (3.15), obtém-se a interferência entre sub-rajadas, $x_{MUI}(t)$, como mostra a Equação (3.20):

$$\begin{aligned}
x_{MUI}(t) &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{i=1}^R \sum_{l=1}^L \beta_{kl} [\cos \phi_{kl} \int_0^T d_{rk}^{Re}(t - \tau_{kl}) a_r(t) a_i(t - \tau_{kl}) \\
&\times c_1(t) c_k(t - \tau_{kl}) dt \\
&+ \sin \phi_{kl} \int_0^T d_{rk}^{Im}(t - \tau_{kl}) a_r(t) a_i(t - \tau_{kl}) c_1(t) c_k(t - \tau_{kl}) dt] \quad (3.20)
\end{aligned}$$

E finalmente, a interferência causada pelo ruído, η é obtida pela Equação (3.21):

$$\eta(t) = \int_0^T n(t) a_r(t) c_1(t) \cos(2\pi f_c t) dt \quad (3.21)$$

Para o cálculo da variância considera-se que todos os termos são variáveis aleatórias, estatisticamente independentes e com média zero. A variância total é a soma dos termos das interferências relacionadas na Equação (3.16), como x_{MPI} , x_{ISSI} , x_{MUI} mais a componente do ruído η [5]:

1. A variância da interferência de multi-trajeto σ_{MPI}^2 é obtida pela Equação

ção (3.22):

$$\sigma_{MPI}^2 = Var[x_{MPI}]$$

$$\begin{aligned}\sigma_{MPI}^2 &= \frac{P}{2} Var \sum_{l=2}^L [\beta_{1l}] \left[\frac{2T^2}{2 \times 3NR} + \frac{2T^2}{2 \times 3NR} \right] \\ &= \frac{PT^2}{3NR} Var \sum_{l=2}^L [\beta_{1l}]\end{aligned}\quad (3.22)$$

2. A variância da interferência entre sub-rajadas σ_{ISSI}^2 é encontrada pela Equação (3.23):

$$\sigma_{ISSI}^2 = Var[x_{ISSI}]$$

$$\begin{aligned}\sigma_{ISSI}^2 &= \frac{P}{2} \sum_{i=1, i \neq r}^R Var \sum_{l=1}^L [\beta_{1l}] \left[\frac{2T^2}{3NR} \right] \\ &= \frac{PT^2(R-1)}{3NR} Var \sum_{l=1}^L [\beta_{1l}]\end{aligned}\quad (3.23)$$

3. A interferência de multi-usuários σ_{MUI}^2 é a soma das interferências causadas por outros usuários (K-1), contendo as interferências MPI e ISSI, e é obtida pela Equação (3.24):

$$\begin{aligned}\sigma_{MUI}^2 &= (K-1) \frac{PT^2}{3NR} \{ Var \sum_{l=1}^L [\beta_{1l}] + (R-1) Var \sum_{l=1}^L [\beta_{1l}] \} \\ &= R(K-1) \frac{PT^2}{3NR} Var \sum_{l=1}^L [\beta_{1l}]\end{aligned}\quad (3.24)$$

4. A variação do ruído, mostrada por Rappaport [9] pode ser escrita pela

Equação (3.25) como:

$$\sigma_n^2 = Var[\eta] = \frac{N_0 T}{4} \quad (3.25)$$

A variação total das interferências mais do ruído é obtida pela Equação (3.26):

$$\begin{aligned} \sigma_T^2 &= \sigma_{MPI}^2 + \sigma_{ISSI}^2 + \sigma_{MUI}^2 + \sigma_n^2 \\ \sigma_T^2 &= \frac{PT^2}{3NR} \left\{ \sum_{l=2}^L Var[\beta_{1l}] + (R-1) \sum_{l=2}^L Var[\beta_{1l}] \right. \\ &\quad \left. + R(K-1) \sum_{l=2}^L Var[\beta_{1l}] \right\} + \frac{N_o T}{4} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Para o cálculo da variância do termo do ganho do trajeto, supõe-se que existe um perfil de intensidade do multi-trajeto (MIP) que é depreciado exponencialmente por um fator de depreciação δ [10]. Esse cálculo é obtido utilizando-se as Equações (3.27) e (3.28):

$$\sum_{l=1}^L Var[\beta_{1l}] = Var[\beta_{11}] \left[\frac{1 - e^{-\delta L}}{1 - e^{-\delta}} \right] = \Omega \left[\frac{1 - e^{-\delta L}}{1 - e^{-\delta}} \right] \quad (3.27)$$

$$\sum_{l=2}^L Var[\beta_{1l}] = Var[\beta_{11}] \left[\frac{e^{-\delta} - e^{-\delta L}}{1 - e^{-\delta}} \right] = \Omega \left[\frac{e^{-\delta} - e^{-\delta L}}{1 - e^{-\delta}} \right] \quad (3.28)$$

onde:

β_{11} - variável aleatória com média zero, e $Var[\beta_{11}] = \Omega$.

Assim cada uma das variâncias das Equações (3.27) e (3.28) podem ser

simplificadas pelas Equações (3.29), (3.30) e (3.31):

$$\sigma_{MPI}^2 = \frac{PT^2\Omega}{3NR} \left[\frac{e^{-\delta} - e^{-\delta L}}{1 - e^{-\delta}} \right] \quad (3.29)$$

$$\sigma_{ISSI}^2 = \frac{PT^2(R-1)\Omega}{3NR} \left[\frac{e^{-\delta} - e^{-\delta L}}{1 - e^{-\delta}} \right] \quad (3.30)$$

$$\sigma_{MUI}^2 = (K-1) \frac{PT^2\Omega}{3N} \left[\frac{e^{-\delta} - e^{-\delta L}}{1 - e^{-\delta}} \right] \quad (3.31)$$

E a variância total das interferências mais o ruído resume-se na Equação (3.32):

$$\begin{aligned} \sigma_T^2 &= \frac{PT^2\Omega}{3NR} \left[\frac{e^{-\delta} - e^{-\delta}}{1 - e^{-\delta}} + \frac{(R-1)(e^{-\delta} - e^{-\delta})}{1 - e^{-\delta}} \right] \\ &+ \frac{R(K-1)(e^{-\delta} - e^{-\delta})}{1 - e^{-\delta}} + \frac{3NN_oR}{4PT\Omega} \end{aligned} \quad (3.32)$$

3.3.4 Relação sinal/ruído

Para análise do desempenho do sistema, utiliza-se a relação sinal/ruído (SNR) que é a relação entre a potência do sinal (S) e a variância total das interferências mais o ruído (σ_T^2). Mas a potência do sinal, S , pode ser calculada usando-se o sinal desejado x_{DS} , na Equação (3.17) [5], ou seja pela Equação (3.33):

$$S = (x_{DS})^2 = \frac{PT^2\beta_{11}^2}{2} \quad (3.33)$$

Então a SNR pode ser escrita conforme a Equação (3.34):

$$SNR = \gamma = \frac{S}{\sigma_T^2} = \frac{PT^2\beta_{11}^2}{2\sigma_T^2} \quad (3.34)$$

3.3.5 Probabilidade de erro do bit

Para estimar a taxa de erro do bit (Bit Error Rate - BER) do sistema, supõe-se uma detecção coerente, ou seja, existe a presença de AWGN. E a probabilidade de erro desse sistema é obtida pela Equação (3.35):

$$P_e(\beta_{11}) = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad (3.35)$$

onde:

$\text{erfc}(\cdot)$ é a função do erro complementar obtida pela Equação (2.32).

Uma vez que a SNR depende do ganho β_{11} do trajeto, a probabilidade média de erro do bit pode ser expressa calculando-se a média da probabilidade de erro condicional sobre a pdf de β_{11} conforme Equação (3.36):

$$\bar{P}_e = \int_0^\infty f_\beta(\beta_{11}) P_e(\beta_{11}) d\beta \quad (3.36)$$

onde:

$f_\beta(\beta_{11})$ é a pdf da variável aleatória β_{11} . A β_{11} é obtida pela Equação (3.6).

Substituindo-se a Equação (3.6) na Equação (3.36), obtém-se a Equação (3.37):

$$\bar{P}_e = \int_0^\infty \frac{\beta_{11}^{2m-1}}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m e^{-\frac{m\beta_{11}^2}{\Omega}} \text{erfc}\left(\frac{\sqrt{\frac{P}{2}T^2(\beta_{11})^2}}{\sqrt{\sigma_{Total}^2}}\right) d\beta_{11} \quad (3.37)$$

3.4 Diversidade

O desempenho do sistema MC/SS-CDMA é limitado pelo canal *fading* de multi-trajetos e sua sincronização não é perfeita entre o transmissor e o

receptor. Para melhorar esse desempenho, nesta seção, é mostrado a diversidade Equal Gain Combining (EGC) e Maximal Ratio Combining (MRC) [6].

O receptor consiste em D níveis para detecção de R sub-rajadas, ao longo do trajeto do sinal, tal que $D \leq L$. Os D sinais correlacionados são convertidos de série para paralelo para combinar com R sub-rajadas recebidas ao longo das rajadas de dados, ou seja, o receptor detecta D réplicas do sinal transmitido onde esse escolhe a melhor D réplicas do sinal recebido.

3.4.1 Equal gain combining (EGC)

Para o cálculo da SNR, considera-se o modelo EGC mostrado na Figura 3.3. O X_i e γ_i , são respectivamente, o sinal e a SNR do i -ésimo nível de entrada.

$$X_i = \sqrt{\frac{P}{2}} T \beta_i d + N_i \quad (3.38)$$

onde:

$\sqrt{\frac{P}{2}} T \beta_i d$ - sinal desejado (x_{DS}) [5]; e

N_i - soma de todas as interferências mais o componente do ruído contido em i níveis.

X e γ , são o sinal resultante e a SNR da saída do combinador, respectivamente obtidos das Equações (3.39) e (3.40).

$$X = \sum_{i=1}^D X_i$$

Ou seja:

$$X = \sqrt{\frac{P}{2}} T d \sum_{i=1}^D \beta_i + \sum_{i=1}^D N_i \quad (3.39)$$

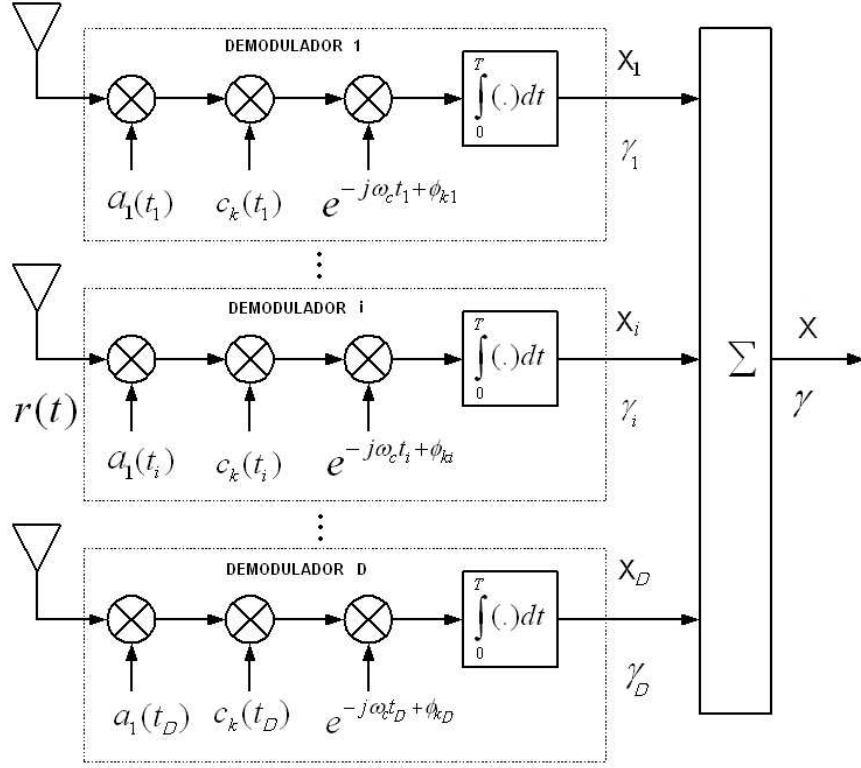


Figura 3.3: *Modelo do receptor da diversidade EGC para o sistema MC/SS-CDMA.*

O SNR da Equação (3.34) pode ser reescrita, obtendo-se a Equação (3.40):

$$\gamma = \frac{PT^2 \left(\sum_{i=1}^D \beta_i \right)^2}{2D \times Var[N]} \Rightarrow \sqrt{\gamma} = \frac{\frac{P}{2}T \left(\sum_{i=1}^D \beta_i \right)}{\sqrt{2D \times Var[N]}} \quad (3.40)$$

onde: $Var[N] = \sigma_T^2$.

Para estimar a taxa de erro do bit (Bit Error Rate - BER) do sistema, supõe-se a detecção coerente, ou seja, existe a presença de AWGN. E a pro-

babilidade de erro desse sistema é:

$$P_e(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad (3.41)$$

onde:

$\operatorname{erfc}(\cdot)$ - função do erro complementar obtido pela Equação (2.32).

Substituindo-se a Equação (3.40) na Equação (3.41), obtém-se a Equação (3.42):

$$P_e(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{\frac{P}{2}} T x}{\sqrt{D \sigma_T^2}} \right) \quad (3.42)$$

Para se obter a média da probabilidade de erro do bit, integra-se a probabilidade de erro condicionado, conforme a Equação (3.43).

$$P_e = \int_0^\infty f_\beta(x) P_e(x) dx \quad (3.43)$$

$x = \sum_{i=1}^D \beta_i$, é uma variável aleatória distribuída de *Nakagami* obtida pela Equação (3.7) com parâmetros (m, Ω) , como mostrado por Nakagami e Hoffmam [7]. Assim, $x = \sum_{i=1}^D \beta_i$ também uma variável aleatória distribuída de *Nakagami* com parâmetros $(D_m, D^2 \Omega (1 - 1/5m))$. Isto implica que a pdf de x é obtida pela Equação (3.44):

$$f_\beta(x) = \frac{2}{\Gamma(D_m)} \left(\frac{m}{D \Omega (1 - \frac{1}{5m})} \right)^{D_m} x^{2D_m-1} e^{-\left(\frac{m x^2}{D \Omega (1 - \frac{1}{5m})} \right)} \quad (3.44)$$

A probabilidade média de erro para EGC é obtida substituindo a Equação (3.44) na Equação (3.43), obtendo-se a Equação (3.45):

$$\bar{P}_e = \int_0^\infty \frac{x^{2D_m-1}}{\Gamma(D_m)} \left(\frac{m}{D\Omega(1-\frac{1}{5m})} \right)^{D_m} e^{-\left(\frac{mx^2}{D\Omega(1-\frac{1}{5m})}\right)} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{\frac{P}{2}}Tx}{\sqrt{D\sigma_T^2}}\right) dx \quad (3.45)$$

3.4.2 Maximal ratio combining (MRC)

Considera-se o modelo Maximal Ratio Combining (MRC), para o cálculo da SNR, mostrado na Figura 3.4. O X_i e γ_i , são o sinal e a SNR do i -ésimo nível de entrada, respectivamente.

$$X_i = \sqrt{\frac{P}{2}}T\beta_i d_i + N_i \quad (3.46)$$

onde:

$\sqrt{\frac{P}{2}}T\beta_i d_i$ - o sinal desejado (x_{DS}) [5]; e

N_i - soma de todas as interferências mais a componente do ruído contido em i níveis.

X e γ , são o sinal resultante e a SNR da saída do combinador, respectivamente, obtidos pelas Equações (3.47) e (3.48).

$$X = \sum_{i=1}^D X_i \beta_i$$

Ou seja:

$$X = \sqrt{\frac{P}{2}}T d_i \sum_{i=1}^D \beta_i^2 + \sum_{i=1}^D \beta_i N_i \quad (3.47)$$

A SNR da Equação (3.34) pode ser reescrito, obtendo-se a Equação (3.48).

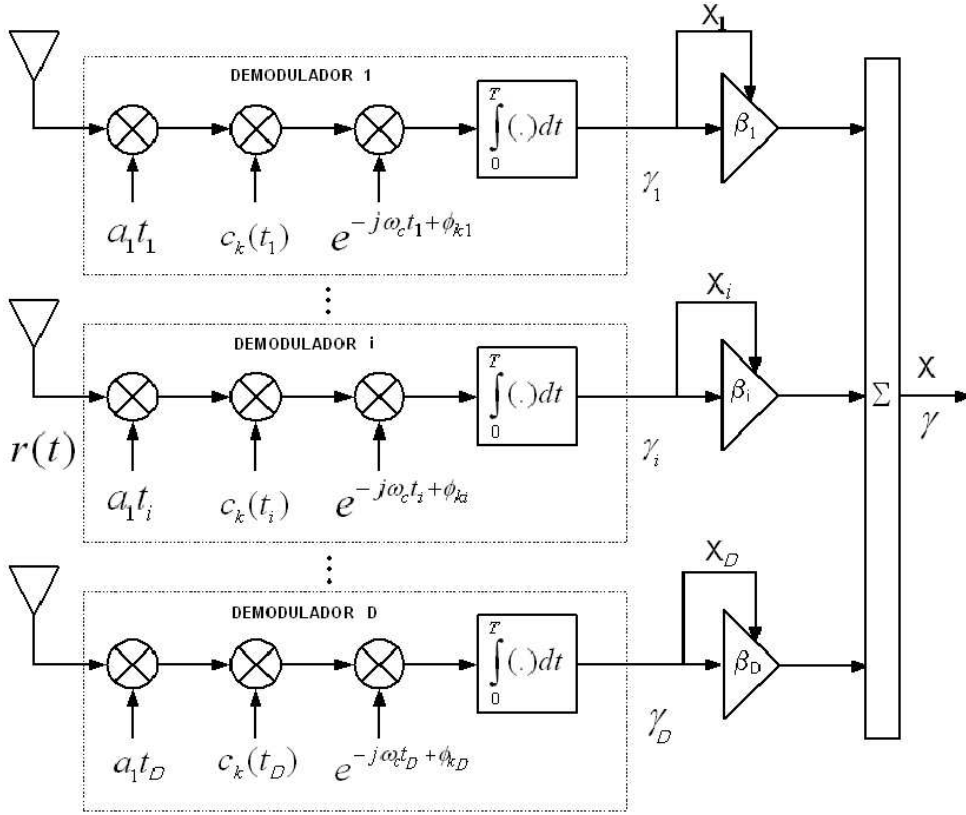


Figura 3.4: Modelo do receptor para diversidade MRC para o sistema MC/SS-CDMA.

$$\gamma = \frac{PT^2 \left(\sum_{i=1}^D \beta_i^2 \right)^2}{Var \left[\sum_{i=1}^D \beta_i^2 N_i \right]} \Rightarrow \sqrt{\gamma} = T \sum_{i=1}^D \beta_i^2 \sqrt{\frac{P}{2\sigma_T^2}} \quad (3.48)$$

Para se estimar a taxa de erro do bit (Bit Error Rate - BER) do sistema, supõe-se detecção coerente, ou seja, existe a presença de AWGN. E a probabilidade de erro desse sistema é obtida pela Equação (3.49):

$$P_e(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad (3.49)$$

onde:

$\operatorname{erfc}(\cdot)$ - função do erro complementar obtida pela Equação (2.32).

Substituindo-se a Equação (3.48) na Equação (3.49), obtém-se a Equação (3.50):

$$P_e(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(Tx \sqrt{\frac{P}{2\sigma_T^2}}\right) \quad (3.50)$$

Para obter a média da probabilidade de erro do bit, integra-se a probabilidade de erro condicionado, conforme a Equação (3.51):

$$P_e = \int_0^\infty f_\beta(x) P_e(x) dx \quad (3.51)$$

$x = \sum_{i=1}^D \beta_i^2$, é uma variável aleatória distribuída de *Nakagami* conforme a Equação (3.7) com parâmetros (m, Ω) , como mostrado por Nakagami e Hoffmam [7]. Assim, $x = \sum_{i=1}^D \beta_i^2$ também uma variável aleatória distribuída de *Nakagami* com parâmetros $(D_m, D\Omega)$. Isto implica que a pdf de x é obtida pela Equação (3.52):

$$f_\beta(x) = \frac{2}{\Gamma(D_m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{D_m} x^{2D_m-1} e^{-\left(\frac{mx^2}{\Omega}\right)} \quad (3.52)$$

A probabilidade média do erro para EGC é obtida substituindo-se a Equ-

ção (3.52) na Equação (3.51), obtendo-se a Equação (3.53):

$$\bar{P}_e = \int_0^\infty \frac{x^{2D_m-1}}{\Gamma(D_m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{D_m} y^{2D_m-1} e^{-\left(\frac{mx^2}{\Omega}\right)} \operatorname{erfc}\left(Tx\sqrt{\frac{P}{2\sigma_T^2}}\right) dx \quad (3.53)$$

3.5 Considerações finais deste capítulo

Este capítulo descreveu em detalhes o sistema de multi-códigos CDMA, mais conhecido como multi-code CDMA (MC/SS-CDMA). Foram apresentadas as estruturas do transmissor e do receptor, explicando-se cada etapa de suas funções, incluindo o modelo de resposta do canal. Foi analisado o desempenho do sistema MC/SS-CDMA por meio da relação sinal/ruído mais interferência no receptor e a probabilidade média do erro do bit.

O próximo capítulo descreve em detalhes os sistema de multi-portadoras e multi-códigos CDMA, com as considerações finais desse capítulo.

Capítulo 4

Sistema MC/MC-CDMA

4.1 Introdução

Neste capítulo, descreve-se em detalhes o sistema de multi-códigos e multi-portadoras CDMA, mais conhecido como *multi-code* and *multi-carrier CDMA* (*MC/MC-CDMA*). São apresentados a estrutura do transmissor e do receptor, explicando-se cada etapa de sua função, incluindo modelo à resposta do canal. É analisado o desempenho do sistema MC/MC-CDMA por meio da relação sinal/ruído mais a interferência no receptor e a probabilidade média de erro do bit. E finalmente, são realizadas considerações finais desse capítulo.

4.2 Estudo do sistema

O sistema *MC/MC-CDMA*, mostra à conversão de série para paralelo (S/P) para uma taxa de transmissão elevada, pela combinação das técnicas como: multi-códigos CDMA e multi-portadoras CDMA, permitindo o sistema beneficiar das vantagens de ambas. Entre essas vantagens, estão o aumento na eficiência da largura de faixa utilizada para transmissão de dados e a redução do efeito da frequência seletiva de multi-trajetos interferentes.

4.3 Modelo do sistema

Nesta seção, descreve-se a estrutura do transmissor, do receptor e o canal do sistema MC/MC-CDMA.

4.3.1 Modelo do transmissor

O transmissor MC/MC-CDMA é dividido em duas partes, como mostra a Figura [4.1](#).

1. Multi-códigos; e
2. Multi-portadoras.

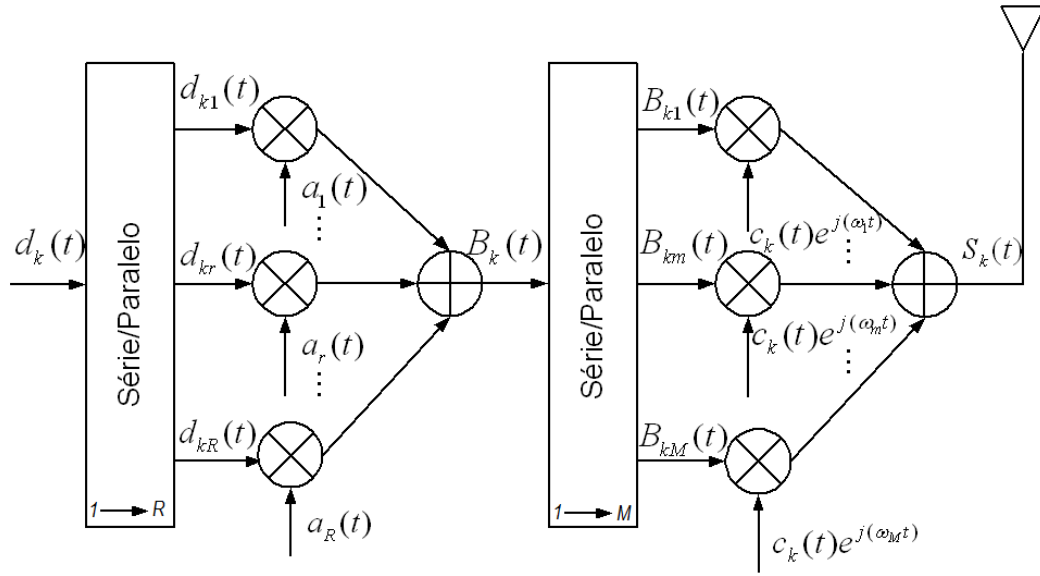


Figura 4.1: *Estrutura do transmissor MC/MC-CDMA*

(1) O sistema inicia com uma rajada de dados de entrada, $d_k(t)$, como mostrado na Equação (4.1):

$$d_k(t) = d_k P_x(t) \quad (4.1)$$

onde:

$$x = \frac{T}{RM};$$

R - número de sub-rajadas no multi-códigos; e

T - duração do bit por rajadas de dados de entrada.

$$\text{Mas } d_k(t) = d_k^I(t) - j d_k^Q(t)$$

onde:

$d_k^I(t)$ - fase (I) de dados do símbolo; e

$d_k^Q(t)$ - quadratura (Q) de dados do símbolo.

Para a modulação BPSK (Bipolar Phase Shift Keying), considera-se somente a fase (I) de dados do símbolo.

A rajada de dados de entrada, $d_k(t)$ é convertida de série para paralelo (S/P), resultando em sub-rajadas paralelas, $d_{kr}(t)$, como mostrado na Equação (4.2):

$$d_{kr}(t) = d_k P_{\frac{T}{M}}(t) \quad (4.2)$$

onde:

$d_k^r(t)$ - r-ésimo símbolo de rajada de dados de entrada, com taxa de $\frac{M}{T}$; e
 $P_{\frac{T}{M}}$ - pulso retangular de duração $\frac{T}{M}$.

Depois da conversão S/P , a duração da sub-rajada aumenta R vezes.

Espalha-se então cada sub-rajada paralela resultando na multiplexação de divisão de códigos de bits, junto com o conjunto de códigos ortogonais, $a_r(t)$, como mostrado na Equação (4.3).

Reduzindo-se assim a interferência entre símbolo (ISI) nas sub-rajadas paralelas:

$$a_r(t) = \sum_{n=0}^{N_a-1} a_r^n P_{T_{N_a}}(t - nT_{N_a}) \quad (4.3)$$

onde:

T_{N_a} - duração do chip;

N_a - comprimento do código ortogonal;

a_r^n - n-ésimo código com valor $\in \{\pm 1\}$ do código a_r ; e

a_r - com uma taxa de chip de $\frac{1}{T_{N_a}} = \frac{MN_a}{T}$.

Para manter a ortogonalidade, o número máximo de sub-rajadas é limitado em:

$$1. N_a = \frac{T}{MT_{N_a}};$$

2. a_r^n e $d_k^r \in \{\pm 1\}$, com probabilidades $p(-1) = p(1) = 0.5$

E finalmente, a soma das sub-rajadas resulta em uma super-rajada, $B_k(t)$, como mostrado na Equação (4.4). Com taxa de bit de $\frac{RM}{T}$, como ilustra a Figura 4.2.

$$B_k(t) = \sum_{r=1}^R d_{kr}(t) a_r(t) \quad (4.4)$$

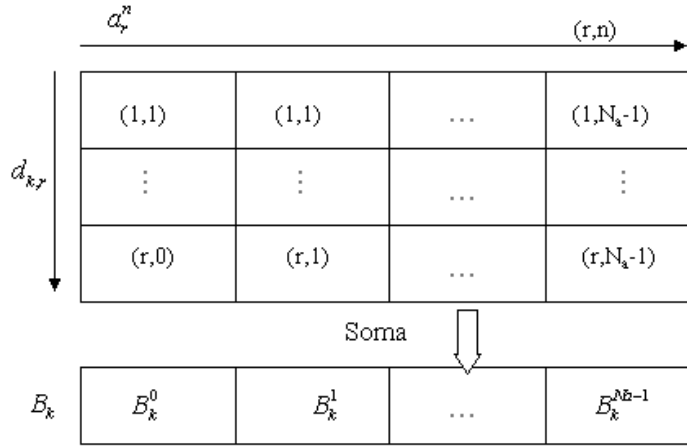


Figura 4.2: Mapeamento do bit para $B_k(t)$

(2) O sinal $B_k(t)$ é convertido novamente em série para paralelo (S/P), como mostra a Figura 4.1. Espalhando-se por uma sequência *Pseudo-Noise* (PN), definida por $c_k(t)$, como mostrado na Equação (4.5) e modulada com multi-portadoras ortogonais.

$$c_k(t) = \sum_{s=0}^{N_c-1} c_k^s P_{T_{N_c}}(t - sT_{N_c}), T_{N_c} = \frac{T}{N_c} \quad (4.5)$$

onde:

N_c - comprimento da sequência PN;

$c_k^s(t)$ - s-ésimo valor da sequência PN; e

P_k - potência do sinal para k-ésimo usuário distribuídos entre portadoras (assume-se que a potência para todos os usuários é a mesma, ou seja $P_1 = P_2 = \dots = P_K = P$).

Finalmente, o sinal somado resulta no $S_k(t)$, como mostrado na Equação (4.6) que é transmitido pelo transmissor.

$$\begin{aligned} S_k(t) &= \sqrt{2P_k} \sum_{m=1}^M \text{Re} [B_{km}(t)c_k(t)e^{j(\omega_m t)}] \\ &= \sqrt{2P_k} \sum_{m=1}^M \sum_{r=1}^R \text{Re} [d_{krm}(t)a_r(t)c_k(t)e^{j(\omega_m t)}] \end{aligned} \quad (4.6)$$

onde:

$B_{km}(t)$ - m-ésima super sub-rajada convertida S/P da super-rajada $B_k(t)$, com taxa de bit de $\frac{R}{T}$;

Depois da conversão S/P, a duração do símbolo aumenta M vezes; e

$d_{krm}(t)$ - dado símbolo da r-ésima sub-rajada da m-ésima super-rajada com valor de $d_{krm}(t) = d_{krm}P_T(t)$.

A sub-portadora $e^{j(\omega_m t)}$ é a m-ésima sub-portadora com uma frequência f_m obtida pela Equação (4.7):

$$\omega_m = 2\pi f_m, f_m = \frac{Rm}{T} \quad (4.7)$$

onde:

$m = 1, 2, \dots, M$; e

R - número de sub-raçadas e é usado para manter a mesma largura de faixa, com os mesmos respectivos R .

Pode-se verificar:

1. Na Figura (4.1) na parte do multi-códigos, após a conversão de S/P, observa-se que a duração do símbolo de rajadas de dados de entrada aumenta R vezes e cada sub-raçada é espalhada pelo conjunto de códigos ortogonais de N_a chips por símbolo, enquanto na parte da multi-portadoras, a duração do símbolo aumenta M vezes e cada super sub-raçada é espalhada pela seqüência PN de N_c chips por símbolo. Isto é, a duração do símbolo aumenta um total de RM vezes. Na Figura 4.3 descreve-se melhor esse relacionamento entre a componente do sinal do chip e da seqüência do código ortogonal no multi-código e na multi portadora;
2. $N_a \gg R$ para recuperar R sub-raçadas da super-raçada B_k e $N_c > N_a$.

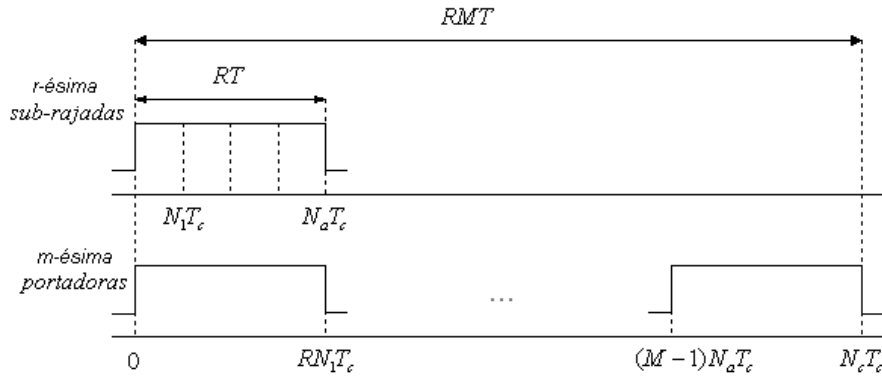


Figura 4.3: Relacionamento entre o sinal do chip do multi-código e da multi portadora.

4.3.2 Modelo do canal

Considera-se o canal de multi-trajeto convencional com a função transferência equivalente $h(t)$ como mostrada na Equação (4.8).

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \beta_{kl} e^{j\phi_{kl}} \delta(t - \tau_{kl}) \quad (4.8)$$

onde:

L - número de trajetos de propagação;

β_{kl} - ganho de trajeto para l trajetos e k usuários;

τ_{kl} - tempo de atraso para l trajetos e k usuários, uniformemente distribuído sobre a duração do símbolo; e

ϕ_{kl} - fase para l trajetos e k usuários, uniformemente distribuído no intervalo $[0, 2\pi]$.

O ganho do trajeto e a função distribuição dependem da natureza do canal e do ambiente de propagação. Supõe-se que o ganho do trajeto do canal β_{kl} é uma distribuição de *Nakagami*, com função densidade probabilidade (pdf) como mostrado na Equação (3.6) do Capítulo 3 deste trabalho. Assim essa pdf é encontrada pela Equação (4.9).

$$f_{\beta}(\beta) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \beta^{2m-1} e^{-\left(\frac{m\beta^2}{\Omega}\right)} \quad (4.9)$$

onde:

Ω - segundo momento da variável aleatória β ;

m - parâmetro *fading* de Nakagami definido pela Equação (4.10).

$$m = \frac{\Omega^2}{E [(\beta^2 - \Omega)^2]}, m \geq 0,5 \quad (4.10)$$

$\Gamma(m)$ é a função Gamma obtida pela Equação (4.11).

$$\Gamma(m) = \int_0^{\infty} t^{m-1} e^{-t} dt \quad (4.11)$$

Pode-se verificar que: A função densidade probabilidade (pdf) de Nakagami aproxima-se de outras funções de distribuição ajustando-se os valores do parâmetro m . Por exemplo, quando $m = 1$, corresponde a distribuição de Rayleigh e quando $m > 1$, pode-se aproximar da distribuição de Ricean com um grau elevado da exatidão [8].

A saída do canal é obtida por: $y(t) = h(t) * s(t)$

onde:

$(*)$ - símbolo de convolução.

$y(t)$ também pode ser escrita pela Equação (4.12).

$$\begin{aligned} y(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) s(t - \tau) d\tau \\ &= \sqrt{2P} \sum_{m=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} \beta_{kl} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Re} [B_{km}(t - \tau) c_k(t - \tau) e^{j\{\omega_m(t - \tau)\}}] \\ &\quad \times e^{j\phi_{kl}} \delta(t - \tau_{kl}) d\tau \\ &= \sqrt{2P} \sum_{m=1}^M \sum_{r=1}^R \sum_{l=0}^{L-1} \beta_{kl} \\ &\quad \times \text{Re} [d_{krm}(t - \tau_{kl}) a_r(t - \tau_{kl}) c_k(t - \tau_{kl}) e^{j\{\omega_m(t - \tau_{kl}) + \phi_{kl}\}}] \end{aligned} \quad (4.12)$$

4.3.3 Modelo do receptor

O sinal recebido pelo receptor, $r(t)$, como mostra a Figura 4.4 é demodulado por uma portadora e em seguida desespalhado por uma sequência de códigos PN, $c_k(t)$ como mostrado na Equação (4.5). Convertendo-se de paralelo para série (P/S), obtém-se $\hat{B}_k(t)$. $\hat{B}_k(t)$ é desespalhado por uma sequência de códigos ortogonais, $a_r(t)$ como ilustrado na Equação (4.3), com a finalidade de recuperar a sub-rajada antes de correlacionar sobre um período T e convertido P/S para a obtenção do sinal $\hat{d}_{kr}$.

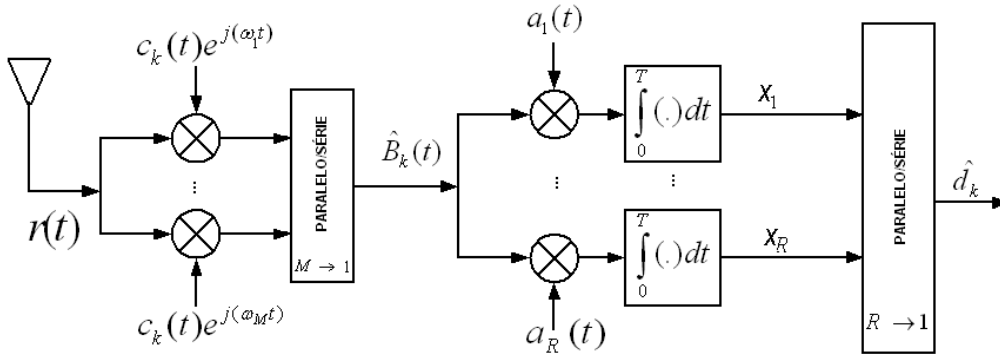


Figura 4.4: Estrutura do receptor MC/MC-CDMA, sem diversidade.

O sinal recebido total $r(t)$ é mostrado na Equação (4.13):

$$\begin{aligned}
 r(t) &= \sum_{k=1}^K y_k(t) + \eta(t) \\
 &= \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \sum_{r=1}^R \sum_{l=1}^L \beta_{kl} \text{Re} [d_{krm}(t - \tau_{kl}) a_r(t - \tau_{kl}) \\
 &\quad \times c_k(t - \tau_{kl}) e^{j\{\omega_m(t - \tau_{kl}) + \phi_{kl}\}}] + \eta(t)
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

onde:

$y_k(t)$ - saída do canal; e

$\eta(t)$ - ruído AGWN.

Tanto no transmissor como no receptor, assume-se que a potência para todos os usuários é a mesma, ou seja $P_1 = P_2 = \dots = P_K = P$.

Como Lee [11], considera-se neste trabalho:

- $k = 1$ como usuário referente;
- $m = 1$ como a portadora desejada;
- $r = 1$ para um código ortogonal desejado; e
- $l = 1$ como o trajeto desejado.

O sinal recebido, $r(t)$ pode ser escrito pela Equação (4.14):

$$\begin{aligned}
r(t) = & \sqrt{2P}\beta_{11}\text{Re} [d_{111}(t - \tau_{11})a_1(t - \tau_{1l})c_1(t - \tau_{1l})e^{j\{\omega_1(t-\tau_{11})+\phi_{11}\}}] \\
& + \sqrt{2P}\sum_{l=2}^L\beta_{1l}\text{Re} [d_{111}(t - \tau_{1l})a_1(t - \tau_{1l})c_1(t - \tau_{1l})e^{j\{\omega_1(t-\tau_{1l})+\phi_{1l}\}}] \\
& + \sqrt{2P}\sum_{r=2}^R\sum_{l=1}^L\beta_{1l}\text{Re} [d_{1r1}(t - \tau_{1l})a_r(t - \tau_{1l})c_1(t - \tau_{1l})e^{j\{\omega_1(t-\tau_{1l})+\phi_{1l}\}}] \\
& + \sqrt{2P}\sum_{m=2}^M\sum_{r=2}^R\sum_{l=1}^L\beta_{1l}\text{Re} [d_{1rm}(t - \tau_{1l})a_r(t - \tau_{1l})c_1(t - \tau_{1l}) \\
& \times e^{j\{\omega_m(t-\tau_{1l})+\phi_{1l}\}}] \\
& + \sqrt{2P}\sum_{k=2}^K\sum_{m=1}^M\sum_{r=1}^R\sum_{l=1}^L\beta_{kl}\text{Re} [d_{krm}(t - \tau_{kl})a_r(t - \tau_{kl})c_k(t - \tau_{kl}) \\
& \times e^{j\{\omega_m(t-\tau_{kl})+\phi_{kl}\}}] + \eta(t)
\end{aligned} \tag{4.14}$$

O sinal recebido, $r(t)$ pode ser expresso em seis componentes, como mostrado na Equação (4.15):

$$r(t) = r_{DS}(t) + r_{MPI}(t) + r_{ISSI}(t) + r_{ICI}(t) + r_{MUI}(t) + \eta(t) \tag{4.15}$$

onde:

1. $r_{DS}(t)$ - sinal desejado que corresponde: ao usuário $k = 1$, a sub-rajada $r = 1$, à portadora $m = 1$ e ao trajeto $l = 1$;
2. $r_{MPI}(t)$ - interferência causada pela propagação do sinal desejado do usuário $k = 1$, à sub-rajada $r = 1$ e a portadora $m = 1$ de outros trajetos $l \neq 1$, chamada de Interferência Multi Trajetos (MPI);
3. $r_{ISSI}(t)$ - interferência causada por outras sub-rajadas exceto a sub-rajada $r = 1$, chamada Interferência entre Sub-rajadas (ISSI);
4. $r_{ICI}(t)$ - interferência causada por outras portadoras exceto a portadora $m = 1$, chamada Interferência entre Portadoras (ICI);
5. $r_{MUI}(t)$ - interferência causada por outros usuários exceto o usuário ($k = 1$), chamada Interferência entre Multi Usuários (MUI); e
6. η - interferência causada pelo AWGN.

Para uma sincronização perfeita, assume-se que $\tau_{11} = \phi_{11} = 0$.

O sinal desejado é o 1º termo relacionado a Equação (4.14), $r_{DS}(t)$, obtido pela Equação (4.16):

$$r_{DS}(t) = \sqrt{2P}\beta_{11}a_1(t)c_1(t) \left[d_{111}^I(t) \cos \omega_1 t - d_{111}^Q(t) \sin \omega_1 t \right] \quad (4.16)$$

O 2º termo da Equação (4.14), $r_{MPI}(t)$, encontrado pela Equação (4.17):

$$\begin{aligned}
r_{MPI}(t) &= \sqrt{2P} \sum_{l=2}^L \beta_{1l} \text{Re}[d_{111}(t - \tau_{1l}) a_1(t - \tau_{1l}) \\
&\times c_1(t - \tau_{1l}) e^{j\{\omega_1(t - \tau_{1l}) + \phi_{1l}\}}] \\
&= \sqrt{2P} \sum_{l=2}^L \beta_{11} a_1(t - \tau_{11}) c_1(t - \tau_{11}) \\
&\times [d_{111}^I(t - \tau_{11}) \{\cos \omega_1(t - \tau_{11}) + \phi_{11}\} \\
&+ d_{111}^Q(t - \tau_{11}) \sin \{\omega_1(t - \tau_{11}) + \phi_{11}\}] \quad (4.17)
\end{aligned}$$

O 3º termo da Equação (4.14), $r_{ISSI}(t)$, obtido pela Equação (4.18):

$$\begin{aligned}
r_{ISSI}(t) &= \sqrt{2P} \sum_{r=2}^R \sum_{l=1}^L \beta_{1l} \text{Re}[d_{1r1}(t - \tau_{1l}) a_r(t - \tau_{1l}) \\
&\times c_1(t - \tau_{1l}) e^{j\{\omega_1(t - \tau_{1l}) + \phi_{1l}\}}] \\
&= \sqrt{2P} \sum_{r=2}^R \sum_{l=2}^L \beta_{1l} a_r(t - \tau_{1l}) c_1(t - \tau_{1l}) \\
&\times [d_{1r1}^I(t - \tau_{1l}) \{\cos \omega_1(t - \tau_{1l}) + \phi_{1l}\} \\
&+ d_{1r1}^Q(t - \tau_{1l}) \sin \{\omega_1(t - \tau_{1l}) + \phi_{1l}\}] \quad (4.18)
\end{aligned}$$

O 4º termo da Equação (4.14), $r_{ICI}(t)$, encontrado pela Equação (4.19):

$$\begin{aligned}
r_{ICI}(t) &= \sqrt{2P} \sum_{m=2}^M \sum_{r=1}^R \sum_{l=1}^L \beta_{1l} \text{Re}[d_{1rm}(t - \tau_{1l}) a_r(t - \tau_{1l}) \\
&\times c_1(t - \tau_{1l}) e^{j\{\omega_m(t - \tau_{1l}) + \phi_{1l}\}}] \\
&= \sqrt{2P} \sum_{m=2}^M \sum_{r=1}^R \sum_{l=1}^L \beta_{1l} a_r(t - \tau_{1l}) c_1(t - \tau_{1l}) \\
&\times [d_{1rm}^I(t - \tau_{1l}) \cos \{2\pi f_m(t - \tau_{1l}) + \phi_{1l}\} \\
&+ d_{1rm}^Q(t - \tau_{1l}) \sin \{2\pi f_m(t - \tau_{1l}) + \phi_{1l}\}] \quad (4.19)
\end{aligned}$$

O 5º termo da Equação (4.14), $r_{MUI}(t)$, encontrado pela Equação (4.20):

$$\begin{aligned}
r_{MUI}(t) &= \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^M \sum_{r=1}^R \sum_{l=1}^L \beta_{kl} \text{Re}[d_{krm}(t - \tau_{kl}) a_r(t - \tau_{kl}) \\
&\quad \times c_k(t - \tau_{kl}) e^{j\{\omega_m(t - \tau_{kl}) + \phi_{kl}\}} \\
&= \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^M \sum_{r=1}^R \sum_{l=1}^L \beta_{kl} a_r(t - \tau_{kl}) c_k(t - \tau_{kl}) \\
&\quad + [d_{krm}^I(t - \tau_{kl}) \cos\{2\pi f_m(t - \tau_{kl}) + \phi_{kl}\} \\
&\quad + d_{krm}^Q(t - \tau_{kl}) \sin\{2\pi f_m(t - \tau_{kl}) + \phi_{kl}\}] \quad (4.20)
\end{aligned}$$

O receptor é síncrono e projetado para detectar as r -ésima sub-rajadas do 1º usuário para a portadora desejada $m = 1$ e para um código ortogonal desejado $r = 1$ que propaga-se ao longo do 1º trajeto. Com isso, o sinal é desespalhado e correlacionado. A saída do correlator é escrita pela Equação (4.21):

$$\begin{aligned}
x_1 &= \int_0^T r(t) a_1(t - \tau_{11}) c_1(t - \tau_{11}) e^{j\{2\pi f_1(t - \tau_{11}) + \phi_{11}\}} dt \\
&= \int_0^T r(t) a_1(t - \tau_{11}) c_1(t - \tau_{11}) \cos(2\pi f_1(t - \tau_{11}) + \phi_{11}) dt \\
&\quad + j \int_0^T r(t) a_1(t - \tau_{11}) c_1(t - \tau_{11}) \sin(2\pi f_1(t - \tau_{11}) + \phi_{11}) dt \quad (4.21)
\end{aligned}$$

A saída do correlator também pode ser escrita pela Equação (4.22):

$$\begin{aligned}
x_v &= \int_0^t r(t) a_1(t) c_1(t) [\cos(2\pi f_1 t) + j \sin(2\pi f_1 t)] dt \\
&= x_1^I + j x_1^Q \quad (4.22)
\end{aligned}$$

onde:

$$x_1^I = \int_0^t r(t) a_1(t) c_1(t) \cos(2\pi f_1 t) dt$$

$$x_1^Q = \int_0^t r(t) a_1(t) c_1(t) \sin(2\pi f_1 t) dt$$

x_1^I e x_1^Q - representam a fase e a quadratura, respectivamente.

Como na Equação (4.15), a saída do correlator x_1 pode também ser decomposta em seis partes, como mostrado na Equação (4.23):

$$x_1 = x_{DS} + x_{MPI} + x_{ISSI} + x_{ICI} + x_{MUI} + x_n \quad (4.23)$$

onde:

Cada componente da Equação (4.23) é definida similarmente como nas Equações (4.16) a (4.20); e

x_n - componente de correlação do AWGN.

Considera-se que as duas seqüências $a_1(t)$ e $c_1(t)$ são:

1. ortogonais: $[a_1(t)]^2 = [c_1(t)]^2 = 1$;
2. independentes; e
3. com valores $\{\pm 1\}$.

A derivação de cada uma das seis componentes da Equação (4.23) é utilizada de maneira similar a técnica apresentada por Khorbotly [5].

Utilizando-se a Equação (4.16) na Equação (4.21), obtém-se o sinal dese-

jado na saída do correlator, $x_{DS}(t)$, como mostrado na Equação (4.24):

$$\begin{aligned}
x_{DS}(t) = & \sqrt{2P}\beta_{11} \left\{ \int_0^T d_{111}^I(t) \cos^2(2\pi f_1 t) dt \right. \\
& + \int_0^T d_{111}^Q(t) \cos(2\pi f_1 t) \sin(2\pi f_1 t) dt \\
& + j \left[\int_0^T d_{111}^I(t) \cos(2\pi f_1 t) \sin(2\pi f_1 t) dt \right. \\
& \left. \left. + \int_0^T d_{111}^Q(t) \sin^2(2\pi f_1 t) dt \right] \right\} \quad (4.24)
\end{aligned}$$

As funções trigonométricas da Equação (4.24) foram utilizadas por Spiegel e Liu [13] e são iguais a:

$$\begin{aligned}
\int_0^T \cos^2(2\pi f_v t) dt &= \int_0^T \sin^2(2\pi f_v t) dt = \frac{T}{2}; \text{ e} \\
\int_0^T \cos(2\pi f_v t) \sin(2\pi f_v t) dt &= 0.
\end{aligned}$$

A Equação (4.25) resume, $x_{DS}(t)$:

$$\begin{aligned}
x_{DS}(t) &= \sqrt{2P}\beta_{11} \left(d_{111}^I(t)j + d_{111}^Q(t) \right) \frac{T}{2} \\
&= \sqrt{\frac{P}{2}}\beta_{11}T \left(d_{111}^I(t)j + d_{111}^Q(t) \right) \quad (4.25)
\end{aligned}$$

Para interferência de multi-trajetos tem-se, as Equações (4.17), (4.21) e (4.25), com $k = 1$, $r = 1$ e $m = 1$. Considerando-se as funções trigonométricas, e $\theta_{1l} = -2\pi f_1 \tau_{1l} + \phi_{1l}$, x_{MPI} pode ser expresso em função do ganho de

multi-trajetos e em função da fase, como mostrado na Equação (4.26):

$$\begin{aligned}
x_{MPI}(t) = & \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{l=2}^L \beta_{11} \left\{ \cos(\theta_{1l}) \int_0^T d_{111}^I(t - \tau_{1l}) a_1(t - \tau_{1l}) a_1(t) \right. \\
& \times c_1(t - \tau_{1l}) c_1(t) dt \\
& + \sin(\theta_{1l}) \int_0^T d_{111}^Q(t - \tau_{1l}) a_1(t - \tau_{1l}) a_1(t) c_1(t - \tau_{1l}) c_1(t) dt \\
& + j \sin(\theta_{1l}) \int_0^T d_{111}^I(t - \tau_{1l}) a_1(t - \tau_{1l}) a_1(t) c_1(t - \tau_{1l}) c_1(t) dt \\
& \left. - j \cos(\theta_{1l}) \int_0^T d_{111}^Q(t - \tau_{1l}) a_1(t - \tau_{1l}) a_1(t) c_1(t - \tau_{1l}) c_1(t) dt \right\}
\end{aligned} \tag{4.26}$$

Similarmente, para interferência entre sub-rajadas com $k = 1$, $m = 1$ e $r \neq 1$, $x_{ISSI}(t)$ pode ser expressa em função do ganho de multi-trajetos e em função da fase. Para as Equações (4.18), (4.21) e (4.25), x_{ISSI} é obtida pela

Equação (4.27):

$$\begin{aligned}
x_{ISSI}(t) = & \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{r=2}^R \sum_{l=1}^L \beta_{1l} \left\{ \cos(\theta_{1l}) \int_0^T d_{1r1}^I(t - \tau_{1l}) a_r(t - \tau_{1l}) a_1(t) \right. \\
& \times c_1(t - \tau_{1l}) c_1(t) dt \\
& + \sin(\theta_{1l}) \int_0^T d_{1r1}^Q(t - \tau_{1l}) a_r(t - \tau_{1l}) a_1(t) c_1(t - \tau_{1l}) c_1(t) dt \\
& + j \sin(\theta_{1l}) \int_0^T d_{1r1}^I(t - \tau_{1l}) a_r(t - \tau_{1l}) a_1(t) c_1(t - \tau_{1l}) c_1(t) dt \\
& \left. - j \cos(\theta_{1l}) \int_0^T d_{1r1}^Q(t - \tau_{1l}) a_r(t - \tau_{1l}) a_1(t) c_1(t - \tau_{1l}) c_1(t) dt \right\}
\end{aligned} \tag{4.27}$$

Para modulação BPSK, utiliza-se somente o 1º termo nas Equações (4.26) e (4.27). d_{1r1}^I bit é devido ao efeito de multi-trajetos referentes à interferência entre símbolos e d_{1r1}^Q bit mostra a interferência entre a fase e quadratura da portadora.

Para a interferência entre as portadoras, utiliza-se as Equações (4.19), (4.21) e (4.25) com $k = 1$ e $m \neq 1$. Considerando-se as funções trigonométricas e $\theta_{1l} = -2\pi f_m \tau_{kl} + \phi_{1l}$. x_{ICI} pode ser expressa em função do ganho de multi-trajetos e da fase, como mostrado na Equação (4.28):

$$\begin{aligned}
x_{ICI}(t) = & \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{m=2}^M \sum_{r=1}^R \sum_{l=1}^L \beta_{1l} \cos(\theta_{1l}) \int_0^T a_1(t) a_r(t - \tau_{1l}) c_1(t) c_1(t - \tau_{1l}) \\
& \times \left[d_{1rm}^I(t - \tau_{1l}) \cos(2\pi(f_m - f_1)t) + d_{1rm}^Q(t - \tau_{1l}) \sin(2\pi(f_m - f_1)t) \right] dt \\
& + \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{m=2}^M \sum_{r=1}^R \sum_{l=1}^L \beta_{1l} \sin(\theta_{1l}) \int_0^T a_1(t) a_r(t - \tau_{1l}) c_1(t) c_1(t - \tau_{1l}) \\
& \times \left[d_{1rm}^Q(t - \tau_{1l}) \cos(2\pi(f_m - f_1)t) - d_{1rm}^I(t - \tau_{1l}) \sin(2\pi(f_m - f_1)t) \right] dt \\
& + j \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{m=1}^M \sum_{r=1}^R \sum_{l=1}^L \beta_{1l} \cos(\theta_{1l}) \int_0^T a_1(t) a_r(t - \tau_{1l}) c_1(t) c_1(t - \tau_{1l}) \\
& \times \left[d_{1rm}^I(t - \tau_{1l}) \sin(2\pi(f_m - f_1)t) + d_{1rm}^Q(t - \tau_{1l}) \cos(2\pi(f_m - f_1)t) \right] dt \\
& + j \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{m=1}^M \sum_{r=1}^R \sum_{l=1}^L \beta_{1l} \sin(\theta_{1l}) \int_0^T a_1(t) a_r(t - \tau_{1l}) c_1(t) c_1(t - \tau_{1l}) \\
& \times \left[d_{1rm}^I(t - \tau_{1l}) \cos(2\pi(f_m - f_1)t) - d_{1rm}^Q(t - \tau_{1l}) \sin(2\pi(f_m - f_1)t) \right] dt
\end{aligned} \tag{4.28}$$

Similarmente, para a interferência de multi-usuários com $k \neq 1$, deriva-se $x_{MUI}(t)$ pelas Equações (4.20), (4.21) e (4.25) com fase $\theta_{kl} = -2\pi f_1 \tau_{kl} + \phi_{kl}$ e obtém-se a Equação (4.29):

$$\begin{aligned}
x_{MUI}(t) = & \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^M \sum_{r=1}^R \sum_{l=1}^L \beta_{kl} \cos(\theta_{kl}) \\
& \times \int_0^T a_1(t) a_r(t - \tau_{kl}) c_1(t - \tau_{kl}) c_1(t) [d_{krm}^I(t - \tau_{kl}) \cos(2\pi(f_m - f_1)t) \\
& + d_{krm}^Q(t - \tau_{kl}) \sin(2\pi(f_m - f_1)t)] dt \\
& + \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^M \sum_{r=1}^R \sum_{l=1}^L \beta_{kl} \cos(\theta_{kl}) \\
& \times \int_0^T a_1(t) a_r(t - \tau_{kl}) c_1(t - \tau_{kl}) c_1(t) [d_{krm}^Q(t - \tau_{kl}) \cos(2\pi(f_m - f_1)t) \\
& - d_{krm}^I(t - \tau_{kl}) \sin(2\pi(f_m - f_1)t)] dt \\
& + j \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^M \sum_{r=1}^R \sum_{l=1}^L \beta_{kl} \cos(\theta_{kl}) \int_0^T a_1(t) a_r(t - \tau_{kl}) \\
& \times c_1(t - \tau_{kl}) c_1(t) [d_{krm}^I(t - \tau_{kl}) \cos(2\pi(f_m - f_1)t) \\
& + d_{krm}^Q(t - \tau_{kl}) \sin(2\pi(f_m - f_1)t)] dt \\
& + j \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^M \sum_{r=1}^R \sum_{l=1}^L \beta_{kl} \cos(\theta_{kl}) \int_0^T a_1(t) a_r(t - \tau_{kl}) \\
& \times c_1(t - \tau_{kl}) c_1(t) [d_{krm}^I(t - \tau_{kl}) \cos(2\pi(f_m - f_1)t) \\
& - d_{krm}^Q(t - \tau_{kl}) \sin(2\pi(f_m - f_1)t)] dt
\end{aligned} \tag{4.29}$$

Finalmente, a interferência causada pelo AWGN é encontrada pela Equação (4.30):

$$x_\eta = \int_0^T \eta(t) a_1(t) c_1(t) [\cos(2\pi f_1 t) + j \sin(2\pi f_1 t)] dt \tag{4.30}$$

Para o cálculo da variância, considera-se que todos os termos são variáveis

aleatórias, estatisticamente independentes, com média zero. A variância total é a soma dos termos da interferência relacionados na Equação (4.23), como x_{MPI} , x_{ISSI} , x_{ICI} , x_{MUI} mais a componente do ruído η [11].

Considera-se que $N_1 = \frac{N_a}{R} = \frac{N_c}{RM}$ e $RMN_1T_c = N_cT_c = T$.

1. A variância da interferência de multi-trajetos σ_{MPI}^2 é obtida pela Equação (4.31):

$$\sigma_{MPI}^2 = Var[x_{MPI}]$$

$$\sigma_{MPI}^2 = \frac{P}{2} \left[\frac{T^2}{3N_cRM} \right] \sum_{l=2}^L Var[\beta_{1l}] \quad (4.31)$$

2. Considera-se diferentes multi-códigos para outras $(R - 1)$ sub-rajadas. Conseqüentemente, a variância da interferência entre sub-rajadas σ_{ISSI}^2 é encontrada pela Equação (4.32):

$$\sigma_{ISSI}^2 = Var[x_{ISSI}]$$

$$\sigma_{ISSI}^2 = \frac{P}{2}(R - 1) \left[\frac{T^2}{3N_cRM} \right] \sum_{l=1}^L Var[\beta_{1l}] \quad (4.32)$$

3. A variância da interferência entre portadoras σ_{ICI}^2 é obtida pela Equação (4.33):

$$\sigma_{ICI}^2 = Var[x_{ICI}]$$

$$\begin{aligned} \sigma_{ICI}^2 &= \frac{RPT^2}{2} \sum_{l=1}^L Var[\beta_{1l}] \sum_{m=2}^M \frac{1}{4\pi^2 R^2 (m-1)^2 N_1} \\ &\times \sum_{i=0}^{N_i-1} \sum_{g=0}^{i-1} [F^c(m) - F^s(m)] \end{aligned} \quad (4.33)$$

4. A interferência de multi-usuários σ_{MUI}^2 é a soma das interferências causadas por outros usuários (K-1). Isto é, σ_{MUI}^2 pode ser considerada em dois termos: primeiro, à mesma portadora e outra, considerando uma portadora diferente. Conseqüentemente, σ_{MUI}^2 é encontrada pela Equação (4.34):

$$\begin{aligned} \sigma_{MUI}^2 = & \frac{PT^2}{2}R(K-1) \sum_{l=1}^L Var[\beta_{1l}] \left\{ \left[\frac{1}{3N_cRM} \right] \right. \\ & \left. + \sum_{m=1}^M \frac{1}{4\pi^2 R^2 (m-1)^2 N_1} \sum_{i=0}^{N_i-1} \sum_{g=0}^{i-1} [F^c(m) - F^s(m)] \right\} \end{aligned} \quad (4.34)$$

5. A variação do ruído, mostrada por Rappaport [9] pode ser escrita como mostrado na Equação (4.35):

$$\sigma_n^2 = Var[\eta] = \frac{N_0 T}{4} \quad (4.35)$$

- A variação total das interferências mais ruído é obtida pela Equação (4.36):

$$\begin{aligned}
\sigma_T^2 &= \frac{PT^2}{2} \left\{ \frac{1}{3N_cRM} \sum_{l=2}^L Var[\beta_{1l}] + \frac{(R-1)}{3N_cRM} \right. \\
&\times \sum_{l=1}^L Var[\beta_{1l}] + \sum_{m=2}^M \frac{1}{4\pi^2 R^2 (m-1)^2 N_1} \\
&\times \sum_{i=0}^{N_i-1} \sum_{g=0}^{i-1} [F^c(m) - F^s(m)] \sum_{l=1}^L Var[\beta_{1l}] \\
&+ \frac{(K-1)R}{3N_cRM} + \sum_{m=1}^M \frac{1}{4\pi^2 R^2 (m-1)^2 N_1} \\
&\times \left. \sum_{i=0}^{N_i-1} \sum_{g=0}^{i-1} [F^c(m) - F^s(m)] \sum_{l=1}^L Var[\beta_{1l}] + \frac{1}{2\frac{PT}{N_o}} \right\} \quad (4.36)
\end{aligned}$$

Para o cálculo da variância do termo do ganho do trajeto, supõe-se que existe um perfil de intensidade do multi-trajetos (MIP) que é depreciado exponencialmente por um fator de depreciação δ [10], como mostrado nas Equações (3.27) e (3.28) do Capítulo 3 deste trabalho.

Assim, cada uma das variâncias pode ser simplificada utilizando-se respectivamente de cada uma das Equações de (4.37) a (4.40):

$$\sigma_{MPI}^2 = \frac{P}{2} \left[\frac{T^2}{3N_cRM} \right] \Omega \left[\frac{e^{-\delta} - e^{-\delta L}}{1 - e^{-\delta}} \right] \quad (4.37)$$

$$\sigma_{ISSI}^2 = \frac{P}{2} \left[\frac{T^2(R-1)}{3N_cRM} \right] \Omega \left[\frac{1 - e^{-\delta L}}{1 - e^{-\delta}} \right] \quad (4.38)$$

$$\begin{aligned}
\sigma_{ICI}^2 &= \frac{PT^2R}{2} \sum_{m=2}^M \frac{1}{4\pi^2 R^2 (m-1)^2 N_1} \\
&\times \sum_{i=0}^{N_i-1} \sum_{g=0}^{i-1} [F^c(m) - F^s(m)] \Omega \left[\frac{1 - e^{-\delta L}}{1 - e^{-\delta}} \right] \quad (4.39)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\sigma_{MUI}^2 &= \frac{PT^2}{2} R(K-1) \Omega \left[\frac{1 - e^{L\delta}}{1 - e^{-\delta}} \right] \left\{ \left[\frac{1}{3N_c RM} \right] \right. \\
&\quad \left. + \sum_{m=1}^M \frac{1}{4\pi^2 R^2 (m-1)^2 N_1} \sum_{i=0}^{N_i-1} \sum_{g=0}^{i-1} [F^c(m) - F^s(m)] \right\} \quad (4.40)
\end{aligned}$$

A variância total das interferências mais o ruído pode ser resumida na Equação (4.41):

$$\begin{aligned}
\sigma_T^2 &= \sigma_{MPI}^2 + \sigma_{ISSI}^2 + \sigma_{ICI}^2 + \sigma_{MUI}^2 + \sigma_n^2 \\
&= \frac{PT^2}{2} \left\{ \frac{1}{3N_c RM} \Omega \left[\frac{e^{-\delta} - e^{L\delta}}{1 - e^{-\delta}} \right] + \frac{(R-1)}{3N_c RM} \Omega \left[\frac{1 - e^{L\delta}}{1 - e^{-\delta}} \right] \right. \\
&\quad + \left[\sum_{m=2}^M \frac{R}{4\pi^2 R^2 (m-1)^2 N_1} \sum_{i=0}^{N_i-1} \sum_{g=0}^{i-1} [F^c(m) - F^s(m)] \right] \Omega \left[\frac{1 - e^{L\delta}}{1 - e^{-\delta}} \right] \\
&\quad + \left[\frac{(K-1)R}{3N_c RM} + \sum_{m=1}^M \frac{(K-1)R}{4\pi^2 R^2 (m-1)^2 N_1} \sum_{i=0}^{N_i-1} \sum_{g=0}^{i-1} [F^c(m) - F^s(m)] \right] \\
&\quad \times \left. \Omega \left[\frac{1 - e^{L\delta}}{1 - e^{-\delta}} \right] + \frac{1}{2 \frac{PT}{N_o}} \right\} \quad (4.41)
\end{aligned}$$

onde:

A energia do bit é $E_b = PT$, e a componente de variação pode ser expressa no termo de $\frac{E_b}{N_0}$; e F_m^s e F_m^c são obtidos conforme Lee [11].

$$\begin{aligned}
F^s(m) = & \frac{1}{N_c} + \frac{1}{2N_c} \cos \left[\frac{4\pi R(m-1)gT_c}{T} \right] \\
& + \frac{1}{4\pi R(m-1)} \sin \left[\frac{4\pi R(m-1)(g+1)T_c}{T} \right] \\
& - \frac{1}{\pi R(m-1)} \sin \left[\frac{2\pi R(m-1)(g+1)T_c}{T} \right] \cos \left[\frac{2\pi R(m-1)gT_c}{T} \right] \\
& + \frac{1}{\pi R(m-1)} \sin \left[\frac{2\pi R(m-1)gT_c}{T} \right] \cos \left[\frac{2\pi R(m-1)gT_c}{T} \right] \\
& + \frac{1}{N_c} + \frac{1}{2N_c} \cos \left[\frac{4\pi R(m-1)(g+1)T_c}{T} \right] \\
& - \frac{1}{\pi R(m-1)} \cos \left[\frac{2\pi R(m-1)(g+1)T_c}{T} \right] \sin \left[\frac{2\pi R(m-1)(g+1)T_c}{T} \right] \\
& + \frac{1}{\pi R(m-1)} \cos \left[\frac{2\pi R(m-1)(g+1)T_c}{T} \right] \sin \left[\frac{2\pi R(m-1)gT_c}{T} \right] \quad (4.42)
\end{aligned}$$

e

$$\begin{aligned}
F^c(m) = & \frac{1}{N_c} - \frac{1}{2N_c} \cos \left[\frac{4\pi R(m-1)gT_c}{T} \right] \\
& + \frac{1}{\pi R(m-1)} \cos \left[\frac{2\pi R(m-1)(g+1)T_c}{T} \right] \sin \left[\frac{2\pi R(m-1)gT_c}{T} \right] \\
& - \frac{1}{\pi R(m-1)} \cos \left[\frac{2\pi R(m-1)gT_c}{T} \right] \sin \left[\frac{2\pi R(m-1)gT_c}{T} \right] \\
& + \frac{1}{N_c} - \frac{1}{2N_c} \cos \left[\frac{4\pi R(m-1)(g+1)T_c}{T} \right] \\
& + \frac{1}{\pi R(m-1)} \sin \left[\frac{2\pi R(m-1)(g+1)T_c}{T} \right] \cos \left[\frac{2\pi R(m-1)(g+1)T_c}{T} \right] \\
& - \frac{1}{\pi R(m-1)} \cos \left[\frac{2\pi R(m-1)(g+1)T_c}{T} \right] \cos \left[\frac{2\pi R(m-1)gT_c}{T} \right] \quad (4.43)
\end{aligned}$$

onde:

m - m-ésima portadora; e

N_1 - número de chips do símbolo de dados de entrada antes da primeira conversão S/P.

4.3.4 Relação sinal/ruído

Para a análise do desempenho do sistema, utiliza-se a relação sinal/ruído mais a interferência (SNIR). Essa relação é a relação entre a potência do sinal (S) e a variância total das interferências mais o ruído (σ_T^2). Mas a potência do sinal, S , pode ser calculada utilizando-se o sinal desejado (x_{DS}), na Equação (4.24) [11], ou seja pela Equação (4.44):

$$S = (x_{DS})^2 = \left[\sqrt{\frac{P}{2}} \beta_{11} T \right]^2 \quad (4.44)$$

Então a SNIR pode ser escrito pela Equação (4.45):

$$SNIR = \gamma = \frac{\frac{P}{2} \beta_{11}^2 T^2}{\sigma_T^2} \quad (4.45)$$

4.3.5 Probabilidade de erro do bit

A probabilidade de erro do bit da SNIR [6],[5],[4] é obtida pela Equação (4.46):

$$P_e(\beta_{11}) = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad (4.46)$$

onde:

γ - definido pela Equação (4.45); e

$\text{erfc}(\cdot)$ - função do erro complementar obtida pela Equação (2.32).

Substituindo-se a Equação (4.45) na Equação (4.46), obtém-se a Equação (4.47):

$$P_e(\beta_{11}) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{\sqrt{\frac{P}{2} T^2 (\beta_{11})^2}}{\sqrt{\sigma_{Total}^2}}\right) \quad (4.47)$$

Como a SNIR depende do ganho β_{11} do trajeto, a probabilidade média do

erro do bit pode ser expressa calculando-se a média da probabilidade de erro condicional sobre a função densidade probabilidade (pdf) de β_{11} utilizando-se a Equação (4.48):

$$\bar{P}_e = \int_0^\infty f_\beta(\beta_{11}) P_e(\beta_{11}) d\beta \quad (4.48)$$

onde:

$f_\beta(\beta_{11})$ - função densidade probabilidade (pdf) da variável aleatória β_{11} calculada pela Equação (4.9).

Substituindo-se a Equação (4.9) na Equação (4.48), obtém-se a Equação (4.49):

$$\bar{P}_e = \int_0^\infty \frac{\beta^{2m-1}}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m e^{-\frac{m\beta^2}{\Omega}} \text{erfc}\left(\frac{\sqrt{\frac{P}{2}T^2(\beta_{11})^2}}{\sqrt{\sigma_{Total}^2}}\right) d\beta \quad (4.49)$$

4.4 Diversidade

O desempenho do sistema MC/MC-CDMA é limitado pelo canal *fading* de multi-trajetos e sua sincronização não é perfeita entre o transmissor e o receptor. Nesta seção, para melhorar esse desempenho, é mostrado a diversidade Equal Gain Combining (EGC) e Maximal Ratio Combining (MRC) [6].

No receptor, assume-se que existem D níveis de multi-trajetos, ou seja, o receptor detecta D réplicas do sinal transmitido, escolhendo a melhor D réplicas do sinal recebido.

4.4.1 Equal gain combining (EGC)

Considera-se o modelo Equal Gain Combining (EGC), para o cálculo da SNR, baseado na combinação das Equações utilizadas por Matin [6], Khorbotly [5], Ugweje e Efthymoglou [12]. A variável de decisão é obtida pela

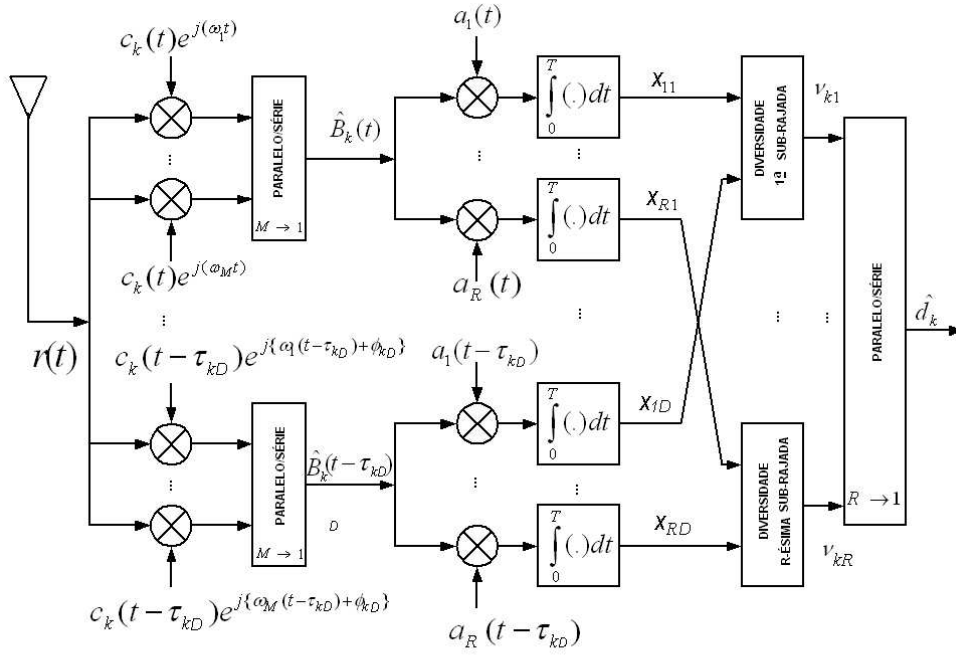


Figura 4.5: Modelo do receptor para o sistema MC/MC-CDMA com diversidade.

Equação (4.50):

$$X_{1d} = \sqrt{\frac{P}{2}} T d_{111} \sum_{d=1}^D \beta_{1d} + \sum_{d=1}^D N_{1d} \quad (4.50)$$

onde:

$\sqrt{\frac{P}{2}} T \beta d$ - sinal desejado (x_{DS}) [5]; e

N_{1d} - soma de todas as interferências mais a componente do ruído contido em d níveis.

Como N_{1d} é independente do trajeto, a variância das interferências pode ser escrita pela Equação (4.51):

$$\begin{aligned}
\sigma_{N_{1d}}^2 &= \text{Var}\left[\sum_{d=1}^D N_{1d}\right] = \sum_{d=1}^D \text{Var}[N_{1d}] \\
&= \text{Var}[N_{11}] + \text{Var}[N_{12}] + \cdots + \text{Var}[N_{1d}] \\
&= D \text{Var}[N_{11}]
\end{aligned} \tag{4.51}$$

A Equação da SNIR (4.45) pode ser reescrita obtendo-se a Equação (4.52):

$$\gamma = \frac{PT^2 \left(\sum_{d=1}^D \beta_{1d}\right)^2}{D \times \text{Var}[N_{11}]} \Rightarrow \sqrt{\gamma} = \frac{\sqrt{\frac{P}{2}}T \left(\sum_{d=1}^D \beta_{1d}\right)}{\sqrt{D \times \text{Var}[N_{11}]}} \tag{4.52}$$

onde:

$\text{Var}[N_{11}] = \sigma_T^2$ obtida na Equação (4.52).

Para estimar a taxa de erro do bit (Bit Error Rate- BER) do sistema, supõe-se detecção coerente, ou seja, existe a presença de AWGN. E a probabilidade de erro desse sistema é encontrada pela Equação (4.53):

$$P_e(x) = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{\gamma}) \tag{4.53}$$

onde:

$\text{erfc}(\cdot)$ - função do erro complementar obtida pela Equação (2.32).

Substituindo-se a Equação (4.52) na Equação (4.53), obtém-se a Equação (4.54):

$$P_e(x) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{\sqrt{\frac{P}{2}}Tx}{\sqrt{D\sigma_T^2}}\right) \tag{4.54}$$

Para obter a média da probabilidade de erro do bit, integra-se a probabilidade de erro condicionado, conforme a Equação (4.55):

$$P_e = \int_0^\infty f_\beta(x) P_e(x) dx \quad (4.55)$$

$x = \sum_{d=1}^D (\beta_{1d})$, é uma variável aleatória distribuída de *Nakagami* como mostrado na Equação (4.10) do Capítulo 4 deste trabalho, com parâmetros (m, Ω) , como mostrado por Nakagami e Hoffmam [7]. Assim, $x = \sum_{d=1}^D (\beta_{1d})$ também é uma variável aleatória distribuída de *Nakagami* com parâmetros $(Dm, D^2\Omega(1 - 1/5m))$. Isto implica que a função densidade probabilidade (pdf) de x é obtida pela Equação (4.56):

$$f_\beta(x) = \frac{2(Dm)^{Dm} x^{2Dm-1}}{\Gamma(Dm)(D^2\Omega(1 - \frac{1}{5m}))^{Dm}} e^{-\left(\frac{mx^2}{D\Omega}\right)} \quad (4.56)$$

A probabilidade média de erro para EGC é encontrada substituindo-se a Equação (4.56) na Equação (4.55), obtendo-se a Equação (4.57):

$$\bar{P}_e = \int_0^\infty \frac{(Dm)^{Dm} x^{2Dm-1}}{\Gamma(Dm)(D^2\Omega(1 - \frac{1}{5m}))^{Dm}} e^{-\left(\frac{mx^2}{D\Omega}\right)} \text{erfc} \left(\frac{\sqrt{\frac{P}{2}} T x}{\sqrt{D\sigma_T^2}} \right) dx \quad (4.57)$$

4.4.2 Maximal ratio combining (MRC)

Considera-se o modelo Maximal Ratio Combining (MRC), para o cálculo da SNR, baseado na combinação das Equações utilizadas por Marin [6], Khorbotly [5], Ugweje e Efthymoglou [12]. A variável de decisão é encontrada pela Equação (4.58):

$$X = \sum_{d=1}^D \beta_{111d} X_d = \sqrt{\frac{P}{2}} T d_{111} \sum_{d=1}^D (\beta_{111d})^2 + \sum_{d=1}^D \beta_{111d} N_{1d} \quad (4.58)$$

onde:

N_{1d} - soma de todas as interferências mais a componente do ruído contido em d níveis.

Como N_{1d} é independente do trajeto, a variância das interferências pode ser escrita pela Equação (4.59):

$$\sigma_{N_{1d}}^2 = \sum_{d=1}^D Var[N_{1d} \beta_{1d}] \quad (4.59)$$

$$\gamma = \frac{\left(\sqrt{\frac{P}{2}} T\right)^2 \left(\sum_{d=1}^D \beta_{1d}\right)^4}{Var \left[\sum_{d=1}^D N_{11} \beta_{1d} \right]} \Rightarrow \sqrt{\gamma} = T \left(\sum_{d=1}^D (\beta_{1d})^2 \right) \sqrt{\frac{P}{2\sigma_T^2}} \quad (4.60)$$

onde:

$Var[N_{11}] = \sigma_T^2$ é obtida pela Equação (4.60).

Para estimar a taxa de erro do bit (Bit Error Rate - BER) do sistema, supõe-se detecção coerente, ou seja, existe a presença de AWGN. E a probabilidade de erro desse sistema é obtida pela Equação (4.61):

$$P_e(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad (4.61)$$

onde:

$\text{erfc}(\cdot)$ - função do erro complementar encontrada pela Equação (2.32).

Substituindo-se a Equação (4.60) na Equação (4.61), obtém-se a Equação (4.62):

$$P_e(x) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(Tx \sqrt{\frac{P}{2\sigma_T^2}} \right) \quad (4.62)$$

Para obter probabilidade média de erro do bit, integra-se a probabilidade de erro condicionado, como a Equação (4.63):

$$P_e = \int_0^\infty f_\beta(x) P_e(x) dx \quad (4.63)$$

$x = \sum_{d=1}^D (\beta_{1d})^2$, é uma variável aleatória distribuída de *Nakagami* obtida pela Equação (4.10) com parâmetros (m, Ω) , como mostrado por Nakagami e Hoffmam [7]. Assim, $x = \sum_{d=1}^D (\beta_{1d})^2$ também é uma variável aleatória distribuída de *Nakagami* com parâmetros $(D_m, D\Omega)$. Isto implica que a função densidade probabilidade (pdf) de x é encontrada pela Equação (4.64):

$$f_\beta(x) = \frac{2}{\Gamma(D_m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{D_m} x^{2D_m-1} e^{-\left(\frac{mx^2}{\Omega}\right)} \quad (4.64)$$

A probabilidade média do erro para MRC é obtida substituindo-se a Equação (4.64) na Equação (4.63), obtendo-se a Equação (4.65):

$$\bar{P}_e = \int_0^\infty \frac{x^{2D_m-1}}{\Gamma(D_m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{D_m} e^{-\left(\frac{mx^2}{\Omega}\right)} \text{erfc} \left(Tx \sqrt{\frac{P}{2\sigma_T^2}} \right) dx \quad (4.65)$$

4.5 Considerações finais deste capítulo

Este capítulo descreveu em detalhes o sistema de multi-códigos e multi-portadoras CDMA, mais conhecido como multi-code and multi-carrier CDMA (MC/MC-CDMA). Foram apresentadas as estruturas do transmissor e do receptor, explicando-se cada etapa de suas funções, incluindo o modelo de resposta do canal. Foi analisado o desempenho do sistema MC/MC-CDMA por meio da relação sinal/ruído mais interferência no receptor e a probabilidade média do erro do bit.

O próximo capítulo descreve em detalhes os sistema de multi-portadoras e multi-códigos CDMA, com multi-taxas de serviços, com as considerações finais

Capítulo 5

Sistema MC/MC-CDMA com multi-taxas de serviços

5.1 Introdução

Neste capítulo, descreve-se em detalhes o sistema de multi-códigos e multi-portadoras CDMA com multi-taxas, mais conhecido como *multi-code* and *multi-carrier CDMA with multi-rate* (MC/MC-CDMA with multi-rate). São apresentadas as estruturas do transmissor e do receptor, explicando-se cada etapa de sua função. É analisado o desempenho do sistema MC/MC-CDMA com multi-taxas por meio da relação sinal/ruído mais a interferência no receptor e a probabilidade média de erro do bit. Finalmente, são realizados considerações finais deste capítulo.

5.2 Estudo do sistema

O sistema *MC/MC-CDMA* com multi-taxas, mostra a conversão de série para paralelo (S/P) para uma taxa de transmissão elevada, pela combinação das técnicas multi-códigos CDMA e multi-portadoras CDMA. Para fornecer os serviços de multi-taxas, no esquema de multi-códigos, o número de multi-códigos atribuídos para cada usuário varia de acordo com a taxa de dados.

5.2.1 Modelo do sistema

Nesta seção, descreve-se a estrutura do transmissor, do receptor e do canal do sistema.

5.2.2 Modelo do Transmissor

O modelo de transmissor mostrado na Figura 5.1 é similar ao modelo mostrado na Figura 4.1, utilizando-se a mesma técnica de modulação BPSK. A diferença entre os transmissores é que a taxa de código é variável, ao invés de fixa. O sistema de MC/MC-CDMA com multi-taxas transmite sinais por M sub-portadoras e cada usuário tem N conjuntos de multi-códigos e fornece somente um tipo de taxa de serviço.

O transmissor é composto por duas partes, como mostrado na Figura 5.1.

1. Multi-Códigos;
2. Multi-Portadoras.

(1) O sistema inicia com uma rajada de dados de entrada $d_k(t)$, como mostrado na Figura 5.1.

$$d_k(t) = d_k P_{\frac{T}{R_i M}}(t) \quad (5.1)$$

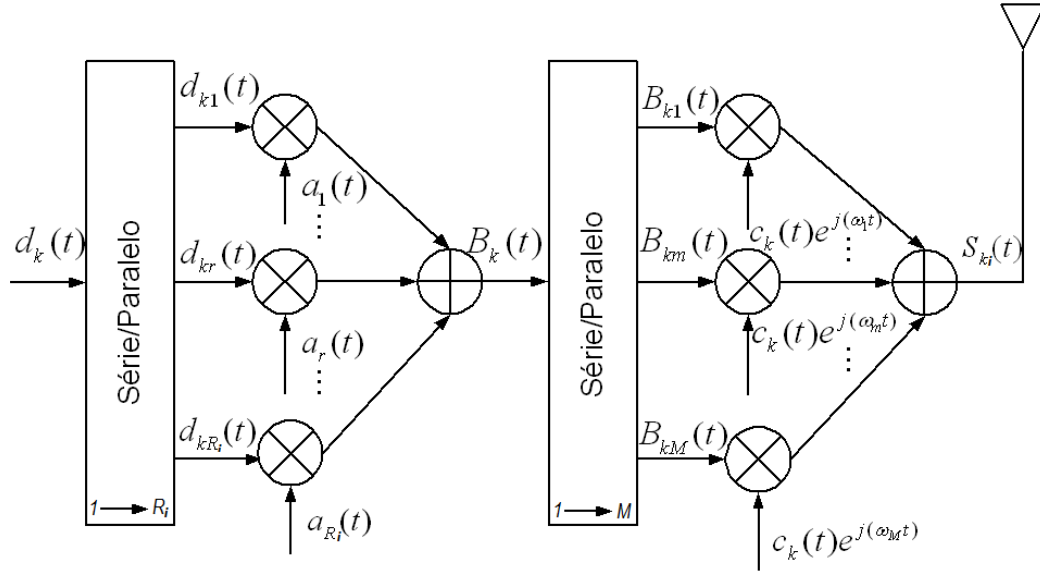


Figura 5.1: Estrutura do transmissor MC/MC-CDMA com multi-taxas de serviços.

onde:

R_i - número de sub-rajadas para o grupo de serviço i ;

T - duração do símbolo; e

d_k - bit com valores de $\{\pm 1\}$.

Para serviços de altas taxas de aplicações, a duração do bit diminui na proporção inversa da taxa do bit.

No sistema MC/MC-CDMA com multi-taxas, converte-se de série para paralelo (S/P), resultando em sub-rajadas paralelas, $d_{kr}(t)$, como mostrado na Equação (5.2):

$$d_{kr}(t) = d_k P_{T_1}(t) \quad (5.2)$$

onde:

$d_k^r(t)$ - r -ésimo bit de sub-rajadas de dados de entrada, com taxa de bits de $\frac{1}{T_1}$; e

P_{T_1} - pulso retangular com duração $T_1 = \frac{T}{M}$.

Depois da conversão S/P , cada duração do bit aumenta R_i vezes.

Espalha-se então cada sub-rajada paralela, resultando na multiplexação de bits por um conjunto de códigos ortogonais, $a_r(t)$, para r -ésima sub-rajada de R_i sub-rajadas.

$$a_r(t) = \sum_{n=0}^{N_a-1} a_r^n P_{T_c}(t - nT_c) \quad (5.3)$$

onde:

T_c - duração do chip;

N_a - comprimento do código ortogonal;

a_r^n - n -ésimo valor $\{\pm 1\}$ do código a_r ; e

a_r com uma taxa de chip de $\frac{1}{T_c} = \frac{N_a}{T_1}$.

Para manter a ortogonalidade, o número máximo de sub-rajadas é limitado em $N_a = \frac{T_1}{T_c}$. Note que a_r^n e $d_k^r \in \{\pm 1\}$, com probabilidades $p(1) = p(-1) = 0,5$.

Todas as sub-rajadas são somadas para resultar em uma super-rajada, $B_k(t)$, como mostrado na Equação (5.4). Com uma taxa de símbolo de $\frac{R_i}{T_1}$ ilustrada na Figura 5.2.

$$B_k(t) = \sum_{r=1}^{R_i} d_{kr}(t) a_r(t) \quad (5.4)$$

Assume-se que R_i é múltiplo de R_1 e $R_i = L_i R_1$, para $1 = L_1 < L_2 < \dots < L_N$. Considera-se que os usuários do grupo de serviço 1 transmitem 1 bit durante a duração do bit T_1 do grupo de taxa de serviço 1, e usuários do

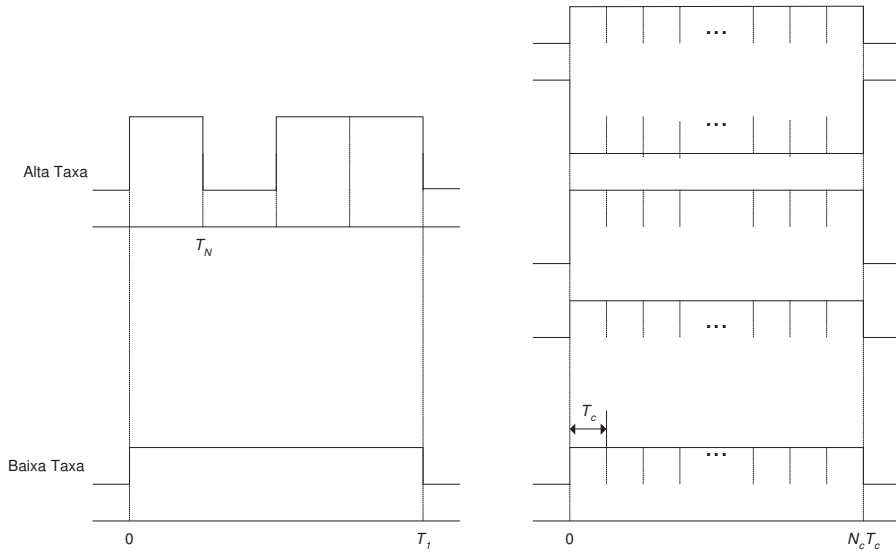


Figura 5.2: Relação da sub-rajada em multi-códigos para o sistema multi-taxas CDMA.

grupo i transmitem L_i bits durante a duração $T_1 = L_i T_i$.

(2) O sinal $B_k(t)$ é convertido em série para paralelo (S/P), espalhando-se com uma seqüência *Pseudo-Noise* (PN), definida por $c_k(t)$ e modulada com multi-portadoras ortogonais:

$$c_k(t) = \sum_{s=0}^{N_c-1} c_k^s P_{T_{N_c}}(t - sT_c), T_c = \frac{T}{N_c} \quad (5.5)$$

onde:

N_c - comprimento da seqüência PN; e

$c_k^s(t)$ - s-ésimo valor da seqüência PN.

$\cos(\omega_m t)$ - m-ésima sub-portadora com uma freqüência f_m encontrada

pela Equação (5.6), com $m = 1, 2, \dots, M$.

$$\omega_m = 2\pi f_m, f_m = \frac{m}{T} \quad (5.6)$$

Finalmente, o resultado do somatório das super sub-rajadas paralelas resultam no sinal transmitido com a taxa de serviço i , $S_{ki}(t)$, obtida pela Equação (5.7).

$$\begin{aligned} S_{ki}(t) &= \sqrt{2P} \sum_{m=1}^M B_{km}(t) c_k(t) \cos(\omega_m t) \\ &= \sqrt{2P} \sum_{m=1}^M \sum_{r=1}^R d_{krm}(t) a_r(t) c_k(t) \cos(\omega_m t) \end{aligned} \quad (5.7)$$

onde:

P - potência do sinal para K usuários distribuídos entre portadoras;

$B_{km}(t)$ - m -ésima super sub-rajada convertida S/P para super-rajada $B_k(t)$, com taxa de bits de $\frac{MR_i}{T}$. Depois da conversão S/P, a duração do símbolo aumenta M vezes; e

$d_{krm}(t)$ - bit para r -ésima sub-rajada da m -ésima super-rajada com duração do bit T e com valor de $d_{krm}(t) = d_{krm} P_T(t)$.

Assume-se o controle de potência perfeita, ou seja, a potência para todos os usuários é a mesma.

5.2.3 Modelo de canal

É considerado um canal de multi-trajetos convencionais com função transferência equivalente $h(t)$ como mostrado no capítulo 4 deste trabalho para o

sistema MC/MC-CDMA.

5.2.4 Modelo do receptor

O modelo do receptor mostrado na Figura 5.3 é similar ao modelo na Figura 4.5. Considera-se N diferentes tipos de taxas de serviços para recuperar o sinal desejado. Os sinais recebidos são classificados entre N grupos cada, com diferentes taxas de dados. O número de usuários e a taxa de dados para a taxa de serviço do grupo i é K_i e R_i , $i = 1, 2, \dots, N$, respectivamente.

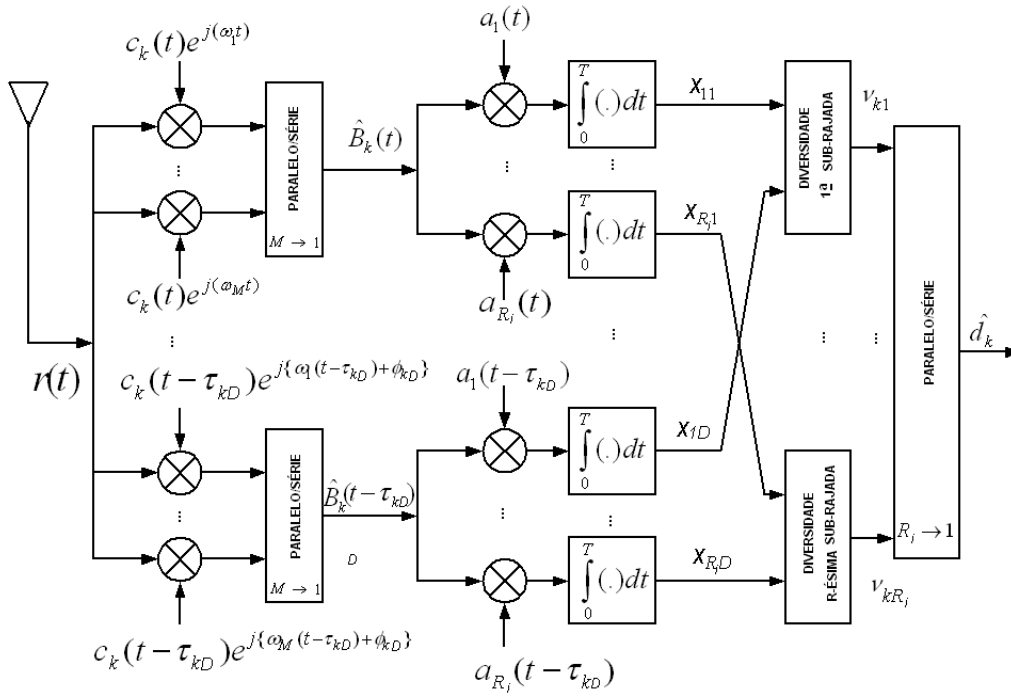


Figura 5.3: Estrutura do receptor para o sistema MC/MC-CDMA com multi-taxas de serviços, com diversidade.

Tanto no transmissor como no receptor, assume-se o controle de potência perfeita para cada usuário; significando que $P_1 = P_2 = \dots = P_K = P$. A equação do sinal recebido total, $r(t)$ é corrompida por ruído Branco Aditivo

Gaussiano (AWGN) e é obtida pela Equação (5.8).

$$\begin{aligned}
r(t) &= \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^{K_i} y_k(t) + \eta(t) \\
&= \sqrt{2P} \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^{K_i} \sum_{m=1}^M \sum_{r=1}^{R_i} \sum_{l=1}^L \beta_{kl} [d_{krm}(t - \tau_{kl}) a_r(t - \tau_{kl}) \\
&\quad \times c_k(t - \tau_{kl}) \cos\{\omega_m(t - \tau_{kl}) + \phi_{kl}\}] + \eta(t)
\end{aligned} \tag{5.8}$$

onde:

$y_k(t)$ - saída do canal; e

$\eta(t)$ - ruído AWGN.

Para a modulação BPSK, considera-se que existem N tipos de multi-taxas, e a taxa de serviço desejada é a 1^a taxa de serviço que o usuário estiver utilizando, ou seja, $i = 1$. Tendo as mesmas condições mostradas no Capítulo 4 deste trabalho para o sistema *MC/MC-CDMA*, a saída do correlator no receptor pode ser expressa em 7 componentes, como mostrado na Equação (5.9).

$$x_{11}(t) = x_{DS}(t) + x_{MPI}(t) + x_{ISSI}(t) + x_{ICI}(t) + x_{MUI}(t) + x_{MSI} + x_{\eta} \tag{5.9}$$

onde:

$x_{MSI}(t)$ - interferência de usuários com diferentes taxas, chamada de Interferência Multi Serviços (MSI); e

As outras interferências são definidas como no Capítulo 4 deste trabalho para o sistema *MC/MC-CDMA*.

Para o cálculo da variância considera-se que todos os termos são variáveis

aleatórias, estatisticamente independentes e com média zero. A variância total é a soma dos termos das interferências relacionadas na Equação (5.9) como x_{MPI} , x_{ISSI} , x_{ICI} , x_{MUI} , x_{MSI} e mais a componente do ruído η . Considera-se que as variâncias do Capítulo 4 deste trabalho são modificadas pela da taxa de serviço:

1. A variância da interferência de multi-trajetos σ_{MPI}^2 é obtida pela Equação (5.10).

$$\sigma_{MPI}^2 = \frac{P}{2} \left[\frac{N_1(T_c)^2}{3} \right] \sum_{l=2}^L Var[\beta_{1l}] \quad (5.10)$$

Mas $MN_1 = N_c T_c = T$, σ_{MPI}^2 pode ser expressa pela Equação (5.11).

$$\sigma_{MPI}^2 = \frac{P}{2} \left[\frac{T^2}{3MN_c} \right] \sum_{l=2}^L Var[\beta_{1l}] \quad (5.11)$$

2. A variância da interferência entre multi sub-rajadas σ_{ISSI}^2 é encontrada pela Equação (5.12).

$$\sigma_{ISSI}^2 = \frac{P}{2} (R_1 - 1) \left[\frac{T^2}{3RN_c} \right] \sum_{l=1}^L Var[\beta_{1l}] \quad (5.12)$$

3. A variância da interferência entre multi portadoras σ_{ICI}^2 é obtida pela Equação (5.13).

$$\begin{aligned} \sigma_{ICI}^2 &= \frac{PT^2}{2} \sum_{l=1}^L Var[\beta_{1l}] \sum_{m=2}^M \frac{1}{4\pi^2 R^2 (m-1)^2 N_1} \\ &\times \sum_{i=0}^{N_i-1} \sum_{g=0}^{i-1} [F^c(m) - F^s(m)] \end{aligned} \quad (5.13)$$

4. A variância da interferência de multi-usuários σ_{MUI}^2 é encontrada pela Equação (5.14).

$$\begin{aligned}\sigma_{MUI}^2 &= \frac{PT^2}{2} R_1(K_1 - 1) \sum_{l=1}^L Var[\beta_{1l}] \left\{ \frac{1}{3MN_c} \right. \\ &\quad \left. + \sum_{m=1}^M \frac{1}{4\pi^2(m-1)N_1} \sum_{i=0}^{N_i-1} \sum_{g=0}^{i-1} [F^c(m) - F^s(m)] \right\} \quad (5.14)\end{aligned}$$

5. O número de usuários para o grupo de taxa de serviço i é K_i e utilizando-se a Equação (5.8), a variância da interferência de multi-serviços σ_{MSI}^2 é obtida pela Equação (5.15).

$$\begin{aligned}\sigma_{MSI}^2 &= \sum_{i=2}^N \frac{PT^2}{2} R_i K_i \sum_{l=1}^L Var[\beta_{1l}] \left\{ \frac{1}{3MN_c} \right. \\ &\quad \left. + \sum_{m=1}^M \frac{1}{4\pi^2(m-1)N_1} \sum_{i=0}^{N_i-1} \sum_{g=0}^{i-1} [F^c(m) - F^s(m)] \right\} \quad (5.15)\end{aligned}$$

6. A variação do ruído, mostrada por Rappaport [9] pode ser escrita pela Equação (5.16).

$$\sigma_n^2 = Var[\eta] = \frac{N_0 T}{4} \quad (5.16)$$

E a variância total das interferências mais o ruído resume na Equação

(5.17).

$$\begin{aligned}
\sigma_T^2 &= \sigma_{MPI}^2 + \sigma_{ISSI}^2 + \sigma_{ICI}^2 + \sigma_{MUI}^2 + \sigma_n^2 \\
&= \frac{PT^2}{2} \left\{ \frac{1}{3N_c RM} \Omega \left[\frac{e^{-\delta} - e^{L\delta}}{1 - e^{-\delta}} \right] + \frac{(R_1 - 1)}{3N_c M} \Omega \left[\frac{1 - e^{L\delta}}{1 - e^{-\delta}} \right] \right. \\
&\quad + \left[\sum_{m=2}^M \frac{R_1}{4\pi^2(m-1)^2 N_1} \sum_{i=0}^{N_i-1} \sum_{g=0}^{i-1} [F^c(m) - F^s(m)] \right] \\
&\quad \times \Omega \left[\frac{1 - e^{L\delta}}{1 - e^{-\delta}} \right] + \left[\frac{(K-1)R}{3N_c M} + \sum_{m=1}^M \frac{(K_1-1)R_1}{4\pi^2(m-1)^2 N_1} \right. \\
&\quad \times \left. \sum_{i=0}^{N_i-1} \sum_{g=0}^{i-1} [F^c(m) - F^s(m)] \right] \Omega \left[\frac{1 - e^{L\delta}}{1 - e^{-\delta}} \right] + \sum_{i=2}^N \left[\frac{(K_i-1)R_i}{3N_c M} \right. \\
&\quad + \left. \sum_{m=1}^M \frac{(K_i-1)R_i}{4\pi^2(m-1)^2 N_1} \sum_{i=0}^{N_i-1} \sum_{g=0}^{i-1} [F^c(m) - F^s(m)] \right] \Omega \left[\frac{1 - e^{L\delta}}{1 - e^{-\delta}} \right] \\
&\quad \left. + \frac{1}{2E_b N_o} \right\} \tag{5.17}
\end{aligned}$$

A energia do bit é $E_b = PT$, então a componente de variação pode ser expressa no termo de E_b/N_o .

5.3 Diversidade

Nesta seção, são mostradas as diversidades de multi-trajetos Equal Gain Combining (EGC) e Maximal Ratio Combining (MRC) [6], aplicadas ao sistema *MC/SS-CDMA* com multi-taxas.

5.3.1 Equal gain combining (EGC)

Similar ao Capítulo 4 deste trabalho, a relação sinal/ruído mais interferência SNIR referente à Equação (4.52) é pela Equação (5.18).

$$\gamma = \frac{PT^2 \left(\sum_{d=1}^D \beta_{1d} \right)^2}{D \times Var[N_{11}]} \Rightarrow \sqrt{\gamma} = \frac{\sqrt{\frac{P}{2}}T \left(\sum_{d=1}^D \beta_{1d} \right)}{\sqrt{D \times Var[N_{11}]}} \quad (5.18)$$

onde:

$Var[N_{11}] = \sigma_T^2$ na Equação (5.18).

O mesmo acontece para obter a probabilidade média de erro do bit, na Equação (5.19) integrando-se a probabilidade de erro condicionado, como mostrado na Equação (4.9) no Capítulo 4 deste trabalho.

$$\bar{P}_e = \int_0^\infty \frac{(D_m)^{D_m} x^{2D_m-1}}{\Gamma(D_m)(D^2\Omega(1 - \frac{1}{5m}))^{D_m}} e^{-\left(\frac{mx^2}{D\Omega}\right)} \text{erfc} \left(\frac{\sqrt{\frac{P}{2}}Tx}{\sqrt{D\sigma_T^2}} \right) dx \quad (5.19)$$

5.3.2 Maximal ratio combining (MRC)

Utiliza-se a diversidade da máxima relação combinada (MRC) no esquema do receptor, como foi descrito no Capítulo 4 deste trabalho. A SNIR da Equação (4.60) pode ser reescrita obtendo-se a Equação (5.20).

$$\gamma = \frac{\left(\sqrt{\frac{P}{2}}T \right)^2 \left(\sum_{d=1}^D \beta_{1d} \right)^4}{Var \left[\sum_{d=1}^D N_{11}\beta_{1d} \right]} \Rightarrow \sqrt{\gamma} = T \left(\sum_{d=1}^D (\beta_{1d})^2 \right) \sqrt{\frac{P}{2\sigma_T^2}} \quad (5.20)$$

onde:

$Var[N_{11}] = \sigma_T^2$ na Equação (5.20).

Sendo o mesmo para obter a probabilidade média de erro do bit, integra-se a probabilidade de erro condicionado, como mostrado na Equação (5.21).

$$\bar{P}_e = \int_0^\infty \frac{x^{2D_m-1}}{\Gamma(D_m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{D_m} e^{-\left(\frac{mx^2}{\Omega}\right)} \operatorname{erfc} \left(Tx \sqrt{\frac{P}{2\sigma_T^2}} \right) dx \quad (5.21)$$

5.4 Considerações finais deste capítulo

Este capítulo descreveu em detalhes o sistema de multi-códigos e multi-portadoras CDMA com multi-taxas, mais conhecido como multi-code and multi-carrier CDMA with multi-rate (MC/MC-CDMA with multi-rate). Foram apresentadas as estruturas do transmissor e do receptor, explicando-se cada etapa de sua função. Foi analisado o desempenho do sistema MC/MC-CDMA com multi-taxas por meio da relação sinal/ruído mais interferência no receptor e a probabilidade média do erro do bit.

O próximo capítulo apresenta uma análise de desempenho dos sistemas multi-portadoras CDMA, multi-códigos CDMA, multi-portadoras e multi-códigos CDMA e multi-portadoras e multi-códigos CDMA, com multi-taxas de serviços ilustrados por gráficos $SNR \times Pe \text{ médio } (\bar{P}_e)$ e/ou $Eb/No(dB) \times Pe \text{ médio } (\bar{P}_e)$, com as conclusões sobre os resultados obtidos.

Capítulo 6

Resultados obtidos

6.1 Introdução

Neste capítulo, apresenta-se uma análise do desempenho dos sistemas de Multi-Portadoras CDMA, Multi-Códigos CDMA, Multi-Portadoras e Multi-Códigos CDMA e Multi-Portadoras e Multi-Códigos CDMA com multi-taxas de serviços; em termos da probabilidade média de erro do bit ($\bar{P}_e$ - P_e médio), da relação sinal/ruído (SNR) e da energia do bit E_b (E_b/N_0), pela da variação desses parâmetros, mantendo-se constantes outros valores; comparações entre os sistemas, e comparações entre os resultados dos desempenhos das técnicas de diversidades RAKE, EGC e MRC nos sistemas. Em todos os sistemas, assume-se a modulação BPSK. Finalmente são realizados conclusões sobre os resultados obtidos.

6.2 Multi-Portadora CDMA

O sistema assume os seguintes parâmetros: número de usuários, $K = 10$, comprimento do código PN , no caso de única portadora, $N_1 = 60$, número de trajetos, no caso de única portadora, $L_1 = 4$, número de sub-rajadas, $R = 1$, coeficiente de correlação $\rho = 0,25$, $\lambda = 1$ e número de portadoras, M variável. Os parâmetros relacionados acima serão utilizados na simulação dos resultados. Nos testes realizados é mostrado os efeitos que esses parâmetros causam sobre o sistema, como: número de portadoras M , número de trajetos L e variação de λ . O perfil do sistema varia em uniforme e exponencial conforme as Equações (2.8) e (2.9) do Capítulo 2 deste trabalho.

6.2.1 Efeito do número de portadoras, M

As Figuras 6.1 a 6.4 mostram a variação do número de portadoras, $M = 1, 2, 3$ e 4 , nos gráficos $SNR \times Pe \text{ médio } (\bar{P}_e)$ e $Eb/No(dB) \times Pe \text{ médio } (\bar{P}_e)$. O número de usuários K varia entre 10 à 20. Na Figura 6.1, o perfil é uniforme e pode-se verificar que para um valor SNR fixo, a performance do sistema aumenta, ou seja, a probabilidade média de erro diminui à medida que o número de portadoras M aumenta. A Figura 6.2 é similar à Figura 6.1, para um perfil exponencial. Pode-se observar na Figura 6.3, que quando Eb/No aumenta de 0 a 30 dB, a probabilidade média para $M = 1$ decresce de $1,5 \times 10^{-1}$ para $4,5 \times 10^{-1}$ enquanto $M = 4$ decresce de 2×10^{-1} para 7×10^{-2} . Quando $M = R = 1$, o sistema assume o CDMA convencional. A Figura 6.4 é similar à Figura 6.3, para um perfil exponencial, e o desempenho do sistema multi-portadoras CDMA diminui.

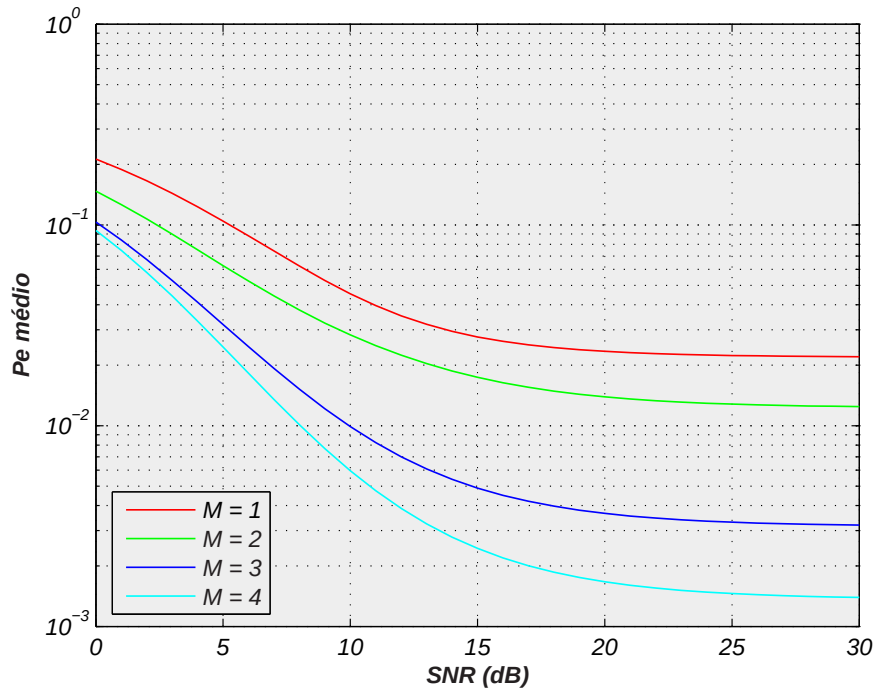


Figura 6.1: *Efeito do número de portadoras para $K = 10$ e perfil uniforme.*

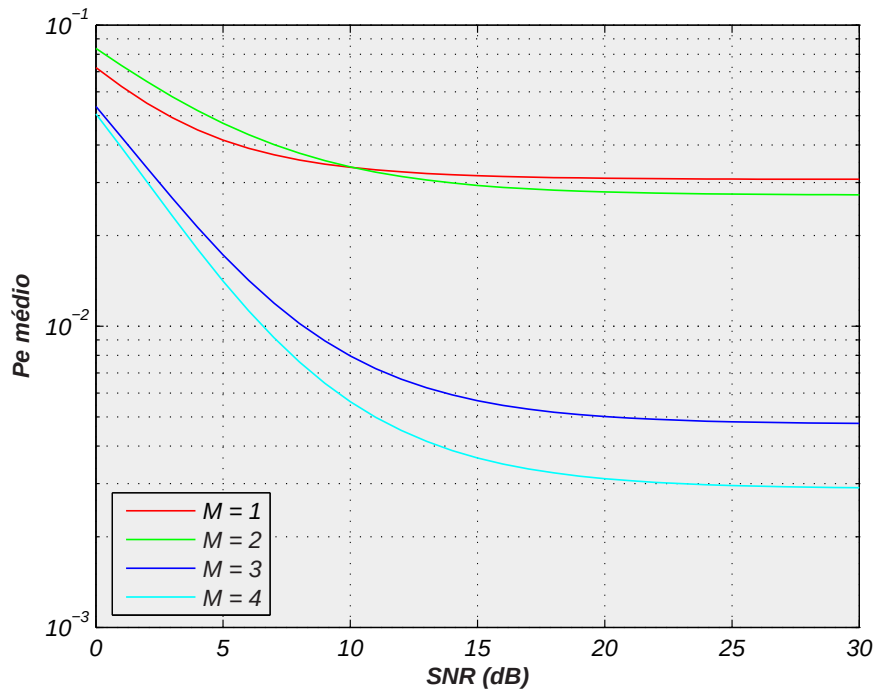


Figura 6.2: *Efeito do número de portadoras para $K = 10$ e perfil exponencial.*

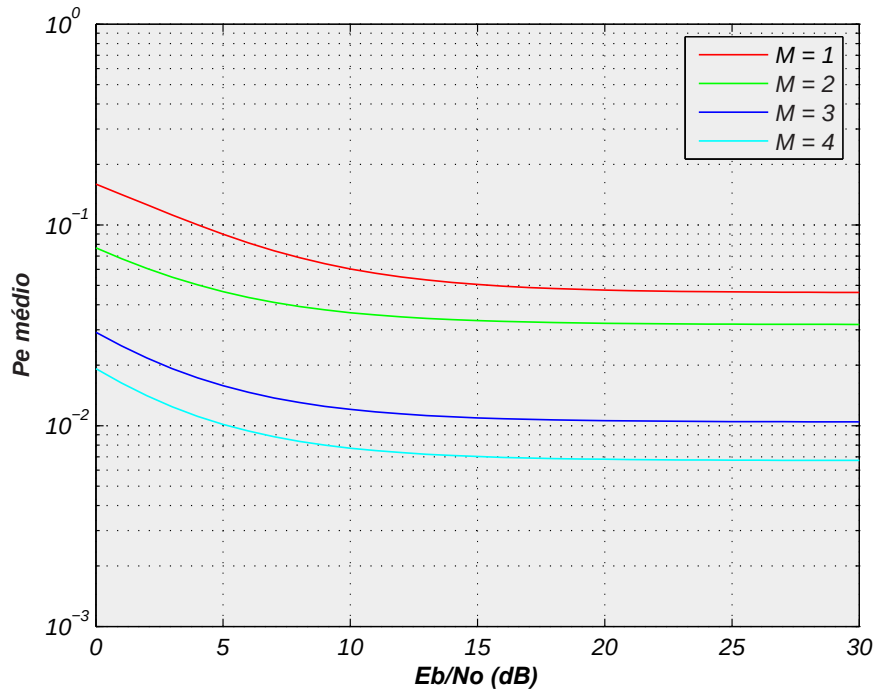


Figura 6.3: *Efeito do número de portadoras, para $K = 20$ e perfil uniforme.*

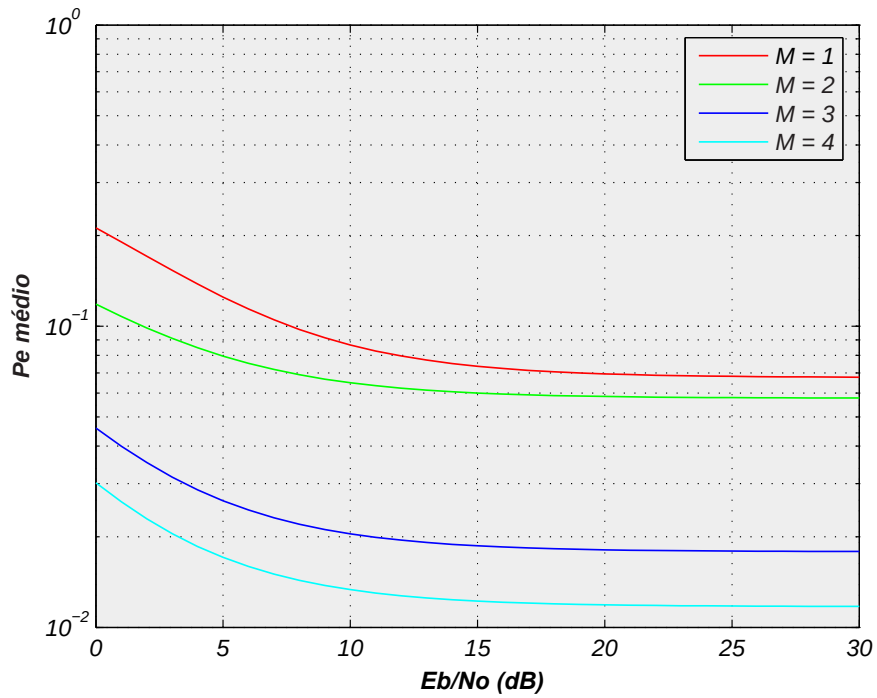


Figura 6.4: *Efeito do número de portadoras para $K = 20$ e perfil exponencial.*

6.2.2 Efeito do número de trajetos, L

As Figuras 6.5 e 6.6 mostram a variação do número de portadoras, $L = 1, 2, 3$ e 4, nos gráficos $SNR \times Pe$ médio ($\bar{P}_e$) e $E_b/N_0(dB) \times Pe$ médio ($\bar{P}_e$), considerando-se o número de portadoras $M = 6$. Na Figura 6.5 o perfil é uniforme, e pode-se observar que para um valor $SNR = 15$ dB, a performance do sistema aumenta à medida que diminui o número de trajetos. Na Figura 6.6, o perfil é exponencial e observando-se uma piora no sistema, quando E_b/N_0 aumenta de 0 a 30 dB.

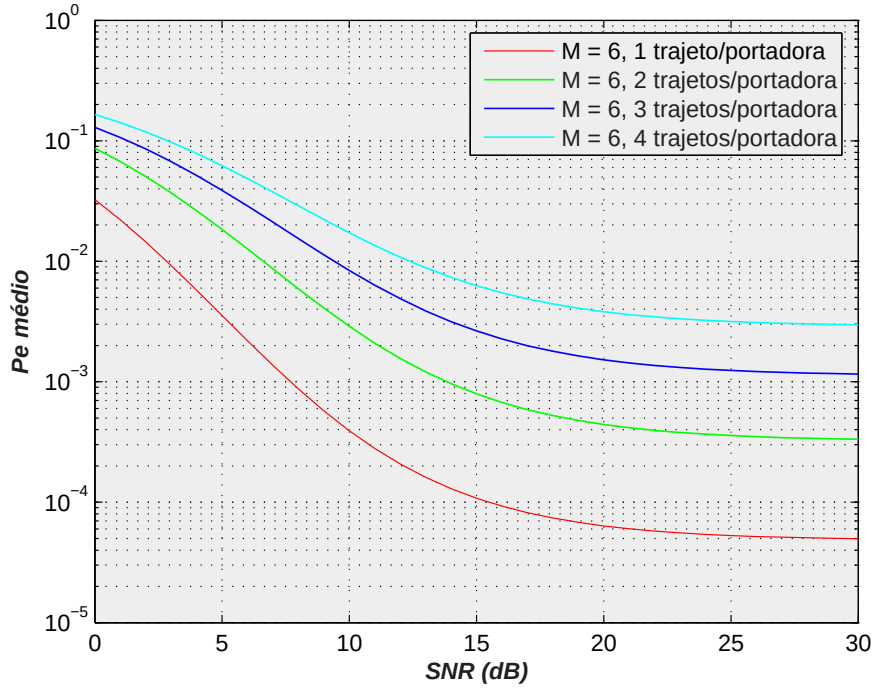


Figura 6.5: Efeito do número de trajetos para $M = 6$ e perfil uniforme.

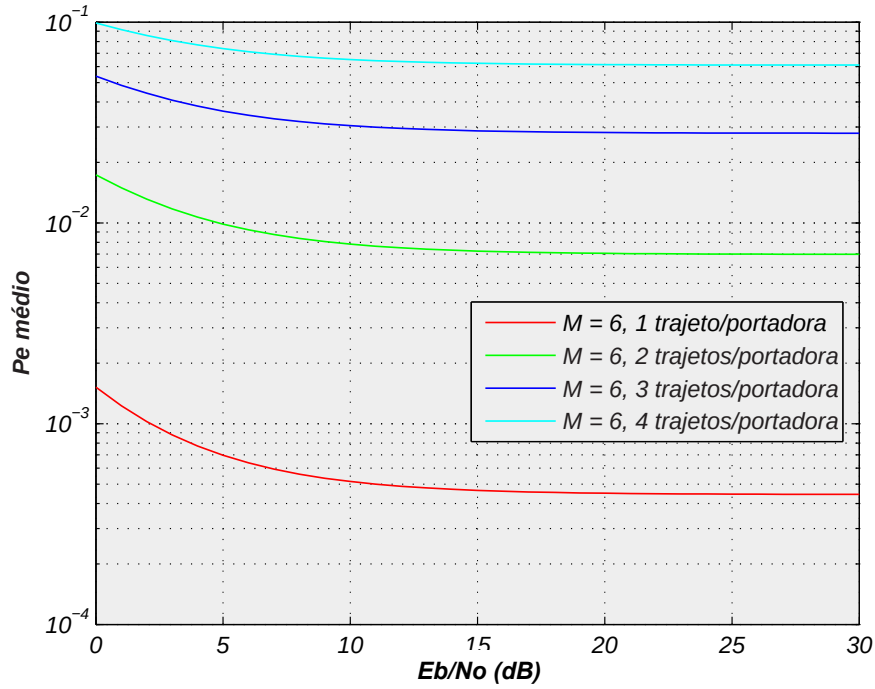


Figura 6.6: *Efeito do número de trajetos para $M = 6$ e perfil exponencial.*

6.2.3 Efeito na variação de λ trajeto de multi-freqüências

As Figuras 6.7 a 6.9 mostram a variação de λ , para um perfil uniforme e $L = 1, 2, 3$ e 4 , $M = 1, 2, 3$ e 4 nos gráficos $E_b/N_0(\text{dB}) \times Pe \text{ médio } (\bar{P}_e)$. Na Figura 6.7, assume-se que $\lambda = L$ (receptor RAKE por toda portadora) e pode-se observar uma alta performance do sistema, devido a sua diversidade. Na Figura 6.8, o número de portadoras é fixado em $M = 1$ e verifica-se a influência de λ sobre o sistema. Na Figura 6.9, assume-se que $\lambda = L$ (receptor RAKE por portadora) e pode-se verificar que para um valor E_b/N_0 (dB) fixo, a performance do sistema aumenta, ou seja, a probabilidade média de erro diminui à medida que o número de trajetos/portadora aumenta.

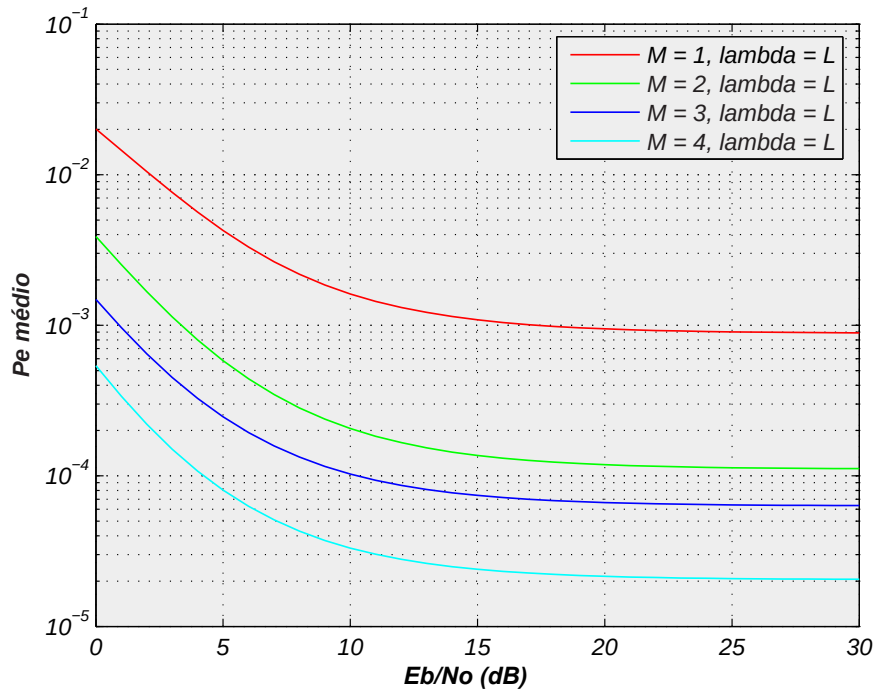


Figura 6.7: *Efeito de λ para o receptor RAKE variando o número de portadoras M .*

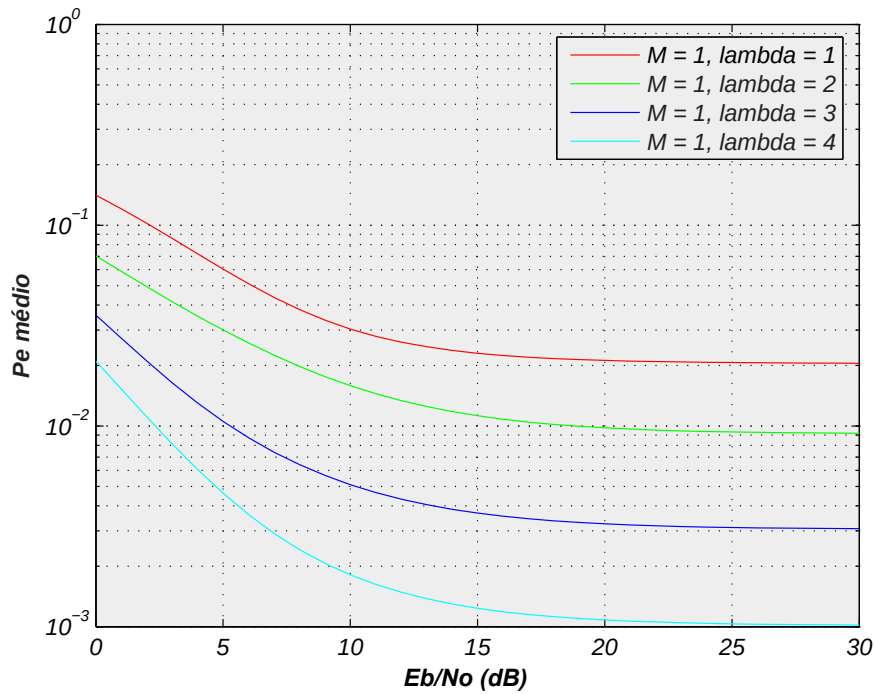


Figura 6.8: *Efeito de λ quando $M = 1$.*

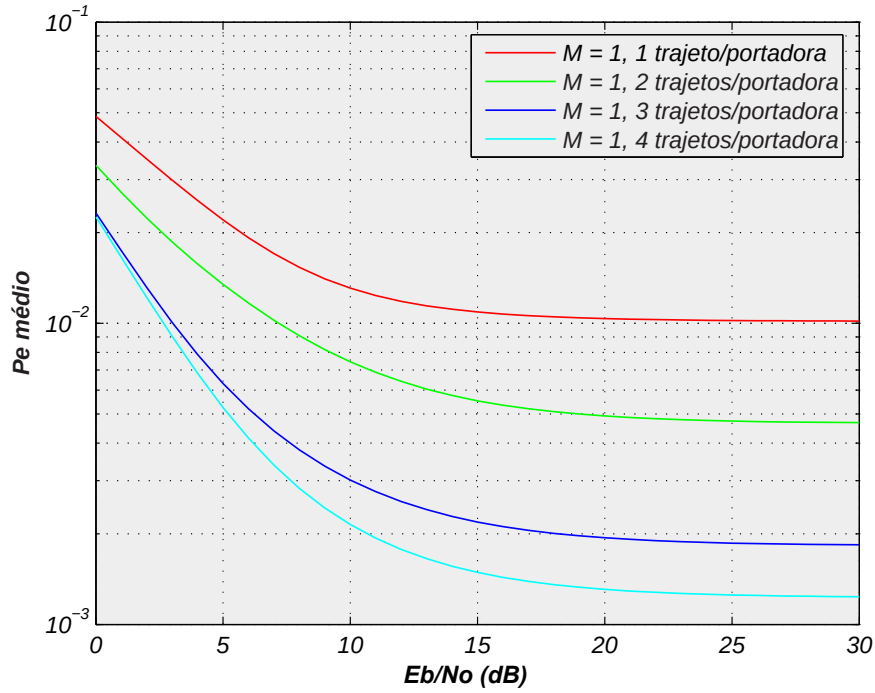


Figura 6.9: *Efeito de λ para receptor RAKE quando $M = 1$.*

6.3 Multi-Códigos CDMA

O sistema assume os seguintes parâmetros: taxa de bits para a rajada de entrada $R_b = 10^6$ bps, número de trajetos $L = 3$, parâmetro *fading* de Nakagami $m = 2$ e fator de diversidade $D = 2$. A potência média recebida é $\Omega = 10$ dB, o número de chips por bit $N_1 = \frac{T}{T_c} = 64$, a taxa de chip é $R_c = 64 \times 10^6$ bps e sua duração $T_c = 15,625 \times 10^{-9}$ seg.

6.3.1 Efeito do número de sub-rajadas, R

As Figuras 6.10 a 6.15, mostram a variação do número de portadoras, $R = 1, 2, 4, 8, 16$ e 32 , nos gráficos $E_b/N_0(\text{dB}) \times \text{SNR}$ e $E_b/N_0(\text{dB}) \times Pe$ médio ($\bar{P}_e$), para receptores com diversidades EGC e MRC. Para $R = 1$, o

sistema assume a característica CDMA convencional, e para outros valores de R o sistema assume MC/SS-CDMA. O número de usuários é $K = 10, 20$ ou 40 influencia o desempenho do sistema para as mesmas quantidades de sub-rajadas R . A Figura 6.10, para um receptor EGC, pode-se observar que quanto maior o número de sub-rajadas R maior o valor de SNR, melhor o desempenho do sistema. O mesmo acontece na Figura 6.13, para um receptor MRC. Nas Figuras 6.11 e 6.12, utiliza-se um receptor EGC, quando E_b/N_0 aumenta de 0 a 50 dB, o desempenho do sistema melhora, e essa melhoria é mais perceptível para valores maiores de R . Isto é, $R = 1$, P_e médio é de aproximadamente 10^{-1} , mas para $R = 32$, P_e médio diminui para 10^{-7} como mostrado na Figura 6.11. O mesmo acontece nas Figuras 6.14 e 6.15, para um receptor MRC. Isso mostra que, o sistema de multi-códigos, possuiu uma boa performance em relação a um sistema com um único código.

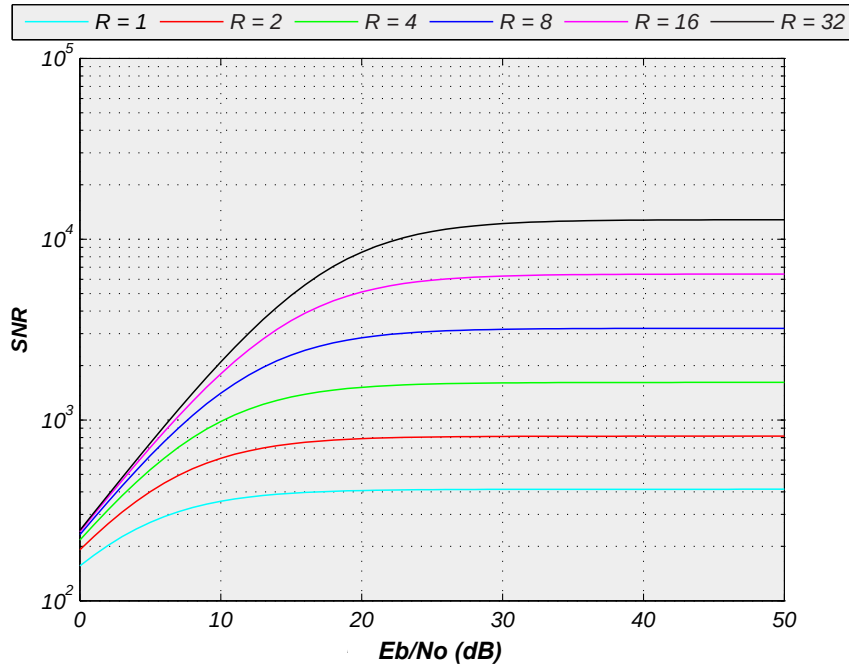


Figura 6.10: Desempenho do receptor EGC para diferentes sub-rajadas R e $K = 10$.

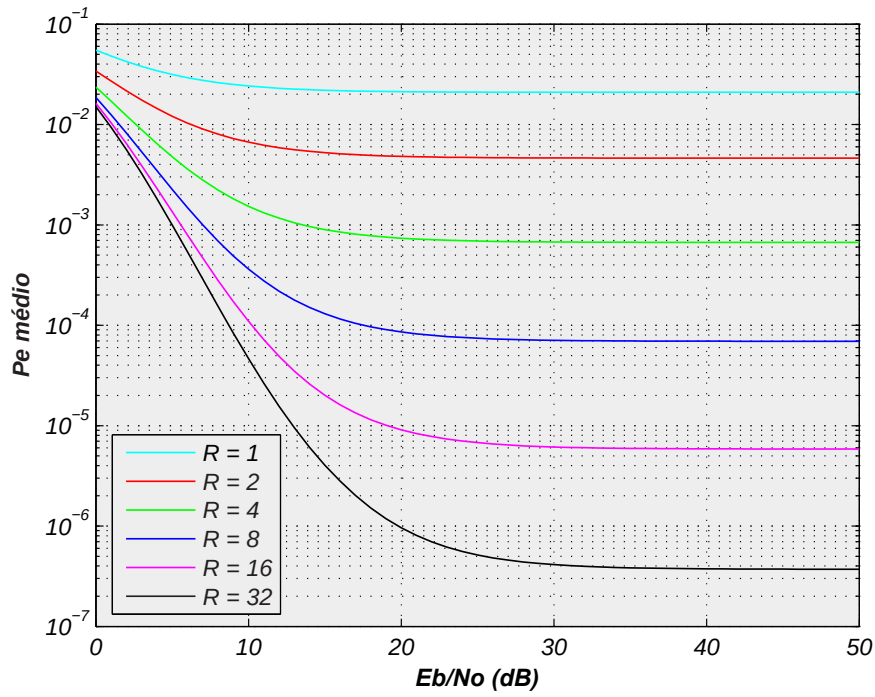


Figura 6.11: Desempenho do receptor EGC para diferentes sub-rajadas R e $K = 20$.

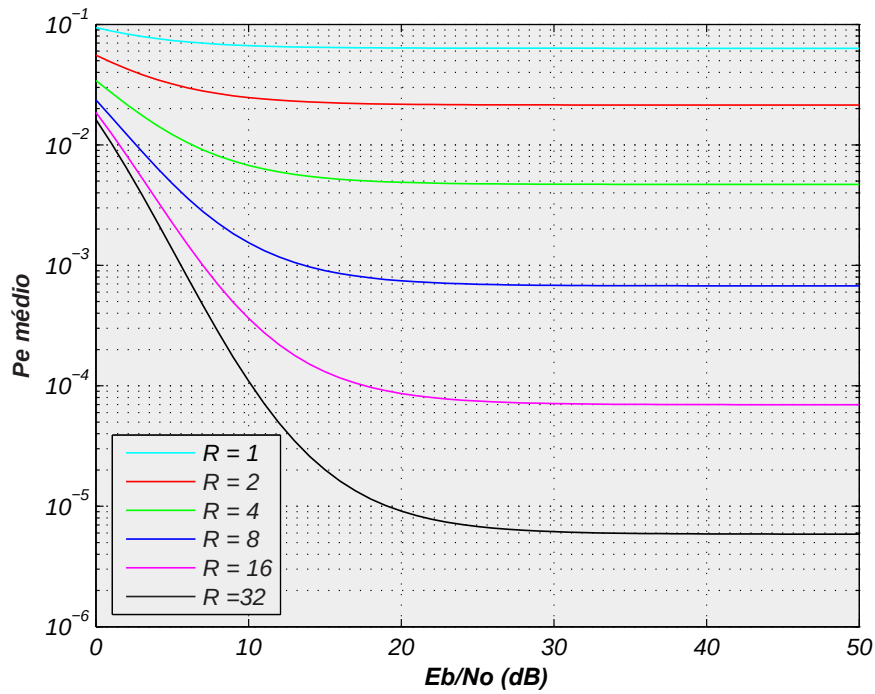


Figura 6.12: Desempenho do receptor EGC para diferentes sub-rajadas R e $K = 40$.

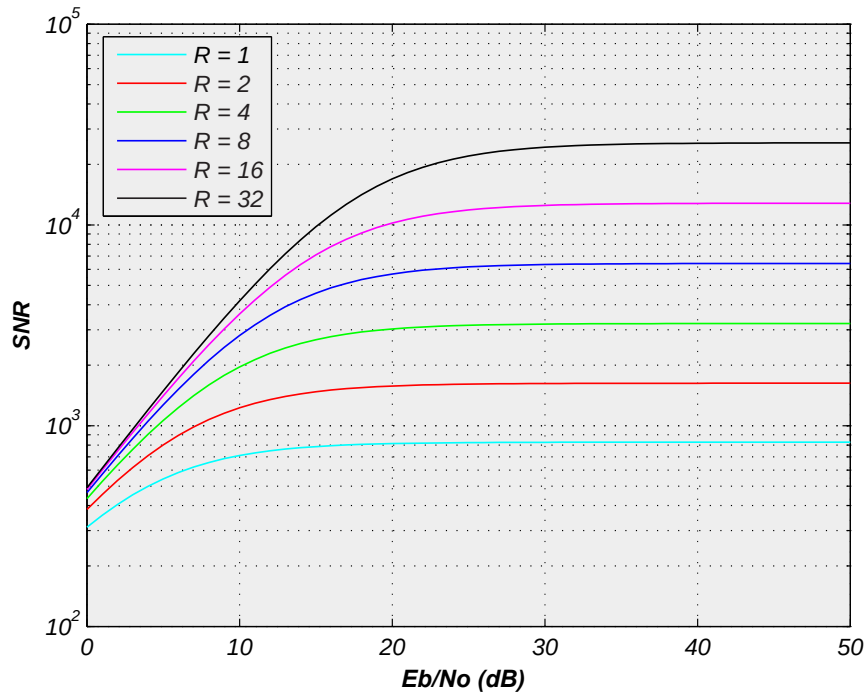


Figura 6.13: Desempenho do receptor MRC para diferentes sub-rajadas R e $K = 10$.

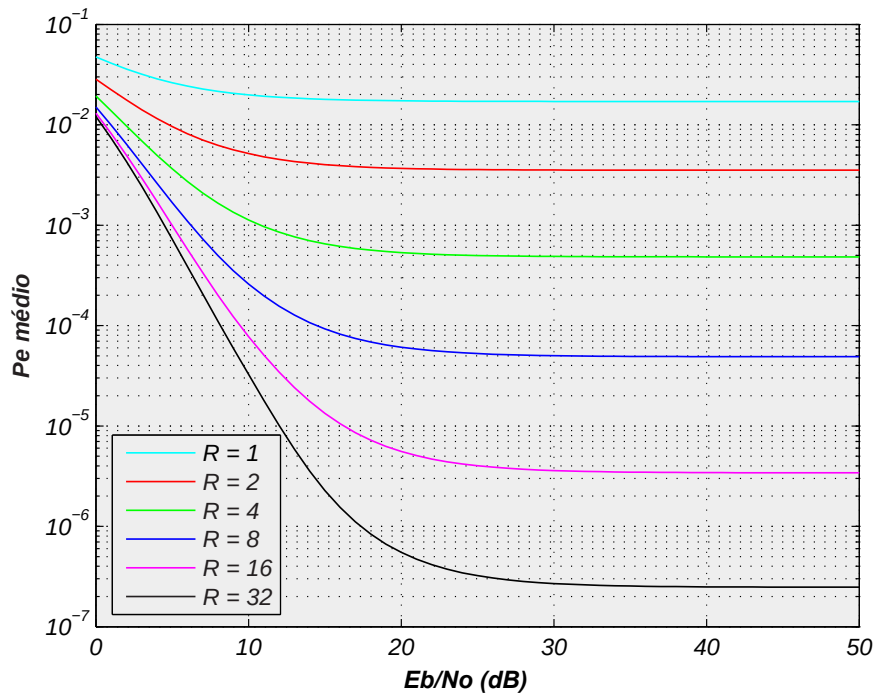


Figura 6.14: Desempenho do receptor MRC para diferentes sub-rajadas R e $K = 20$.

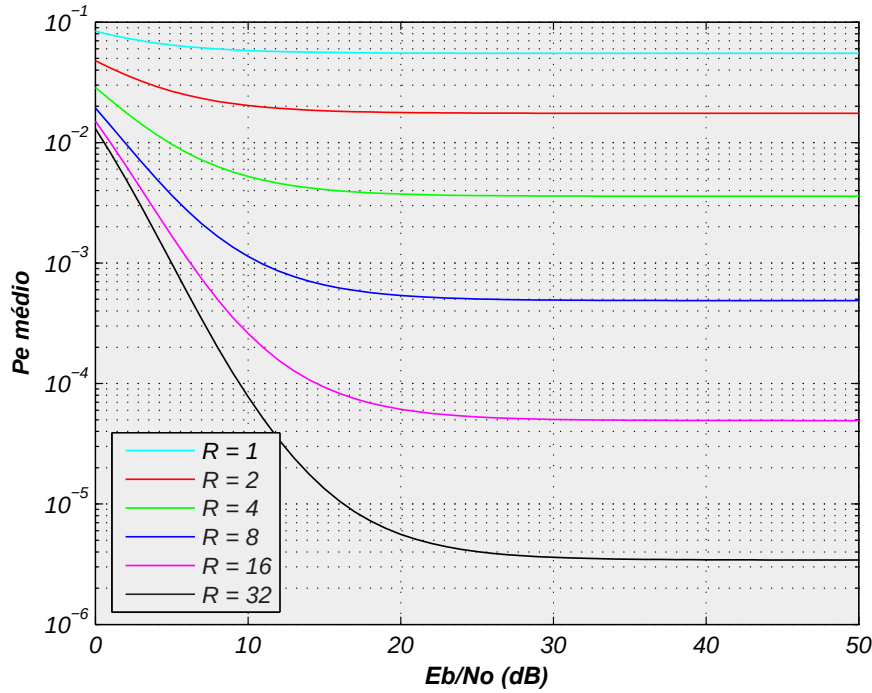


Figura 6.15: Desempenho do receptor MRC para diferentes sub-rajadas R e $K = 40$.

6.3.2 Efeito do número de usuários, K

Nas Figuras 6.16 a 6.19, são traçados os gráficos $E_b/N_0(\text{dB}) \times P_e \text{ médio}$ ($\bar{P}_e$), para valores de $K = 1, 5, 10$ e 20 e para os receptores com diversidades EGC e MRC. Nelas pode-se verificar que o aumento das sub-rajadas ($R = 8$ ou 16) influencia nos resultados. As Figuras 6.16 e 6.17 mostram que, para um receptor EGC, inicia-se quase com os mesmos P_e médios, entretanto, quando o valor de E_b/N_0 aumenta, o sistema para diferentes valores de K , obtêm diferentes valores de P_e médio, refletindo em uma melhora na performance do sistema. O mesmo ocorre nas Figuras 6.18 e 6.19, para um receptor MRC.

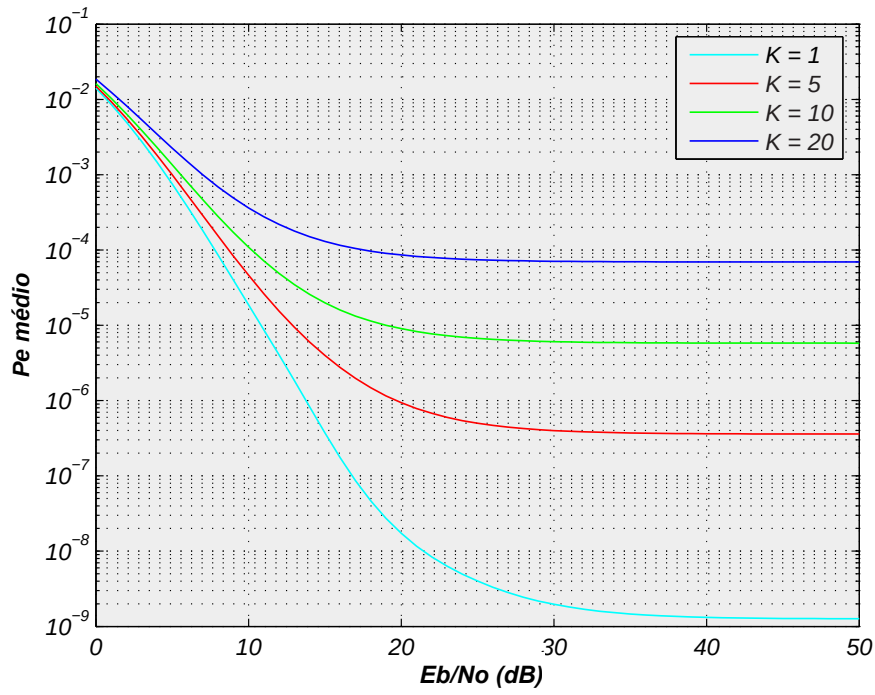


Figura 6.16: Efeito do número de usuários K no receptor EGC para $R = 8$.

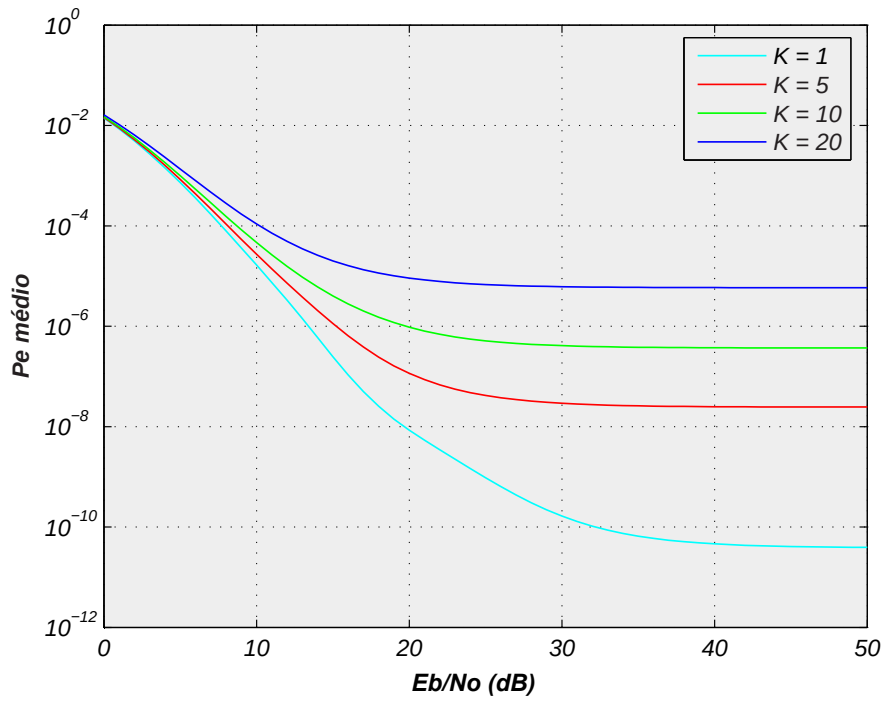


Figura 6.17: Efeito do número de usuários K no receptor EGC para $R = 16$.

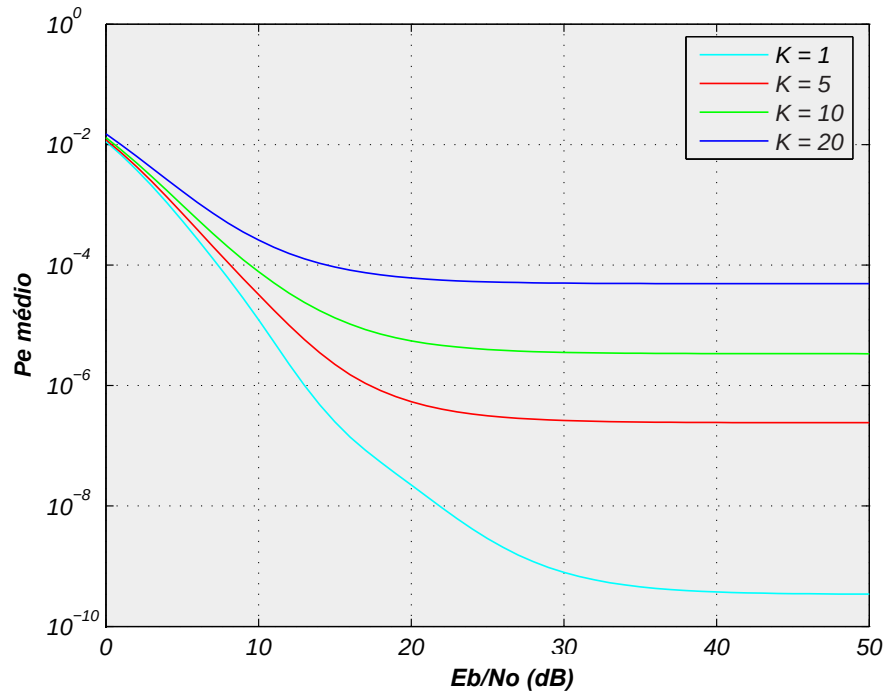


Figura 6.18: *Efeito do número de usuários K no receptor MRC para $R = 8$.*

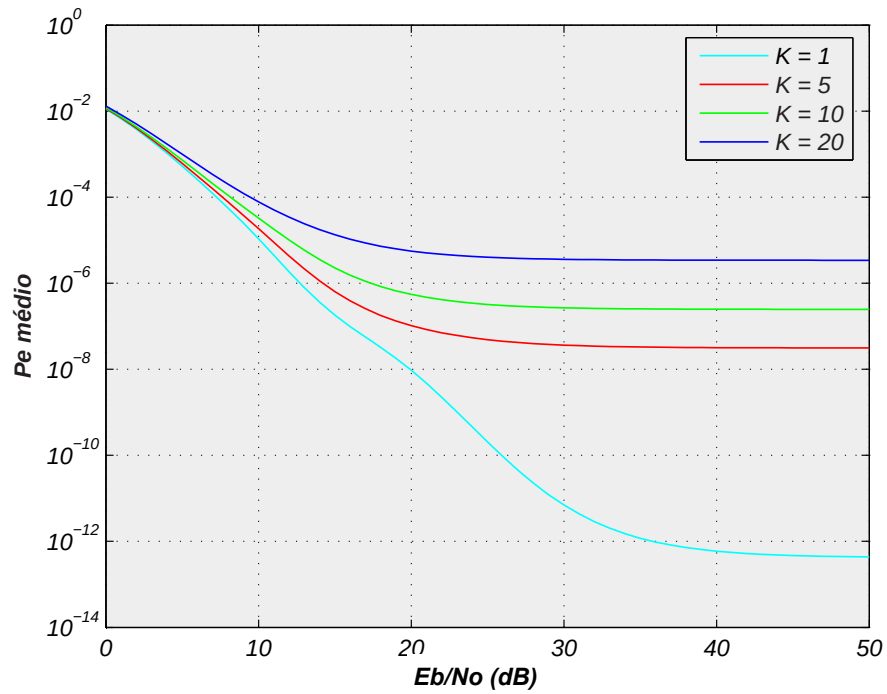


Figura 6.19: *Efeito do número de usuários K no receptor MRC para $R = 16$.*

6.3.3 Efeito dos diferentes níveis de potência, E_b/N_0

As Figuras 6.20 e 6.21, mostram os gráficos de Pe médio ($\bar{P}_e$) $\times K$ para valores de $E_b/N_0 = 10, 15$ e 30 dB e receptores com diversidade EGC e MRC, respectivamente. Nelas são mantidos o número de sub-rajadas, $R = 16$ e o número de usuários, $K = 10$. Pode-se observar nessas figuras que ao aumentar o nível de potência E_b/N_0 , o Pe médio do sistema diminui, principalmente quando o número de usuários é menor, apresentando dessa maneira um melhor desempenho.

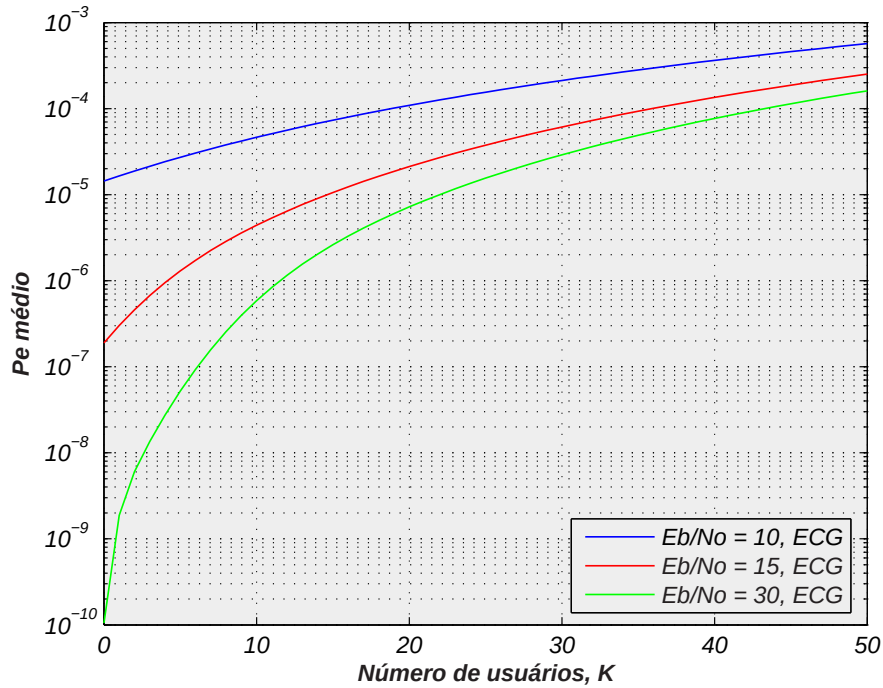


Figura 6.20: Efeito dos diferentes níveis de potência no receptor EGC.

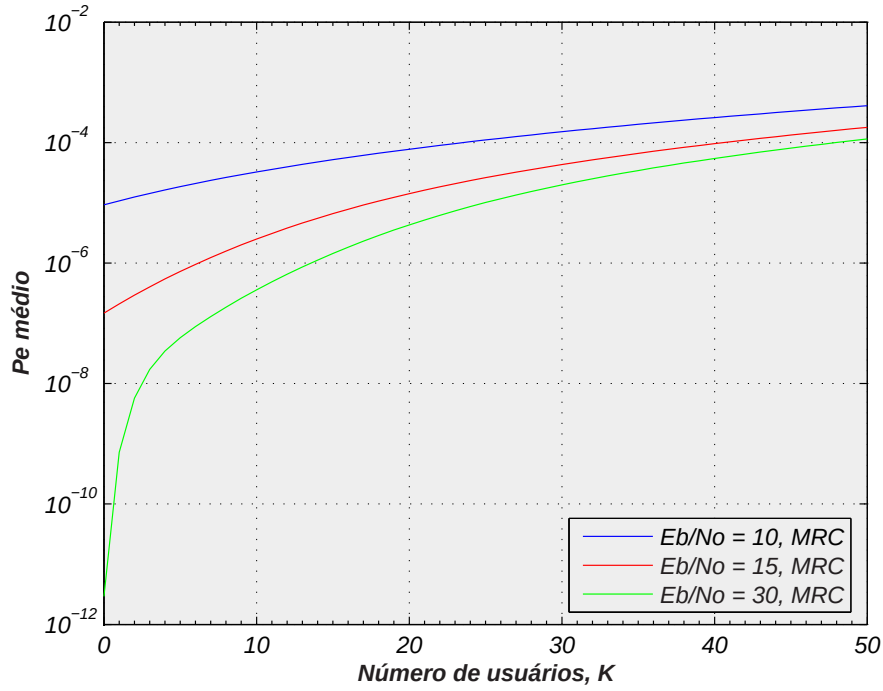


Figura 6.21: Efeito dos diferentes níveis de potência no receptor MRC.

6.3.4 Efeito do número de trajeto, L

As Figuras 6.22 e 6.23 ilustram os gráficos de $E_b/N_0(\text{dB}) \times P_e$ médio ($\bar{P}_e$), para um receptor com diversidades EGC e MRC, respectivamente, com número de sub-rajadas, $R = 8$, número de usuários $K = 8$ e valores de $L = 1, 3$ e 5 . As curvas iniciam com o mesmo P_e médio. Entretanto, pode-se observar nessas figuras uma redução no valor de P_e médio com o aumento de E_b/N_0 , sendo essa redução mais acentuada para L menores. Isso mostra que a interferência de multi-trajetos (MPI) causa uma diminuição no desempenho do sistema.

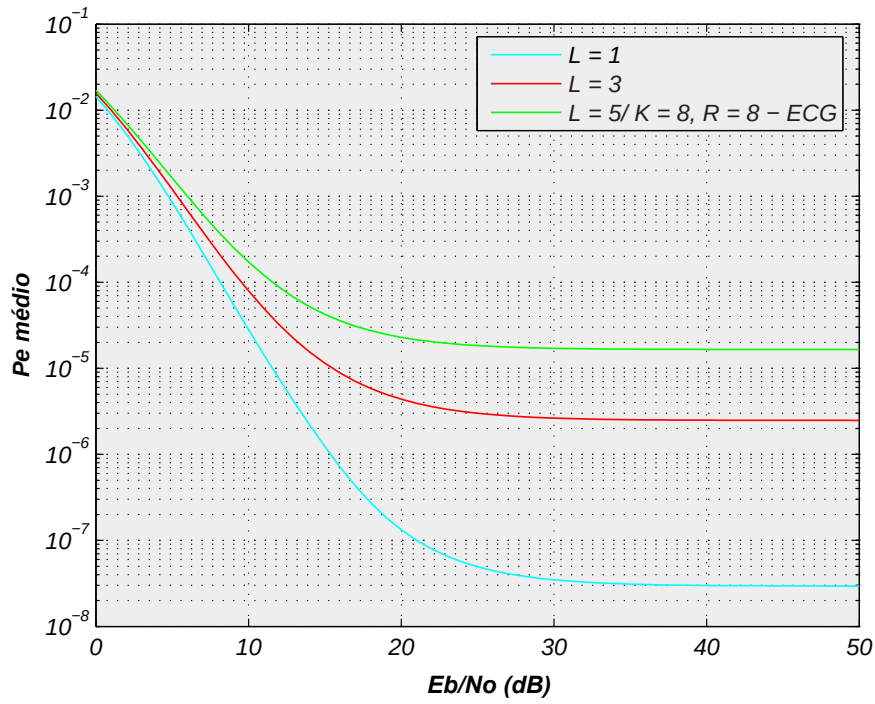


Figura 6.22: Desempenho do receptor EGC para diferentes trajetos L .

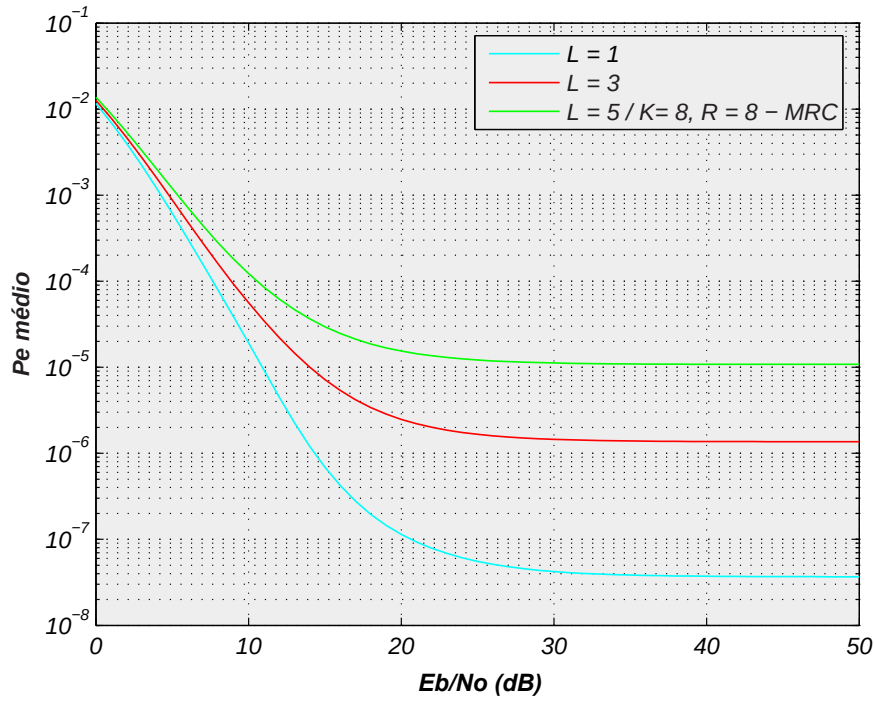


Figura 6.23: Desempenho do receptor MRC para diferentes trajetos L .

6.3.5 Efeito do parâmetro *fading*, m

As figuras 6.24 e 6.25, mostram os gráficos de $E_b/N_0(\text{dB}) \times P_e$ médio ($\bar{P}_e$), para receptores com diversidades EGC e MRC. O número de sub-rajadas é $R = 16$ e o número de usuários, $K = 10$. Têm-se os modelos de Ricean, Rayleigh e Gaussiano para valores aproximado de Nakagami, $m = \frac{1}{2}, 1, 2$, respectivamente. Para $m = 2$, o desempenho de P_e médio é melhor do que para $m = 1$ e $m = \frac{1}{2}$. O modelo de canal *fading* de Ricean é melhor para propagação *indoor*, enquanto os outros parâmetros são adequados para ambientes urbanos.

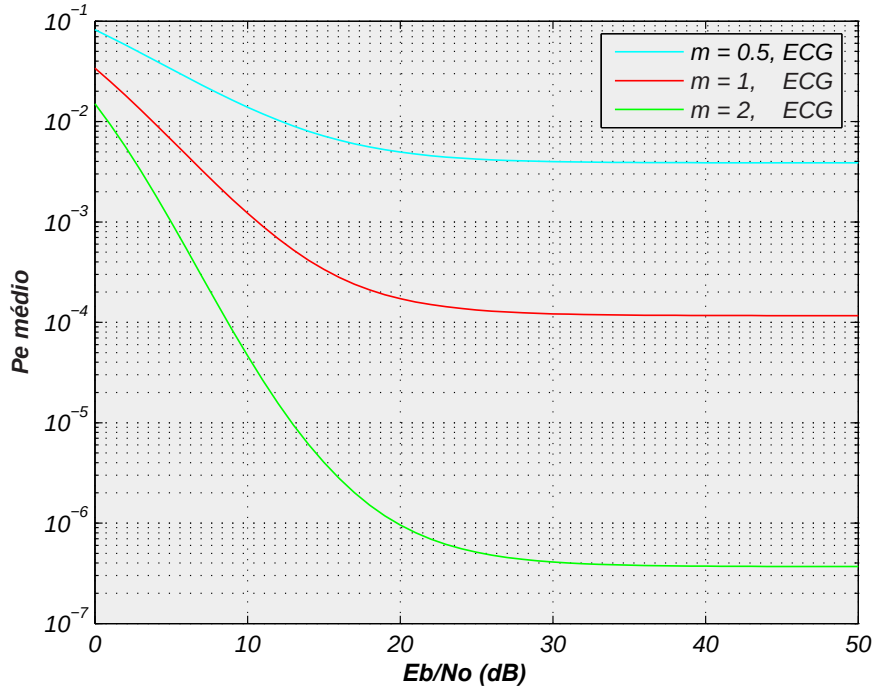


Figura 6.24: Desempenho de EGC para diferentes *fading* m .

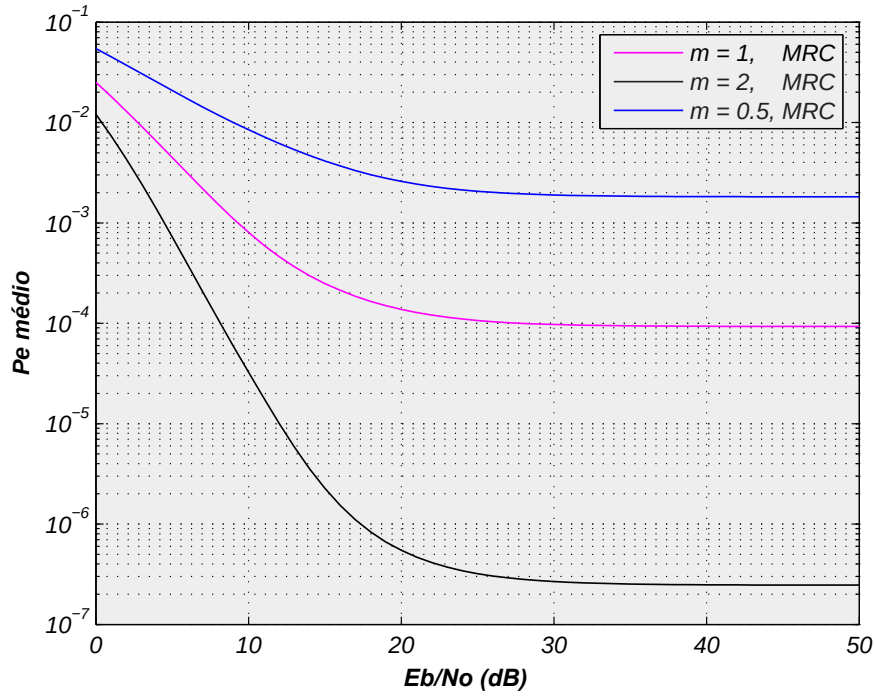


Figura 6.25: Desempenho de MRC para diferentes fading m .

6.3.6 Efeito do fator de diversidade, D

As Figuras 6.26 e 6.27 ilustram os gráficos de $E_b/N_0(\text{dB}) \times P_e$ médio ($\bar{P}_e$), para receptores de diversidades EGC e MRC, mantendo-se o número de sub-rajadas, $R = 16$ e o número de usuários, $K = 10$ e o fator de diversidade varia de $D = 1, 2$ e 3 . Para $D = 1$, não existe diversidade, com isso pode-se verificar nessas figuras um pior desempenho em relação aos outros valores de diversidade.

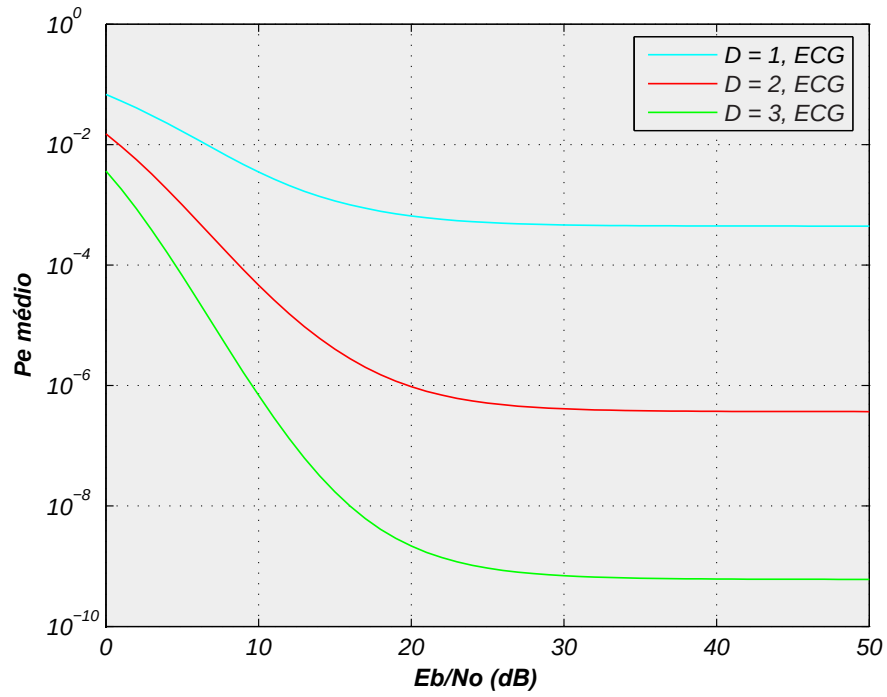


Figura 6.26: Desempenho do receptor EGC para diferentes diversidade D .

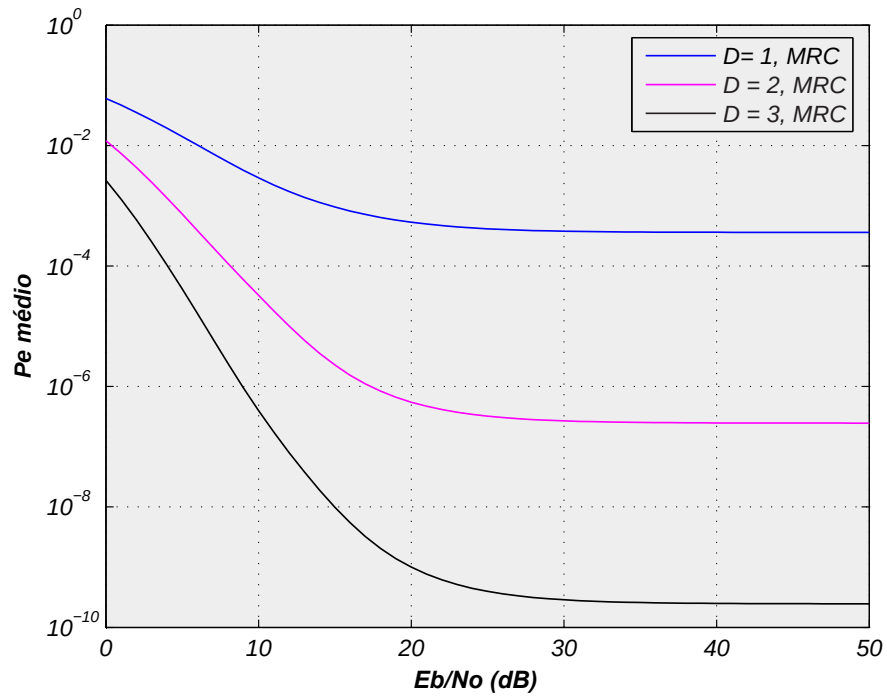


Figura 6.27: Desempenho do receptor MRC para diferentes diversidade D .

6.3.7 Efeito da diversidade

As Figuras 6.28 a 6.31, são comparados os desempenhos dos receptores com diversidades EGC e MRC, pela relação $E_b/N_o(dB) \times Pe$ médio ($\bar{P}_e$). Pode-se observar nas figuras que a diversidade MRC apresenta um melhor desempenho do que diversidade EGC, a partir $E_b/N_o = 20$.

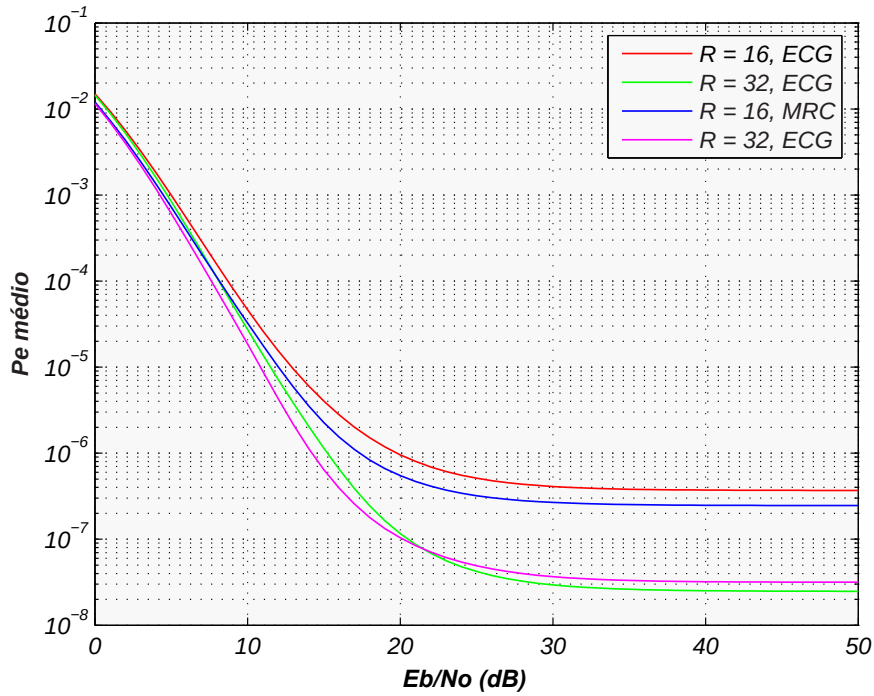


Figura 6.28: Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes sub-rajadas R e $K = 10$.

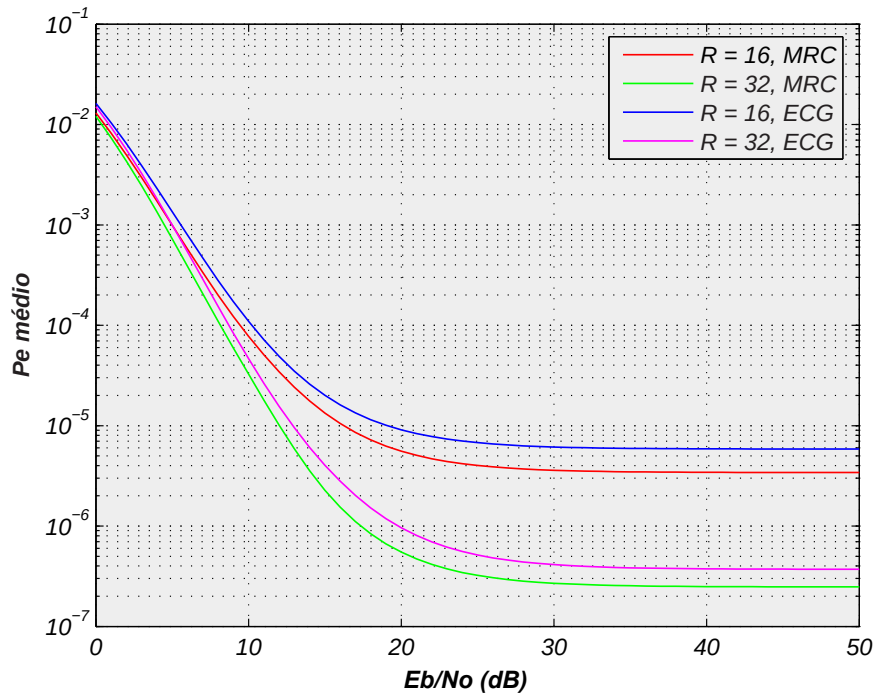


Figura 6.29: Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes sub-rajadas R e $K = 20$.

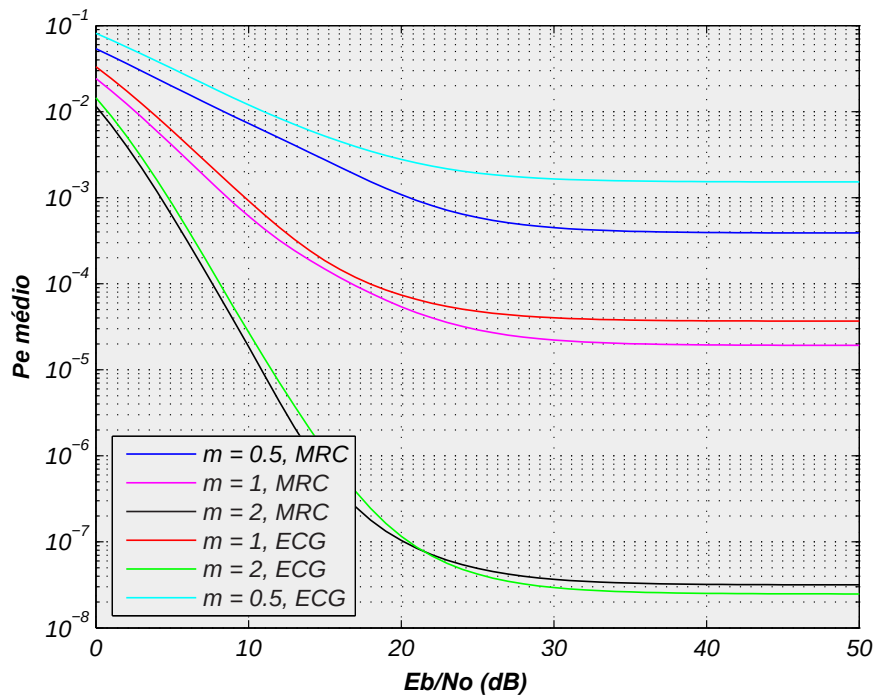


Figura 6.30: Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes fading m e $R = 32$.

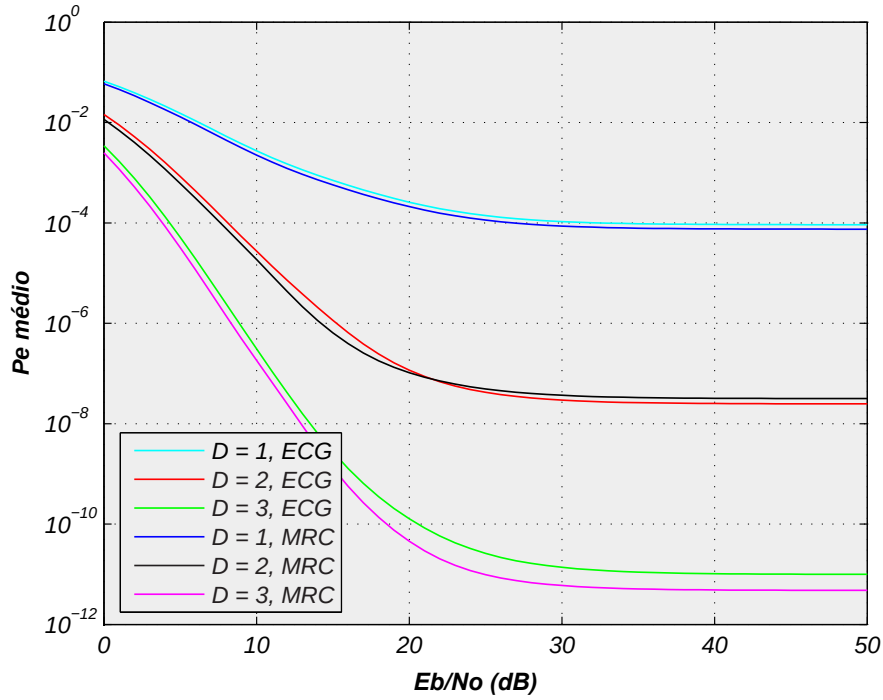


Figura 6.31: Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes fading m e $R = 32$.

6.4 Multi-portadoras e Multi-códigos CDMA

Nos testes realizados com multi-portadoras e multi-códigos CDMA, assume-se os seguintes parâmetros: parâmetro *fading* de Nakagami $m = 1$ (*Rayleigh*), número de multi-trajetos, $L = 3$, número de sub-rajadas $R = 8$, número de portadoras $M = 8$, número de usuários $K = 20$, potência média, $\Omega = 10$ dB e fator depreciação para multi-trajetos $\delta = 5 \times 10^{-7}$. O número de chips por bit, para CDMA convencional é $N_1 = 4$, onde $N_a = N_1 \times R$ e $N_c = N_1 \times R \times M$. A largura de faixa, $B = 1$ MHz, e $B = \frac{1}{T_1}$, $T_c = \frac{T_1}{N_1}$.

6.4.1 Efeito do número de sub-rajadas, R

As figuras 6.32 e 6.33, mostram a variação do número de portadoras, $R = 2, 4, 8, 16$ e 32 , nos gráficos de $E_b/N_0(\text{dB}) \times Pe \text{ médio } (\bar{P}_e)$ e $E_b/N_0(\text{dB}) \times SNIR$, respectivamente. Na Figura 6.32, quando E_s/N_0 aumenta de 0 a 50 dB, o desempenho do sistema melhora e para o sistema de $R = 32$ essa melhoria é mais significativa do que no sistema com $R = 2$. O mesmo acontece na Figura 6.33, a relação sinal/ruído é bem maior para $R = 32$ do que para $R = 2$.

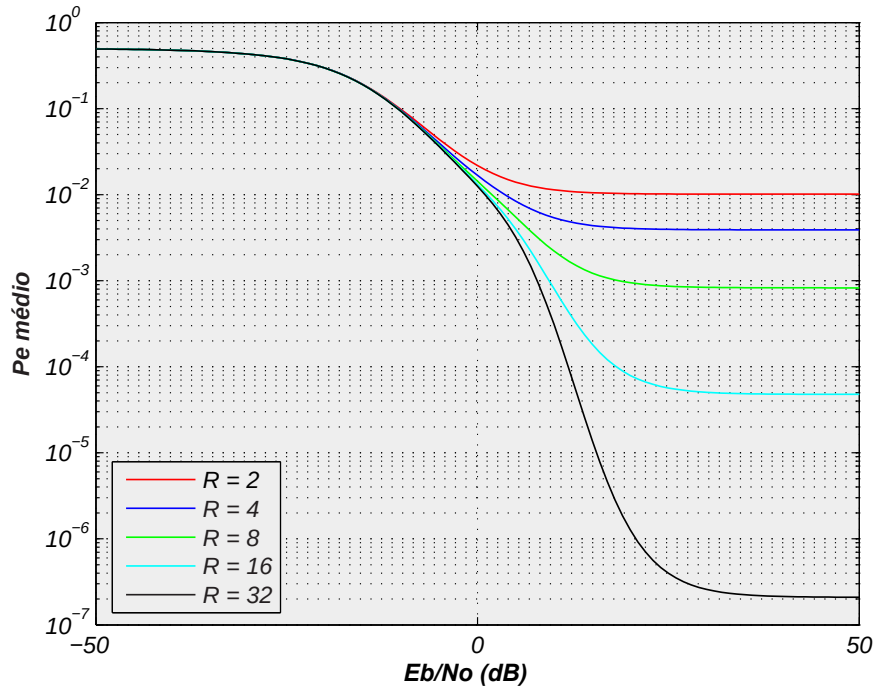


Figura 6.32: Desempenho do sistema MC/MC-CDMA para diferentes sub-rajadas R .

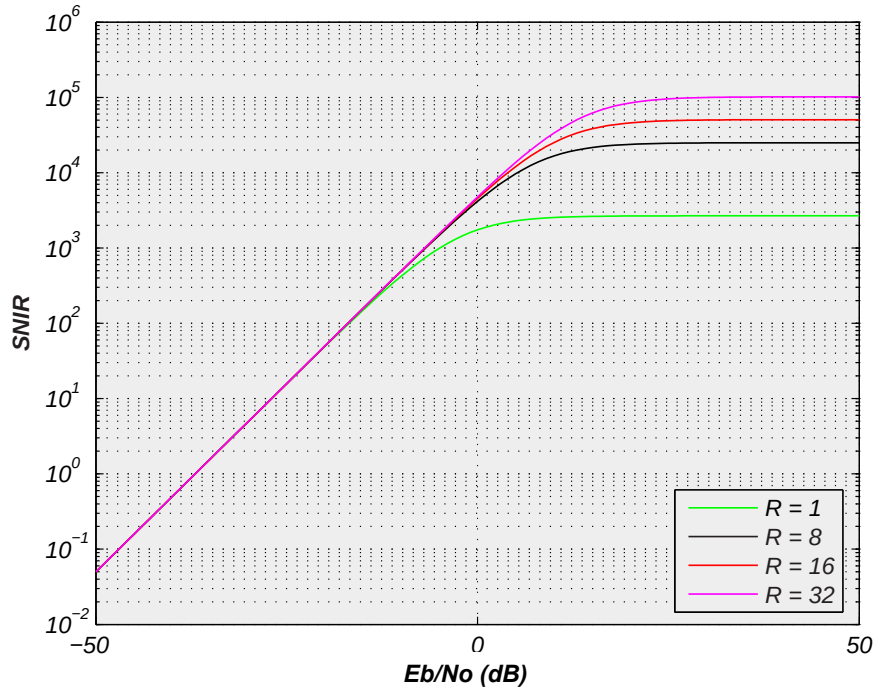


Figura 6.33: Desempenho do sistema MC/MC-CDMA para diferentes sub-rajadas R .

6.4.2 Efeito do número de usuários, K

As Figuras 6.34 e 6.35, ilustram a variação do número de portadoras, $K = 10, 20, 40$ e 80 , nos gráficos de $E_b/N_0(\text{dB}) \times P_e$ médio ($\bar{P}_e$) e $E_b/N_0(\text{dB}) \times SNIR$, respectivamente. Pode-se observar na Figura.6.34 que o desempenho do sistema piora quando o número de usuários K aumenta. Isto acontece devido a interferência de multi-usuários (MUI). O mesmo acontece na Figura 6.35, quando o número de usuários K aumenta, SNIR diminui.

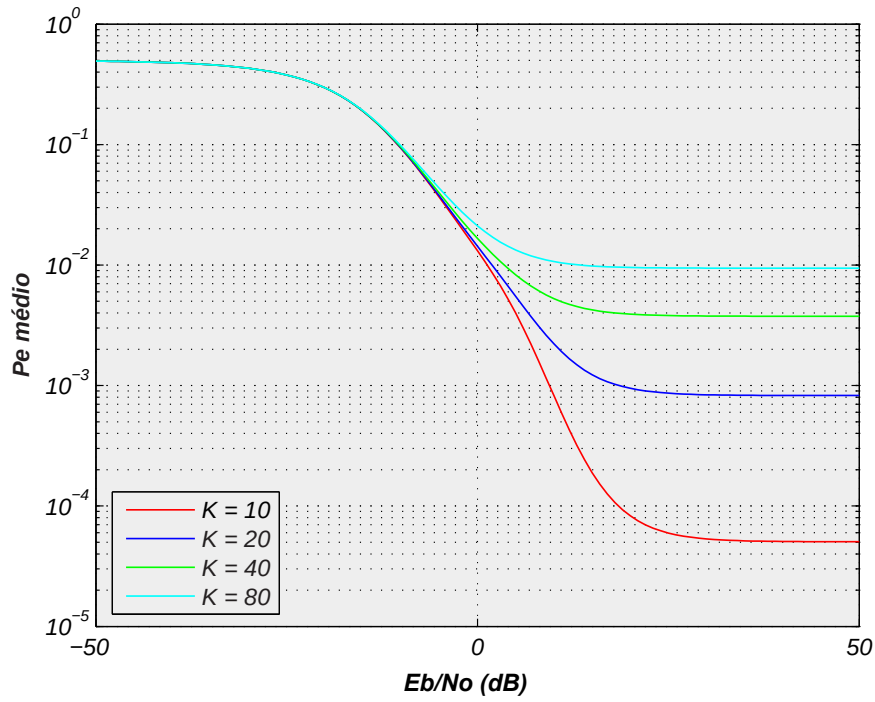


Figura 6.34: Desempenho do sistema MC/MC-CDMA para diferentes usuários K .

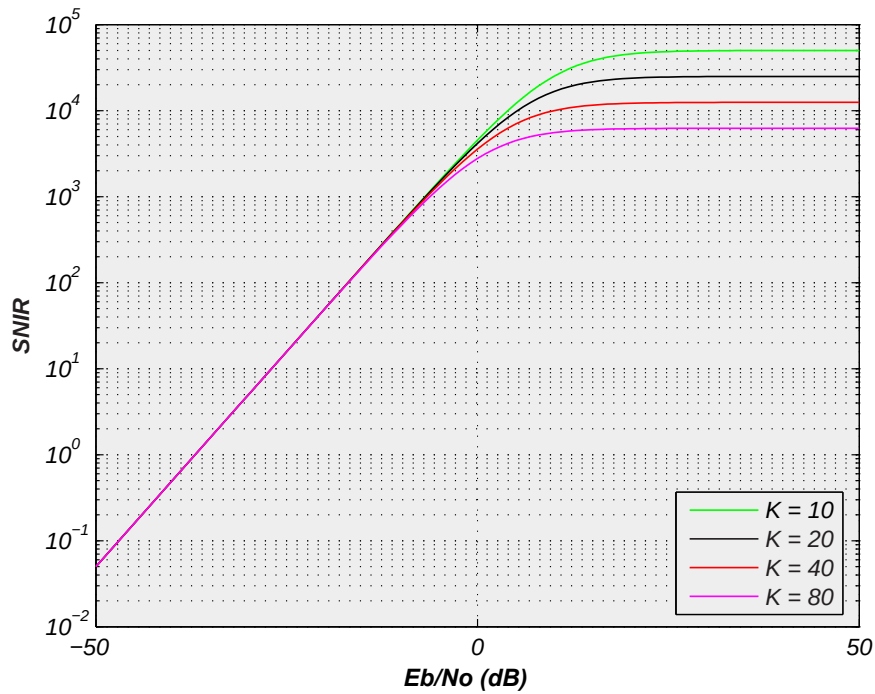


Figura 6.35: Desempenho do sistema MC/MC-CDMA para diferentes usuários K .

6.4.3 Efeito do número de portadoras, M

As Figuras 6.36 e 6.37, mostram os gráficos $E_b/N_0(\text{dB}) \times Pe \text{ médio } (\bar{P}_e)$ e $E_b/N_0(\text{dB}) \times SNIR$, respectivamente. O número de portadoras varia de $M = 2, 4, 8, 16$ e 32 . Pode-se verificar nessas figuras que com o aumento de M , existe uma diminuição no $Pe \text{ médio}$ e aumento $SNIR$, ou seja, uma melhora no desempenho.

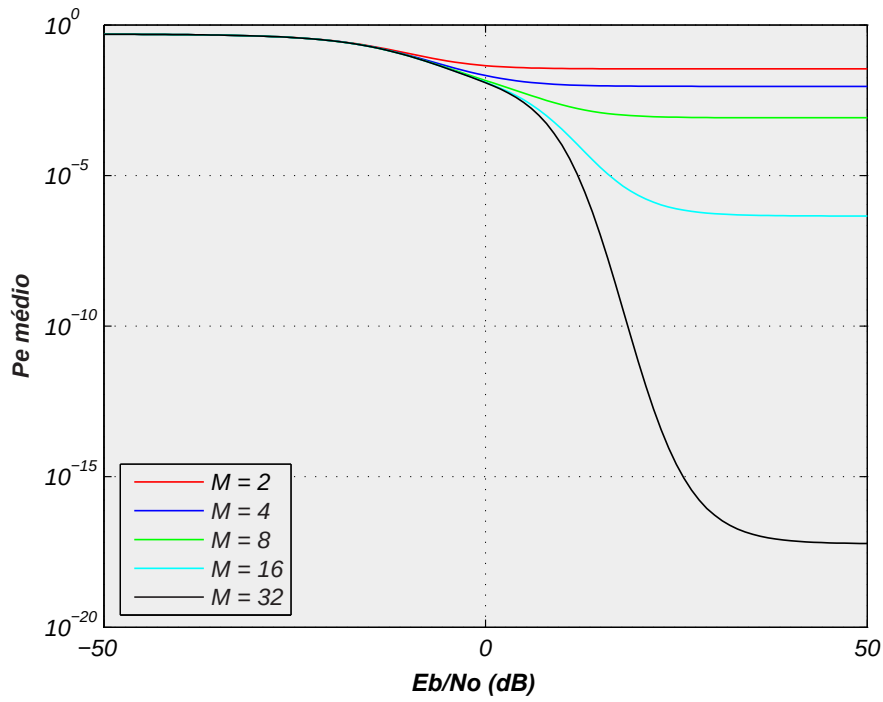


Figura 6.36: Desempenho do sistema MC/MC-CDMA para diferentes portadoras M .

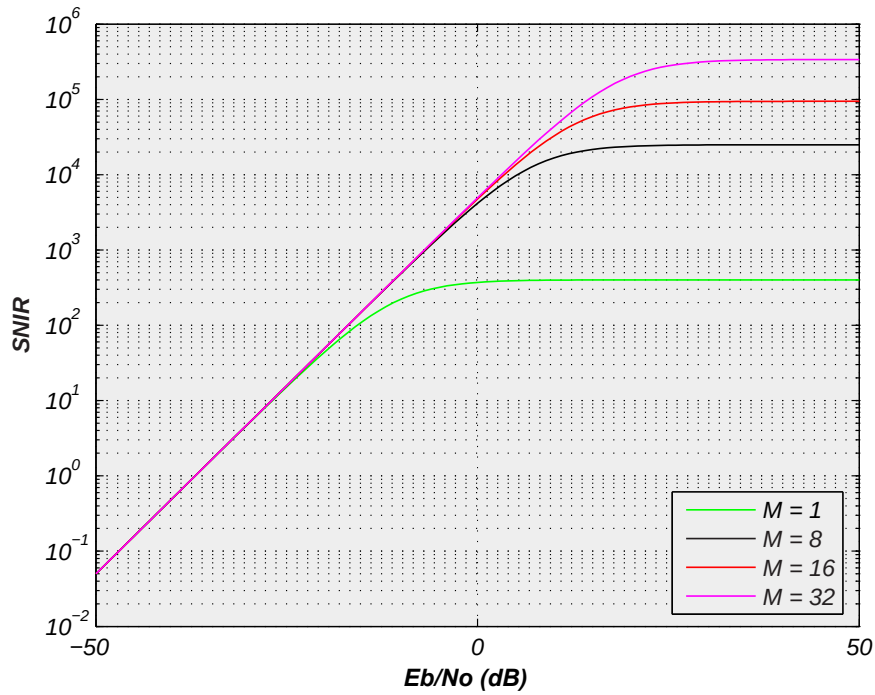


Figura 6.37: Desempenho do sistema MC/MC-CDMA para diferentes portadoras M .

6.4.4 Efeito dos diferentes níveis de potência, E_b/N_0

A Figura 6.38, ilustra o gráfico de Pe médio ($\bar{P}_e$) $\times K$ para valores de $E_b/N_0 = 10, 15$ e 30 dB. Pode-se observar nessa figura que o aumento no nível de potência (E_b/N_0), Pe médio do sistema diminui, principalmente quando um número menor de usuários e o desempenho melhora.

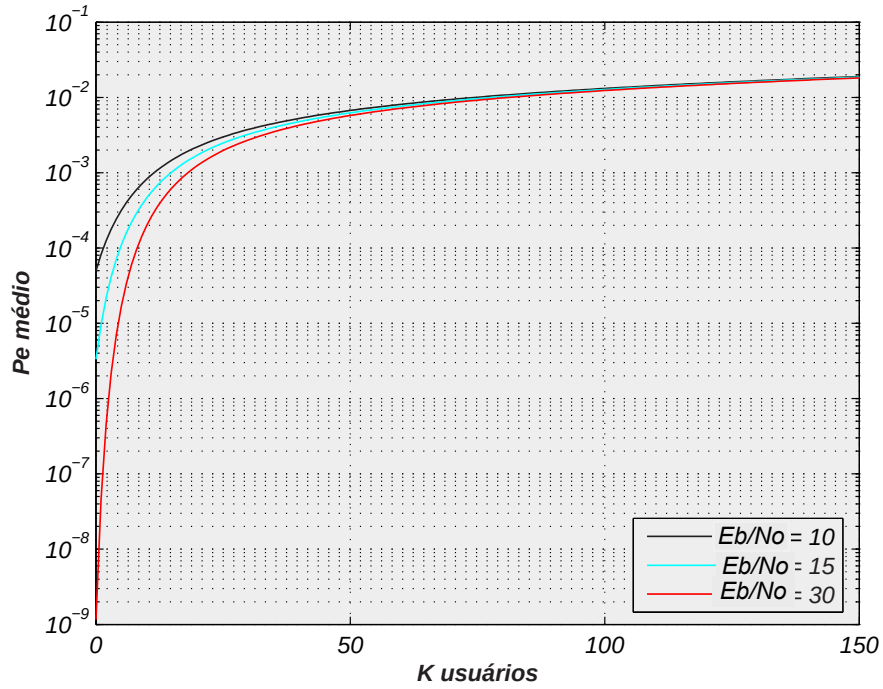


Figura 6.38: Efeito dos diferentes níveis de potência para o sistema MC/MC-CDMA.

6.4.5 Efeito do número de trajetos, L

As Figuras 6.39 e 6.40 mostram os gráficos de $E_b/N_0(\text{dB}) \times P_e$ médio ($\bar{P}_e$) e $E_b/N_0(\text{dB}) \times \text{SNIR}$, com valores de $L = 1, 3$ e 5 , respectivamente. Pode-se verificar nessas figuras que quanto menor L , menor o valor de P_e médio e maior o valor de SNIR, isso mostra que a interferência de multi-trajetos (MPI) causa uma redução no desempenho do sistema.

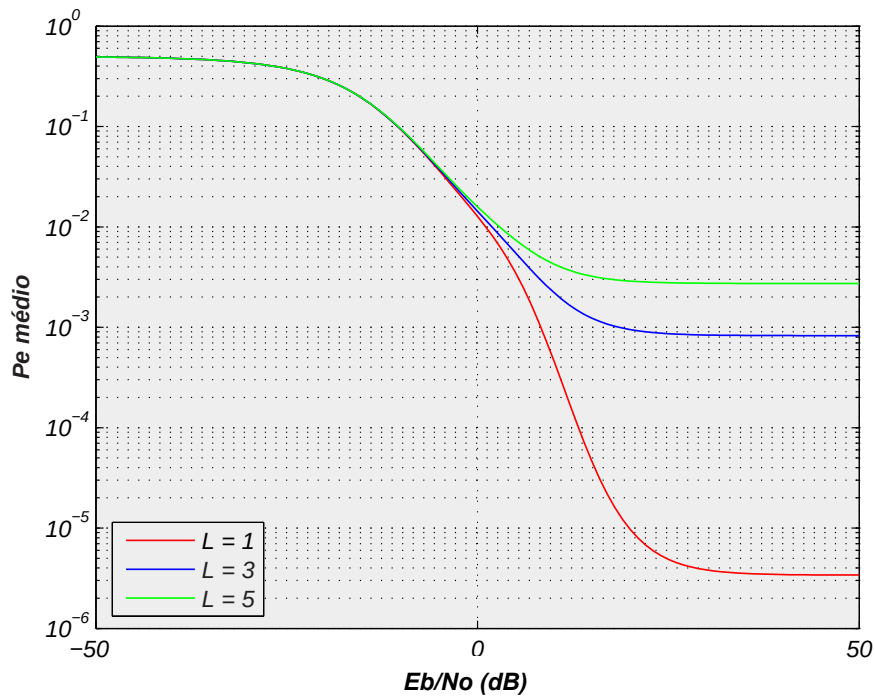


Figura 6.39: Desempenho do sistema MC/MC-CDMA para diferentes trajetos L .

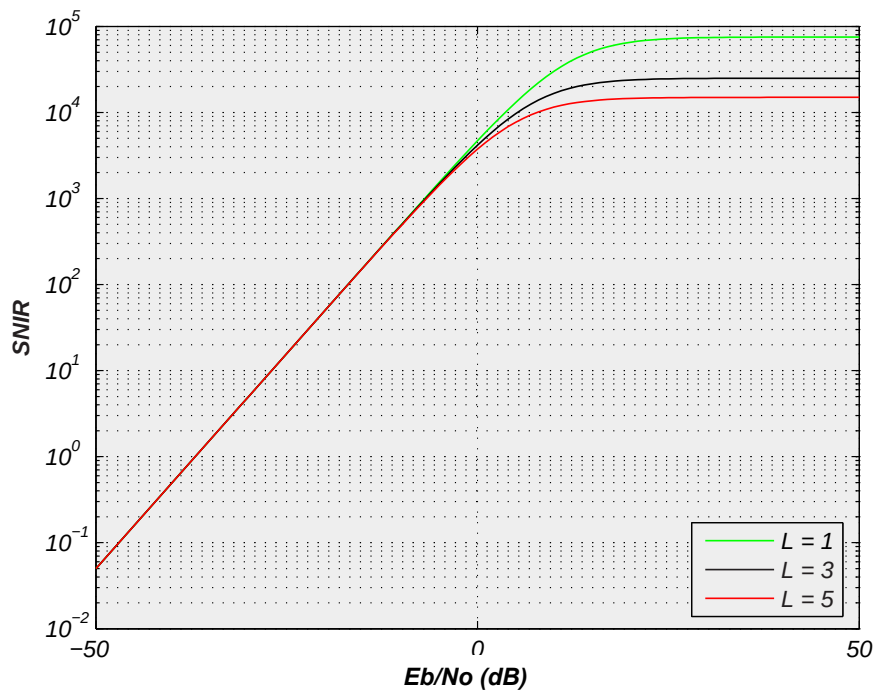


Figura 6.40: Desempenho do sistema MC/MC-CDMA para diferentes trajetos L .

6.4.6 Efeito do fator de multi-trajetos, δ

As Figuras 6.41, ilustra a variação de $\delta = 5 \times 10^{-1}$ e 5×10^{-3} , 5×10^{-7} , pelo gráfico de $E_b/N_0(\text{dB}) \times Pe \text{ médio}$ ($\bar{P}_e$). Pode-se observar nessa figura que com o aumento de δ , existe uma redução no $Pe \text{ médio}$, significando uma melhora no desempenho do sistema. Pode-se verificar também que para $\delta = 5 \times 10^{-3}$, 5×10^{-7} , a performance do sistema é praticamente a mesma.

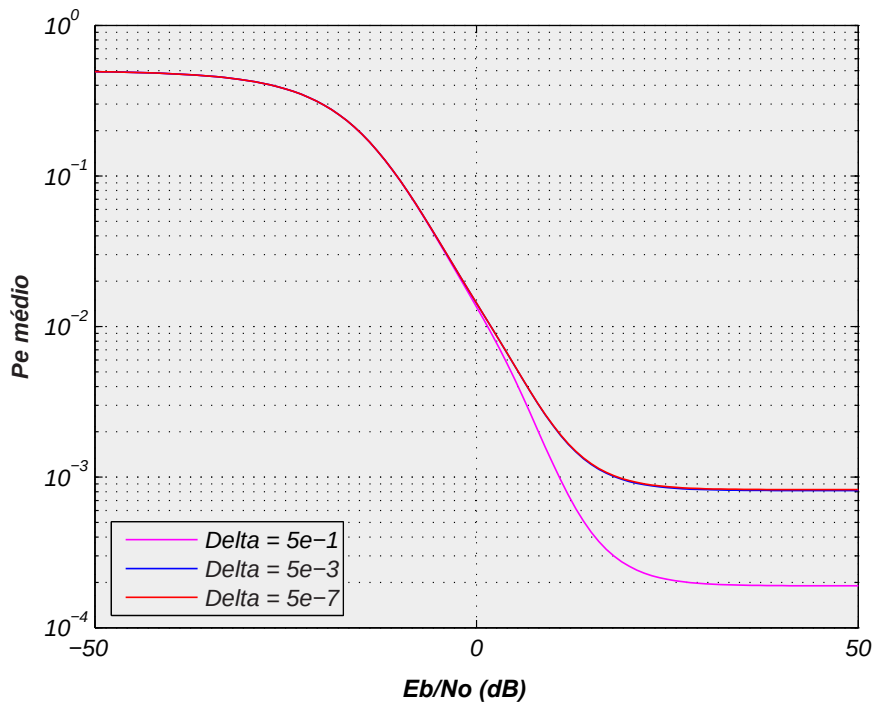


Figura 6.41: Desempenho do sistema MC/MC-CDMA para diferentes δ .

6.4.7 Efeito do parâmetro fading, m

A Figura 6.42, mostra o gráfico de $E_b/N_0(\text{dB}) \times Pe \text{ médio}$, para os modelos de Ricean, Rayleigh e Gaussiano com valores aproximado de Nakagami $m = \frac{1}{2}$, 1, 2, respectivamente. Pode-se observar nessa figura que para $m = 2$, o desempenho de $Pe \text{ médio}$ é melhor quando comparado a $m = 1$ e $m = \frac{1}{2}$.

Então, o modelo de canal *fading* aproximado de Ricean é melhor para propagação *indoor*, enquanto os outros parâmetros são adequados para ambientes urbanos.

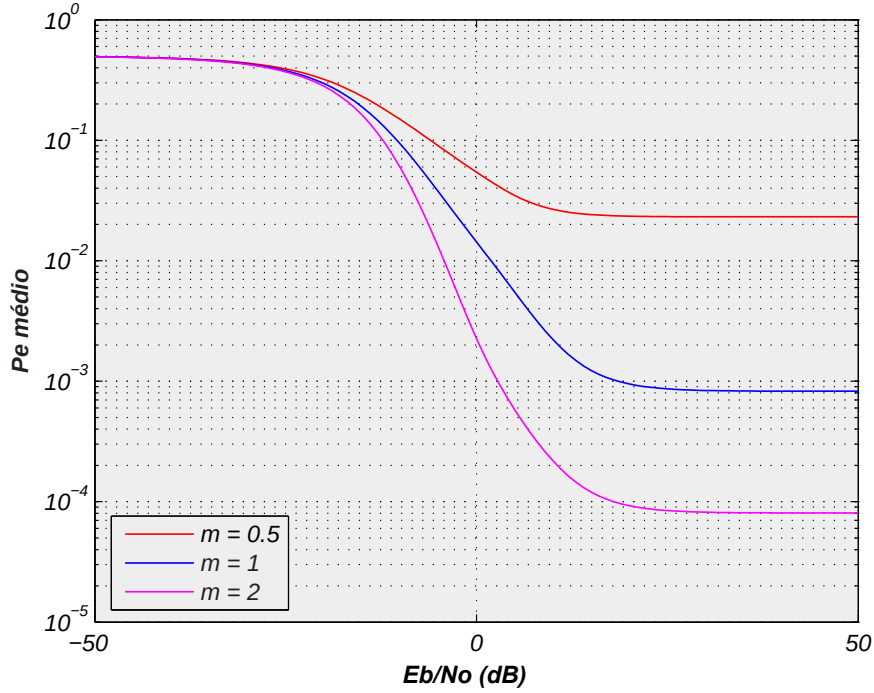


Figura 6.42: Desempenho do sistema MC/MC-CDMA para diferentes parâmetros m .

6.4.8 Efeito das técnicas de diversidade

Nas Figuras 6.43 a 6.52 são comparados os desempenhos dos receptores com diversidades EGC e MRC, para o sistema MC/MC-CDMA, pelas relações $Eb/No(dB) \times Pe \text{ médio } (\bar{P}_e)$ e $Eb/No(dB) \times SNIR$. A Figura 6.50 ilustra que para sistemas MC/MC-CDMA com diversidade EGC e MRC, o desempenho é melhor do que o sistema MC/MC-CDMA sem diversidade.

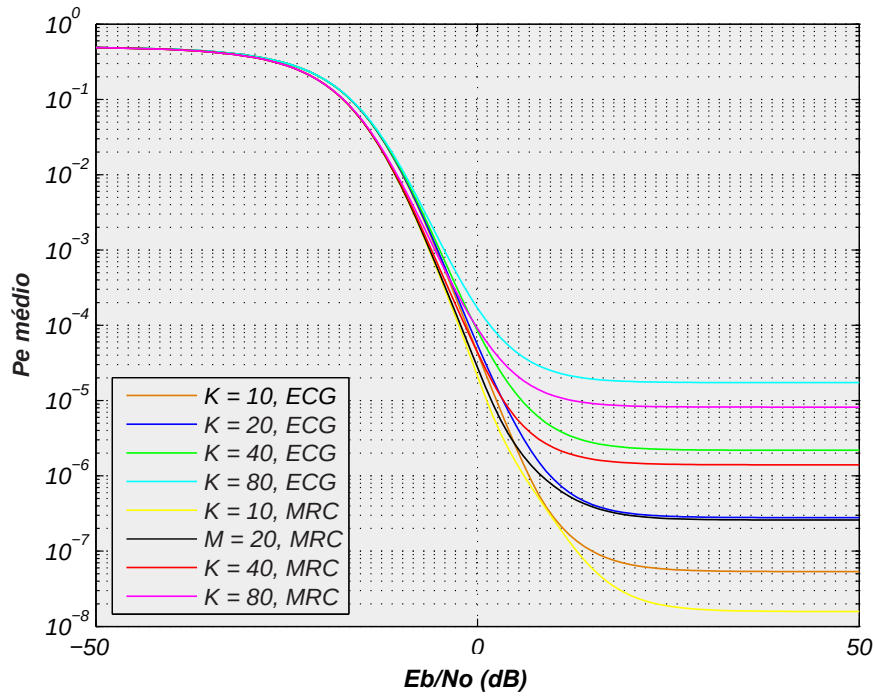


Figura 6.43: Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes usuários K .

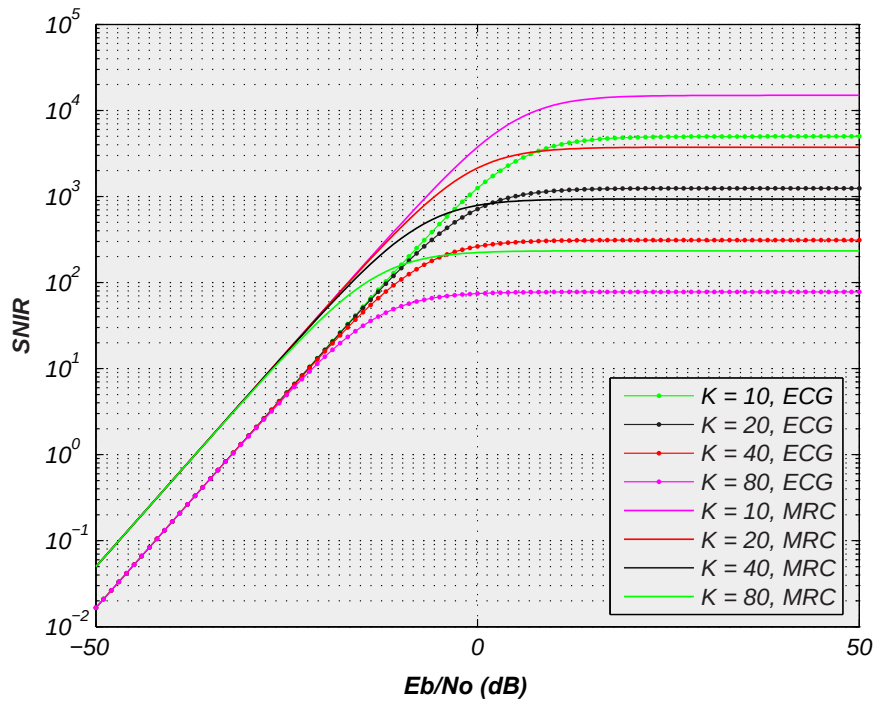


Figura 6.44: Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes usuários K .

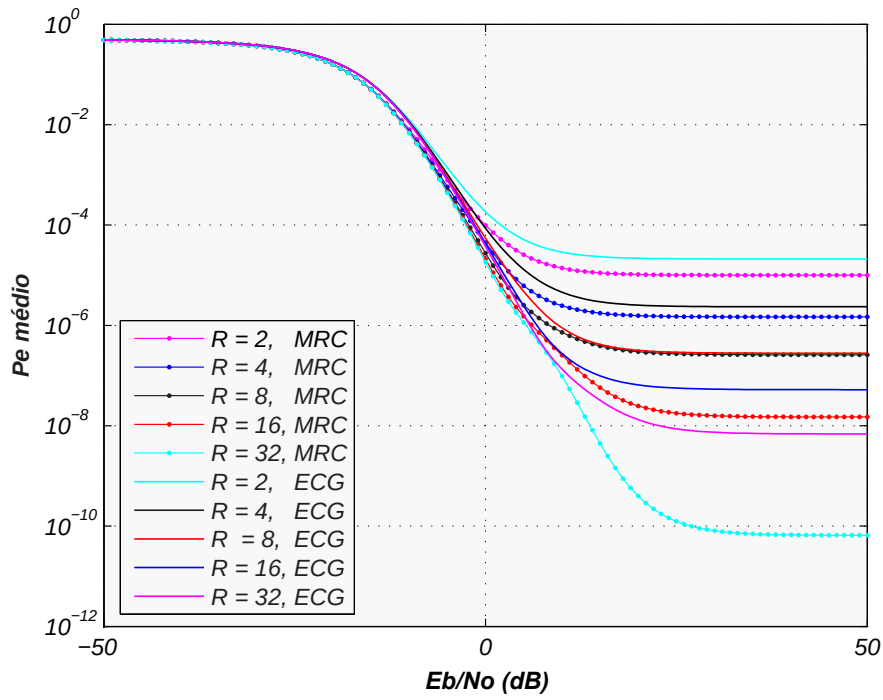


Figura 6.45: Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes sub-rajadas R .

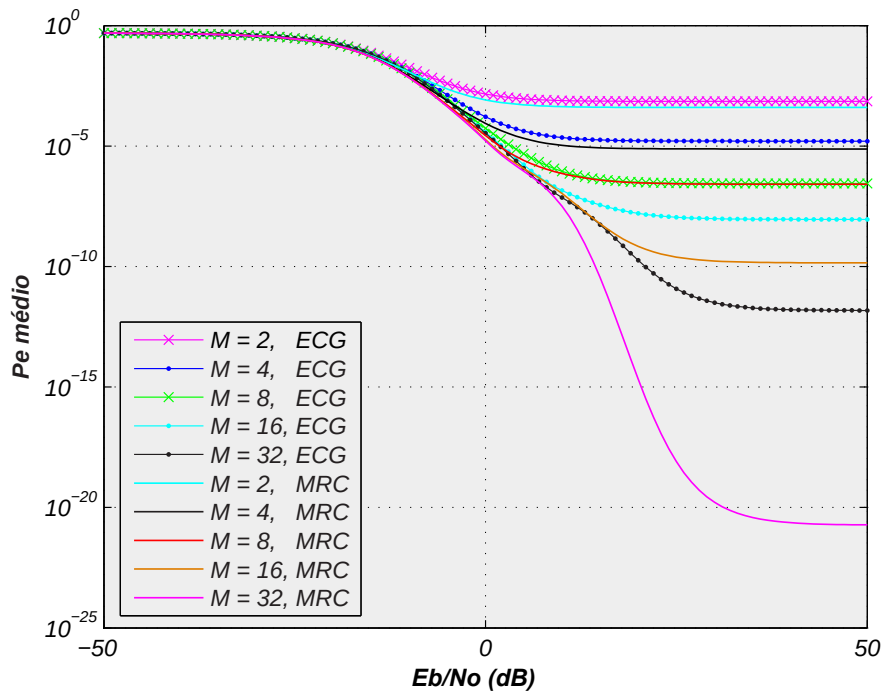


Figura 6.46: Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes portadoras M .

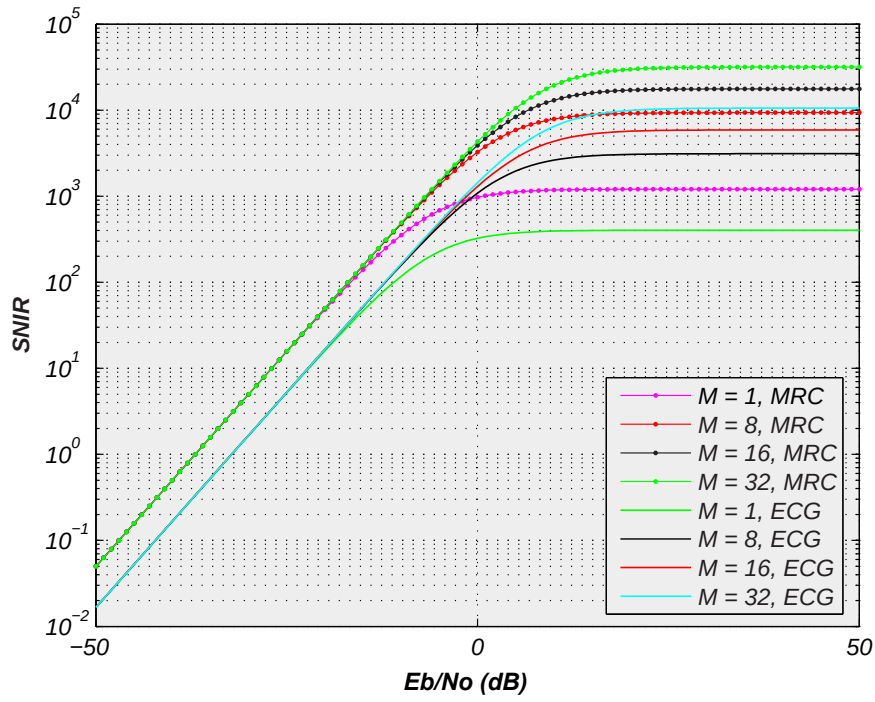


Figura 6.47: Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes portadoras M .

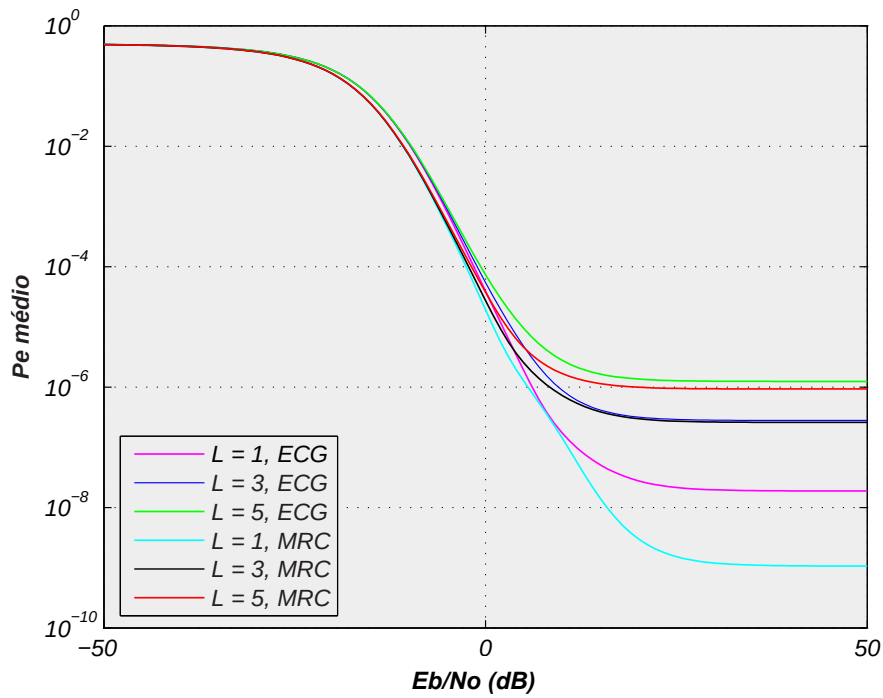


Figura 6.48: Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes trajetos L .

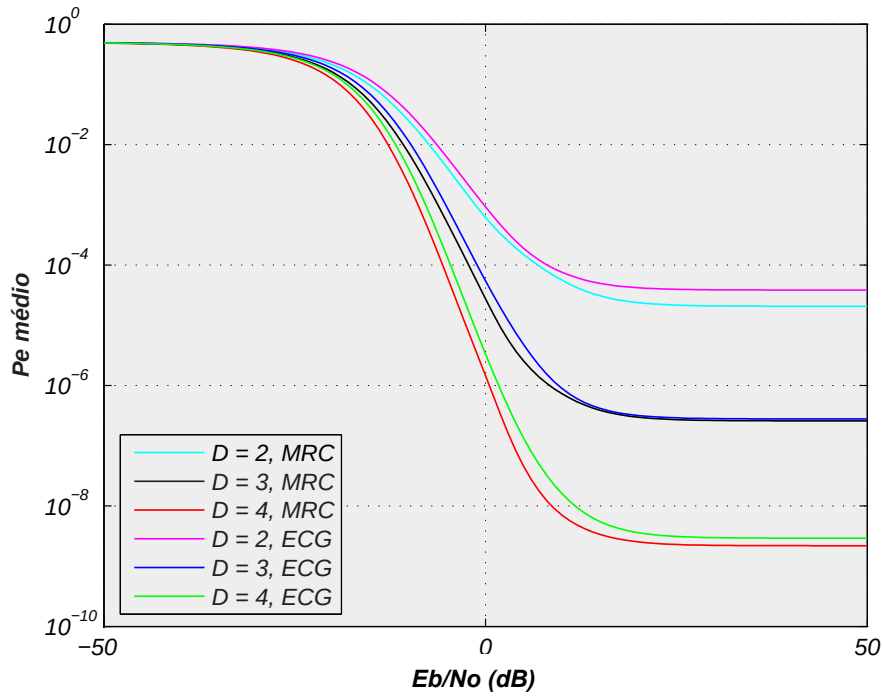


Figura 6.49: Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes fatores de diversidade D .

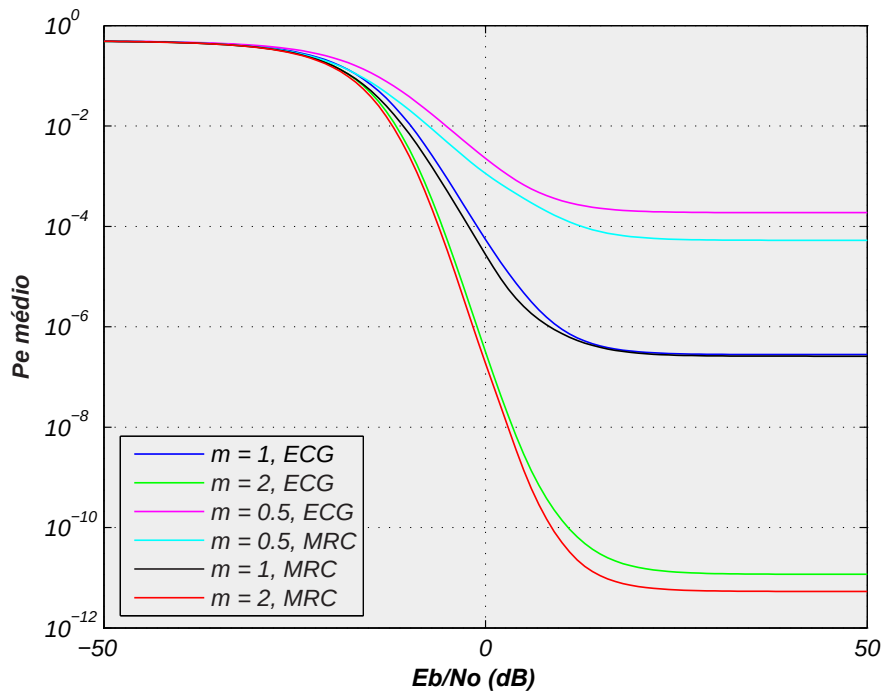


Figura 6.50: Comparação entre as diversidades EGC e MRC para diferentes parâmetros m .

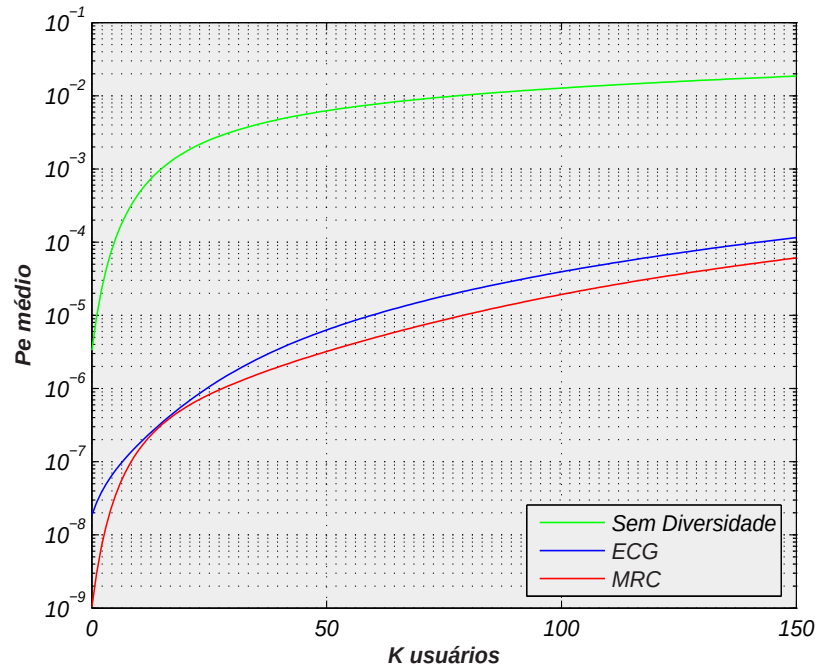


Figura 6.51: Efeito dos diferentes níveis de potência para o sistema MC/MC-CDMA com $E_b/N_o = 15$ dB.

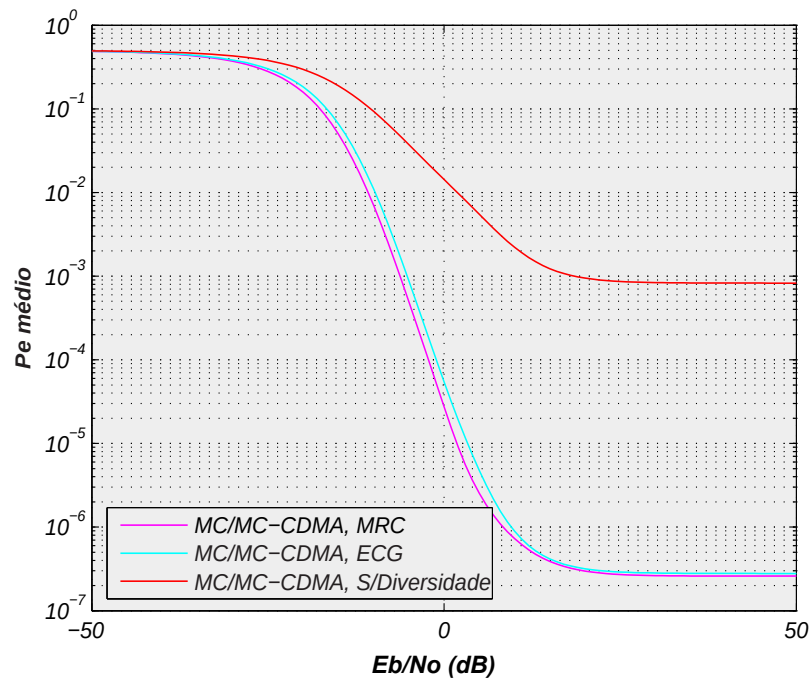


Figura 6.52: Comparação entre os sistemas MC/MC-CDMA com diversidades EGC e MRC e MC/MC-CDMA sem diversidade.

6.4.9 Comparação entre os sistemas CDMA

Nas Figuras 6.53 a 6.55 são comparados os desempenhos dos sistemas MC/MC-CDMA, Multi-Portadoras CDMA, Multi-Códigos CDMA e CDMA convencional, pelos gráficos $E_b/N_0(\text{dB}) \times Pe \text{ médio } (\bar{P}_e)$, $E_b/N_0(\text{dB}) \times SNIR$ e $Pe \text{ médio } (\bar{P}_e) \times K$, respectivamente. O sistema Multi-Portadoras CDMA tem um bom desempenho em relação ao sistema Multi-Códigos CDMA, porém o sistema MC/MC-CDMA supera ambos em termos de performance. A Figura 6.53 mostra que, para o sistema CDMA convencional, quase não existe variação no $Pe \text{ médio}$ com relação a E_b/N_0 . Na Figura 6.54, o SNIR é maior no sistema MC/MC-CDMA em relação aos outros sistemas. A Figura 6.55, ilustra que com o aumento significativo de usuários, o sistema MC/MC-CDMA é o que possui o menor $Pe \text{ médio}$.

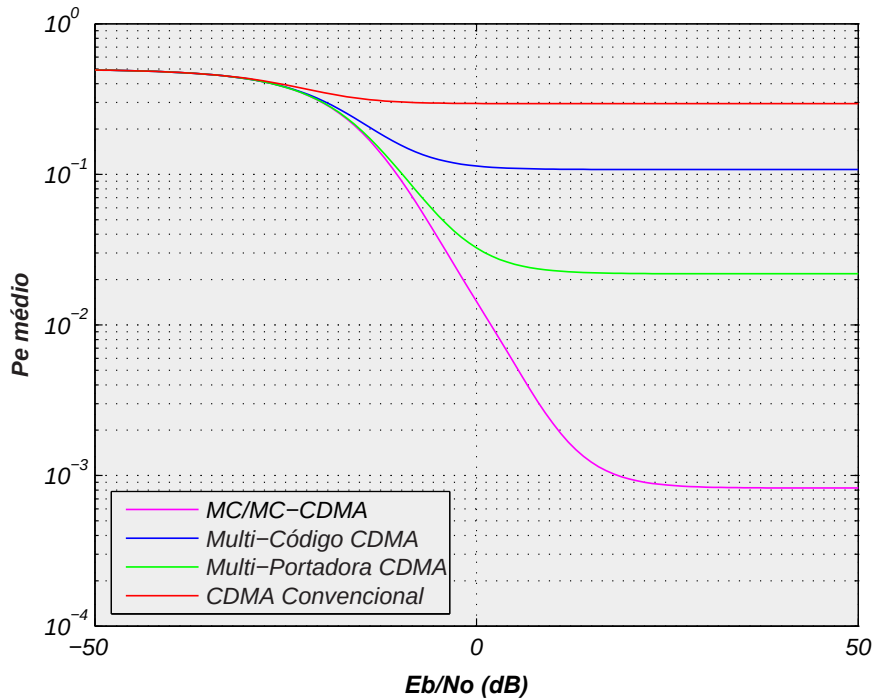


Figura 6.53: Comparação entre os sistemas pelo $Pe \text{ médio}$.

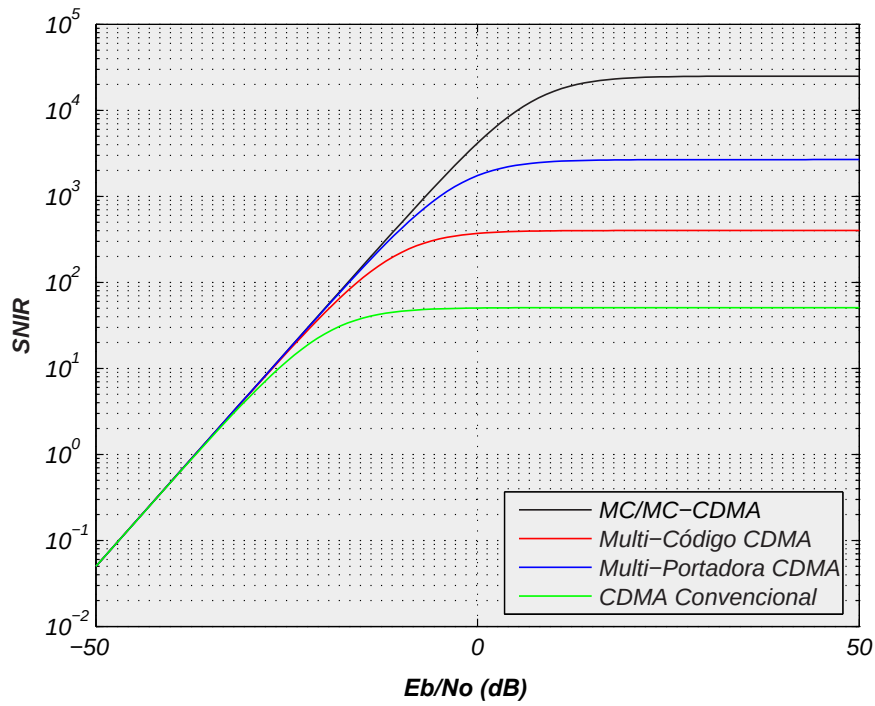


Figura 6.54: Comparação entre os sistemas pela SNIR.

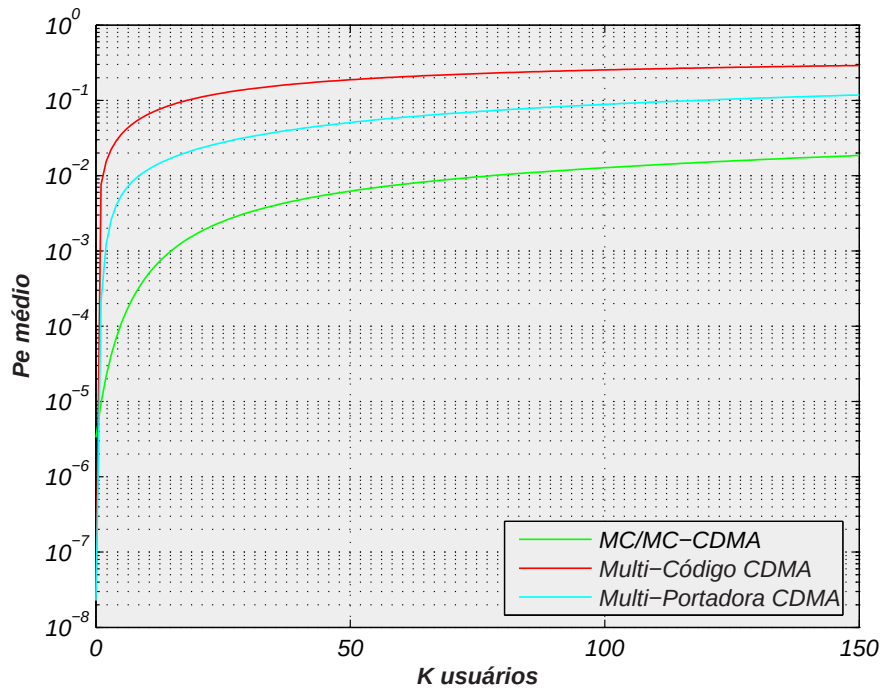


Figura 6.55: Comparação entre os sistemas pelo número de usuários com $E_b/N_0 = 15$ dB.

6.5 Multi-Portadoras e Multi-Códigos CDMA, com multi-taxas de serviço

Assume os seguintes parâmetros do sistema, para os receptores EGC e MRC: largura de faixa $B = 1$ MHz, parâmetro *fading* de Nakagami $m = 1$ (*Rayleigh*), número de multi-trajetos $L = 3$, número de portadoras $M = 8$, número de usuários $K = 20$, fator de diversidade $D = 3$, a potência média $\Omega = 10$ dB e fator depreciação para multi-trajetos $\delta = 5 \times 10^{-7}$. O número de chips por bit $N_c = 128$, $N_1 = N_c \times T_c$, $T_1 = \frac{T}{M}$ e $N_a = T_1 \times T_c$. Considera-se a variação de usuários por grupo de taxas de serviço, K_i e a variação de sub-rajadas por grupo de taxa de serviço, R_i

6.5.1 Efeito das técnicas de diversidade

Nas Figuras 6.56 a 6.58, são comparados os desempenhos dos receptores com diversidades EGC e MRC para o sistema MC/MC-CDMA com multi-taxas, pelo gráfico $E_b/N_0(dB) \times P_e$ médio ($\bar{P}_e$). A Figura 6.56, mostra que, para o receptor EGC, menor taxa de serviço é melhor do que para a maior taxa de serviço, pois o usuário K e a sub-rajada R influenciam no desempenho desse sistema. O mesmo observa-se na Figura 6.57 para o receptor MRC. E na Figura 6.58, ilustra a comparação entre as diversidades, evidenciando que a diversidade MRC tem um melhor desempenho em relação a diversidade EGC.

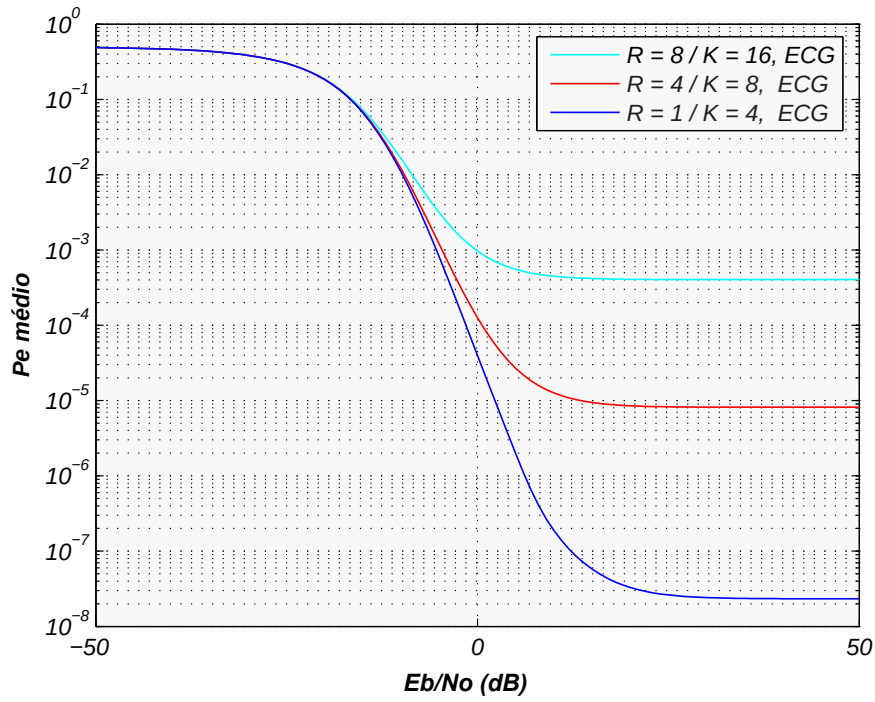


Figura 6.56: Desempenho do sistema MC/MC-CDMA com multi-taxas para o receptor EGC.

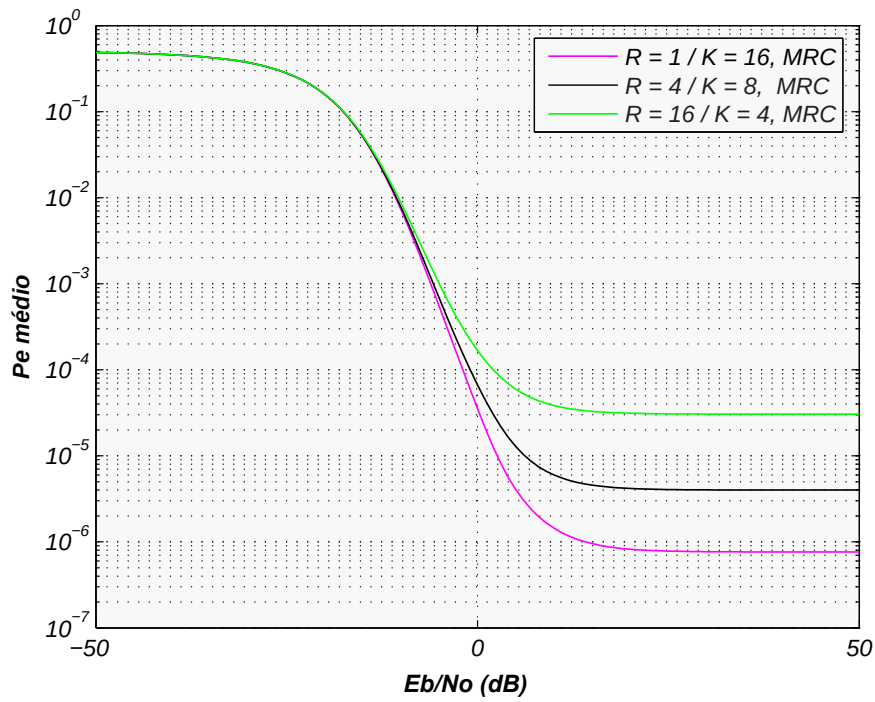


Figura 6.57: Desempenho do sistema MC/MC-CDMA com multi-taxas para o receptor MRC.

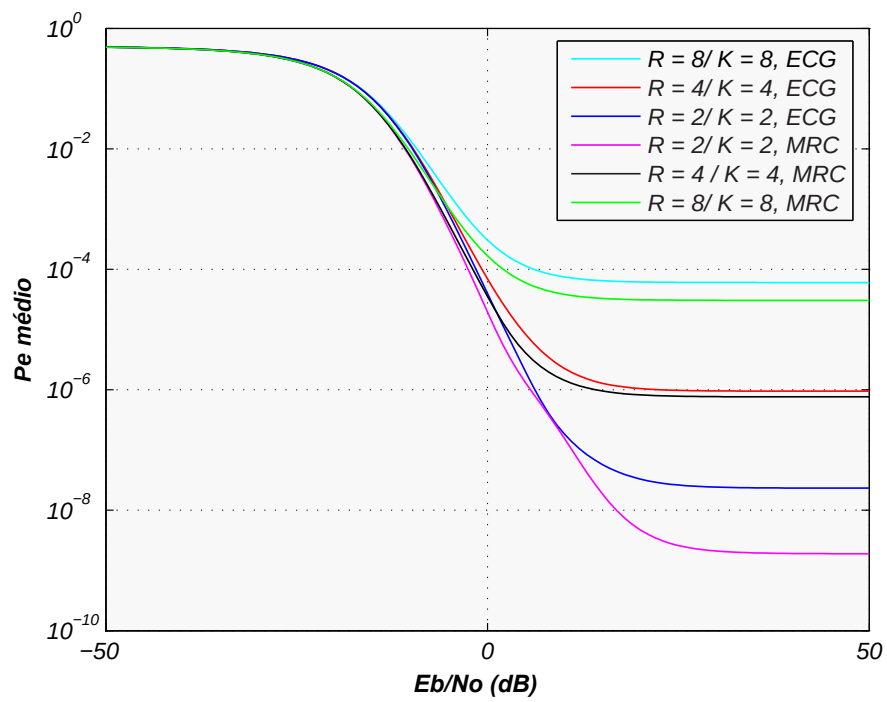


Figura 6.58: Comparação entre os receptores EGC e MRC para o sistema MC/MC-CDMA, com multi-taxas.

6.6 Conclusões

Este capítulo apresentou uma análise do desempenho dos sistemas de multi-portadoras CDMA, multi-códigos CDMA, multi-portadoras e multi-códigos CDMA e multi-portadoras e multi-códigos CDMA com multi-taxas de serviços, em termos de probabilidade média de erro do bit (P_e médio - $\bar{P}_e$), da relação sinal/ruído (SNR) e da energia do bit (E_b/N_o), pelas variações dos parâmetros, mantendo-se constantes outros valores, comparações entre os sistemas, e comparações entre os resultados dos desempenhos das técnicas de diversidade RAKE, EGC e MRC dos sistemas.

O sistema MC/MC-CDMA em termos de SNIR e P_e médio ($\bar{P}_e$) quando comparados aos sistemas Multi-Portadoras CDMA e Multi-Códigos CDMA apresentou uma melhor performance.

O próximo capítulo apresenta as conclusões e atribuições deste trabalho e as sugestões para futuros trabalhos.

Capítulo 7

Conclusões, Contribuições deste trabalho e Sugestões para futuros trabalhos

7.1 Conclusões

Neste trabalho, foi analisado o desempenho de três sistemas: Multi-Portadoras CDMA, Multi-Códigos CDMA, de Multi-Portadoras e Multi-Códigos CDMA e Multi-Portadoras e Multi-Códigos CDMA, com multi-taxas de serviço, utilizando-se em todos esses sistemas a modulação BPSK.

No capítulo 2, foi descrito o modelo matemático do transmissor/receptor e do canal *fading*, assumindo um canal de Rayleigh no sistema de Multi-Portadoras CDMA. O seu desempenho foi avaliado pela relação sinal/ruído (SNR), probabilidade média do erro do bit ($\bar{P}_e$), a relação entre a energia do

bit e o ruído (E_b/N_o) e pela relação da utilização da técnica de diversidade (RAKE). Também comparou-se o efeito que o número de portadoras, de trajetos e de λ trajeto de multi-freqüências causam no sistema.

No capítulo 3, foi descrito o modelo matemático do transmissor/receptor e do canal *fading* do sistema Multi-Códigos CDMA. O canal *fading* assume os parâmetros m de Rayleigh e de Nakagami. Seu desempenho foi avaliado pela relação sinal/ruído (SNR), probabilidade média do erro do bit ($\bar{P}_e$) e pela relação entre a energia do bit e o ruído (E_b/N_o), com duas diferentes técnicas de diversidade (EGC e MRC). Comparou-se o efeito do número de sub-rajadas, de usuários, de portadoras, dos níveis de potência, do trajeto, do parâmetro do canal *fading* m e da diversidade D na interferência sobre o sistema.

No capítulo 4, foi descrito o modelo matemático do transmissor/receptor e do canal *fading* do sistema Multi-Portadoras e Multi-Códigos CDMA. O canal *fading* assumiu três tipos de parâmetros m : de Rayleigh, de Nakagami e de Ricean. Seu desempenho foi avaliado pela relação sinal/ruído mais interferência (SNIR), probabilidade média do erro do bit ($\bar{P}_e$) e pela relação entre a energia do bit e o ruído (E_b/N_o), com duas diferentes técnicas de diversidade (EGC e MRC). Comparou-se o efeito do número de sub-rajadas, de usuários, de portadoras, do trajeto, do parâmetro do canal *fading* m , da diversidade D e do número de multi-trajetos na interferência sobre o sistema.

No capítulo 5, foi descrito o modelo matemático do transmissor/receptor do sistema Multi-Portadoras e Multi-Códigos CDMA com multi-taxas de serviço. O modelo do canal *fading* assume o parâmetro m de Nakagami. Seu desempenho foi avaliado pela probabilidade média do erro do bit ($\bar{P}_e$) e pela relação entre a energia do bit e o ruído (E_b/N_o), utilizando-se as técnicas de diversidades EGC e MRC. Mostrou-se a influência da taxa de serviço sobre o sistema.

E, por último, foi mostrado que o desempenho do sistema MC/MC-CDMA (em termos de SNIR e P_e médio), quando comparado aos sistemas Multi-Portadoras CDMA e Multi-Códigos CDMA apresenta uma melhor performance.

7.2 Contribuições deste trabalho

A análise mostrada nesta dissertação apresenta diversas contribuições que são especificadas como segue:

1. A análise do sistema de multi-portadoras CDMA utilizando o modelo *fading* canal aproximado por uma distribuição de Rayleigh;
2. A análise do sistema de multi-códigos CDMA utilizando o modelo de *fading* canal aproximado por uma distribuição de Nakagami, comparando o desempenho entre as diversidades Equal Gain Combining (EGC) e Maximal Ratio Combining (MRC);
3. A análise do sistema de multi-portadoras e multi-códigos CDMA (MC/MC-CDMA) utilizando o modelo *fading* canal, aproximado por uma distribuição de Nakagami, comparando as diversidades Equal Gain Combining (EGC) e Maximal Ratio Combining (MRC);
4. Uma comparação entre o desempenho do sistema MC/MC-CDMA e de outros sistemas CDMA; como o sistema de multi-portadoras CDMA, de multi-códigos CDMA e CDMA convencional; e
5. Análise do sistema MC/MC-CDMA com multi-taxas, utilizando o modelo de *fading* canal, aproximado com uma distribuição de Nakagami, comparando as diversidades Equal Gain Combining (EGC) e Maximal Ratio Combining (MRC).

7.3 Sugestões para futuros trabalhos

Embora foram mostrados três tipos de técnicas CDMA, algumas considerações ainda não foram realizados devido a complexidade de soluções matemáticas e analíticas.

No capítulo 2, pode-se utilizar-se a modulação QPSK e mais esquemas de diversidades como EGC e MRC além de se aplicar meios de codificação no sistema Multi-Portadoras CDMA.

No capítulo 3, pode-se combinar as diversidades EGC e MRC no receptor junto com a técnica de codificação, além de se usar outros tipos de modulações, como a modulação OFDM e suprimir a largura de faixa estreita com antenas e filtros adaptáveis no sistema de Multi-Códigos CDMA.

No capítulo 4, pode-se combinar as diversidades EGC e MRC no receptor junto com a técnica de codificação, utilizar outros tipos de modulações, aplicar o algoritmo para imagem e transmissão de vídeo, além de suprimir a largura de faixa estreita com antenas e filtros adaptáveis no sistema de Multi-Portadoras e Multi-Códigos CDMA.

No capítulo 5, pode-se combinar as diversidades EGC e MRC no receptor junto com a técnica de multi-taxas de serviço, além de combinar com a técnica de codificação. Pode-se usar outros tipos de modulações, além de BPSK, como o esquema de modulação por pacote wavelet, ou OFDM no sistema de Multi-Portadoras e Multi-Códigos CDMA com multi-taxas de serviço.

Referências Bibliográficas

- [1] Pursley, M., Performance Evaluation for Phase-coded Spread-spectrum Multiple Access Communications - Part1: System analysis, *IEEE Trans. Commun.*, vol. COMM-25, no 8, pp. 795-799, August, 1977.
- [2] Sourour, E. A. and Nakagawa, M., Performance of orthogonal Multicarrier CDMA in a Multipath Fading Channel, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 3, pp. 356-367, March, 1996.
- [3] Silva, V. M. and Sousa, E.S., Multi-carrier Orthogonal CDMA Signals for Quasisynchronous Communication Systems, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 12, no. 5, pp. 842-852, June, 1994.
- [4] Sklar, B., Digital Communication, Fundamentals and Applications, 2nd Edition, *Prentice Hall*, Upper Saddle River, NJ, 2001.
- [5] Khorbotly, S. A., Performance Analysis of Multi Code Spread Spectrum CDMA Modulation, Master Degree Thesis, The University of Akron, May, 2003.
- [6] Matin, S.A., Performance of Multitone CDMA Communication System with Diversity, Narrowband Signaling and Coding, Masters Degree Thesis, The University of Akron, May, 2001.

- [7] Nakagami, N. and Hoffmam, W.G., The m-distribution, a General Formula for Intensity Distribution of Radip Fading, *In Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, Ed. Oxford, U.K. Pergamon, pp. 3-35, 1960.
- [8] Ugweje, O.C., Selection Diversity for Wireless Communications in Nakagami Fading with Arbitrary Parameters”, *IEEE Trans. Tech*, vol. 50, no. 6, pp. 1437-1448, November, 2001.
- [9] Rappaport, T.S., Wireless Communications - Principles and Practice, 1st Edition. *Prentice-Hall*, Upper Saddle River, NJ, 1996.
- [10] Han, J. and Kim, S., Capacity of DS/CDMA Communication Systems with Optimum Spectral Overlap, *IEEE Commum. Letters*, vol.2, pp. 298-300, November, 1998.
- [11] Lee, J. W., Performance Analysis of a Multi-Code Multi-Carrier CDMA Communication System, Maters degree Thesis, University of Akron, December, 2004.
- [12] Ugweje, O. C. and Efthymoglou, G., Diversity Performance of Multi-code Multi-carrier CDMA Communications Systems, *IEEE Trans. Tech*, vol. 50, no. 6, pp. 452-457, November. 2005.
- [13] Spicgel, M. R. and Liu, J., Mathematical Handbook of Formulas and Tables, 2nd Edition, McGraw-Hill, 1999.
- [14] Proakis, J. G., Digital Communications, 3nd Edition, McGraw-Hill, New York, 1995.
- [15] Al-Hussaini, E. K. and Al-Bussiouni, A. M., Performance of MRC Diversity Systems for the Detection of Signals with Nakagami Fading, *IEEE Trans. Commun*, vol. 33, pp. 1315-1319, June, 1985.