

Uma Técnica para Redução de Interferência de Múltiplo Acesso em Sistemas MC-CDMA

DANIEL ANDRADE NUNES

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: PROF. DR. DAYAN ADIONEL GUIMARÃES

Santa Rita do Sapucaí
2008

Dissertação defendida e aprovada em *30/08/2007*, pela comissão julgadora:

Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães - INATEL - Presidente

Prof. Dr. Paul Jean Etienne Jeszensky - EPUSP

Prof. Dr. Sandro Adriano Fasolo - INATEL

A minha esposa Crístie,
que me deu apoio desde o
início para a realização
deste importante trabalho.

Agradecimentos

Aos meus pais, que não medindo esforços, garantiram-me os meios necessários para que eu chegasse até aqui. Ao Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães pela orientação precisa e sempre disponível. Ao Prof. Dr. Sandro Adriano Fasolo pelas interessantes e esclarecedoras conversas e sugestões sobre o tema.

Sumário

Lista de Figuras	vi
Lista de Tabelas	viii
Lista de Abreviaturas e Siglas	ix
Lista de Variáveis	xi
1 Introdução e Conceitos Básicos	1
1.1 Introdução	1
1.1.1 Contextualização e Motivação	1
1.1.2 Contribuição da dissertação	2
1.1.3 Estrutura da dissertação	3
1.2 Caracterização do Canal Rádio Móvel	3
1.2.1 A propagação por múltiplos percursos	3
1.2.2 Parâmetros do Canal Rádio Móvel	6
1.2.3 Contra-medidas em Sistemas de Comunicações Móveis	9
1.3 Multiplexação por Divisão Ortogonal de Frequência	10
1.3.1 Introdução	10
1.3.2 Interferência entre símbolos e entre portadoras	13
1.3.3 Banda de Guarda e Extensão Cíclica	13
1.3.4 Geração do sinal OFDM	15
1.3.5 Demodulação do sinal OFDM	17
1.3.6 Análise Espectral do Sinal OFDM	18
1.3.7 Equalização no Sistema OFDM	19
1.4 Espalhamento Espectral	21
1.4.1 Introdução	21
1.4.2 Espalhamento por Sequência Direta	21
1.4.3 Múltiplo Acesso	27
1.5 Sistemas CDMA multi-portadora	29
1.5.1 Introdução	29
1.5.2 A técnica MC-CDMA	30

2	A Técnica de Duplo Código de Espalhamento	37
2.1	Introdução	37
2.2	A Técnica de duplo código de espalhamento	38
2.2.1	A Proposta de H. Zare e D. Liu	38
2.2.2	A escolha dos códigos	39
2.2.3	Propriedades de correlação aperiódica	42
2.2.4	Processamento do sinal no sistema de H. Zare e D. Liu	46
2.2.5	Exemplo de aplicação	51
3	Aplicação da Técnica de Código Duplo de Espalhamento em um Sistema com Múltiplas Portadoras	60
3.1	Introdução	60
3.2	Modelo do sistema MC-CDMA	61
3.3	Modelo do sistema DC-MC-CDMA	62
3.4	Implementação do modelo	65
3.4.1	Transmissor	65
3.4.2	Receptor	66
3.5	Resultados de Simulação	67
3.5.1	Introdução	67
3.6	Validação do sistema com portadora única	68
3.6.1	Resultados de simulação do sistema com portadora única em canais Rayleigh invariantes e variantes no tempo	68
3.6.2	Teste de aplicação de detecção Rake no sistema de portadora única	69
3.7	Validação do modelo MC-CDMA	71
3.7.1	Validação do modelo MC-CDMA em canal AWGN	72
3.7.2	Validação do modelo MC-CDMA em canal Rayleigh	72
3.8	Validação do Modelo DC-MC-CDMA	73
3.8.1	Validação do Modelo DC-MC-CDMA em canal AWGN	74
3.8.2	Validação do Modelo DC-MC-CDMA em canal Rayleigh plano .	74
3.8.3	Validação do Modelo DC-MC-CDMA em canal Rayleigh seletivo	76
3.9	Resultados de simulação do sistema DC-MC-CDMA	78
3.9.1	Teste de variabilidade do desempenho de acordo com o usuário de referência	81
4	Sumário e Conclusão	84
4.1	Sumário	84
4.2	Conclusão	86
4.3	Estudos Futuros	88
	Bibliografia	90

Lista de Figuras

1.1	Manifestações de um canal com desvanecimento.	4
1.2	Contra-medidas para desvanecimento em sistemas de comunicações móveis.	9
1.3	Componentes senoidais do sinal OFDM.	12
1.4	Extensão Cíclica (tempo em segundos).	14
1.5	Transmissão com modulação adicional.	17
1.6	Espectro do sinal OFDM.	19
1.7	Transmissor BPSK com espalhamento por seqüência direta.	23
1.8	Densidade espectral de um sinal PN.	23
1.9	Densidade espectral do processo binário aleatório.	24
1.10	Receptor BPSK com espalhamento por seqüência direta.	25
1.11	Transmissor para o esquema MC-CDMA.	31
1.12	Receptor para o esquema MC-CDMA.	32
1.13	Probabilidade de erro de bit MC-CDMA BPSK com N_c graus de diversidade.	36
2.1	Transmissor para o sistema proposto em [1]	38
2.2	Receptor para o sistema proposto em [1]	39
2.3	correlação cruzada parcial	44
2.4	Correlação aperiódica entre os vetores $C_{uv}(2 - N)$ e $C_{uv}(2)$	45
2.5	Parcelas de C_{11} , C_{12} e bits transmitidos pelo usuário 1	52
2.6	Parcelas C_{21} , C_{22} com \mathbf{U}_1 , \mathbf{U}_2 , \mathbf{U}_4 e \mathbf{U}_5 inativos	53
2.7	Parcelas C_{31} , C_{32} com \mathbf{U}_1 , \mathbf{U}_2 , \mathbf{U}_4 e \mathbf{U}_5 inativos	54
2.8	Correlação aperiódica quando $n - 1 \geq \lceil T_m/t_c \rceil$	55
2.9	Correlação aperiódica quando $n - 1 \geq \lceil T_m/t_c \rceil$	56
2.10	Parcelas C_{31} , C_{32} com usuários \mathbf{U}_3 e \mathbf{U}_2 ativos	57
2.11	Parcelas C_{11} , C_{12} com RX sintonizado no 2 ^o percurso	58
2.12	Parcelas C_{31} , C_{32} com \mathbf{U}_1 , \mathbf{U}_2 , \mathbf{U}_4 e \mathbf{U}_5 inativos quando $n - 1 < L_m$	59
3.1	Modelo do Rx do sistema MC-CDMA	61
3.2	Modelo do sistema DC-MC-CDMA	63
3.3	Transmissor DC-MC-CDMA	65
3.4	Transmissor DC-MC-CDMA com entrelaçador	66
3.5	Receptor DC-MC-CDMA	67

3.6	Desempenho do sistema proposto em [1] para canal invariante e variante no tempo	70
3.7	Desempenho do sistema proposto em [1] para canal invariante no tempo, com receptor Rake	71
3.8	Desempenho do sistema proposto em [1] para canal variante no tempo, com receptor Rake	71
3.9	Desempenho do sistema MC-CDMA em canal AWGN	72
3.10	Desempenho MC-CDMA em canal Rayleigh com equalização ZF	73
3.11	Desempenho MC-CDMA em canal Rayleigh com equalização MMSE	74
3.12	Desempenho DC-MC-CDMA em canal AWGN	75
3.13	Desempenho DC-MC-CDMA em canal Rayleigh plano com equalização EGC	75
3.14	Desempenho DC-MC-CDMA em canal Rayleigh plano com equalização ZF	76
3.15	Desempenho DC-MC-CDMA em canal Rayleigh seletivo com equalização MRC	77
3.16	Desempenho DC-MC-CDMA em canal Rayleigh seletivo com equalização MMSE	77
3.17	Comparação entre o sistema proposto em [1] e o sistema DC-MC-CDMA para canais seletivos e invariantes no tempo	79
3.18	Comparação entre o sistema proposto em [1] e o sistema DC-MC-CDMA para canais seletivos e variantes no tempo	80
3.19	Teste de variabilidade de desempenho para usuários de referência diferentes em canal seletivo e invariante no tempo	82
3.20	Teste de variabilidade de desempenho para usuários de referência diferentes em canal invariante no tempo	83
4.1	Ganho do sistema DC-MC-CDMA comparado com o sistema proposto em [1] para canais invariantes no tempo	86
4.2	Ganho do sistema DC-MC-CDMA comparado com o sistema proposto em [1] para canais variantes no tempo	87
4.3	Variabilidade do desempenho do sistema DC-MC-CDMA e do sistema proposto em [1] para canais fixos e variantes no tempo	88

Lista de Tabelas

2.1	Exemplo de pares de seqüências para cada usuário, $N=15$	42
2.2	Coincidências entre as seqüências de comprimento $N=15$	51
3.1	Resposta impulsiva dos canais invariantes no tempo	79
3.2	Resposta impulsiva dos canais variantes no tempo	81

Lista de Abreviaturas e Siglas

AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i> - Ruído Branco Aditivo com Função Densidade de Probabilidade Gaussiana
BER	<i>Bit Error Rate</i> - Taxa de erro de bit
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i> - modulação por chaveamento binário de fase
CDF	<i>Cumulative Distribution Function</i> - Função de Probabilidade Cumulativa
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i> - Acesso Múltiplo por divisão de código.
Chip	Um bit de uma seqüência pseudo-aleatória
DC-MC-CDMA	<i>Double Spreading Code Multi Carrier CDMA</i> - Acesso múltiplo por divisão no código em múltiplas portadoras com espalhamento duplo
DFE	<i>Decision Feedback Equalizer</i> - equalização por decisão realimentada
Down-link	<i>Enlace de descida</i> - Caminho percorrido pelo sinal até a estação móvel a partir da ERB
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i> - Transformada discreta de Fourier
DQPSK	<i>Differential Quadrature Phase Shift Keying</i> - Modulação diferencial por fase em quadratura
EGC	<i>Equal Gain Combining</i> - combinação com ganhos iguais
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i> - Multiplexação por Divisão de Frequência
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i> - Acesso Múltiplo por Divisão de Frequências
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i> - Modulação por chaveamento de frequência
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i> - Sistema Global para Comunicações Móveis
ICI	<i>Inter Carrier Interference</i> - Interferência entre portadoras
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i> - Transformada discreta de Fourier inversa
iid	<i>Independent and Identically Distributed</i> - Independente e Identicamente Distribuído (a)(os)(as)
ISI	<i>Inter Symbol Interference</i> - Interferência entre símbolos
MAI	<i>Multiple Access Interference</i> - Interferência de múltiplo acesso

MC-CDMA	<i>Multi Carrier CDMA</i> - CDMA multiportadora
MC-DS-CDMA	<i>Multi Carrier Direct Spread CDMA</i> - CDMA multiportadora com espalhamento direto
MCM	<i>Multi-Carrier Modulation</i> - Modulação com mais de uma portadora
MLSE	<i>Maximum Likelihood Sequence Equalizer</i> - equalização por seqüência de máxima verossimilhança
MMSE	<i>Minimum Mean Square Error</i> - Mínimo erro médio quadrático
MRC	<i>Maximum Ratio Combining</i> - combinação ponderada pelo ganho do canal
MT-CDMA	<i>Multi Tone CDMA</i> - CDMA multi-tom
MUD	<i>Multi User Detection</i> - Detecção multi-usuário
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> - Multiplexação por divisão ortogonal de freqüências
ORC	<i>Orthogonality Restoring Combining</i> - Equalização para restauração da ortogonalidade
PDF	<i>Probability Density Function</i> - Função de Densidade de Probabilidade
PSK	<i>Phase Shift Keying</i> - Modulação por chaveamento de fase
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i> - Modulação por amplitude em quadratura
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i> - Modulação por chaveamento de fase em quadratura
RBS	<i>Radio Base System</i> - Estação Rádio Base
SCM	<i>Single Carrier Modulation</i> - Modulação com apenas uma portadora
SNR	<i>Signal-to-noise ratio</i> - Relação sinal ruído
TAPS	Ramos, derivações
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i> - Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo
Up-link	<i>Enlace de subida</i> - Caminho percorrido pelo sinal até a ERB a partir da estação móvel

Lista de Variáveis

A	amplitude do percurso dominante de um canal com múltiplos percursos
A'	amplitude de um sinal interferente
a_k	seqüência do tipo máximo comprimento
a_{qk}	seqüência do tipo máximo comprimento deslocada
B_c	banda de coerência do canal com múltiplos percursos
B_s	banda do sinal modulado
$c(t)$	sinal de espalhamento
C_k	<i>chips</i> de uma seqüência de espalhamento
Cc_n	um <i>coset</i> ciclotônico
C_{uv}	correlação aperiódica entre os vetores \mathbf{u} e \mathbf{v}
$d'(t)$	sinal referente a uma seqüência de dados interferentes
F	fator de reuso de freqüências
f_o	freqüência central
f_d	desvio Doppler
f_n	freqüência da portadora n
$f(x)$	polinômio gerador de uma seqüência do tipo máximo comprimento
$H(f_n)$	resposta em freqüência do canal com múltiplos percursos para f_n
G_p	ganho de processamento de um sistema de espalhamento espectral
H_n	magnitude da resposta em freqüência do canal para f_n
J_o	função de Bessel
L	grau de diversidade
L_m	número de <i>chips</i> iguais no início de duas seqüências do tipo máximo comprimento
$L_s(d)$	atenuação do espaço livre à uma distancia d do transmissor
m	um número primo
$m(t)$	sinal binário aleatório
$m_o(t)$	parcela de $m(t)$ na saída do correlator
n	grau máximo do polinômio característico $f(x)$
n_p	coeficiente de propagação

$n(t)$	ruído AWGN
N	comprimento de uma seqüência de espalhamento
N_c	número de portadoras de um sistema com múltiplas portadoras
$n_o(t)$	parcela de $n(t)$ na saída do correlator
$P(d)$	potência recebida a uma distância d
$P(d_o)$	potência recebida na distância de referência d_o
P_e	probabilidade de erro de bit de um sistema MC-CDMA em canal AWGN
$p_{Ray}(r)$	envoltória do sinal recebido segundo uma distribuição de Rayleigh
$p_{Rice}(r)$	envoltória do sinal recebido segundo uma distribuição de Rice
P_r	potência recebida
P_2	probabilidade de erro de <i>bit</i> de um sistema MC-CDMA operando com N_c graus de diversidade
q	multiplicador de uma seqüência do tipo máximo comprimento
$r(t)$	sinal recebido referente a $y_b(t)$
$r'(t)$	sinal $r(t)$ equalizado
$R_a(s)$	função de auto-correlação discreta de seqüências do tipo máximo comprimento
$R_c(s)$	função de correlação cruzada discreta entre duas seqüências pseudo-ruído
r_b	taxa de transmissão de <i>bit</i> de um sinal binário aleatório
$r_u(t)$	sinal recebido pelo usuário de referência
$r_c(t)$	sinal recebido na c -ésima portadora
$r_{ss}(t)$	sinal na saída do correlator referente ao sinal $s(t)$
$R_{yx}(\tau)$	correlação cruzada parcial de tempo contínuo entre os sinais $y'(t - \tau)$ e $x_u(t)$ no intervalo $0 \leq t < \tau$
$\hat{R}_{yx}(\tau)$	correlação cruzada parcial de tempo contínuo entre os sinais $y'(t - \tau)$ e $x_u(t)$ no intervalo $\tau < t \leq t_b$
s	deslocamento discreto entre duas seqüências pseudo-ruído
$S_b(f)$	densidade espectral de potência de um sinal binário aleatório
S_{cm}	sinal transmitido na c -ésima portadora
S_m	transformada de Fourier de um bloco de N_c símbolos complexos
$S_s(f)$	densidade espectral de potência do sinal $s(t)$
$s(t)$	sinal $m(t)$ modulado e espalhado no espectro

$s_u(t)$	sinal referente aos dados espalhados do usuário de referência
T	tempo de símbolo OFDM
t_b	tempo de <i>bit</i> de uma seqüência binária aleatória
t_c	tempo de <i>chip</i> de uma seqüência de espalhamento
t_m	instantes de amostragem de S_m
T_m	espalhamento de atraso máximo do canal com múltiplos percursos
T_o	tempo de coerência de um canal com múltiplos percursos
t_s	tempo de símbolo de uma modulação
U	variável de decisão de um sistema operando com diversidade de percursos
v	velocidade relativa entre o transmissor e o receptor
X_σ	variável aleatória com distribuição log-normal de média zero e desvio padrão σ
$x_u(t)$	sinal referente à seqüência de espalhamento do usuário de referência
$y(t)$	sinal OFDM em banda-base
$y'(t)$	sinal referente a uma seqüência de espalhamento interferente
$y_b(t)$	sinal OFDM em banda-base obtido a partir de símbolos BPSK
Y_k	amostras do sinal $y(t)$
$Y_p(N)$	número de <i>cosets</i> ciclotônicos próprios
$Y_i(N)$	número de <i>cosets</i> ciclotônicos impróprios
$Z_c(t)$	ruído AWGN na c -ésima portadora
z_l	transformada discreta de Fourier de Y_k
α_c	fator de atenuação do canal para a portadora N_c
ϕ_n	rotação de fase provocada pelo canal em f_n
ϕ_c	rotação de fase provocada pelo canal na portadora c
$\bar{\gamma}_b$	relação sinal-ruído média por <i>bit</i>
γ_b	relação sinal-ruído por <i>bit</i>
$\bar{\gamma}_c$	relação sinal-ruído média por portadora
γ_c	relação sinal-ruído por portadora
$p(\gamma_b)$	função de densidade de probabilidade de γ_b
$\mathfrak{R}_c(\tau)$	função de auto-correlação contínua do sinal $c(t)$
$\mathfrak{R}_n(\tau)$	função de auto-correlação contínua do sinal $n(t)$
λ	comprimento de onda
$\varphi(m)$	função de Euler para o valor m

$\Psi(n)$ número de polinômios geradores de grau n gerando
seqüências de comprimento N
 $\zeta(t)$ forma de onda de um sinal interferente

Resumo

A maioria das técnicas para redução ou cancelamento da interferência de múltiplo acesso (MAI) em um sistema de múltiplo acesso por divisão de código (CDMA) aplica-se somente no *up-link*. Neste caso, o sistema rádio base (RBS - *Radio Base System*) conhece os códigos de todos os usuários e uma técnica de detecção multi-usuário para cancelamento da MAI pode ser empregada. Esta dissertação propõe uma técnica de redução dos efeitos da MAI no enlace direto de um sistema CDMA com múltiplas portadoras (MC-CDMA) sem a utilização de detecção multi-usuário. A técnica proposta se baseia na utilização de um par de seqüências de espalhamento criteriosamente escolhidas para cada usuário. Tais seqüências devem possuir características especiais de forma a reduzir os efeitos da interferência de múltiplo acesso em canais com múltiplos percursos seletivos invariantes e variantes no tempo. Os resultados obtidos mostram que a técnica proposta apresenta um melhor desempenho em relação à taxa de erros de *bit* se comparada com o originalmente descrito por H. Zare e D. Liu.

Palavras chave: Comunicações móveis, interferência de múltiplo acesso, sistemas de múltiplo acesso por divisão de código (CDMA) e modulação em múltiplas portadoras (MC-CDMA).

Abstract

Most of the techniques for Multiple Access Interference (MAI) reduction or cancellation in Code-Division Multiple Access systems are applicable only to the up-link. In this case, the radio-base system knows the signature of all users and can apply a Multi-User Detection (MUD) strategy. A new technique is proposed in this work to reduce the influence of MAI on the down-link of a Multi-Carrier CDMA (MC-CDMA) system, without resorting to MUD. The technique is based on the use of a pair of spreading sequences especially chosen for each user. These sequences must have special characteristics to reduce the MAI effects on fixed and time varying multi-path Rayleigh fading channels. The proposed technique shows better results in terms of bit error rate if compared with the originally described by H. Zare and D. Liu.

Keywords: Mobile communications, multiple access interference, Code division multiple access systems (CDMA) and multi-carrier modulation (MC-CDMA).

Capítulo 1

Introdução e Conceitos Básicos

1.1 Introdução

1.1.1 Contextualização e Motivação

Sabe-se que em canais onde há propagação por múltiplos percursos, a ortogonalidade entre os sinais dos usuários de um sistema de múltiplo acesso por divisão de códigos (CDMA - *Code Division Multiple Access*) é destruída, mesmo que tal sistema seja síncrono. Este fato favorece o aparecimento da interferência de múltiplo acesso (MAI - *Multiple Access Interference*) e, conseqüentemente, afeta negativamente o desempenho do sistema.

Existem hoje algoritmos com o objetivo de reduzir os efeitos nocivos da interferência de múltiplo acesso. Entretanto, a maioria deles é designada para operar no enlace reverso de um sistema de comunicação, onde o sistema rádio base conhece os códigos de todos os assinantes conectados a ela no instante da detecção. Como é necessário para tais algoritmos o conhecimento dos códigos de todos os usuários, não é viável sua aplicação no enlace direto, limitando a aplicação prática dos mesmos. Além disso, tais algoritmos empregam detecção multi-usuário, elevando assim a complexidade do receptor, fato nem sempre desejável dependendo do sistema onde será aplicado.

Recentemente, H. Zare e D. Liu [1] propuseram uma nova técnica de modulação para aplicação no enlace direto de sistemas CDMA assíncronos. A idéia apresentada

é baseada na escolha cuidadosa de um par de seqüências de espalhamento para cada usuário do sistema, sendo que a seqüência a ser transmitida depende do bit de informação do usuário em questão. Tal sistema se mostra bastante eficiente na redução da interferência de múltiplo acesso quando o canal com múltiplos percursos apresenta coeficientes fixos no tempo. Entretanto, o sistema proposto em [1] não é capaz de reduzir a influência da interferência de múltiplo acesso quando o canal apresenta coeficientes variantes no tempo, como mostrado na Seção 3.5.

1.1.2 Contribuição da dissertação

Como visto anteriormente, em [1] é proposta uma nova técnica de modulação de portadora única capaz de reduzir a influência da interferência de múltiplo acesso em sistemas CDMA assíncronos. Entretanto, tal técnica não é aplicável quando o canal com múltiplos percursos é variável no tempo. Tal característica foi verificada pelo estudo registrado no Capítulo 2 e comprovada através de simulações cujos resultados são apresentados na Seção 3.5. Este é um fator limitante para a aplicação prática da técnica proposta, uma vez que a grande maioria dos canais com múltiplos percursos é variante no tempo, principalmente os canais de rádio móvel.

A presente dissertação propõe a aplicação da idéia descrita em [1] em um sistema baseado em modulação com múltiplas portadoras, tradicionalmente conhecido como multiplexação por divisão ortogonal de frequências (OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). A nova técnica proposta neste estudo foi nomeada DC-MC-CDMA (*Double Spreading Code, Multi-Carrier, Code-Division Multiple Access*). Como será visto na Seção 3.5, a técnica DC-MC-CDMA é capaz de melhorar o desempenho do sistema em canais invariantes no tempo se comparada com a técnica proposta em [1]. Entretanto, a principal contribuição da nova técnica DC-MC-CDMA é conseguir reduzir a degradação do desempenho provocada pela MAI mesmo em canais variantes no tempo. Estes resultados foram publicados no congresso internacional *SympoTIC'06 - Joint IST Workshop on Sensor Networks & Symposium on Trends in Communications*, realizado em junho de 2006 na capital da Slovakia, Bratislava, sob o seguinte título:

”MC-CDMA System with Double Spreading Codes for MAI Reduction in the Multi-path Fading Downlink Channel”.

Em resumo as contribuições do trabalho são:

1. Aplicação da técnica *dual code* num sistema MC-CDMA;
2. Análise das propriedades exploradas na escolha dos códigos aplicados nesta técnica.

1.1.3 Estrutura da dissertação

Esta dissertação está dividida em 4 Capítulos. No restante deste capítulo são abordados os conceitos básicos para o entendimento da técnica proposta. O Capítulo 2 apresenta um estudo aprofundado da técnica proposta em [1], descrevendo suas propriedades e características. Também é mostrado no Capítulo 2 um detalhamento das características necessárias para as seqüências de espalhamento a serem empregadas no sistema proposto. No Capítulo 3 se encontra a descrição de como a idéia proposta em [1] pode ser aplicada a um sistema de transmissão baseado em múltiplas portadoras e o modelo proposto para o sistema DC-MC-CDMA. O Capítulo 3 mostra também as validações do modelo proposto quando comparado com outros modelos já amplamente estudados, assim como os resultados obtidos pelo sistema DC-MC-CDMA em canais variantes e invariantes no tempo. Finalmente, as conclusões pertinentes a cada caso e oportunidades para estudos futuros são registradas no Capítulo 4.

1.2 Caracterização do Canal Rádio Móvel

1.2.1 A propagação por múltiplos percursos

O modelo de propagação no espaço livre leva em consideração que a região entre as antenas transmissora e receptora não contém obstáculos capazes de refletir ou absorver o sinal de radiofrequência. Neste modelo de propagação a atenuação do sinal entre o transmissor e o receptor é descrita como sendo proporcional ao quadrado da distância d entre os mesmos. Este comportamento é governado por (1.1), onde $L_s(d)$ é a atenuação

provocada pelo meio a uma distância d do transmissor e λ é o comprimento de onda do sinal em questão.

$$L_s(d) = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (1.1)$$

Além disso, o modelo leva em conta que a superfície da terra está infinitamente distante do sinal propagado ou, pelo menos, distante o suficiente para apresentar um coeficiente de reflexão desprezível.

Entretanto, na maioria dos casos práticos onde o sinal de radiofrequência se propaga perto do solo, o modelo de propagação no espaço livre é inadequado. Nestes casos, o sinal se propaga em um ambiente com múltiplos obstáculos que espalham, refletem e difratam o sinal, caracterizando o fenômeno chamado de propagação em múltiplos percursos. Como efeito resultante deste tipo de propagação, o sinal recebido apresentará variações de amplitude, fase e ângulo de chegada.

A Figura 1.1 [2] representa uma caracterização geral dos tipos de desvanecimento que podem ocorrer em um sistema de comunicação móvel.

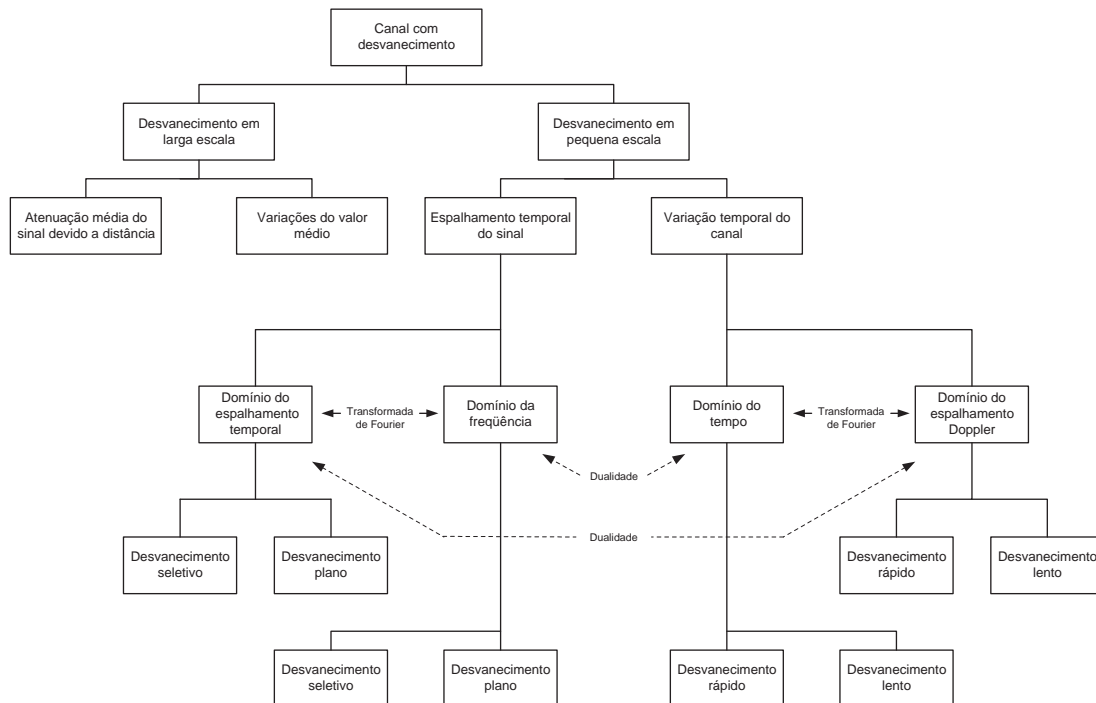


Figura 1.1: Manifestações de um canal com desvanecimento.

De maneira geral, os efeitos do desvanecimento podem ser caracterizados de duas maneiras: desvanecimento de grande escala e de pequena escala.

O desvanecimento de grande escala descreve a atenuação média do sinal recebido devido à movimentação de grande escala do receptor. Este efeito é provocado pelas variações de altimetria e morfologia do terreno em questão, como montanhas, prédios, florestas, etc. Tais obstáculos provocam o chamado sombreamento do sinal recebido. Este tipo de efeito pode ser caracterizado estatisticamente através do valor médio de atenuação e da variação log-normal da mesma em torno da média. Desta forma a potência do sinal recebido é dada por:

$$P(d) = P(d_o) - \left[10n_p \log \left(\frac{d}{d_o} \right) + X_\sigma \right] \quad (1.2)$$

onde d_o é uma distância de referência, n_p é o coeficiente de propagação e X_σ é uma variável aleatória com distribuição log-normal com média zero e desvio padrão σ .

Por outro lado, o desvanecimento de pequena escala se refere a variações na amplitude do sinal recebido resultantes de pequenas variações na posição espacial do receptor. Na Figura 1.1 observa-se que o desvanecimento de pequena escala se manifesta através de dois mecanismos principais: espalhamento temporal do sinal recebido e o comportamento variante do canal no tempo devido à movimentação relativa entre o transmissor e o receptor.

Uma vez que exista um grande número de percursos de propagação e que não exista um percurso dominante entre o transmissor e o receptor, a envoltória do sinal recebido pode ser caracterizada por uma função de densidade de probabilidade (PDF - *Probability Density Function*) de Rayleigh, como na equação:

$$p_{Ray}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp \left[-\frac{r^2}{2\sigma^2} \right] \quad (1.3)$$

sendo que r representa os possíveis valores de amplitude do sinal recebido e $2\sigma^2$ é a potência média do sinal composto por múltiplos percursos.

Entretanto, se existir um sinal de visada direta ou percurso dominante, a envoltória

do sinal recebido pode ser melhor caracterizada por uma PDF de Rice, dada por:

$$p_{Rice}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right] J_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) \quad (1.4)$$

onde r representa os possíveis valores de amplitude do sinal recebido, $2\sigma^2$ é a potência média do sinal composto por múltiplos percursos, A é uma constante que representa a amplitude do percurso dominante e J_0 é uma função de Bessel de primeira espécie e ordem zero.

Pode-se concluir que um determinado receptor móvel terá seu desempenho determinado por uma superposição dos efeitos dos desvanecimentos de grande e pequena escala, de acordo com o ambiente onde o mesmo se encontra.

A avaliação do desempenho do sistema proposto nesta dissertação foi executada utilizando-se canais com distribuição de Rayleigh, devido ao fato deste ser o caso mais crítico na prática.

1.2.2 Parâmetros do Canal Rádio Móvel

Como citado, o desvanecimento em pequena escala se manifesta através de dois mecanismos:

1. Espalhamento temporal do sinal recebido;
2. Comportamento variante do canal no tempo devido à movimentação relativa entre o transmissor e o receptor.

O mecanismo de espalhamento temporal pode ser definido nos domínios do tempo e da frequência. No domínio do tempo o mesmo é descrito através do espalhamento de atraso temporal provocado pelo canal e, no domínio da frequência, através da banda de coerência do canal. De maneira similar, o comportamento variante do canal no tempo pode ser representado nos domínios do tempo e da frequência através do tempo de coerência do canal e do desvio Doppler, respectivamente. Esses parâmetros são descritos a seguir.

1.2.2.1 Espalhamento temporal

Para um único impulso transmitido, o tempo T_m entre o primeiro e o último componente do sinal recebido é descrito como sendo o espalhamento de atraso máximo do canal [2].

Em um canal onde ocorre a propagação por múltiplos percursos, a relação entre o espalhamento de atraso máximo T_m e o tempo de símbolo t_s da modulação empregada determina o tipo de desvanecimento provocado pelo canal: seletivo em frequência ou plano. Um canal apresenta desvanecimento seletivo quando $T_m > t_s$. Este tipo de dispersão do sinal recebido agrava a interferência inter-simbólica (ISI - *Inter Symbol Interference*). Um canal apresenta desvanecimento plano quando $T_m < t_s$, sendo que este tipo de desvanecimento causa uma degradação na relação sinal-ruído (SNR - *Signal to Noise Ratio*) do sinal recebido.

A determinação da seletividade ou não de um canal com múltiplos percursos também pode ser feita no domínio da frequência. Neste caso o parâmetro determinante é a banda de coerência B_c , definida como sendo uma medida estatística da faixa de frequências nas quais o canal atenua de forma correlacionada os componentes espectrais dos sinais por ele transmitidos. Desta forma, se B_s é a banda do sinal transmitido, um canal é dito seletivo na frequência se $B_c < B_s$ e dito plano se $B_c > B_s$. De maneira aproximada, a banda de coerência pode ser calculada como sendo o inverso de T_m .

Se $B_c < B_s$ o canal apresentará desvanecimento seletivo, levando à necessidade da implementação de equalizadores no receptor com o objetivo de diminuir a taxa de erros de bit provocada pela ISI.

1.2.2.2 Comportamento variante do canal no tempo

Na seção 1.2.2.1 foram descritos os parâmetros que quantificam o espalhamento de atraso temporal provocado pelo canal com múltiplos percursos. Entretanto, estes parâmetros não oferecem informação sobre a natureza variante no tempo do canal, causada pelo movimento relativo entre o transmissor e o receptor ou mesmo pela movimentação de outros objetos entre os mesmos.

Neste contexto se define o tempo de coerência do canal (T_o) como sendo um intervalo

de tempo durante o qual a resposta em frequência do canal permanece inalterada.

Sendo assim, o desvanecimento causado pelo canal pode ser classificado como sendo rápido ou lento de acordo com T_o e o tempo de símbolo (t_s) da modulação empregada. Desta forma, o desvanecimento será classificado como rápido se $T_o < t_s$ e lento se $T_o > t_s$.

Em um canal apresentando desvanecimento rápido, as características do desvanecimento se alteram durante o tempo de duração de um símbolo. Quando o canal é descrito como sendo lento, o tempo no qual o canal apresenta amplitudes correlacionadas é maior do que a duração do símbolo transmitido. Desta forma, espera-se que o canal permaneça praticamente inalterado durante o tempo de transmissão de pelo menos um símbolo. A velocidade de variação do canal tem efeito, por exemplo, sobre o desempenho dos sistemas de aquisição e rastreamento de sincronismo do receptor. Quanto mais rápido for o desvanecimento, maior a dificuldade de se conseguir um sincronismo perfeito entre o transmissor e o receptor, podendo levar a uma taxa de erro de *bit* irreduzível.

Uma caracterização análoga do comportamento variante do canal pode ser feita no domínio da frequência, através do desvio Doppler. Tal caracterização leva ao conhecimento do espalhamento em frequência do sinal recebido. A largura do espectro de potência Doppler é referida como alargamento espectral ou espalhamento Doppler, dado por:

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \quad (1.5)$$

onde v é a velocidade relativa entre o transmissor e o receptor e λ é o comprimento de onda do sinal transmitido.

Nota-se que f_d e T_o são recíprocos e, sendo assim, uma relação aproximada entre estas duas grandezas é dada por:

$$T_o \cong \frac{1}{f_d} \quad (1.6)$$

1.2.3 Contra-medidas em Sistemas de Comunicações Móveis

Como visto nas seções 1.2.2.1 e 1.2.2.2, a propagação de sinais em canais com múltiplos percursos pode provocar a degradação dos mesmos. Esta degradação pode se apresentar, basicamente, de duas formas:

1. ISI devido a distorções no formato do pulso;
2. Degradação da relação sinal-ruído do sinal recebido devido ao desvanecimento plano.

Sendo assim, alguma solução de contra-medida para estes efeitos deve ser adotada para que se tenha o desempenho desejado em um sistema de comunicações móveis. Tais contra-medidas são sumarizadas na Figura 1.2 [3].

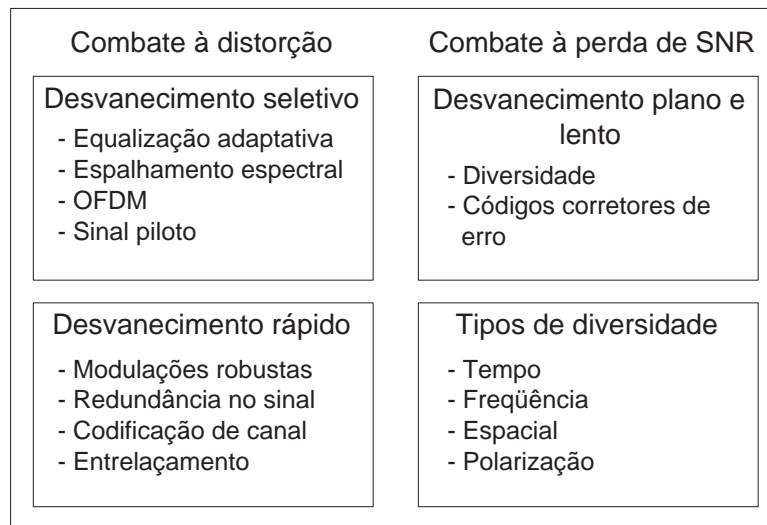


Figura 1.2: Contra-medidas para desvanecimento em sistemas de comunicações móveis.

Um método para mitigação dos efeitos do desvanecimento em canais rádio móvel é o uso de algum tipo de diversidade de recepção. O termo diversidade é empregado para se descrever diversos métodos de se prover o receptor com várias amostras descorrelacionadas do mesmo sinal. É importante que tais amostras sejam descorrelacionadas para que se obtenha o ganho proveniente da utilização da diversidade. A Figura 1.2 cita alguns tipos de diversidade empregados atualmente. De especial interesse neste trabalho é a diversidade em freqüência, sendo a mesma utilizada no sistema DC-MC-CDMA proposto. Tal sistema emprega um alto grau de diversidade em freqüência,

uma vez que o mesmo *bit* de informação do usuário é enviado por várias portadoras ortogonais entre si.

A utilização da técnica de espalhamento espectral é uma das maneiras de se mitigar a ISI provocada pelo desvanecimento seletivo. Tal efeito é combatido com o uso do receptor Rake, composto de vários ramos (correlatores), cada um sintonizado temporalmente em um determinado percurso do canal em questão. O uso do receptor Rake aumenta a relação sinal-ruído, uma vez que o mesmo é capaz de combinar de forma coerente a energia de cada um de seus ramos. Assim, o sinal resultante apresentará uma SNR maior se comparada com a SNR de cada ramo isoladamente.

A técnica OFDM pode ser usada em canais que apresentam desvanecimento seletivo com o objetivo de se evitar o uso de equalizadores de complexidade elevada. Tal efeito é conseguido pelo alargamento do tempo de símbolo. A banda do sinal a ser transmitido é dividida em várias sub-bandas, cada uma apresentando uma taxa de *bits* menor que a original. Cada sub-banda é então transmitida por múltiplas portadoras ortogonais. O objetivo principal é fazer com que a banda do sinal em cada portadora seja inferior à banda de coerência do canal de forma que o desvanecimento possa ser considerado plano em cada uma delas.

1.3 Multiplexação por Divisão Ortogonal de Frequência

1.3.1 Introdução

Os sistemas de comunicação digital normalmente usam técnicas de modulação baseadas em uma única portadora (SCM - *Single Carrier Modulation*) modulada em quadratura (QAM - *Quadrature Amplitude Modulation*), fase (PSK - *Phase Shift Keying*) ou frequência (FSK - *Frequency Shift Keying*). Nestas técnicas os dados são transmitidos de forma serial pelo canal. Se a taxa de transmissão for muito alta, a janela temporal associada a cada símbolo será pequena, tornando-o suscetível às distorções

temporais causadas pelo canal.

Os sistemas que se utilizam de técnicas SCM são suscetíveis a ruídos impulsivos, ecos causados por múltiplos percursos de propagação e desvanecimento seletivo. Nos sistemas SCM, a solução para estes problemas é a utilização de técnicas de equalização, quando a banda de coerência do canal for menor que a banda do sinal modulado. Neste caso, dependendo do número de percursos de propagação, ter-se-á um elevado grau de complexidade na construção dos equalizadores, que não raramente terão centenas de taps [4].

Em busca de um melhor desempenho na transmissão de dados em altas velocidades, sistemas de transmissão com múltiplas portadoras (MCM - *Multi Carrier Modulation*) vêm sendo largamente estudados. A idéia básica é aumentar a duração do símbolo de forma que o mesmo seja maior que a duração dos ruídos impulsivos e o intervalo de dispersão temporal do canal. Assim, um canal que apresenta uma forte seletividade em frequência para um sistema SCM poderá ser considerado plano para cada portadora de um sistema MCM. Este fato reduz consideravelmente a complexidade dos equalizadores necessários para a compensação das amplitudes e fases das portadoras recebidas, muitas vezes se reduzindo a uma simples equalização *one-tap* [4]. Entretanto, se o desvanecimento for rápido, se comparado com a taxa de símbolos OFDM, o sistema ainda apresentará degradação devido à quebra da ortogonalidade entre as diversas portadoras constituintes do sistema devido ao efeito Doppler.

A despeito dos fatores a favor da utilização de uma modulação com múltiplas portadoras, a mesma apresenta como fator limitante a elevada complexidade de implementação. Caso um sistema MCM seja implementado utilizando-se os procedimentos adotados em sistemas FDM (*Frequency Division Multiplexing*), seria necessário um banco de elevado número de moduladores e demoduladores. Desta forma, pode-se perceber que o grau de complexidade aumenta proporcionalmente com o aumento do número de portadoras, tornando este método impraticável, uma vez que o número de portadoras pode chegar a centenas e até mesmo milhares.

Felizmente, não é necessário gerar e modular cada umas das portadoras isolada-

mente. Através da transformada discreta de Fourier inversa (IDFT - *Inverse Discrete Fourier Transform*) [5] torna-se possível a modulação simultânea de todas as portadoras. De maneira semelhante, na recepção não é necessário fazer a separação de cada uma das N_c portadoras através de filtros convencionais. Utiliza-se então a amostragem do sinal e posterior aplicação da transformada discreta de Fourier (DFT - *Discrete Fourier Transform*) para a recuperação do bit transmitido. O uso da Transformada de Fourier da detecção de sinais MCM simplifica, de maneira expressiva, o processo de modulação/demodulação dos mesmos.

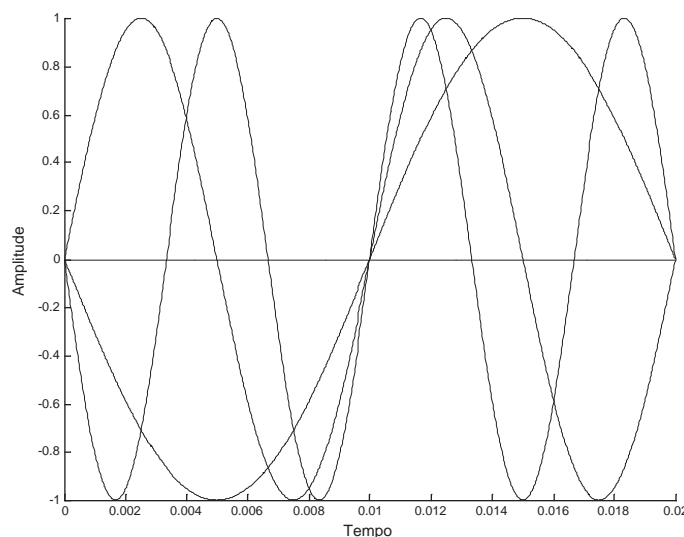


Figura 1.3: Componentes senoidais do sinal OFDM.

A aplicação da transformada discreta de Fourier em sistemas MCM se baseia no princípio da ortogonalidade entre as diversas portadoras constituintes do sistema, como mostrado na Figura 1.3. Pode-se observar 3 portadoras separadas igualmente de 50 Hz neste exemplo. Como cada portadora tem uma frequência múltipla inteira deste valor, feito como sendo o inverso do tempo de símbolo OFDM, a separação mínima entre as portadoras é conseguida e a condição de ortogonalidade mantida.

Sistemas MCM e SCM apresentam interessantes relações duais. Enquanto os sistemas SCM são bastante influenciados por fenômenos de curta duração, os sistemas MCM são praticamente imunes aos mesmos, isto se a duração destes fenômenos perturbadores for menor que o tempo de símbolo projetado. Por outro lado, sistemas MCM

são bastante suscetíveis a interferências senoidais e a erros de fase e frequência.

1.3.2 Interferência entre símbolos e entre portadoras

Em condições ideais de propagação, a recuperação do bit transmitido sem erro pode ser trivial. Porém, em casos reais existem fatores que provocam ISI entre os dados transmitidos. Dependendo da natureza do fenômeno degradante, a ISI pode se manifestar como interferência dentro do mesmo símbolo, sendo chamada de intra-símbolo. A ISI também pode se fazer presente na forma de interferência inter-símbolos, onde um símbolo recebe interferência dos símbolos adjacentes.

A ISI intra-símbolo, também conhecida como interferência entre portadoras (ICI - *Inter Carrier Interference*), é provocada pela perda da ortogonalidade entre as diversas portadoras do sistema. Esta situação é tipicamente causada quando ocorrem erros de frequência devido ao sincronismo não perfeito no receptor. Esta situação se agrava com o aumento do número de portadoras, pois o espaçamento entre as mesmas diminui, tornando o sistema mais suscetível a erros de frequência.

A ISI inter-símbolo se manifesta tipicamente em um ambiente onde ocorrem múltiplos percursos de propagação. Neste caso, uma réplica de um símbolo atrasado pode provocar interferência no símbolo atual. Este efeito pode ser combatido aumentando-se o tempo do símbolo OFDM. Porém, vale lembrar que isso pode agravar a ICI, uma vez que o aumento do tempo de símbolo OFDM provoca diminuição no espaçamento entre as portadoras.

1.3.3 Banda de Guarda e Extensão Cíclica

A relativa imunidade à dispersão temporal é uma das características que torna os sistemas MCM atraentes para aplicações práticas. Esta importante característica é conseguida pela utilização de uma banda de guarda temporal. Um tipo de banda de guarda largamente utilizada é a extensão cíclica. Nesta técnica, a parte final de cada símbolo OFDM a ser transmitido é replicada num intervalo que precede o tempo útil do símbolo, como pode ser visto na Figura 1.4, com escala de tempo em segundos.

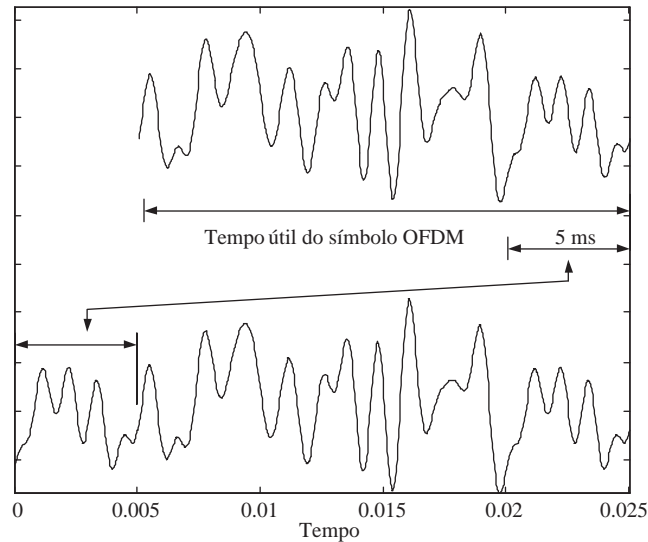


Figura 1.4: Extensão Cíclica (tempo em segundos).

Para que a ISI possa ser evitada, o tempo da extensão cíclica é feito maior que o tempo de dispersão do canal. Porém, mesmo nestas condições pode-se ter ainda ICI, uma vez que a banda de guarda temporal não tem ação sobre a perda de ortogonalidade entre as portadoras.

Segundo [6], modulações de ordem elevada, tais como a 64-QAM são mais suscetíveis a ICI e ISI do que aquelas de ordens menores, como o caso de uma modulação por chaveamento de fase em quadratura (QPSK - *Quadrature Phase Shift Keying*).

Dentro do período de um símbolo, as senóides e co-senóides associadas à cada portadora terão um número inteiro de comprimentos de onda. Dessa forma, a primeira e a última amostra do símbolo terão valores iguais. Assim, a replicação da parte final do símbolo em seu início não irá causar descontinuidade de fase. Esta é uma característica importante, pois uma possível descontinuidade de fase poderia causar perda de ortogonalidade entre as portadoras e, conseqüentemente, ICI.

O tempo total do intervalo de guarda deve ser repartido entre os percursos de propagação com atrasos positivos e negativos, ou seja, ecos pré-cursors e pós-cursors. No caso de ecos pré-cursors, a parte final do símbolo será afetada. Para ecos pós-cursors, a parte inicial do símbolo será afetada. Sendo assim, uma opção é utilizar um sistema adaptativo, onde o receptor ajuste o valor do tempo de guarda de acordo

com o perfil de atrasos do canal em questão.

1.3.4 Geração do sinal OFDM

A transmissão de um sinal com OFDM utiliza blocos de N_c símbolos para modular N_c portadoras regularmente espaçadas de um valor Δ_s , feito como sendo o inverso da duração dos símbolos OFDM. Se as portadoras estiverem regularmente espaçadas a partir de zero, tem-se o sinal em banda-base constituído de uma soma de senóides e co-senóides. Um sinal OFDM do tipo banda-passante pode ser gerado pela translação de frequências do espectro em banda-base.

O sinal OFDM será constituído por uma soma de senóides e co-senóides com amplitude modulada pelo símbolos $d_n = a_n + jb_n$. O sinal OFDM em banda-base pode ser descrito como:

$$y(t) = 2 \sum_{n=0}^{N_c-1} a_n \cos(2\pi f_n t) + b_n \sin(2\pi f_n t) \quad (1.7)$$

Pode-se observar que a geração do sinal OFDM pela modulação direta de senóides e co-senóides se torna não prática quando se tem um número elevado de portadoras, o que acontece com a maioria das aplicações. Sendo assim, quando existe a necessidade de implementação de um sistema com um número elevado de portadoras utiliza-se a transformada discreta de Fourier inversa. Isto é possível, pois o símbolo OFDM é a síntese em componentes senoidais de um determinado sinal de entrada, que é justamente a definição da transformação de Fourier. Calculando-se a transformada discreta de Fourier sobre o bloco de N_c símbolos complexos tem-se, segundo [4]:

$$S_m = 2 \sum_{n=0}^{N_c-1} d_n e^{-j2\pi nm/N_c} \quad m = 0, 1, \dots, N_c - 1 \quad (1.8)$$

Definindo:

$$f_n = n/N_c \Delta t \quad e \quad t_m = m \Delta t \quad (1.9)$$

sendo Δt um intervalo de tempo que definirá o espaço entre as portadoras. Uma escolha

natural é fazer Δt como sendo o inverso da taxa de símbolos OFDM, de forma que $\Delta t = \Delta t_s$. Pode-se fazer $\Delta t < \Delta t_s$, porém isto aumenta o espaço entre as portadoras e conseqüentemente diminui a eficiência espectral. Não se pode fazer $\Delta t > \Delta t_s$, pois desta forma haverá perda da ortogonalidade e os dados não poderão ser recuperados sem erro.

Aplicando-se as definições de (1.9) em (1.8) ter-se-á então:

$$S_m = 2 \sum_{n=0}^{N_c-1} d_n e^{-j2\pi f_n t_m} \quad (1.10)$$

$$S_m = 2 \sum_{n=0}^{N_c-1} (a_n + jb_n) [\cos(2\pi f_n t_m) - j \sin(2\pi f_n t_m)] \quad (1.11)$$

Realizando-se a multiplicação dos termos dentro do somatório e tomando-se apenas a parte real do vetor resultante ter-se-á:

$$y(t) = \text{Re}[S_m] = 2 \sum_{n=0}^{N_c-1} a_n \cos(2\pi f_n t_m) + b_n \sin(2\pi f_n t_m) \quad (1.12)$$

Os valores $\{Y_m\}_{m=0}^{N_c-1}$, onde $Y_m = y(t - m\Delta t)$ representam as amostras do sinal descrito em (1.12) para instantes de amostragem iguais a t_m . Se estas amostras forem filtradas por um filtro passa baixas, teremos exatamente o sinal descrito em (1.7).

Observa-se que neste caso o sinal OFDM foi sintetizado através do uso da DFT [7] [4], e não da IDFT, sendo esta uma forma alternativa para a geração do sinal OFDM.

Em sistemas de comunicação sem fio é comum a transposição do sinal em banda-base para uma determinada frequência de operação. A Figura 1.5 sugere uma estrutura para este caso empregando moduladores em fase e quadratura [5]. É importante notar que o sistema proposto não leva em conta a dispersão temporal provocada pelo canal, sendo que a mesma deve ser combatida com a utilização de um intervalo de guarda como mostrado na Seção 1.3.3. Neste caso tem-se a transmissão das partes real e imaginária da IFFT, não sendo necessário que na recepção a taxa de amostragem seja o dobro daquela usada na transmissão, como será visto na próxima seção.

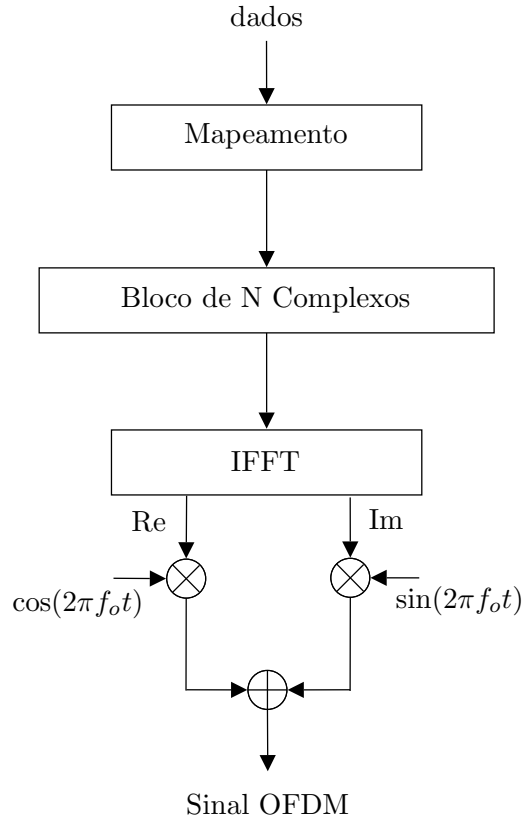


Figura 1.5: Transmissão com modulação adicional.

1.3.5 Demodulação do sinal OFDM

A recuperação dos bits transmitidos pode ser executada por uma operação inversa àquela executada na transmissão. Porém, se for transmitida somente a parte real do sinal, na recepção deve-se usar uma taxa de amostragem com o dobro da taxa usada para a geração do sinal, ou seja, o intervalo de amostragem deve ser igual a $\Delta t/2$ [4]. Nestas condições, para o sinal transmitido $y(t)$ dado pela equação (1.7), serão obtidas amostras reais com valores dados por:

$$Y_k = y\left(k\frac{\Delta t}{2}\right) = \sum_{n=0}^{N_c-1} a_n \cos(2\pi f_n t_k/2N_c) + b_n \sin(2\pi f_n t_k/2N_c) \quad 0 < k < (2N_c - 1)\Delta t \quad (1.13)$$

Usando as definições de (1.9) tem-se:

$$Y_k = y\left(k\frac{\Delta t}{2}\right) = \sum_{n=0}^{N_c-1} a_n \cos(2\pi n k/2N_c) + b_n \sin(2\pi n k/2N_c) \quad (1.14)$$

Desta forma, estas amostras formam um vetor de comprimento $2N_c$, no qual é aplicada uma Transformada Discreta de Fourier.

$$z_l = \frac{1}{2N_c} \sum_{k=0}^{2N_c-1} Y_k e^{-j2lk\pi/2N_c} \quad (1.15)$$

Usando a seguinte igualdade:

$$\frac{1}{2N_c} \sum_{k=0}^{2N_c-1} e^{j2\pi mk/2N_c} = \begin{cases} 1 & , m = 0, \pm 2N_c, \pm 4N_c, \dots \\ 0 & , cc \end{cases} \quad (1.16)$$

tem-se que os primeiros N_c pontos da DFT fornecerão os símbolos d_n originais:

$$z_l = \begin{cases} 2a_0 & l = 0 \\ a_l + jb_l & l = 1, 2, \dots, N_c - 1 \\ \textit{irrelevante} & l > N_c - 1 \end{cases} \quad (1.17)$$

Na prática são utilizados também tons e seqüências piloto para garantir a sincronização de portadora e de bloco, o que é imprescindível para que o processo apresentado acima funcione corretamente.

1.3.6 Análise Espectral do Sinal OFDM

Como descrito pela equação (1.7), um sinal OFDM é formado pela soma de senóides e co-senóides ortogonais entre si, sendo estas componentes moduladas pelos símbolos complexos gerados pela modulação em questão. O espectro referente a cada uma das portadoras será uma função do tipo $Sinc[(f - f_n)T]$, onde f_n é a frequência da senoide ou co-senoide, T é a duração do bloco de símbolos e $Sinc(x) = \sin(\pi x)/\pi x$. Como $T = N\Delta t_s$, as funções $Sinc$ terão seu máximo em $f = f_n$ e estarão regularmente espaçadas de $1/N\Delta t_s$, como mostrado na Figura 1.6 [4].

Pode-se observar pela Figura 1.6 que existe uma sobreposição espectral entre as portadoras. Porém, se as mesmas forem ortogonais é possível se extrair a informação

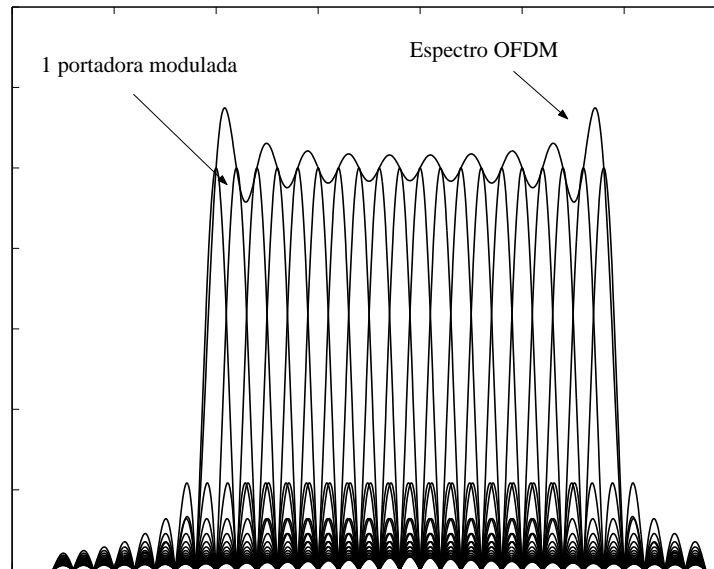


Figura 1.6: Espectro do sinal OFDM.

referente a cada uma delas.

1.3.7 Equalização no Sistema OFDM

Se a dispersão do canal for menor que o tempo de duração do tempo de guarda do símbolo OFDM, o sistema não sofrerá degradação devido à ISI. Neste caso, a equalização no domínio do tempo não é mandatória [8].

Utilizando-se um número elevado de portadoras, cada uma delas terá um espectro relativamente estreito, sendo que a resposta do canal pode ser considerada plana para cada portadora. Esta característica será mantida mesmo que o ganho do canal varie entre as portadoras.

Se a resposta do canal $H(f_n)$ para a frequência da portadora f_n for igual a:

$$H(f_n) = H_n e^{-j\phi_n} \quad (1.18)$$

e se o sinal OFDM, com as portadoras moduladas por chaveamento binário de fase

(BPSK - *Binary Phase Shift Keying*), correspondente a um símbolo for igual a:

$$y_b(t) = 2 \sum_{n=0}^{N_c-1} a_n \cos(2\pi f_n t) \quad 0 < t < N_c \Delta t \quad (1.19)$$

o sinal recebido será dado por:

$$\begin{aligned} r(t) &= 2 \sum_{n=0}^{N_c-1} a_n H_n \left\{ \frac{e^{j(2\pi f_n t)} + e^{-j(2\pi f_n t)}}{2} \right\} e^{-j\phi_n} \\ &= 2 \sum_{n=0}^{N_c-1} a_n H_n \left\{ \frac{e^{j(2\pi f_n t - \phi_n)} + e^{-j(2\pi f_n t + \phi_n)}}{2} \right\} \\ &= 2 \sum_{n=0}^{N_c-1} H_n [a_n \cos(2\pi f_n t - \phi_n)] \quad 0 < t < N_c \Delta t \end{aligned} \quad (1.20)$$

A equação (1.20) demonstra que o sinal pode ser recuperado na ausência de ruído branco aditivo (AWGN - *Additive White Gaussian Noise*). Porém, existe uma rotação de fase do sinal recebido dada pelo valor de ϕ_n . No modelo adotado não existe a presença de ISI. Nestas situações, a equalização se resume a uma operação inversa àquela executada pelo canal.

$$r'(t) = r(t) / H_n e^{-j\phi_n} \quad (1.21)$$

$$\begin{aligned} &= 2 \sum_{n=0}^{N_c-1} a_n H_n \left\{ \frac{e^{j(2\pi f_n t - \phi_n)} + e^{-j(2\pi f_n t + \phi_n)}}{2 H_n e^{-j\phi_n}} \right\} \\ &= 2 \sum_{n=0}^{N_c-1} a_n H_n \left\{ \frac{e^{j(2\pi f_n t)} + e^{-j(2\pi f_n t)}}{2} \right\} \\ &= 2 \sum_{n=0}^{N_c-1} a_n \cos(2\pi f_n t) = y_b(t) \quad 0 < t < N_c \Delta t \end{aligned} \quad (1.22)$$

Assim, a equação (1.21) representa um equalizador de apenas uma tomada (*one-tap equalization*), sendo o dado de saída obtido pela multiplicação dos dados de entrada por uma constante complexa. Desta forma, pode-se recuperar perfeitamente o símbolo transmitido, como mostra a equação (1.22).

1.4 Espalhamento Espectral

1.4.1 Introdução

Os sistemas de comunicação em faixa estreita são normalmente designados para a transmissão de informação digital de um ponto a outro, o mais eficientemente possível em um ambiente com ruído AWGN. Os moduladores são projetados para que o sinal transmitido tenha uma boa eficiência de banda e potência. Os demoduladores devem ser elaborados de forma a permitir a mínima taxa de erros de bit em canal AWGN.

Um outro tipo de interferência não prevista pelo modelo de canal AWGN é aquela devido à propagação através de múltiplos percursos. Neste caso, o receptor tem em sua entrada o sinal original e réplicas atrasadas deste mesmo sinal, podendo provocar degradação da taxa de erros de bit.

Neste cenário surge a técnica de espalhamento espectral com o objetivo de minimizar os efeitos nocivos descritos. Entende-se por Espalhamento Espectral, a técnica de modulação e demodulação onde o sinal modulado tem uma banda muito maior do que a mínima banda necessária para a transmissão do sinal modulante [9].

A condição descrita é necessária, porém não suficiente. Para que uma técnica de modulação/demodulação seja considerada como espalhamento espectral, dois requisitos devem ser atendidos, sendo eles:

1. O sinal de transmissão deve ocupar uma banda muito maior que a banda do sinal modulante;
2. A banda do sinal de transmissão deve ser determinada por uma função de modulação independente do sinal modulante e ser conhecida pelo receptor.

1.4.2 Espalhamento por Seqüência Direta

O espalhamento de banda pela modulação direta dos dados por um sinal de espalhamento de faixa larga é chamado de espalhamento por seqüência direta (DS-SS - *Direct Sequence Spread Spectrum*). O sinal (código) para o espalhamento é escolhido

de forma a apresentar características que facilitem a detecção do sinal resultante pelo receptor em questão e dificulte a recepção para um receptor não autorizado.

O espalhamento por seqüência direta é largamente utilizado em sistemas práticos, porém existem outros meios para se obter um sinal espalhado. O código de espalhamento também pode ser usado para controlar a frequência ou o tempo de transmissão de um sinal modulado. Estes sistemas são denominados de espalhamento por saltos de frequência e por saltos no tempo, respectivamente.

Existem vários tipos de códigos que podem ser utilizados para se espalhar um sinal. Entre eles podem ser citadas as seqüências de comprimento máximo (ou seqüências m), os códigos de Walsh-Hadamard e as seqüências Gold e Kasami. Cada um destes tipos apresenta características diferenciadas e possui diferentes aplicações dentro de um sistema de espalhamento espectral como, por exemplo, canalização de usuários e aquisição de sincronismo.

1.4.2.1 Espalhamento por Seqüência Direta BPSK

Uma forma simples de se gerar um sinal espalhado de faixa larga é através da multiplicação do sinal de informação por uma seqüência pseudo-aleatória e posterior modulação em BPSK, como mostrado na Figura 1.7. Neste caso é necessário que o tempo de *bit* da modulação utilizada seja um múltiplo inteiro do tempo de *chip* do código de espalhamento.

Nota-se que os sinais $m(t)$ e $c(t)$ são multiplicados e o sinal resultante modulará em fase uma portadora co-senoidal produzindo o sinal $s(t)$. Assumindo que $m(t)$ e $c(t)$ são aleatórios e fazendo-se a transformada de Fourier da função de auto-correlação do sinal $s(t)$, tem-se a densidade espectral de potência do mesmo dada por [10]:

$$S_s(f) = \frac{t_c}{2} \left\{ \left[\frac{\sin \pi(f - f_o)t_c}{\pi(f - f_o)t_c} \right]^2 + \left[\frac{\sin \pi(f + f_o)t_c}{\pi(f + f_o)t_c} \right]^2 \right\} \quad (1.23)$$

onde t_c é a duração de chip da seqüência de espalhamento $c(t)$.

A expressão (1.23) mostra que $S_s(f)$ é uma função contínua. Porém, sabe-se que na

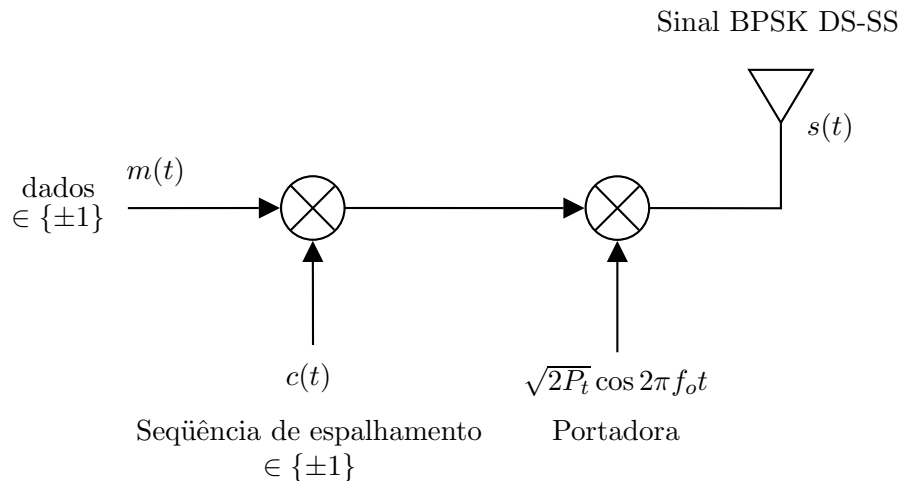


Figura 1.7: Transmissor BPSK com espalhamento por seqüência direta.

prática $c(t)$ é uma seqüência periódica e, sendo assim, $S_s(f)$ será uma função discreta. Para se estudar o efeito da periodicidade de $c(t)$ em $S_s(f)$ admiti-se, num primeiro momento, que a mensagem não está sendo aplicada. Desta forma tem-se [10], onde N é o comprimento da seqüência de espalhamento $c(t)$:

$$\begin{aligned}
 S_s(f) = \frac{N+1}{2N^2} & \left\{ \left[\frac{\sin \pi(f-f_o)t_c}{\pi(f-f_o)t_c} \right]^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta \left(f - f_o - \frac{k}{Nt_c} \right) \right. \\
 & + \left. \left[\frac{\sin \pi(f+f_o)t_c}{\pi(f+f_o)t_c} \right]^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta \left(f + f_o - \frac{k}{Nt_c} \right) \right\} \\
 & - \frac{1}{2N} [\delta(f-f_o) + \delta(f+f_o)] \quad (1.24)
 \end{aligned}$$

O espectro descrito em (1.24) é ilustrado pela Figura 1.8.

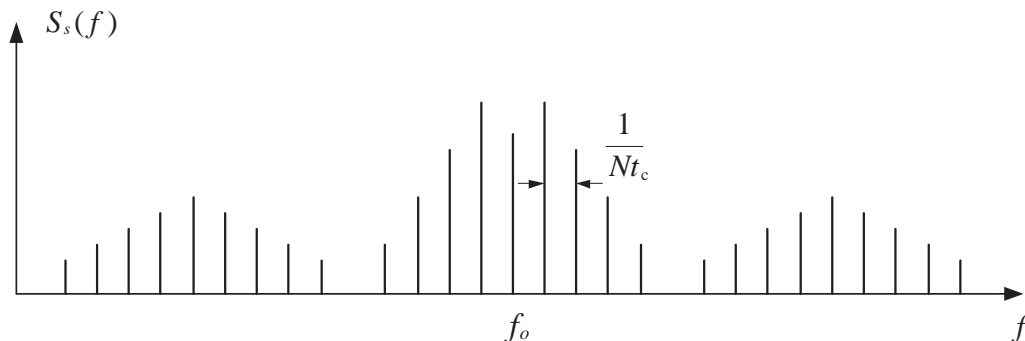


Figura 1.8: Densidade espectral de um sinal PN.

Pode-se notar que as amplitudes relativas das componentes discretas de freqüência

na Figura 1.8 têm o mesmo envelope descrito em (1.23), exceto quando $f = \pm f_o$.

Quando a mensagem $m(t)$ for aplicada, cada frequência discreta em (1.24) será então substituída pela réplica do espectro da mensagem $m(t)$. Se $m(t)$ for um processo aleatório binário, sua densidade espectral é dada por:

$$S_b(f) = t_b \left[\frac{\sin \pi f t_b}{\pi f t_b} \right]^2 \quad (1.25)$$

onde t_b é a duração de bit.

Desta forma, cada raia discreta na Figura 1.8 será substituída pelo espectro da mensagem $m(t)$ mostrado na Figura 1.9 e descrito pela equação (1.25).

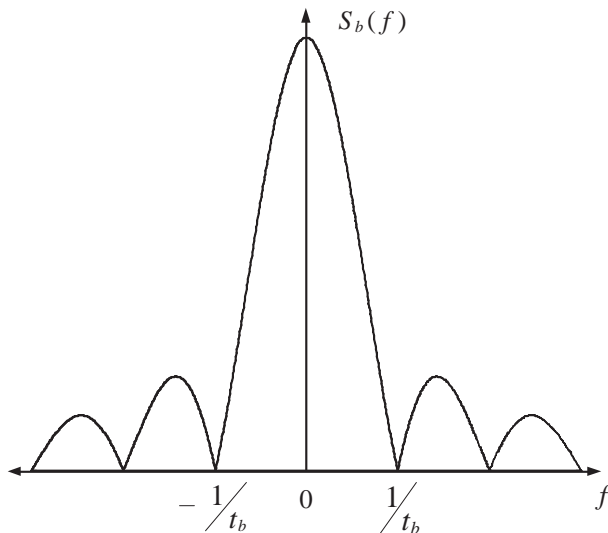


Figura 1.9: Densidade espectral do processo binário aleatório.

1.4.2.2 Processamento do sinal recebido

A Figura 1.10 representa o receptor para um sinal espalhado com o código $c(t)$ e modulado em BPSK. Como o sistema é linear e o ruído AWGN é aditivo, pode-se analisar a saída do correlator para o sinal e para o ruído separadamente. Desta forma, a saída do correlator será constituída pelas duas contribuições citadas, ou seja: $r(t) = m_0(t) + n_0(t)$.

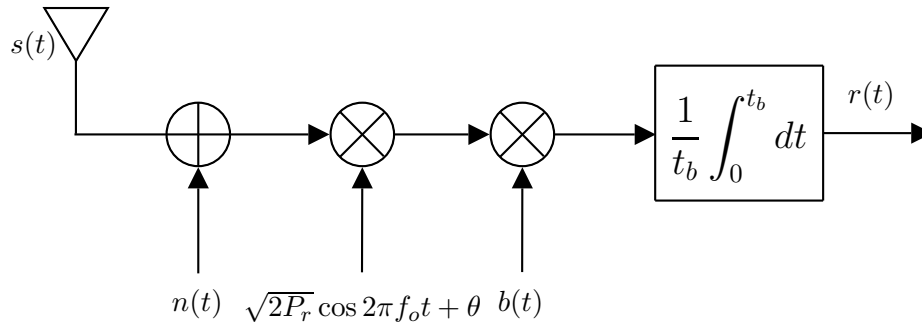


Figura 1.10: Receptor BPSK com espalhamento por seqüência direta.

Considerando que P_r é a potência recebida e que:

$$b(t) = c(t - \tau) \quad (1.26)$$

$$s(t) = \sqrt{2} m(t)c(t) \cos(2\pi f_o t) \quad (1.27)$$

o valor de $m_0(t_b)$ será [9], onde θ representa o atraso relativo à demodulação coerente:

$$m_0(t_b) = \frac{1}{t_b} \int_0^{t_b} \sqrt{P_r} m(u)c(u)c(u - \tau)[\cos(4\pi f_o u + \theta) + \cos(\theta)] du \quad (1.28)$$

que apresenta a seguinte solução:

$$m_0(t_b) = \pm \cos(\theta) \sqrt{P_r} \mathfrak{R}_c(\tau) \quad (1.29)$$

onde $\mathfrak{R}_c(\tau)$ é dado por:

$$\mathfrak{R}_c(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{t_c}, & |\tau| \leq t_c \\ 0, & |\tau| > t_c \end{cases} \quad (1.30)$$

Assim, a amplitude na saída do correlator no momento da decisão será dada por:

$$m_0(t_b) = \begin{cases} \pm \cos(\theta) \sqrt{P_r} \left[1 - \frac{|\tau|}{t_c} \right], & |\tau| \leq t_c \\ 0, & |\tau| > t_c \end{cases} \quad (1.31)$$

Tendo-se $m_0(t_b)$ faz-se necessário o cálculo da contribuição do ruído AWGN na saída do correlator, dado por:

$$n_0(t_b) = \frac{1}{t_b} \int_0^{t_b} n(u) \sqrt{2} c(u - \tau) \cos(2\pi f_o u + \theta) du \quad (1.32)$$

Sendo $n(u)$ uma variável aleatória Gaussiana com média igual a zero, $E\{n_0(t_b)\} = 0$ e a variância $\sigma_{n_0}^2$ é dada por:

$$\sigma_{n_0}^2 = E\{n_0^2(t_b)\} - E\{n_0(t_b)\}^2 = E\{n_0^2(t_b)\} \quad (1.33)$$

Para o ruído AWGN tem-se que:

$$\mathfrak{R}_n(\tau) = E\{n(u)n(v)\} = E\{n(t)n(t - \tau)\} = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \quad (1.34)$$

Desta forma, a variância do ruído AWGN na saída do correlator será dada por [9]:

$$\begin{aligned} \sigma_{n_0}^2 &= \frac{2}{t_b^2} \int_0^{t_b} \frac{N_0}{2} c^2(u - \tau) \frac{1}{2} du \\ &= \frac{N_0}{2t_b^2} \int_0^{t_b} du = \frac{N_0}{2t_b} \end{aligned} \quad (1.35)$$

Nota-se através da equação (1.35) que o valor de $\sigma_{n_0}^2$ depende apenas da densidade espectral do ruído e da taxa de bit da mensagem, e não da taxa da seqüência usada para o espalhamento. Nota-se também que o mesmo é independente do valor do deslocamento relativo τ entre a seqüência usada na transmissão e sua réplica, usada na recepção. Sendo assim, o valor de $\sigma_{n_0}^2$ não depende do sincronismo entre os sistemas de transmissão e recepção.

A relação sinal-ruído na saída do correlator será[9]:

$$\text{SNR} = \frac{P_r}{\frac{N_0}{2t_b}} \quad (1.36)$$

Como é sabido, a SNR é um importante parâmetro para os sistemas de comunicação,

pois a mesma é uma medida da capacidade de detecção do sinal e também da qualidade do mesmo. Pela equação (1.36) nota-se que a SNR depende da relação entre a potência recebida, a densidade espectral do ruído AWGN e o valor da taxa de transmissão dos bits da mensagem, $r_b = 1/t_b$.

Vale lembrar que tal SNR pode ter seu valor aumentado com o uso de alguma técnica de diversidade. Em sistemas de espalhamento espectral operando em canais com múltiplos percursos, umas das formas de diversidade normalmente utilizada é a diversidade em percursos. Tal técnica pode ser aplicada quando a banda do sinal transmitido é maior que a banda de coerência do canal, B_c (Seção 1.2.2.1). Quando $B_s > B_c$, se torna possível a discriminação independente das contribuições de cada percurso através do uso do receptor Rake. Tal receptor é constituído de L correlatores, sendo L o grau de diversidade, sintonizados temporalmente ao sinal em cada percurso do canal em questão.

1.4.3 Múltiplo Acesso

1.4.3.1 As Técnicas FDMA, TDMA e CDMA

Um aspecto importante no projeto de sistemas de rádio móvel é a escolha do esquema de múltiplo acesso a ser utilizado. Tal esquema tem por objetivo compartilhar a banda de frequências disponíveis entre vários usuários, aumentando a capacidade do sistema em questão. As técnicas de múltiplo acesso mais utilizadas podem ser categorizadas em 3 grupos:

1. FDMA (*Frequency Division Multiple Access*)
2. TDMA (*Time Division Multiple Access*)
3. CDMA (*Code Division Multiple Access*)

Na técnica FDMA cada usuário aloca um par de frequências (canal) durante todo o período da transmissão/recepção. Na técnica TDMA cada usuário utiliza o canal durante uma determinada janela temporal (*time-slot*), sendo que múltiplos usuários

podem dividir o mesmo par de frequências. Por outro lado, quando utilizada a técnica CDMA todos os usuários compartilham o mesmo canal na mesma janela temporal. Neste caso são utilizados códigos (seqüências) para a discriminação do sinais de cada usuário do sistema.

Todos os esquemas apresentados têm o mesmo desempenho em canais AWGN, assumindo que as seqüências usadas para cada usuário no sistema CDMA são perfeitamente ortogonais [11]. Quando o canal apresenta variações temporais de amplitude e seletividade em frequência, a técnica CDMA apresenta um desempenho superior se comparada com as outras técnicas descritas. Tal técnica pode tirar proveito da propagação em múltiplos percursos, minimizando seus efeitos sobre a capacidade do sistema.

Em sistemas celulares baseados em FDMA ou TDMA, os canais disponíveis são agrupados em *clusters* de F células, onde F é chamado de fator de reuso. Desta forma, o número de canais em cada célula é dado pelo número total de canais disponíveis dividido por F . Neste caso, um fator F pequeno leva a um aumento da capacidade e, conseqüentemente, ao aumento da interferência entre os sinais dos usuários e queda da qualidade, uma vez que células usando o mesmo grupo de frequências estarão mais próximas. Este efeito é provocado pela chamada interferência co-canal, que é o fator limitante de tais técnicas de múltiplo acesso. Sendo assim, o valor de F deve ser projetado de forma a garantir uma taxa de erros de *bit* mínima.

Num sistema CDMA cada célula utiliza toda a banda disponível. Então, o fator de reuso F será igual a 1, o que resulta em um aumento da capacidade do sistema por um fator de 4 a 6 se comparado com os sistemas FDMA/TDMA digitais [11]. Entretanto, o desempenho do sistema para cada usuário diminui com o aumento do número de usuários. Se o número de usuários ultrapassar um determinado limite, a interferência entre usuários pode levar a uma queda de desempenho do sistema.

1.4.3.2 Interferência de Múltiplo Acesso

Uma das desvantagens do sistema CDMA é a interferência de múltiplo acesso, que se manifesta pela não ortogonalidade perfeita entre as seqüências usadas para dis-

criminar os sinais dos usuários. Em sistemas móveis celulares, as unidades móveis transmitem de forma independente e os sinais correspondentes a cada unidade chegam de forma assíncrona na estação rádio base. Como os atrasos relativos entre usuários são aleatoriamente distribuídos, a correlação cruzada entre os seus sinais não necessariamente será nula. Sendo assim, para se obter baixos níveis de interferência entre usuários, suas seqüências devem apresentar valores de correlação cruzada baixos para todos os possíveis valores de atraso. Mesmo em sistemas CDMA síncronos, operando com seqüências ortogonais, ter-se-á a influência da MAI. Isto é devido ao fato de que a propagação em canais com múltiplos percursos degrada a ortogonalidade entre os códigos, favorecendo o aparecimento da interferência de múltiplo acesso.

Outra desvantagem do sistema CDMA é o chamado problema *near-far*. Ele se manifesta quando um sinal de baixa intensidade recebido pela RBS, proveniente de uma unidade móvel distante, é sobreposto por um sinal de maior intensidade proveniente de uma unidade móvel próxima à RBS. Tal problema agrava ainda mais a MAI entre os usuários do sistema. Se um sinal interferente tiver uma potência b vezes maior que o sinal de interesse, isto equivale a se ter b sinais interferentes de mesma potência, o que inevitavelmente diminuirá a capacidade do sistema [11]. Para combater o problema *near-far* os sistemas de comunicações móveis empregam controle de potência das unidades móveis. O objetivo deste controle é fazer com que os sinais provenientes das unidades móveis cheguem à RBS com aproximadamente a mesma potência, independente da distância entre as unidades móveis e a mesma.

1.5 Sistemas CDMA multi-portadora

1.5.1 Introdução

Técnicas de transmissão com múltiplas portadoras têm atraído a atenção devido à necessidade de transmissão de altas taxas de dados em um ambiente móvel, onde o canal apresenta severas degradações, como mostrado na Seção 1.2.1. Outro fator importante no direcionamento da atenção a sistemas MCM é o uso da DFT em sua

implementação, tornando possível sua utilização prática para um grande número de portadoras.

Segundo [12], em 1993 três novas técnicas distintas de múltiplo acesso foram propostas. Essas técnicas são baseadas na união dos conceitos de espalhamento espectral e modulação multi-portadora, obtendo-se um novo sistema com as características de ambos. As técnicas propostas foram: CDMA multi-portadora (MC-CDMA - *Multi Carrier CDMA*), CDMA multi-portadora com espalhamento direto (MC-DS-CDMA - *Multi Carrier Direct Spread CDMA*) e CDMA multi-tom (MT-CDMA - *Multi Tone CDMA*).

Os sinais MC-CDMA, MC-DS-CDMA e MT-CDMA apresentam características diferenciadas entre si. Porém, todos eles podem ser facilmente gerados e detectados através do uso de IDFT e DFT, sem aumento excessivo da complexidade do transmissor e do receptor.

Essas três técnicas podem ser subdivididas em duas categorias [12]:

1. Combinação de modulação com múltiplas portadoras e espalhamento espectral no domínio da frequência;
2. Combinação de modulação com múltiplas portadoras e espalhamento espectral no domínio do tempo.

O esquema MC-CDMA pertence à primeira categoria, enquanto os esquemas MC-DS-CDMA e MT-CDMA pertencem à segunda.

1.5.2 A técnica MC-CDMA

As Figuras 1.11 e 1.12 descrevem, respectivamente, o transmissor e o receptor para a técnica MC-CDMA descrita em [12].

No esquema MC-CDMA, o transmissor espalha os dados de entrada usando uma seqüência de espalhamento no domínio da frequência. Cada réplica do bit da mensagem será multiplicada por um *chip* C_k de uma seqüência pseudo-aleatória e transmitida por uma portadora diferente. O número de portadoras N_c geralmente é feito como sendo

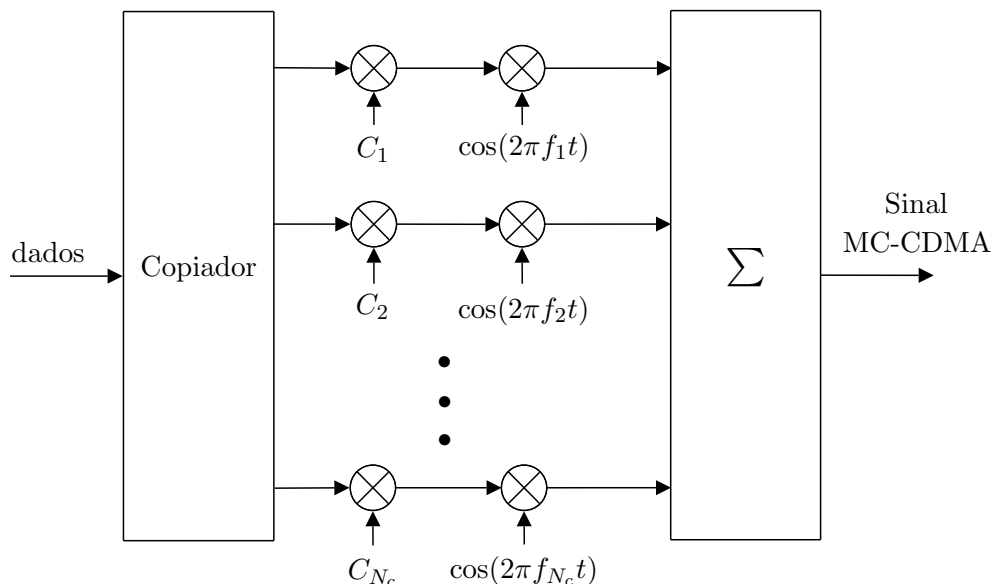


Figura 1.11: Transmissor para o esquema MC-CDMA.

o ganho de processamento G_p do processo de espalhamento. Neste caso, pode-se notar que a taxa de símbolos MCM terá o mesmo valor da taxa de transmissão da mensagem e ter-se-á, na recepção, uma diversidade de grau N_c .

Em um sinal MCM é crucial que o desvanecimento possa ser considerado plano em cada uma das portadoras, o que pode ser conseguido com o aumento do número de portadoras. Sendo assim, quando a taxa de transmissão da mensagem é muito elevada, a condição $N_c = G_p$ não necessariamente deve ser atendida com o objetivo de garantir que o desvanecimento seja plano em cada portadora. Nesses casos faz-se necessária a conversão série/paralelo dos bits da mensagem para posteriormente se espalhar cada saída do conversor usando-se uma seqüência pseudo-aleatória no domínio da freqüência.

Vale também observar que, mesmo não sendo representado pela Figura 1.11, a inserção de um intervalo de guarda é fundamental para eliminação da ISI. A inserção de uma banda de extensão cíclica degrada levemente a SNR do sistema mas, por outro lado, aumenta sua robustez frente a canais seletivos em freqüência.

1.5.2.1 Desempenho da técnica MC-CDMA em canal AWGN

Em um sistema de transmissão que utiliza a técnica MC-CDMA e modulação BPSK, uma réplica do mesmo bit de mensagem é enviada em cada uma das N_c portadoras.

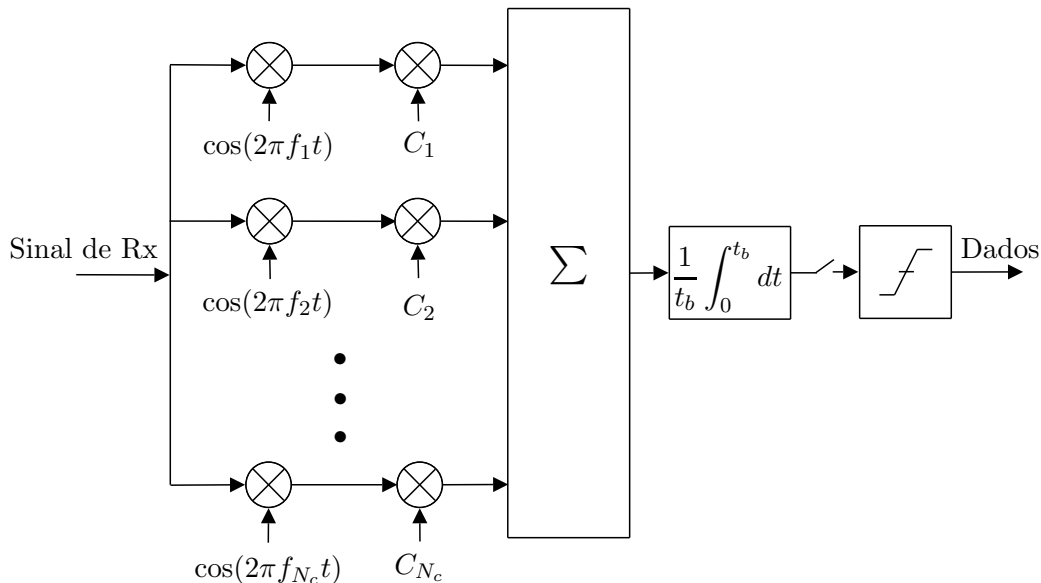


Figura 1.12: Receptor para o esquema MC-CDMA.

Cada portadora será então multiplicada por uma constante que pode assumir os valores ± 1 . Considerando-se que a relação sinal ruído média por *bit* $\bar{\gamma}_b = N_c \bar{\gamma}_c$ e sendo $\bar{\gamma}_c$ a relação sinal ruído média por portadora, a probabilidade de erro de bit será dada por [13]:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\bar{\gamma}_b} \right) \quad (1.37)$$

Nota-se que, em canal AWGN, o desempenho de um sistema utilizando a técnica MC-CDMA é o mesmo que o de um sistema com apenas uma portadora e modulação BPSK.

1.5.2.2 Desempenho da técnica MC-CDMA em canal com múltiplos percursos

A técnica MC-CDMA apresenta um elevado grau de robustez em canais com múltiplos percursos. Neste caso, quanto maior o número de portadoras, melhor será o desempenho em relação a taxa de erro de *bit* (BER - *Bit error rate*). Isto ocorre devido ao grau de diversidade aumentar com o crescimento de N_c , chegando, na teoria, ao mesmo desempenho de um sistema BPSK em canal AWGN.

A determinação do desempenho de um sistema no qual um sinal binário é recebido com $L = N_c$ ramos de diversidade parte do princípio que os mesmos transportam in-

formações idênticas. Considera-se aqui que cada um dos ramos de diversidade sofre desvanecimento plano e lento com distribuição de Rayleigh. O processo de desvanecimento em cada um dos ramos é considerado como sendo mútua e estatisticamente independente. Os critérios para a definição de tais condições foram apresentados na Seção 1.2.2. O sinal em cada ramo é afetado por ruído branco Gaussiano com média zero e também mútua e estatisticamente independente. Nestas condições, o sinal recebido através das N_c portadoras em banda base pode ser descrito como sendo [14]:

$$r_c(t) = \alpha_c e^{-j\phi_c} S_{cm}(t) + Z_c(t) \quad c = 1, 2, \dots, N_c \quad m = 1, 2 \quad (1.38)$$

onde $\{\alpha_c e^{-j\phi_c}\}$ representa os fatores de atenuação e as rotações de fase provocadas nas N_c portadoras, $S_{cm}(t)$ denota o sinal transmitido pela c -ésima portadora e $Z_c(t)$ representa o ruído AWGN na c -ésima portadora.

Na detecção de sinais com diversidade se faz necessário que os sinais recebidos nos diversos ramos sejam combinados para posterior decisão sobre o bit transmitido.

A técnica que apresenta o melhor desempenho em sistemas com apenas um usuário é a técnica de combinação de máxima razão (MRC - *Maximum Ratio Combining*). Neste esquema de combinação, admitindo-se a estimativa perfeita dos coeficientes $\{\alpha_c e^{-j\phi_c}\}$, cada ramo será multiplicado pelo complexo conjugado dos valores estimados, ou seja, por $\{\alpha_c e^{j\phi_c}\}$. O efeito desta multiplicação é corrigir as rotações de fase provocadas pelo canal e também atribuir um peso a cada ramo com um fator proporcional a intensidade do sinal recebido pelo ramo em questão. Os sinais serão posteriormente somados, formando a variável de decisão U .

Para um determinado conjunto de valores dos coeficientes $\{\alpha_c\}$, a variável de decisão U será condicionalmente Gaussiana com média e variância dadas respectivamente por

[14]:

$$E(U) = \pm \sqrt{E_b} \sum_{c=1}^{N_c} \alpha_c^2 \quad (1.39)$$

$$\sigma_U^2 = \frac{N_0}{2} \sum_{c=1}^{N_c} \alpha_c^2 \quad (1.40)$$

Nestas condições, a probabilidade de U ser menor que zero é dada por:

$$P_2(\gamma_b) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b}) \quad (1.41)$$

onde a relação sinal ruído por bit γ_b é dada por:

$$\begin{aligned} \gamma_b &= \frac{E_b}{N_0} \sum_{c=1}^{N_c} \alpha_c^2 \\ &= \sum_{c=1}^{N_c} \gamma_c \end{aligned} \quad (1.42)$$

onde γ_c é a relação sinal-ruído instantânea na c -ésima portadora.

A probabilidade em (1.41) é dada para um conjunto de valores fixos dos coeficientes $\{\alpha_c\}$. Para a análise completa da probabilidade de erro deve-se levar em conta que os valores dos coeficientes $\{\alpha_c\}$ podem variar ao longo do tempo em cada ramo de diversidade. Neste caso, torna-se necessária uma combinação entre a probabilidade condicional dada por (1.41) e a estatística do canal com desvanecimento, dada pela PDF de γ_b , $p(\gamma_b)$ [14]:

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{(N_c - 1)! \bar{\gamma}_c^{N_c}} \gamma_b^{N_c - 1} e^{-\gamma_b / \bar{\gamma}_c} \begin{cases} \gamma_b > 0 \\ 0, \text{cc} \end{cases} \quad (1.43)$$

Desta forma, a probabilidade de erro para um conjunto variável de coeficientes $\{\alpha_c\}$ será dada por:

$$P_2 = \int_0^{\infty} P_2(\gamma_b) p(\gamma_b) d\gamma_b \quad (1.44)$$

Cuja solução é [14]:

$$P_2 = \left[\frac{(1-\mu)}{2} \right]^{N_c} \sum_{c=0}^{N_c-1} \binom{N_c-1+c}{c} \left[\frac{(1+\mu)}{2} \right]^c \quad (1.45)$$

onde:

$$\mu = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_c}{1+\bar{\gamma}_c}} \quad (1.46)$$

e:

$$\bar{\gamma}_c = E\{\alpha_c^2\}\gamma_c \quad (1.47)$$

A Figura 1.13 ilustra a probabilidade de erro de bit de um sistema MC-CDMA com modulação BPSK operando com N_c portadoras e apenas um usuário em canal Rayleigh plano e iid (*iid - independent and identically distributed*) por portadora, onde $\bar{\gamma}_b = N_c\bar{\gamma}_c$. Quando a SNR média por canal, $\bar{\gamma}_c$, satisfizer a condição $\bar{\gamma}_c \gg 1$, o termo $\frac{1}{2}(1+\mu) \approx 1$ e o termo $\frac{1}{2}(1-\mu) \approx 1/4\bar{\gamma}_c$. Nestas condições tem-se:

$$\sum_{c=0}^{N_c-1} \binom{N_c-1+c}{c} = \binom{2N_c-1}{N_c} \quad (1.48)$$

Sendo assim, a probabilidade de erro de bit P_2 se reduz a:

$$P_2 \cong \left(\frac{1}{4\bar{\gamma}_c} \right)^{N_c} \binom{2N_c-1}{N_c} \quad (1.49)$$

Através de (1.49) percebe-se que a probabilidade de erro de bit varia de acordo com $1/\bar{\gamma}_c$ elevado a N_c -ésima potência.

Como visto neste capítulo, a propagação em canal rádio móvel pode provocar queda no desempenho de sistemas de comunicação sem fio. Um dos principais fatores limitantes do desempenho de tais sistemas é a MAI, principalmente em se tratando de sistemas CDMA. No capítulo 2 será descrita uma técnica para redução da MAI em sistemas CDMA originalmente proposta em [1]. Entretanto, tal técnica não apresenta um bom desempenho quando o canal apresenta características variantes no tempo.

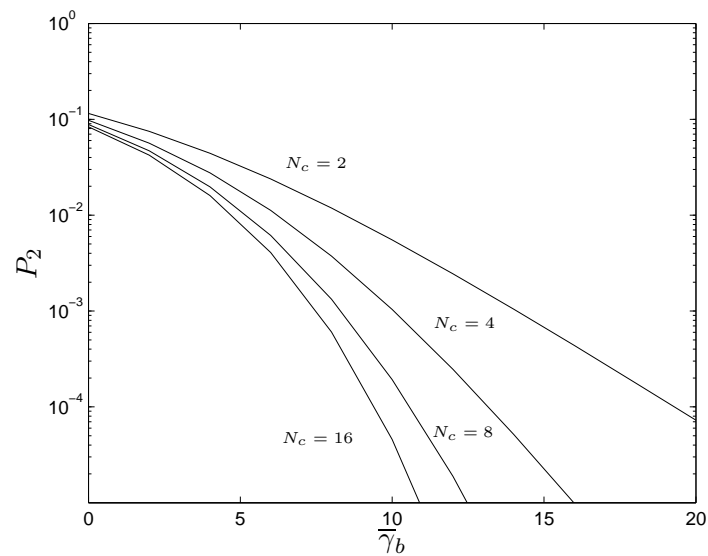


Figura 1.13: Probabilidade de erro de bit MC-CDMA BPSK com N_c graus de diversidade.

No capítulo 3 será descrita a aplicação desta técnica em um sistema MC-CDMA. Tal solução apresenta bom desempenho mesmo quando o canal apresenta comportamento variante no tempo devido ao alto grau de diversidade obtido com a aplicação de uma modulação com múltiplas portadoras.

Capítulo 2

A Técnica de Duplo Código de Espalhamento

2.1 Introdução

Um fator que provoca degradação da taxa de erro de bit em sistemas de espalhamento espectral é a MAI, interferência de múltiplo acesso. Mesmo que um sistema CDMA síncrono utilize seqüências perfeitamente ortogonais na canalização dos usuários, a propagação através de múltiplos percursos pode provocar a perda da ortogonalidade dos códigos, causando um erro residual que não diminui com o aumento da SNR.

Existem técnicas para mitigação da interferência de múltiplo acesso em sistemas de espalhamento espectral. Entretanto, determinados algoritmos pressupõe o conhecimento dos códigos de todos os usuários pois são baseados em detecção multi-usuário. Isto impõe uma limitação a estes algoritmos, sendo sua aplicação viável apenas no enlace reverso. Existem também algoritmos designados para cancelamento de interferência no enlace direto, porém às custas da elevação na complexidade do receptor, fato nem sempre aceitável em um sistema de comunicações móveis.

Neste contexto, em [1] H. Zare e D. Liu é proposta uma nova técnica para mitigação da MAI em sistemas com espalhamento espectral de portadora única, utilizando dois códigos para cada usuário. A técnica proposta não necessita do conhecimento dos

códigos de todos os usuários, mas apenas do usuário em questão, podendo assim ser aplicada no enlace direto.

2.2 A Técnica de duplo código de espalhamento

2.2.1 A Proposta de H. Zare e D. Liu

Uma nova técnica para transmissão e recepção de sinais com espalhamento espectral utilizando-se dois códigos por assinante foi proposta por [1]. A idéia principal desta técnica é o uso de duas seqüências, especialmente escolhidas para cada assinante, possuindo as mesmas propriedades de correlação cruzada com outros códigos. Portanto, mesmo ocorrendo MAI, a mesma terá influência igualitária nas duas variáveis de decisão referentes às correlações do sinal de entrada com às duas seqüências escolhidas para cada usuário. O transmissor para tal sistema é mostrado na figura 2.1. Nota-

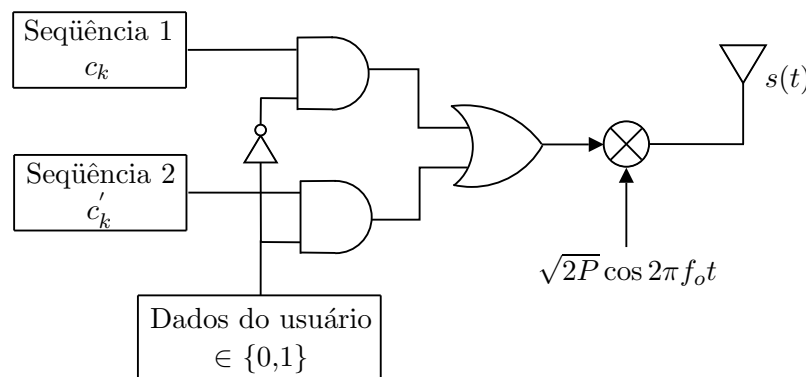


Figura 2.1: Transmissor para o sistema proposto em [1]

se que existe uma lógica de seleção responsável pelo controle de qual seqüência será empregada de acordo com o *bit* de informação do usuário. Se o *bit* de informação for "0" a seqüência c_k será selecionada. Se o *bit* de informação for "1" a seqüência c'_k será selecionada. A seqüência escolhida será posteriormente modulada em BPSK e transmitida.

O diagrama do receptor para o sistema proposto em [1] é apresentado na figura 2.2. Após a demodulação BPSK, o sinal resultante será correlacionado com as duas seqüências c_k e c'_k do usuário de referência. Os sinais nas saídas dos 2 correlatores

serão posteriormente subtraídos para a geração do sinal $r(t)$. Este sinal deve ser então amostrado e comparado com um limiar fixo para a decisão do *bit* recebido.

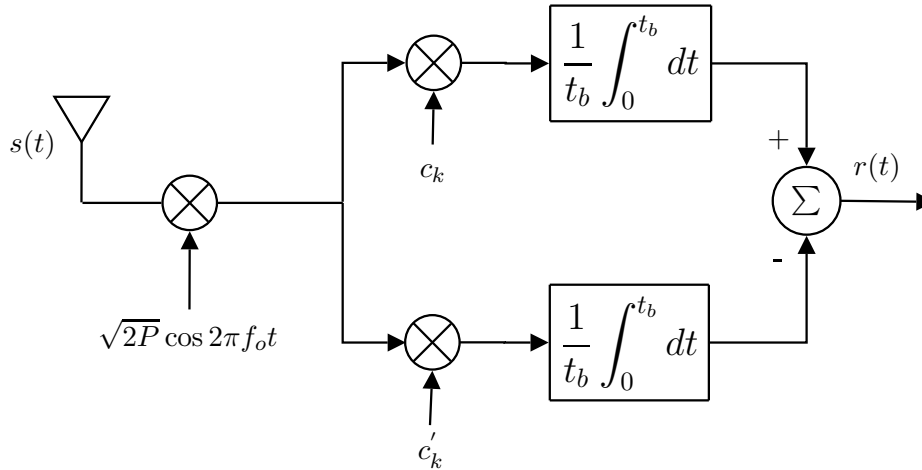


Figura 2.2: Receptor para o sistema proposto em [1]

2.2.2 A escolha dos códigos

Os dois códigos para espalhamento para cada usuário (c_k e c'_k) devem ser escolhidos de forma a combater dois efeitos: erros de *bit* devido ao fato do sinal se propagar por um ambiente com múltiplos percursos e erros de *bit* devido à interferência de múltiplo acesso, esta causada pelo uso de códigos de espalhamento não perfeitamente ortogonais ou códigos com sua ortogonalidade prejudicada pela propagação em múltiplos percursos.

Segundo [1], para o combate aos efeitos da propagação em múltiplos percursos é importante que os dois códigos escolhidos para um determinado usuário tenham, no mínimo, seus primeiros L_m *chips* em comum, de forma que:

$$L_m = \lceil T_m/t_c \rceil \quad (2.1)$$

onde t_c é o tempo de *chip* da seqüência escolhida, T_m é o máximo espalhamento de atraso provocado pelo canal com múltiplos percursos e $\lceil \cdot \rceil$ indica a operação de arredondamento para o primeiro inteiro superior ao valor calculado.

De acordo com [16], seqüências pseudo-ruído são aquelas que obedecem à seguinte

relação de recorrência linear módulo 2, onde $c_i \in \{0, 1\}$:

$$a_k = \sum_{i=1}^n c_i a_{k-i} \quad (2.2)$$

Tais seqüências podem ser geradas por um arranjo de registradores de deslocamento, onde a conexão dos mesmos é regida pelos polinômios característicos geradores das seqüências, dados por:

$$f(x) = 1 + \sum_{i=1}^n c_i x^i \quad (2.3)$$

Se tais polinômios forem irredutíveis as seqüências serão de máximo comprimento e o mesmo será $N = 2^n - 1$. Quando convertidas para ± 1 ($0 \rightarrow -1, 1 \rightarrow 1$), possuem 2^{n-1} símbolos '1', $2^{n-1} - 1$ símbolos '-1' e a função de auto-correlação discreta, definida por:

$$R_c(s) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N a_k b_{k+s} \quad (2.4)$$

apresentará apenas dois valores:

$$R_c(s) = \begin{cases} 1 & s = 0 \\ -\frac{1}{N} & s = 1, 2, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (2.5)$$

sendo s o valor do deslocamento entre as seqüências correlacionadas.

De acordo com [1], se uma seqüência tem comprimento dado por $N = 2^n - 1$ e, utilizando-se o fato de que uma seqüência deste tipo quando deslocada gera uma outra seqüência, pode-se encontrar $(N - 1)/2$ pares de seqüências com os primeiros $n - 1$ elementos em comum através de um mesmo polinômio gerador. Se forem empregados polinômios geradores diferentes de mesmo comprimento N , é possível se encontrar $\xi(N - 1)/2$ pares de seqüências com os primeiros $n - 1$ elementos em comum, sendo ξ o número total de seqüências de comprimento N . Nota-se também que o número de elementos 1 e 0 nos demais $N - n + 1$ *chips* de tais pares de seqüências é igual. Desta forma, ambas terão propriedades de correlação cruzada idênticas com outras seqüências.

Sendo assim, é importante que:

$$n - 1 \geq L_m \quad (2.6)$$

Por exemplo, quando $N = 7$ ter-se-á então 7 seqüências. A seqüência original e as demais, geradas por 6 deslocamentos da seqüência original são dadas por:

$$\begin{aligned} seq_1 &= 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0 \quad (\tau = 0) \\ seq_2 &= 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0 \quad (\tau = 1) \\ seq_3 &= 0\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1 \quad (\tau = 2) \\ seq_4 &= 1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0 \quad (\tau = 3) \\ seq_5 &= 0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1 \quad (\tau = 4) \\ seq_6 &= 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 1 \quad (\tau = 5) \\ seq_7 &= 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1 \quad (\tau = 6) \end{aligned} \quad (2.7)$$

Neste caso, como $N = 7$ e $n = 3$, será possível encontrar 3 pares de seqüências com os primeiros 2 *chips* iguais. Os pares são: seq_1/seq_7 , seq_2/seq_5 , e seq_4/seq_6 .

Escolhendo-se as seqüências apropriadas para cada assinante na forma descrita acima, ou seja, com os primeiros $n - 1$ *chips* iguais, a correlação entre as seqüências locais e as de outros usuários terá valores iguais, exceto quando uma versão atrasada de uma seqüência de algum outro usuário coincidir com uma das seqüências locais. Também pode ocorrer de a seqüência representando um *bit* de um determinado usuário, quando atrasada, se tornar idêntica a seqüência representando o outro bit do mesmo usuário. Se cada seqüência de um par seqüências for escolhida a partir de polinômio gerador diferente, a possibilidade de ocorrência de tais coincidências é diminuída. Se coincidências não ocorrerem, a parcela de interferência de múltiplo acesso será a mesma nas duas variáveis de decisão podendo não afetar a decisão do bit recebido. Se forem utilizadas seqüências do tipo comprimento máximo, a possibilidade de ocorrência de coincidência entre seqüências de outros usuários, ou de um mesmo usuário, e as locais

mesmo quando $n - 1 \geq L_m$, é um fator limitante, pois não será possível a completa eliminação da MAI mesmo que as condições impostas em [1] sejam atendidas.

Seja a seqüência de comprimento máximo gerada pelo polinômio $f(x) = x^4 + x^3 + 1$. Esta seqüência terá comprimento $N = 2^4 - 1 = 15$. Fazendo-se quinze deslocamentos da mesma será possível encontrar outras 14 seqüências onde ter-se-á $(N - 1)/2 = (15 - 1)/2 = 7$ pares com os primeiros $n - 1 = 4 - 1 = 3$ *chips* iguais, como mostrado na Tabela 2.1, com os pares já agrupados.

Tabela 2.1: Exemplo de pares de seqüências para cada usuário, $N=15$

Usuário 1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	-1	1	1	-1	-1
	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	-1	1
Usuário 2	-1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	-1	1	1	-1
	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1
Usuário 3	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	-1
	1	1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1
Usuário 4	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	-1	1	1
	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1
Usuário 5	1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	1
	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1
Usuário 6	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1
	-1	1	1	1	1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1
Usuário 7	1	1	1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1
	1	1	1	1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1

2.2.3 Propriedades de correlação aperiódica

Supondo que as seqüências do usuário de referência e as seqüências interferentes têm o mesmo comprimento N , o sinal interferente $s'(t)$ é dado por [17]:

$$s'(t) = A'y'(t)d'(t) \quad (2.8)$$

onde A' é a amplitude do sinal interferente e $y'(t)$ e $d'(t)$ são os sinais referentes à seqüência de espalhamento e aos dados do usuário interferente.

A forma de onda da seqüência de espalhamento no intervalo de interesse pode ser

dada por:

$$\zeta(t) = \sum_{i=0}^{N-1} y_i \psi(t - it_c) \quad (2.9)$$

onde $y_i \in \{\pm 1\}$ são os *chips* da seqüência de espalhamento interferente e $\psi(t)$ é o formato de pulso num intervalo de *chip*, t_c . Sendo assim, o sinal interferente também pode ser descrito como:

$$s'(t) = A' \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n \zeta(t - nt_b) \quad (2.10)$$

sendo $d_n \in \{\pm 1\}$ são os dados referentes ao usuário interferente e t_b é o tempo de *bit*. O sinal recebido pelo usuário de referência é dado por [17]:

$$r_u(t) = s_u(t) + s'(t - \tau) + n(t) \quad (2.11)$$

onde $s_u(t)$ são os dados ainda espalhados do usuário de referência, τ é o atraso provocado pelo canal de forma que $0 \leq \tau \leq t_b$ e $n(t)$ representa o ruído AWGN. A parcela referente à interferência de múltiplo acesso pode ser calculada por:

$$I = \int_0^{t_b} s'(t - \tau) x_u(t) dt \quad (2.12)$$

onde $x_u(t)$ é a seqüência usada para o espalhamento dos dados do usuário de referência. Substituindo-se (2.10) em (2.12) tem-se:

$$I = A' \{d_{-1} R_{yx}(\tau) + d_0 \hat{R}_{yx}(\tau)\} \quad (2.13)$$

onde os termos R_{yx} e \hat{R}_{yx} são definidos como sendo a correlação cruzada parcial de tempo contínuo entre as seqüências de referência e interferente, dadas por:

$$R_{yx} = \int_0^{\tau} y'(t - \tau) x_u(t) dt \quad (2.14)$$

$$\hat{R}_{yx} = \int_{\tau}^{t_b} y'(t - \tau) x_u(t) dt \quad (2.15)$$

Nota-se pela Figura 2.3, representando a correlação entre duas seqüências $x_u(t)$

e $y'(t)$, que quando $\tau \neq 0$, o valor de saída do correlator na recepção depende das influências de dois símbolos consecutivos, d_{-1} e d_0 , ou seja, a magnitude da interferência será diferente para os casos quando $d_{-1} = d_0$ e $d_{-1} \neq d_0$. Verifica-se também que quando $\tau = 0$, $R_{yx}(\tau) = 0$ e, conseqüentemente:

$$\hat{R}_{yx}(0) = \int_0^{t_b} y'(t)x_u(t)dt \quad (2.16)$$

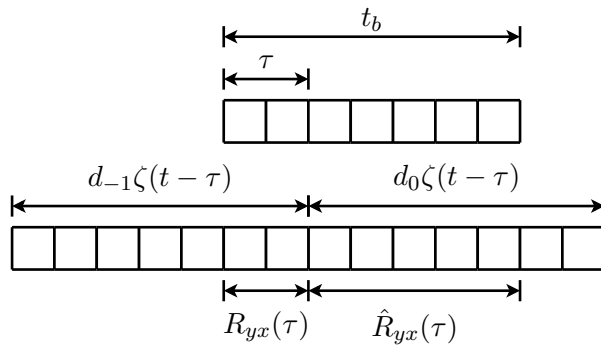


Figura 2.3: correlação cruzada parcial

Neste caso nota-se que a amplitude de saída do correlator na recepção não depende de símbolos anteriores, mas apenas do símbolo atual. Se as seqüências $x_u(t)$ e $y'(t)$ forem perfeitamente ortogonais e os sinais espalhados forem transmitidos de forma síncrona não haverá interferência de múltiplo acesso.

Lembrando-se que a interferência de múltiplo acesso é dada pela equação (2.13), se existir um atraso entre as seqüências tal que $0 < \tau < t_b$ e se $d_{-1} = d_0$, a mesma será proporcional a $R_{yx}(\tau) + \hat{R}_{yx}(\tau)$:

$$R_{yx}(\tau) + \hat{R}_{yx}(\tau) = \int_0^{t_b} y'(t-\tau)x_u(t)dt \quad (2.17)$$

Nota-se que se $d_{-1} \neq d_0$, a interferência de múltiplo acesso não pode ser expressa em termos da função de correlação periódica apenas. Nestes casos, é apropriado o uso da função de correlação aperiódica na caracterização da interferência em sistemas CDMA assíncronos, uma vez que a mesma pode tratar os casos $d_{-1} = d_0$ e $d_{-1} \neq d_0$.

A função de correlação aperiódica discreta entre dois vetores $\mathbf{u} = u_0, u_1, \dots, u_{N-1}$ e

$\mathbf{v} = v_0, v_1, \dots, v_{N-1}$ de comprimento N é definida em [17] como sendo:

$$C_{uv}(i) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-i} u_j v_{j+i}, & 0 \leq i \leq N-1 \\ \sum_{j=0}^{N-1+i} u_{j-i} v_j, & -(N-1) \leq i < 0 \end{cases} \quad (2.18)$$

Os elementos da seqüência envolvidos na expressão (2.18) para $i = s$ e $i = s - N$ são ilustrados na Figura 2.4 quando o deslocamento entre os vetores \mathbf{u} e \mathbf{v} é $s = 2$.

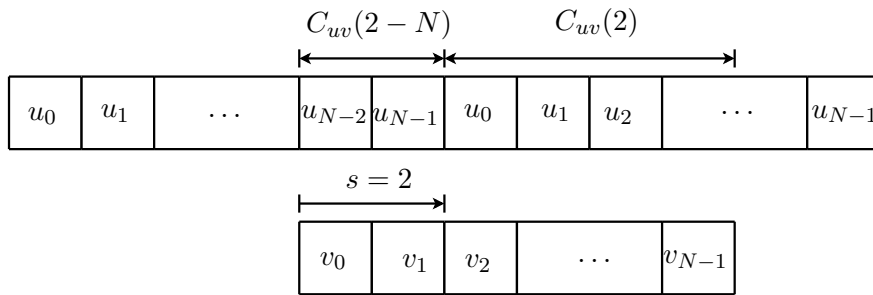


Figura 2.4: Correlação aperiódica entre os vetores $C_{uv}(2 - N)$ e $C_{uv}(2)$

Percebe-se que, na recepção, o processo de correlação produz dois valores entre os seguimentos das seqüências envolvidas: o sufixo do vetor u correlacionado com o prefixo do vetor v e o prefixo do vetor u correlacionado com o sufixo do vetor v , sendo que estes valores são dependentes dos bits transmitidos e diferentes quando $d_{-1} = d_0$ e $d_{-1} \neq d_0$.

É sabido que as propriedades de correlação periódica são idênticas, independente da fase inicial das seqüências geradas por um mesmo polinômio [17]. Porém, as propriedades de correlação aperiódica variam dependendo da fase de início das seqüências escolhidas. Como resultado, é possível se escolher a fase inicial de cada seqüência referente aos usuários de um sistema de espalhamento espectral de forma a se minimizar os valores de correlação aperiódica entre as seqüências e, conseqüentemente, obter-se uma melhora no desempenho do sistema em questão.

Os conceitos sobre as propriedades de correlação periódica e aperiódica apresentados nesta seção são de fundamental importância para o entendimento do comportamento do sistema apresentado em [1]. A aplicação destes conceitos em tal sistema será

apresentada na Seção 2.2.5.

2.2.4 Processamento do sinal no sistema de H. Zare e D. Liu

De acordo com [1], assumindo que serão atribuídos dois códigos para cada assinante, $\{c_k\}$ e $\{c'_k\}$ correspondem às formas de onda $s_k(t)$ e $s'_k(t)$. Se o bit b_k do usuário k for 1, o mesmo transmitirá $s_k(t)$. Se o bit do usuário k for 0, o mesmo transmitirá $s'_k(t)$. O sinal transmitido em banda-base pelo usuário k será dado por:

$$x_k(t) = A \sum_i \bar{s}_k(t - it_b) \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (2.19)$$

onde A é a amplitude do sinal, t_b é o intervalo de *bit*, $\bar{s}_k(t) = s_k(t)$ se $b_k = 1$ e $\bar{s}_k(t) = s'_k(t)$ se $b_k = 0$. Os sinais $s_k(t)$ e $s'_k(t)$ são dados por:

$$s_k(t) = \sum_{j=0}^{N-1} c_k(j) \Phi(t - jt_c) \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.20)$$

$$s'_k(t) = \sum_{j=0}^{N-1} c'_k(j) \Phi(t - jt_c) \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.21)$$

onde N é o ganho de processamento, c_k e c'_k são as seqüências do usuário k e $\Phi(t)$ é o formato do chip com duração $t_c = t_b/N$.

Sendo assim, o sinal em banda-base recebido pelo k -ésimo usuário, referente a todos os usuários, será:

$$r_k(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \alpha_{kl} x_k(t - \tau_{kl}) + n(t) \quad (2.22)$$

onde $n(t)$ é o ruído AWGN, α_{kl} e τ_{kl} são o coeficiente e o atraso do l -ésimo percurso de propagação para o sinal do k -ésimo usuário, respectivamente. Na recepção, o sinal descrito na equação (2.22) será correlacionado com os códigos do usuário k em dois ramos distintos, formando duas variáveis de decisão. O bit recebido será decidido pela comparação entre a parte real das duas variáveis geradas, de forma que se a variável gerada pela correlação entre o sinal recebido e a seqüência $\{c_k\}$ tiver sua parte real maior que o valor da variável gerada pela correlação entre o sinal recebido e a seqüência

$\{c'_k\}$, o bit de saída será 1. Caso contrário será 0.

As duas variáveis de decisão $y_{1k}(i)$ e $y_{2k}(i)$ serão dadas por [1]:

$$y_{1k}(i) = \alpha_{kl_m}^* \int_{it_b + \tau_{kl_m}}^{it_b + t_b + \tau_{kl_m}} r(t) s_k(t - it_b - \tau_{kl_m}) dt \quad (2.23)$$

$$y_{2k}(i) = \alpha_{kl_m}^* \int_{it_b + \tau_{kl_m}}^{it_b + t_b + \tau_{kl_m}} r(t) s'_k(t - it_b - \tau_{kl_m}) dt \quad (2.24)$$

onde $\alpha_{kl_m}^*$ e τ_{kl_m} são o complexo conjugado e o atraso do percurso de maior intensidade, l_m , para o k -ésimo usuário, respectivamente.

Se o i -ésimo bit do usuário k for igual a 0, y_{1k} será dada por:

$$y_{1k}(i) = \alpha_{kl_m}^* \sum_{k'=1}^K \sum_{l=1}^L \int_{it_b + \tau_{kl_m}}^{it_b + t_b + \tau_{kl_m}} \alpha_{kl} x_{k'}(t - \tau_{kl}) s_k(t - it_b - \tau_{kl_m}) dt \quad (2.25)$$

Onde $x_{k'}(t)$ é o valor de $x_k(t)$ quando $\bar{s}_k(t) = s'_k(t)$. Se $l = l_m$ ter-se-á:

$$y_{1k}(i) = \alpha_{kl_m}^* \left[\sum_{k'=1}^K \int_{it_b + \tau_{kl_m}}^{it_b + t_b + \tau_{kl_m}} \alpha_{kl_m} x_{k'}(t - \tau_{kl_m}) s_k(t - it_b - \tau_{kl_m}) dt + \sum_{k'=1}^K \sum_{l \neq l_m}^L \int_{it_b + \tau_{kl_m}}^{it_b + t_b + \tau_{kl_m}} \alpha_{kl} x_{k'}(t - \tau_{kl}) s_k(t - it_b - \tau_{kl_m}) dt \right]$$

$$y_{1k}(i) = |\alpha_{kl_m}|^2 \sum_{k'=1}^K \int_{it_b + \tau_{kl_m}}^{it_b + t_b + \tau_{kl_m}} x_{k'}(t - \tau_{kl_m}) s_k(t - it_b - \tau_{kl_m}) dt + \alpha_{kl_m}^* \sum_{k'=1}^K \sum_{l \neq l_m}^L \int_{it_b + \tau_{kl_m}}^{it_b + t_b + \tau_{kl_m}} \alpha_{kl} x_{k'}(t - \tau_{kl}) s_k(t - it_b - \tau_{kl_m}) dt$$

Substituindo-se $x_{k'}$ por $\bar{s}_{k'}$ tem-se:

$$y_{1k}(i) = |\alpha_{kl_m}|^2 \sum_{k'=1}^K \int_{it_b + \tau_{kl_m}}^{it_b + t_b + \tau_{kl_m}} \bar{s}_{k'}(t - \tau_{kl_m}) s_k(t - it_b - \tau_{kl_m}) dt + \alpha_{kl_m}^* \sum_{k'=1}^K \sum_{l \neq l_m}^L \int_{it_b + \tau_{kl_m}}^{it_b + t_b + \tau_{kl_m}} \alpha_{kl} \bar{s}_{k'}(t - \tau_{kl}) s_k(t - it_b - \tau_{kl_m}) dt \quad (2.26)$$

Segundo [1], define-se:

$$\int_{it_b + \tau_{kl_m}}^{it_b + t_b + \tau_{kl_m}} \bar{s}_{k'}(t - \tau_{kl_m}) s_k(t - it_b - \tau_{kl_m}) dt = \rho_s(k', l_m)(k, l_m) = \rho \quad (2.27)$$

$$\int_{it_b + \tau_{kl_m}}^{it_b + t_b + \tau_{kl_m}} \bar{s}_{k'}(t - \tau_{kl}) s_k(t - it_b - \tau_{kl_m}) dt = \rho_s(k', l)(k, l_m) \quad (2.28)$$

$$\int_{it_b + \tau_{kl_m}}^{it_b + t_b + \tau_{kl_m}} \bar{s}_{k'}(t - \tau_{kl}) s'_k(t - it_b - \tau_{kl_m}) dt = \rho'_s(k', l)(k, l_m) \quad (2.29)$$

$$\rho_s(k, l)(k, l) = \rho_s(k, l_m)(k, l_m) = 1 \quad (2.30)$$

onde $\rho = \rho_s(k', l_m)(k, l_m)$, $\rho_s(k', l)(k, l_m)$ e $\rho'_s(k', l)(k, l_m)$ representam as correlações entre as seqüências de espalhamento do k' -ésimo no l -ésimo percurso e as seqüências do usuário de referência no percurso de maior intensidade, l_m .

Então, aplicando-se as definições das equações (2.27), (2.28), (2.29) e (2.30) em (2.26) ter-se-á:

$$\begin{aligned} y_{1k}(i) &= A|\alpha_{kl_m}|^2 \sum_{k'=1}^K \rho_s(k', l_m)(k, l_m) \\ &+ \sum_{k'=1}^K \sum_{l \neq l_m}^L A\alpha_{kl_m}^* \alpha_{kl} \rho_s(k', l)(k, l_m) \end{aligned} \quad (2.31)$$

Isolando-se a parcela referente ao usuário k em questão no primeiro termo da equação (2.31), tem-se:

$$\begin{aligned} y_{1k}(i) &= \rho A|\alpha_{kl_m}|^2 + (K - 1)\rho A|\alpha_{kl_m}|^2 \\ &+ \sum_{k'=1}^K \sum_{l \neq l_m}^L A\alpha_{kl_m}^* \alpha_{kl} \rho_s(k', l)(k, l_m) \end{aligned} \quad (2.32)$$

Por análise similar chega-se à segunda variável de decisão, que será dada por:

$$y_{2k}(i) = A|\alpha_{kl_m}|^2 \sum_{k'=1}^K \rho_s(k, l_m)(k, l_m) + \sum_{k'=1}^K \sum_{l \neq l_m}^L A\alpha_{kl_m}^* \alpha_{kl} \rho'_s(k', l)(k, l_m) \quad (2.33)$$

Porém, $\rho_s(k, l_m)(k, l_m) = 1$, sendo que o mesmo representa a correlação da seqüência referente ao *bit* transmitido e a seqüência local referente ao mesmo *bit*, no percurso de maior intensidade. Então:

$$y_{2k}(i) = A|\alpha_{kl_m}|^2 + (K - 1)\rho A|\alpha_{kl_m}|^2 + \sum_{k'=1}^K \sum_{l \neq l_m}^L A\alpha_{kl_m}^* \alpha_{kl} \rho'_s(k', l)(k, l_m) \quad (2.34)$$

Nota-se que as equações (2.32) e (2.34) são constituídas de 3 termos. O primeiro termo é o resultado da correlação entre a parcela do sinal recebido referente ao usuário k e as seqüências locais no percurso de maior intensidade. O segundo termo representa a correlação entre a parcela do sinal recebido referente aos demais $K - 1$ usuários e as seqüências locais no percurso de maior intensidade. O terceiro termo representa a correlação entre o sinal recebido referente a todos os K usuários nos demais percursos l , tal que $l \neq l_m$, e as seqüências locais.

Separando-se os termos referentes à interferência de múltiplo acesso e a interferência provocada pelo canal com múltiplos percursos tem-se:

$$I_1 = (K - 1)A\rho|\alpha_{kl_m}|^2 + \sum_{k'=1}^K \sum_{l \neq l_m}^L A\rho_s(k', l)(k, l_m)\alpha_{kl}\alpha_{kl_m}^* \quad (2.35)$$

$$I_2 = (K - 1)A\rho|\alpha_{kl_m}|^2 + \sum_{k'=1}^K \sum_{l \neq l_m}^L A\rho'_s(k', l)(k, l_m)\alpha_{kl}\alpha_{kl_m}^* \quad (2.36)$$

Nota-se que I_1 e I_2 representam o segundo e o terceiro termos das equações (2.32) e (2.34). Sendo assim, se o usuário k transmite o bit 0, as duas variáveis de decisão serão

dadas por:

$$y_{1k} = \rho A |\alpha_{kl_m}|^2 + I_1 + n_1 \quad (2.37)$$

$$y_{2k} = A |\alpha_{kl_m}|^2 + I_2 + n_2 \quad (2.38)$$

onde n_1 e n_2 são os componentes de ruído AWGN na saída do correlator no momento da decisão.

De maneira análoga obtém-se as variáveis de decisão y_{1k} e y_{2k} quando o usuário k transmitir o bit 1, dadas por:

$$y_{1k} = A |\alpha_{kl_m}|^2 + I_1 + n_1 \quad (2.39)$$

$$y_{2k} = \rho A |\alpha_{kl_m}|^2 + I_2 + n_2 \quad (2.40)$$

Foi visto na Seção 2.2.2 que quando os códigos de cada usuário são escolhidos de forma a terem seus primeiros $n - 1$ *chips* semelhantes, as correlações entre estes códigos e os códigos dos outros assinantes apresentam os mesmos valores enquanto $n - 1 \geq L_m$. Entretanto, podem ocorrer coincidências entre seqüências deslocadas de outros usuários e uma das seqüências do usuário de referência. Também existe a possibilidade de que a seqüência representando um *bit* do usuário de referência, quando atrasada, seja coincidente com a seqüência representando o outro *bit* do mesmo usuário. Se tais coincidências não ocorrerem, os termos I_1 e I_2 terão valores iguais e o sistema estará livre da MAI. Na ocorrência das coincidências citadas ter-se-á $I_1 \cong I_2$ e o sistema não estará livre da MAI. Nestes casos, a influência destas coincidências será tão menor quanto menor forem as amplitudes dos múltiplos percursos que as causam.

A decisão do bit transmitido será implementada pela comparação da parte real de cada variável y_{1k} e y_{2k} . Desta forma ter-se-á:

$$\hat{r}_k(t) = \begin{cases} 1 & \Re\{y_{1k}\} > \Re\{y_{2k}\} \\ 0 & \Re\{y_{1k}\} < \Re\{y_{2k}\} \end{cases} \quad (2.41)$$

Um ponto a ser observado no sistema proposto em [1] é o decorrente aumento da influência do ruído AWGN sobre a estimativa do bit recebido. Isto é devido ao fato de serem usadas duas variáveis de decisão, aumentando a variância de ruído de $N_0/2$ na saída dos correladores para N_0 na entrada do comparador. Entretanto, este aumento da influência do ruído na variável de decisão é suplantado (compensado) pela redução da MAI.

Para que o sistema proposto tenha um bom desempenho, duas condições são necessárias: primeiro, que se tenha uma relação sinal-ruído alta o suficiente de forma que o ruído não mude as polaridades das variáveis y_{1k} e y_{2k} . Segundo, que as amplitudes dos percursos $l \neq l_m$ sejam pequenas o suficiente, de forma que os valores de I_1 e I_2 sejam os mais próximos possíveis quando ocorrerem coincidências entre seqüências, como já citado.

2.2.5 Exemplo de aplicação

Sejam as seqüências e os usuários descritos pela Tabela 2.1 na Seção 2.2.2. Considerando-se que o usuário 3 é o usuário k de referência, nota-se que $\mathbf{U}_3(-1) = \mathbf{U}_1(1)$ para $\tau_{kl} = 1t_c$, $\mathbf{U}_3(-1) = \mathbf{U}_4(-1)$ para $\tau_{kl} = 2t_c$, $\mathbf{U}_3(-1) = \mathbf{U}_2(-1)$ para $\tau_{kl} = 3t_c$, $\mathbf{U}_3(1) = \mathbf{U}_5(-1)$ para $\tau_{kl} = 1t_c$, $\mathbf{U}_3(1) = \mathbf{U}_2(1)$ para $\tau_{kl} = 2t_c$ e $\mathbf{U}_3(1) = \mathbf{U}_5(1)$ para $\tau_{kl} = 3t_c$. Tais situações são mostradas na Tabela 2.2.

Tabela 2.2: Coincidências entre as seqüências de comprimento $N=15$

Usuário	τ_{kl}															
$U_3(-1)$	0	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	-1
$U_3(1)$	0	1	1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1
$U_1(1)$	$1t_c$	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	-1
$U_5(-1)$	$1t_c$	1	1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1
$U_2(1)$	$2t_c$	1	1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1
$U_4(-1)$	$2t_c$	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	-1
$U_2(-1)$	$3t_c$	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	-1
$U_5(1)$	$3t_c$	1	1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1

O canal com múltiplos percursos empregado neste exemplo apresenta atrasos de $0t_c$, $1t_c$, $2t_c$ e $3t_c$ com coeficientes $[1 \ 0,6 \ 0,4 \ 0,1]$ respectivamente. Para facilitar

a análise da MAI não foi considerada a presença de ruído AWGN.

Considerando-se que a recepção é feita por um correlator sintonizado no percurso de maior intensidade, as parcelas das variáveis y_{1k} e y_{2k} definidas como C_{11} e C_{12} , referentes ao primeiro termo das equações (2.32) e (2.34), são mostradas da Figura 2.5 com os usuários 1, 2, 4 e 5 não ativos. Tais parcelas representam a correlação entre as seqüências do usuário k , dependendo dos bits transmitidos, e as seqüências locais referentes ao mesmo. Os gráficos da Figura 2.5 representam os valores de C_{11} , C_{12} e os bits transmitidos pelo usuário de referência respectivamente, válidos após o primeiro intervalo de integração.

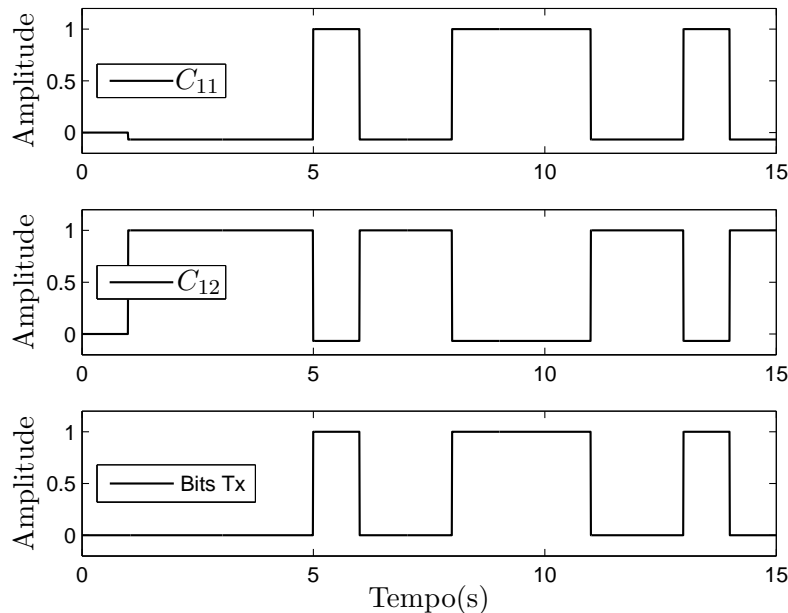


Figura 2.5: Parcelas de C_{11} , C_{12} e bits transmitidos pelo usuário 1

Observa-se que quando o bit 1 é transmitido, tem-se $C_{11} > C_{12}$. Quando o bit 0 é transmitido, tem-se $C_{12} > C_{11}$, sendo que os possíveis valores de C_{11} e C_{12} são 1 e $-1/N$, dependendo do bit transmitido. Os valores destas parcelas são independentes dos bits transmitidos por outros usuários e mesmo do número de usuários ativos, devido ao fato das mesmas representarem apenas a correlação cruzada entre seqüências de um mesmo usuário. Sendo assim, estas parcelas apresentarão o mesmo comportamento mesmo com os usuários 1, 2, 4 e 5 ativos.

As parcelas das variáveis y_{1k} e y_{2k} definidas como C_{21} e C_{22} , referentes ao segundo

termo das equações (2.32) e (2.34) são mostradas da Figura 2.6 com os usuários 1, 2, 4 e 5 não ativos. Tais parcelas representam a correlação entre os $K - 1$ usuários ativos e as seqüências locais referentes ao usuário k no percurso de maior intensidade. Observa-se que os valores de C_{21} e C_{22} são iguais e independentes dos *bits* transmitidos tanto pelo usuário k quanto dos demais $K - 1$ usuários do sistema.

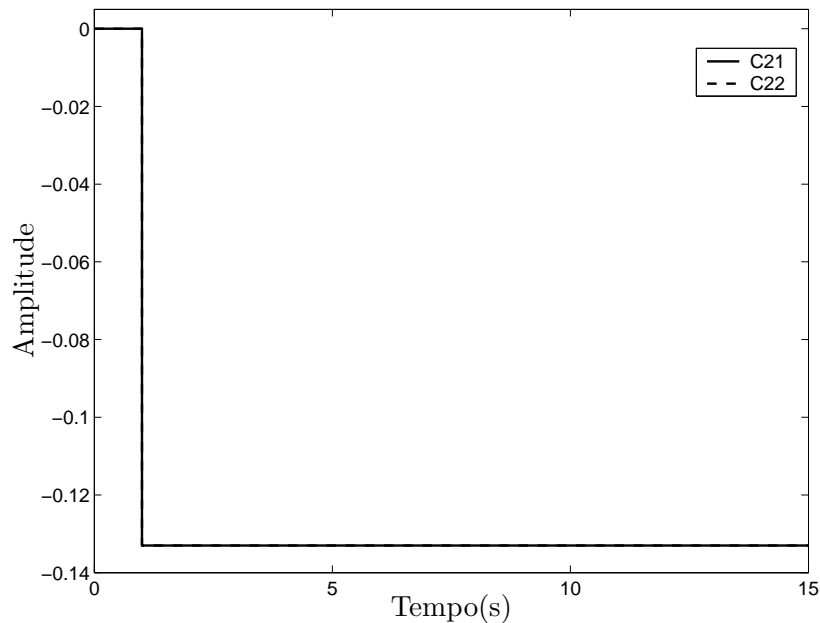


Figura 2.6: Parcelas C_{21} , C_{22} com U_1 , U_2 , U_4 e U_5 inativos

O fato de ter-se $C_{21} = C_{22}$ é decorrente das propriedades de correlação cruzada entre seqüências de máximo comprimento, descritas na Seção 2.2.2 e seu valor pode ser calculado por: $C_{21} = C_{22} = -(K - 1)/N$, sendo K o número de usuários ativos e N o comprimento das seqüências em questão.

As parcelas das variáveis y_{1k} e y_{2k} , definidas como C_{31} e C_{32} , referentes ao terceiro termo das equações (2.32) e (2.34) são mostradas da Figura 2.7 com os usuários 1, 2, 4 e 5 não ativos.

Verifica-se na figura (2.7) que os valores de C_{31} e C_{32} não são constantes. Entretanto, são idênticos devido ao fato de que, como os usuários 1, 2, 4 e 5 estão inativos, não tem-se coincidência entre as seqüências deslocadas dos mesmos e o par de seqüências locais.

Como $I_1 = C_{21} + C_{31}$ e $I_2 = C_{22} + C_{32}$, se não ocorrerem coincidências entre

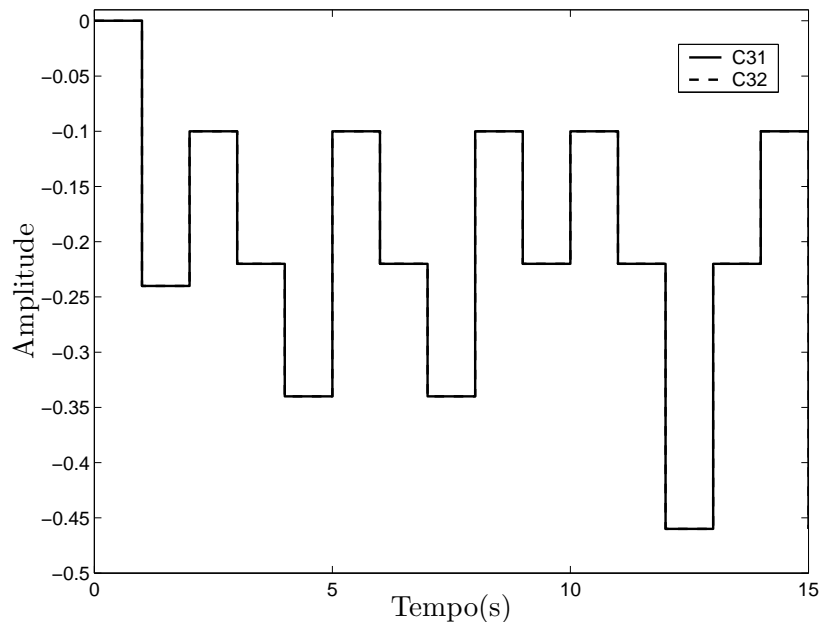


Figura 2.7: Parcelas C_{31} , C_{32} com U_1 , U_2 , U_4 e U_5 inativos

seqüências de outros usuários atrasadas e as seqüências locais, ter-se-á $I_1 = I_2$. Nesta caso, o sistema estará livre de interferência de múltiplo acesso.

As parcelas C_{31} e C_{32} representam as correlações entre as seqüências dos usuários ativos do sistema e as seqüências locais referentes ao usuário k no demais percursos além daquele de maior intensidade. O fato de C_{31} e C_{32} terem valores diferentes a cada *bit* transmitido se explica pelas propriedades de correlação aperiódica demonstradas na Seção 2.2.3, cujos valores são dependentes dos *bits* transmitidos pelos usuários do sistema. Na Figura 2.8, a primeira linha representa dois *bits* consecutivos transmitidos pelo usuário de referência k . A segunda linha representa os *bits* transmitidos por algum outro usuário y ativo quando $\lceil T_m/t_c \rceil = 0$. As terceira, quarta e quinta linhas representam as réplicas das seqüências do usuário y quando $\lceil T_m/t_c \rceil = 1$, $\lceil T_m/t_c \rceil = 2$ e $\lceil T_m/t_c \rceil = 3$ respectivamente. Neste caso, o período de integração equivale a t_b e a amostragem é feita em t_b . Nota-se que a correlação entre a primeira e a segunda linha é equivalente a uma correlação de período completo. Sendo assim, com valor independente dos *bits* transmitidos pelos usuários k e y . Entretanto, observa-se que a correlação entre a primeira linha e qualquer outra onde $\lceil T_m/t_c \rceil \neq 0$ é parcial. Neste caso não se pode garantir que os $\lceil T_m/t_c \rceil$ *bits* das réplicas quando $\lceil T_m/t_c \rceil \neq 0$ não

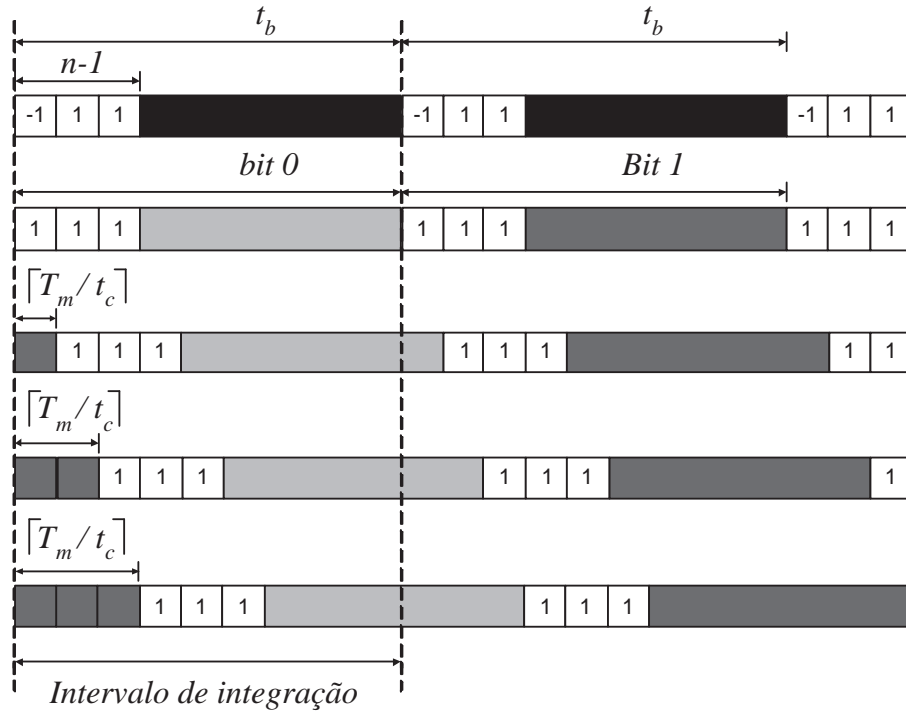


Figura 2.8: Correlação aperiódica quando $n - 1 \geq \lceil T_m/t_c \rceil$

correlacionados após o final do período de integração (em cinza claro) seja iguais aos *bits* correlacionados no começo do período de integração (em cinza escuro). Sendo assim, os valores na saída do correlator apresentarão dependência dos *bits* transmitidos por outros usuários do sistema. Entretanto, se o par de seqüências locais for escolhido de acordo com [1], as amplitudes nas saídas dos correlatores referentes ao usuário k serão dependentes dos bits transmitidos porem iguais, tornando o sistema imune a MAI como já citado. Esta característica se deve ao fato de que o número de elementos 1 e 0 nos $N - n + 1$ *chips*, além dos $n - 1$ *chips* iguais, de tais pares de seqüências é idêntico. Desta forma, ambas terão propriedades de correlação cruzada idênticas com seqüências referentes a outros usuários.

Seja a Figura 2.9 onde o receptor continua sintonizado no percurso de maior intensidade e o início do período de integração é atrasado de $n - 1$ *chips*. Neste caso percebe-se que, independente do atraso das réplicas das seqüências de outros usuários, desde que $n - 1 \geq \lceil T_m/t_c \rceil$, a correlação entre estas e a seqüência representando o usuário de referência k é sempre completa. Isto ocorre devido ao fato de que, para todos os pares de seqüências escolhidos, tem-se os primeiros $n - 1$ chips idênticos independente do *bit*

a ser transmitido pelo usuário em questão. Sendo assim, os *chips* correlacionados ao final do período de integração serão idênticos aqueles não correlacionados no início do mesmo enquanto $n - 1 \geq \lceil T_m/t_c \rceil$. Desta forma, as parcelas C_{31} e C_{32} terão comportamento igual as parcelas C_{21} e C_{22} , ou seja, apresentarão valor constante e independente dos *bits* transmitidos pelo usuário de referencia e pelos demais usuários ativos no sistema. Este valor pode ser calculado por $-K/N$, sendo K o numero de usuários ativos do sistema e N o comprimento das seqüências empregadas. Nesta situação, considera-se então que o comportamento do sistema é regido pelas propriedades de correlação periódica, como visto na seção 2.2.2.

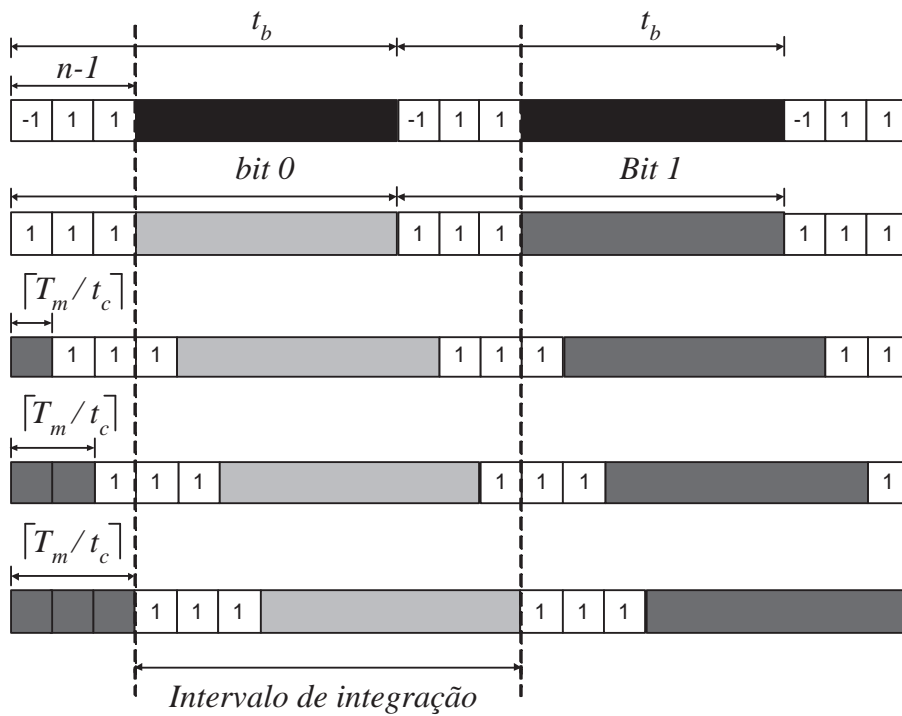


Figura 2.9: Correlação aperiódica quando $n - 1 \geq \lceil T_m/t_c \rceil$

O comportamento das parcelas C_{31} e C_{32} quando ocorrem coincidências entre seqüências de usuários diferentes é mostrado na Figura 2.10. Neste caso, o canal empregado foi $0t_c$, $1t_c$ e $2t_c$ com coeficientes $[1 \ 0,6 \ 0,4]$ respectivamente. Nota-se que ocorre coincidência entre a seqüência representando o *bit* 1 do usuário 2 e a seqüência representando também o *bit* 1 do usuário 3 de referência quando $\tau_{kl}=2t_c$ (Tabela 2.2). Neste caso quando o usuário 2 transmitir o *bit* 1, os valores de C_{31} e C_{32} serão diferentes, como mostrado na Figura 2.10, enquanto o comportamento das parcelas C_{11} , C_{12} , C_{21}

e C_{22} permanece inalterado.

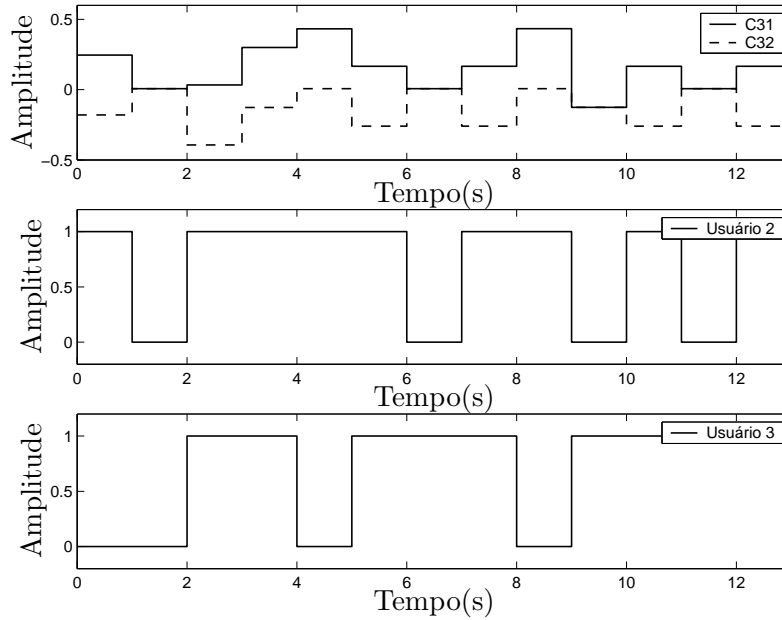


Figura 2.10: Parcelas C_{31} , C_{32} com usuários U_3 e U_2 ativos

Uma vez que a coincidência entre a seqüência do usuário 2 e a seqüência do usuário 3 de referência ocorre no segundo percurso, invertendo-se os coeficientes referentes aos atrasos de $1t_c$ e $2t_c$ tem-se um aumento na diferença entre C_{31} e C_{32} e conseqüentemente entre I_1 e I_2 , tornando a interferência de múltiplo acesso maior.

Quando os demais usuários do sistema estiverem ativos, a ocorrência de coincidências entre seqüências será inevitável e nestes casos ter-se-á uma queda no desempenho do sistema que será tão maior quanto maiores forem os coeficientes dos percursos diferentes de l_m .

É importante notar que, para a validade dos casos aqui citados, é de fundamental importância que o receptor esteja sintonizado no percurso de maior intensidade. Caso contrário, C_{11} e C_{12} apresentarão valores constantes e iguais à $-1/N$, tornando impossível a decisão correta do bit transmitido, como mostrado na Figura 2.11

Nos casos onde o canal é variável não se pode garantir que o receptor estará sintonizado no percurso de maior intensidade, degradando ainda mais o desempenho do sistema.

Conclui-se então que o sistema proposto em [1] é imune à interferência de múltiplo

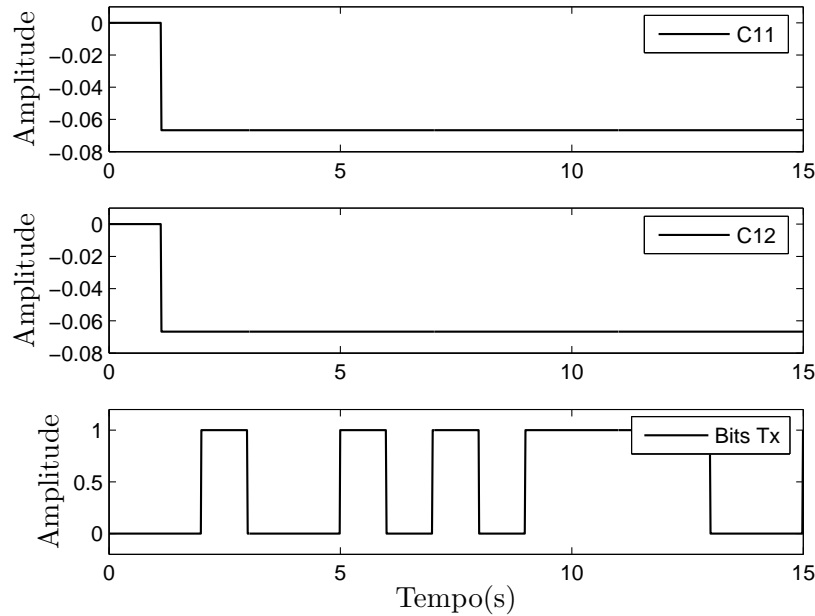


Figura 2.11: Parcelas C_{11} , C_{12} com RX sintonizado no 2^0 percurso

acesso nos casos onde versões atrasadas das seqüências de outros usuários não sejam coincidentes com uma das seqüências do usuário de referência ou mesmo quando a versão atrasada de uma seqüência representando um *bit* do usuário de referência não seja coincidente com a seqüência representando o outro *bit* do mesmo. Tal situação é válida para canais cujos coeficientes são invariantes no tempo. Quando tais coincidências ocorrem, a presença ou não de interferência de múltiplo acesso depende da amplitude dos sinais provenientes dos múltiplos percursos e dos *bits* transmitidos pelos $K - 1$ usuários, mesmo quando $n - 1 \geq L_m$. Nos casos onde $n - 1 < L_m$, o sistema sofre interferência de múltiplo acesso, uma vez que, mesmo não ocorrendo coincidências entre seqüências, os valores de C_{31} e C_{32} serão diferentes. Esta situação é mostrada na Figura 2.12 para o canal com atrasos de $0t_c$, $5t_c$ e $7t_c$, com coeficientes $[1 \ 0,4 \ 0,1]$ e com os usuários 1, 2, 4 e 5 inativos. Este efeito indesejado é decorrente da não observância da condição $n - 1 \geq L_m$ imposta em [1], que provoca a perda das características de correlação cruzada entre as seqüências do usuário de referência e as seqüências de outros usuários.

Pode-se observar que a análise das propriedades de correlação apresentadas neste capítulo procuraram justificar e melhor explorar o funcionamento do sistema de espa-

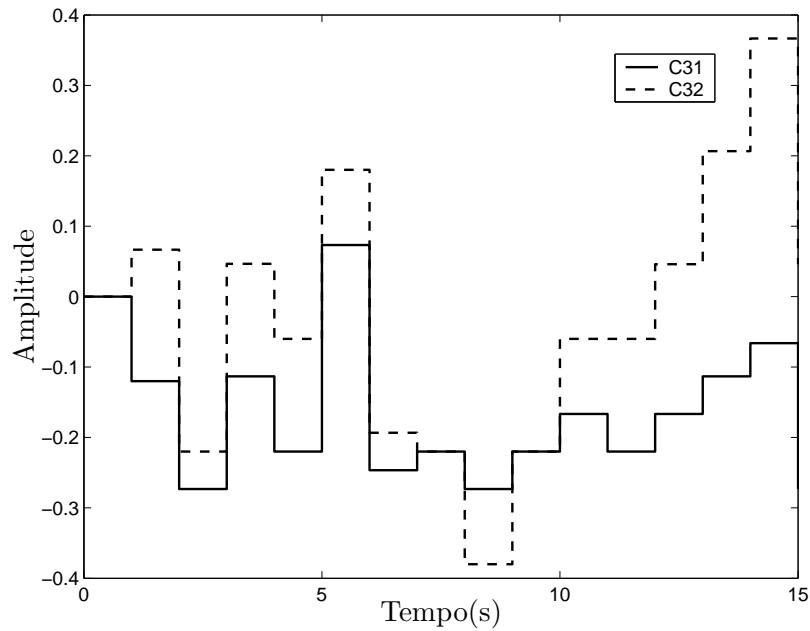


Figura 2.12: Parcelas C_{31} , C_{32} com \mathbf{U}_1 , \mathbf{U}_2 , \mathbf{U}_4 e \mathbf{U}_5 inativos quando $n - 1 < L_m$

lhamento espectral com duplo código proposto pode Zare e Liu em [1]. No próximo capítulo a técnica de duplo código é aplicada a um sistema MC-CDMA para o qual análise correspondente não foi realizada por estar além do escopo desta dissertação. Acredita-se que uma exploração adequada da dualidade tempo-frequência [18] [19] pode permitir que tal análise seja realizada.

Capítulo 3

Aplicação da Técnica de Código Duplo de Espalhamento em um Sistema com Múltiplas Portadoras

3.1 Introdução

A estrutura de um sistema com múltiplas portadoras mostrada na Seção 1.5 permite a implementação de receptores de baixa complexidade devido à facilidade de eliminação de interferência entre símbolos e entre portadoras em seu processo de detecção [13]. Esta vantagem pode ser explorada tanto no link direto quanto no reverso de um sistema de comunicações móveis. Entretanto, o foco desta dissertação está no link direto, uma vez que no link reverso são tolerados receptores com maior complexidade.

A aplicação da técnica descrita em [1] em um sistema com múltiplas portadoras é promissora em termos de melhoria do desempenho em relação à taxa de erros de bit. Esta melhoria é esperada devido ao alto grau de diversidade em frequência obtido por um sistema com múltiplas portadoras, enquanto se mantém a baixa complexidade do receptor.

3.2 Modelo do sistema MC-CDMA

O sistema de detecção considerado nesta dissertação é do tipo *single user*, uma vez que o mesmo não leva em conta nenhuma informação em relação à interferência de múltiplo acesso. Em um esquema como o mostrado na Figura 3.1, após a operação de decodificação OFDM, o vetor recebido \mathbf{r} será equalizado com o objetivo de combater as distorções de amplitude e fase nas portadoras, provocadas pelo canal rádio móvel [13].

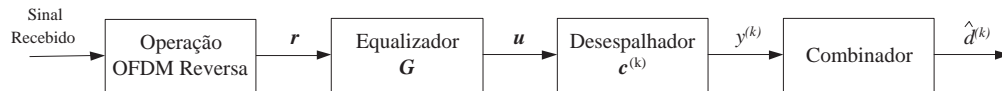


Figura 3.1: Modelo do Rx do sistema MC-CDMA

A equalização/cominação é implementada pela multiplicação de cada elemento de \mathbf{r} por um determinado coeficiente, sendo que o valor do mesmo depende da técnica utilizada. Dentre as possíveis, pode-se citar a combinação de ganhos iguais (EGC - *Equal Gain Combining*), a combinação de máxima razão (MRC - *Maximum Ratio Combining*), a combinação para restauração da ortogonalidade (ORC - *Orthogonality Restoring Combining*) e a equalização para mínimo erro quadrático médio (MMSE - *Minimum Mean Square Error*).

A seqüência na saída do equalizador será dada por:

$$\mathbf{u} = \mathbf{G}\mathbf{r} = (U_1, U_2, \dots, U_{N_c}) \quad (3.1)$$

Sendo:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} = (R_1, R_2, \dots, R_{N_c}) \quad (3.2)$$

Onde \mathbf{s} é o vetor de amostras do sinal transmitido, \mathbf{H} representa a matriz do canal e, conseqüentemente, o processo de desvanecimento, \mathbf{n} é o vetor de amostras de ruído AWGN e N_c é o número de portadoras do sistema. Neste modelo emprega-se $N_c = N$, sendo N o comprimento das seqüências pseudo-aleatórias utilizadas. O vetor \mathbf{u} é então

desespalhado pela multiplicação do mesmo pela seqüência $\mathbf{c}^{(k)}$ do usuário de interesse, resultando no vetor $\mathbf{y}^{(k)}$ dado por:

$$\mathbf{y}^{(k)} = \mathbf{c}^{(k)} \mathbf{u} \quad (3.3)$$

O valor da variável de decisão $\hat{d}^{(k)}$ é dado por:

$$\hat{d}^{(k)} = \sum_{n=1}^{N_c} \mathbf{y}_n^{(k)} \quad (3.4)$$

A decisão sobre o *bit* recebido é feita pela comparação entre o valor de $\hat{d}^{(k)}$ e um limiar fixo.

3.3 Modelo do sistema DC-MC-CDMA

O sistema DC-MC-CDMA consiste da aplicação da idéia descrita em [1] em um sistema MC-CDMA com o objetivo de redução da MAI em canais com múltiplos percursos fixos e variantes no tempo.

A diferença básica entre os dois modelos é a utilização, pelo sistema DC-MC-CDMA, de um par de seqüências especialmente escolhidas para o espalhamento dos sinais referentes a cada usuário do sistema. Tais seqüências possuem propriedades, descritas no Seção 2.2.2, que tornam possível a redução da interferência de múltiplo acesso mesmo em canais com múltiplos percursos variantes no tempo, característica não observada no sistema original proposto em [1].

A Figura 3.2 mostra o modelo do sistema DC-MC-CDMA. O primeiro passo é o espalhamento *chip a chip* da seqüência de dados $b^{(k)}$ do usuário k utilizando-se as seqüências pseudo-aleatórias $C_{c(p)}^{(k)}$ com $p = 1, 2$ e $c = 1, 2, \dots, N_c$ escolhidas de acordo com [1]. Tais seqüências possuem comprimento $N = N_c$ onde N_c é o número de portadoras empregadas no sistema. Se o bit a ser transmitido pelo usuário k for o bit 0, então $p = 0$. Se o bit a ser transmitido pelo usuário k for o bit 1, então $p = 1$.

Em seguida, a contribuição dos sinais dos demais usuários do sistema será então

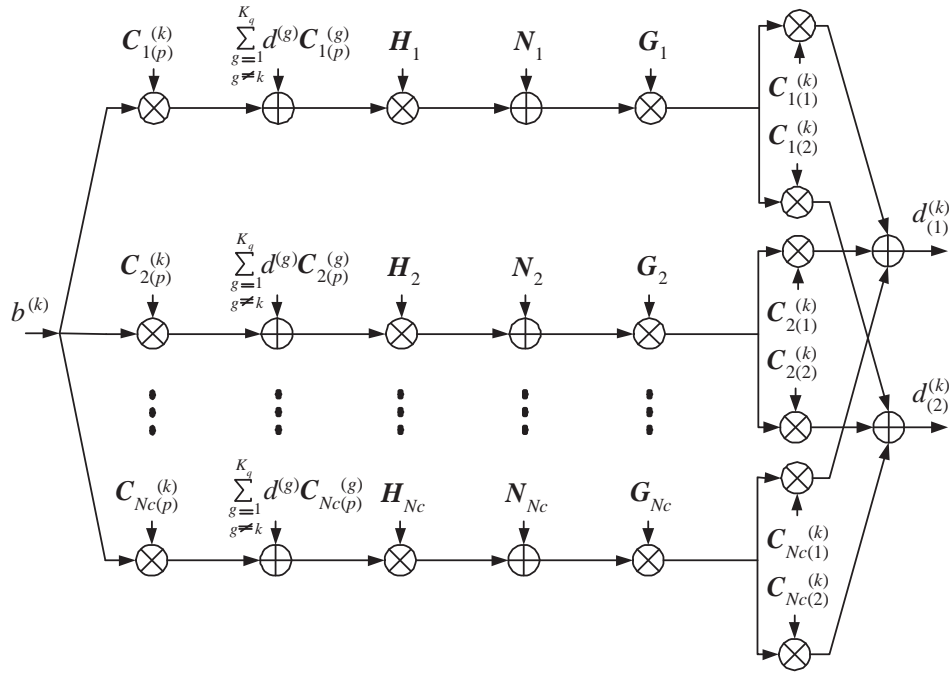


Figura 3.2: Modelo do sistema DC-MC-CDMA

somada ao sinal do usuário k . O vetor resultante será então multiplicado pelos coeficientes \mathbf{H}_c representando o processo de desvanecimento. Nesta dissertação admite-se detecção coerente com estimação perfeita de fase de cada portadora no receptor. Desta forma, \mathbf{H}_c é um vetor de amostras iid com distribuição de Rayleigh, representando as variações de magnitude do processo de desvanecimento. Os valores de \mathbf{H}_c são descorrelacionados de portadora para portadora, constantes para cada símbolo OFDM e independentes de símbolo para símbolo. Após a multiplicação do vetor a ser transmitido pelos coeficientes \mathbf{H}_c , serão então adicionadas amostras de ruído AWGN com variância de $N_0/2$.

O vetor resultante será então multiplicado pelos coeficientes \mathbf{G}_c de forma a corrigir as distorções provocadas pelo canal com múltiplos percursos. Finalmente, o vetor equalizado será multiplicado separadamente pelas duas seqüências utilizadas no espalhamento do usuário k de forma a se gerar duas variáveis de decisão, $d_{(1)}^{(k)}$ e $d_{(2)}^{(k)}$. A variável final de decisão $d^{(k)}$ será dada por $d^{(k)} = d_{(1)}^{(k)} - d_{(2)}^{(k)}$. Seu valor será posteriormente comparado com um limiar fixo para a decisão sobre o *bit* recebido.

Nesta dissertação optou-se pelo uso da técnica de combinação MMSE, escolhida por apresentar melhor desempenho em um sistema MC-CDMA [13] quando comparada com

MRC e ZF. Este resultado é esperado, uma vez que a combinação MMSE não quebra a ortogonalidade entre os usuários como a MRC e não aumenta a influência do ruído como a ZF (*Zero Forcing*).

A técnica de combinação MMSE se vale do critério do mínimo erro quadrático médio entre o sinal transmitido e o sinal equalizado. Segundo [13], este erro é dado por:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_c = \mathbf{S}_c - \mathbf{G}_c \mathbf{R}_c \quad (3.5)$$

onde \mathbf{S}_c é um componente do vetor recebido e equalizado e \mathbf{R}_c é um componente do vetor recebido. Desta forma, o erro quadrático médio é dado por:

$$\mathbf{J}_c = E\{|\boldsymbol{\varepsilon}_c|^2\} \quad (3.6)$$

O erro quadrático médio \mathbf{J}_c pode ser minimizado com a aplicação do princípio da ortogonalidade. Desta forma, os valores de \mathbf{J}_c serão minimizados pelos coeficientes \mathbf{G}_c , sendo que os mesmos farão com que exista ortogonalidade entre os valores de erro $\boldsymbol{\varepsilon}_c$ e o complexo conjugado dos componentes \mathbf{R}_c do vetor recebido. Ou seja:

$$E\{\boldsymbol{\varepsilon}_c \mathbf{R}_c^*\} = 0 \quad (3.7)$$

Sendo assim, os coeficientes \mathbf{G}_c calculados de acordo com o critério MMSE são dados por [13]:

$$\mathbf{G}_c = \frac{\mathbf{H}_c^*}{|\mathbf{H}_c|^2 + 1/\gamma_c} \quad (3.8)$$

onde γ_c é a relação sinal ruído na portadora em questão. Nota-se que é necessário a estimativa da relação sinal ruído, γ_c , para o cálculo dos coeficientes MMSE, sendo esta uma desvantagem deste método de equalização.

3.4 Implementação do modelo

3.4.1 Transmissor

A Figura 3.3 mostra a implementação do transmissor para o sistema DC-MC-CDMA. Nota-se que o mesmo se trata de um esquema CDMA multi-portadoras com espalhamento no domínio da frequência onde as seqüências de espalhamento são escolhidas de acordo com [1].

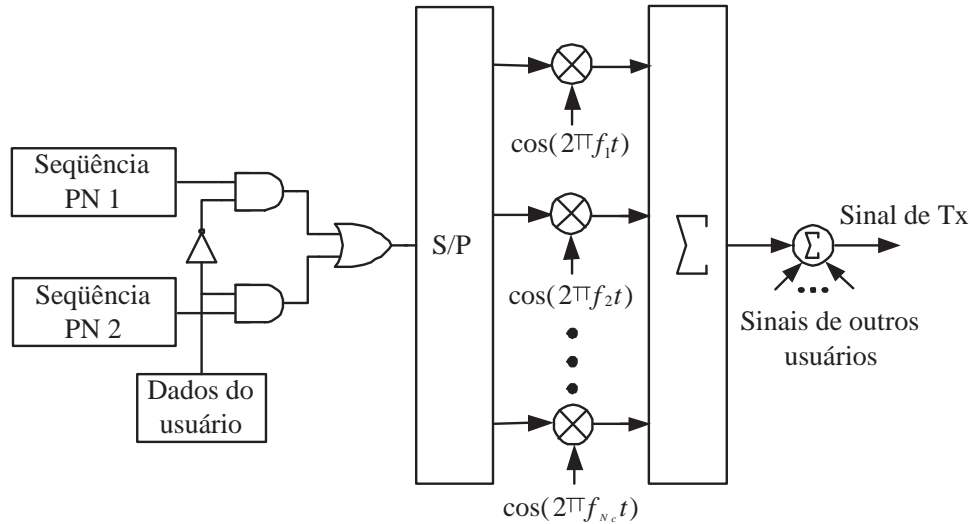


Figura 3.3: Transmissor DC-MC-CDMA

No sistema proposto as taxas de transmissão de *bit* e de *chip* devem ser ajustadas de forma a se ter $t_b = Nt_c$, onde t_b é a duração de *bit* dos dados a serem espalhados, t_c é a duração de *chip* das seqüências PN do tipo m (seqüências de máximo comprimento) referentes ao usuário em questão e $N = 2^n - 1$ é o comprimento das mesmas. Dessa forma, a cada t_b ter-se-á $N = N_c$ *chips* na saída da porta OU, sendo que os mesmos ainda estarão em formato serial. Tais *chips* dependem do *bit* transmitido pelo usuário. É feita então a conversão série/paralela e modulação BPSK de N_c portadoras cosenoidais ortogonais.

É importante que a largura de banda de cada sub-portadora seja menor ou igual à banda de coerência do canal. Desta forma o desvanecimento pode ser considerado plano em cada portadora. Este é um ponto chave no projetos de sistemas com múltiplas portadoras e, sendo assim, o número de portadoras empregadas deve ser escolhido de

forma a atender a esta condição.

A Figura 3.4 representa o transmissor do sistema DC-MC-CDMA com a implementação de um entrelaçador.

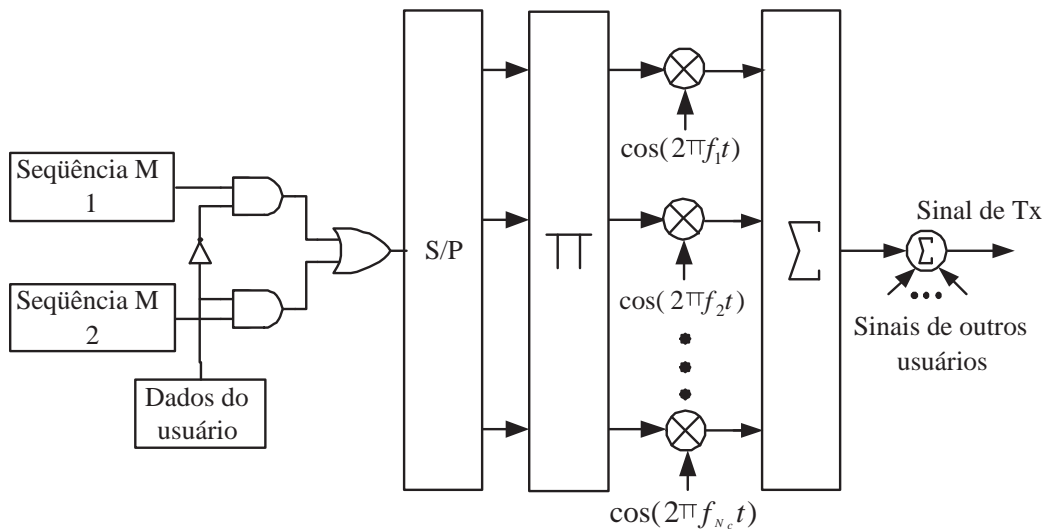


Figura 3.4: Transmissor DC-MC-CDMA com entrelaçador

Devido a propagação por múltiplos percursos, o canal radio móvel é caracterizado como sendo um canal com memória. Neste tipo de canal, os erros de *bit* provocados pelo desvanecimento não serão estatisticamente independentes, levando ao aparecimento de erros em rajadas. Segundo [14], a maioria dos códigos corretores de erro é designada para atuar em canais sem memória, onde os erros são estatisticamente independentes. Sendo assim, para que códigos corretores convencionais possam ser aplicados no sistema proposto, faz-se necessário o uso de um entrelaçador, como mostrado na Figura 3.4. Este dispositivo tem por objetivo fazer com que *chips* consecutivos da seqüência de espalhamento não sejam transmitidos por portadoras adjacentes. Desta forma o entrelaçamento impedirá o aparecimento de erros em rajada, desde que o mesmo seja corretamente projetado de acordo com as estatísticas de duração do desvanecimento.

3.4.2 Receptor

A Figura 3.5 apresenta a estrutura do receptor para o esquema DC-MC-CDMA proposto. O sinal recebido é primeiramente demodulado pelas N_c portadoras co-senoidais e orto-

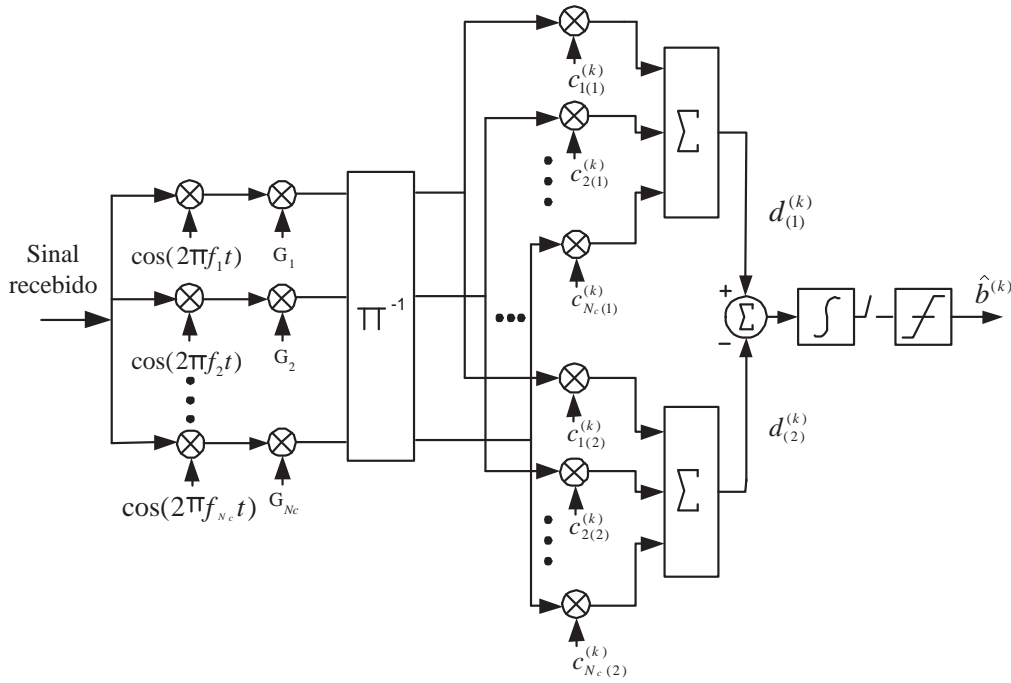


Figura 3.5: Receptor DC-MC-CDMA

gonais. Após a demodulação, o sinal será multiplicado pelos coeficientes de equalização. O próximo passo é executar o desentrelaçamento para que a sequência pseudo-aleatória transmitida volte a seu formato original, podendo ser corretamente correlacionada com as sequências locais. Em seguida, o sinal já equalizado é desespalhado *chip a chip* no domínio da frequência pelo par de sequências $C_{c(p)}^{(k)}$ com $p = 1, 2$ e $c = 1, 2, \dots, N_c$. Os sinais resultantes são então somados para a formação das variáveis $d_{(1)}^{(k)}$ e $d_{(2)}^{(k)}$. A variável final de decisão $d^{(k)}$ será dada por $d^{(k)} = d_{(1)}^{(k)} - d_{(2)}^{(k)}$. Seu valor será posteriormente comparado com um limiar fixo para a decisão do *bit* recebido. Como nesta dissertação o sistema proposto emprega a modulação BPSK com símbolos equiprováveis, o valor deste limiar é igual a zero.

3.5 Resultados de Simulação

3.5.1 Introdução

Uma caracterização analítica do sistema proposto está além do escopo deste trabalho e representa, em si mesma, uma oportunidade para estudos futuros. Assim como

no sistema proposto em [1], a determinação de uma expressão relacionando BER e E_b/N_o não pode ser obtida fazendo-se uso do teorema do limite central. Isso é devido ao fato de que o desempenho de ambos os sistemas depende das propriedades de correlação cruzada entre as seqüências empregadas no espalhamento dos sinais dos diversos usuários. Dessa forma, todos os resultados aqui apresentados foram obtidos através de simulações utilizando-se as ferramentas MatLab e VisSim/Comm.

Devido à dificuldade de obtenção de uma expressão analítica para determinação do desempenho do sistema proposto, um exaustivo processo de validação do modelo utilizado foi executado visando garantir a confiabilidade dos resultados obtidos e a correta interpretação dos mesmos.

Após validado o modelo do sistema proposto, o mesmo foi comparado com o sistema de portadora única proposto por [1] em dois cenários distintos: canais com desvanecimento Rayleigh invariantes no tempo e canais com desvanecimento Rayleigh variantes no tempo. Também foram executados testes para verificação da variabilidade do desempenho do sistema de portadora única [1] e com múltiplas portadoras de acordo com o usuário de referência.

3.6 Validação do sistema com portadora única

Visando-se reproduzir os resultados apresentados em [1], simulou-se o sistema já proposto em canais Rayleigh invariantes no tempo. Com o objetivo de aprofundar o estudo também foram realizados testes em canais com desvanecimento Rayleigh variantes no tempo e o uso de receptor Rake com combinação MRC, não originalmente empregado em [1].

3.6.1 Resultados de simulação do sistema com portadora única em canais Rayleigh invariantes e variantes no tempo

O sistema proposto em [1] foi simulado exatamente como descrito no estudo do mesmo. As seqüências utilizadas foram do tipo máximo comprimento (tipo m) com 127 *chips*,

levando a um número total de usuários igual a 63. Vale lembrar que ter-se-á neste caso 63 pares de seqüências com os primeiros 6 *bits* em comum e que o máximo espalhamento de atraso do canal com múltiplos percursos não pode ultrapassar $6t_c$, onde t_c é o tempo de *chip* das seqüências empregadas.

Para a simulação do sistema com portadora única em canal invariante no tempo foi empregado um canal com resposta impulsiva dada pelo vetor $[1 \ 0 \ 0 \ 0.4 \ 0 \ 0.1]$. Já no caso da avaliação do desempenho do sistema de portadora única em canal variante no tempo foi empregado um canal com resposta impulsiva dada pelo vetor $[1R_1 \ 0 \ 0 \ 0.4R_2 \ 0 \ 0.1R_3]$, onde R_1 , R_2 e R_3 são variáveis aleatórias de Rayleigh iid mudando de valor a cada *bit* transmitido e com valor médio quadrático unitário.

Na Figura 3.6 são apresentados os resultados de desempenho do sistema proposto por H. Zare e D. Liu. O resultado obtido para canal invariante no tempo foi o mesmo que o obtido em [1]. Entretanto, o sistema de portadora única se mostra ineficiente na redução da interferência de múltiplo acesso quando o canal é variante no tempo. Isto ocorre devido ao fato de que existe a necessidade de que o receptor esteja sempre sintonizado no percurso de maior intensidade, o que não se pode garantir quando o canal é variante no tempo.

3.6.2 Teste de aplicação de detecção Rake no sistema de portadora única

Tradicionalmente a detecção de sinais espalhados DSSS é feita através do receptor Rake. Entretanto, o sistema proposto por [1] lança mão apenas de um correlator para cada variável de decisão na detecção do sinal recebido. Sendo assim, optou-se por testar o emprego do receptor Rake no sistema de portadora única. O sistema foi simulado em canais com desvanecimento de Rayleigh invariantes e variantes no tempo, empregando receptores Rake de 1, 2 e 3 ramos com combinação MRC. Os canais empregados neste teste foram os mesmos descritos na Seção 3.6.1.

Observa-se na Figura 3.7 que a utilização do receptor Rake no sistema de portadora única em canais com múltiplos percursos invariantes no tempo não melhorou o

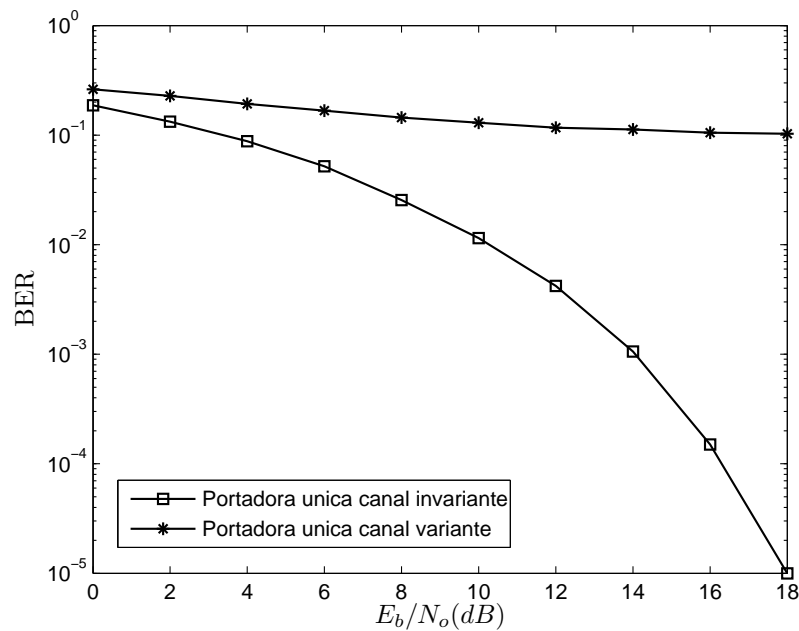


Figura 3.6: Desempenho do sistema proposto em [1] para canal invariante e variante no tempo

desempenho do mesmo. Isto é decorrente da necessidade, como citado anteriormente, de que o receptor esteja sintonizado no percurso de maior intensidade. Diante disso, os ramos do receptor Rake que não estiverem sintonizados no percurso de maior intensidade apresentarão um desempenho baixo, degradando o desempenho do sistema como um todo após a combinação de todos os ramos.

O desempenho do sistema proposto por [1] em canais com desvanecimento Rayleigh variantes no tempo com receptor Rake é mostrado na Figura 3.8.

Com a utilização de um receptor Rake de dois ramos pode-se observar uma melhora no desempenho do sistema devido ao ganho de diversidade obtido. Entretanto, a interferência de múltiplo acesso continua presente.

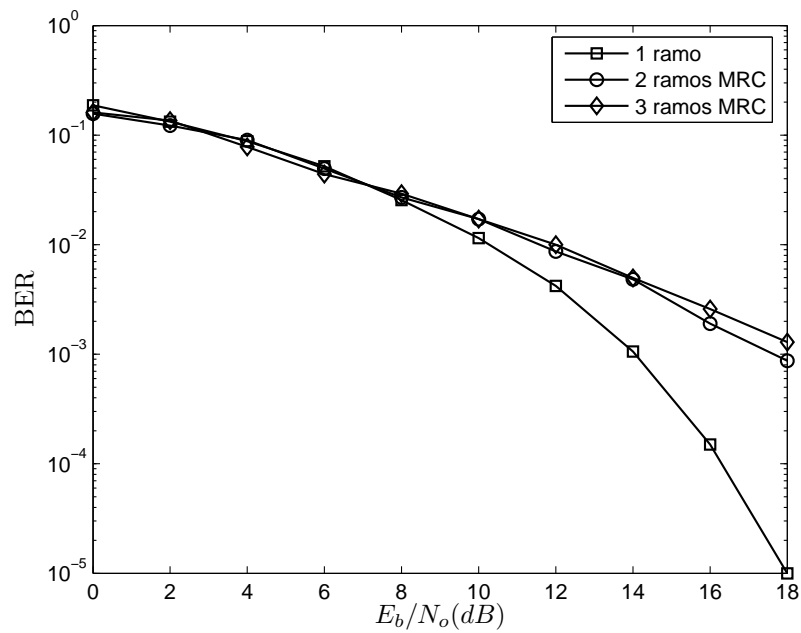


Figura 3.7: Desempenho do sistema proposto em [1] para canal invariante no tempo, com receptor Rake

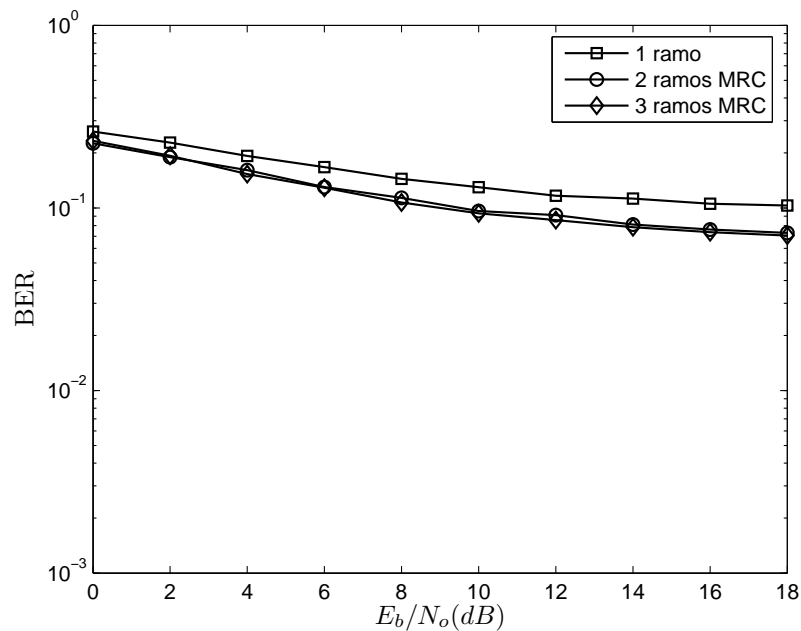


Figura 3.8: Desempenho do sistema proposto em [1] para canal variante no tempo, com receptor Rake

3.7 Validação do modelo MC-CDMA

Os resultados obtidos e mostrados nesta seção tiveram como objetivo validar o modelo para o sistema MC-CDMA apresentado em [13]. Notou-se que os resultados de todos

os testes realizados foram semelhantes aos obtidos em [13] e, portanto, considerou-se que o modelo está validado.

3.7.1 Validação do modelo MC-CDMA em canal

AWGN

Simulou-se um sistema MC-CDMA de 8 portadoras com apenas 1 usuário em canal AWGN com modulação QPSK. A seqüência de espalhamento empregada foi uma seqüência de Walsh de comprimento $N=8$ *chips* e para cada valor de E_b/N_o foram simulados 250000 *bits*. O desempenho obtido foi o mesmo que o de um sistema de portadora única com as mesmas características, como esperado. Este resultado é mostrado na Figura 3.9.

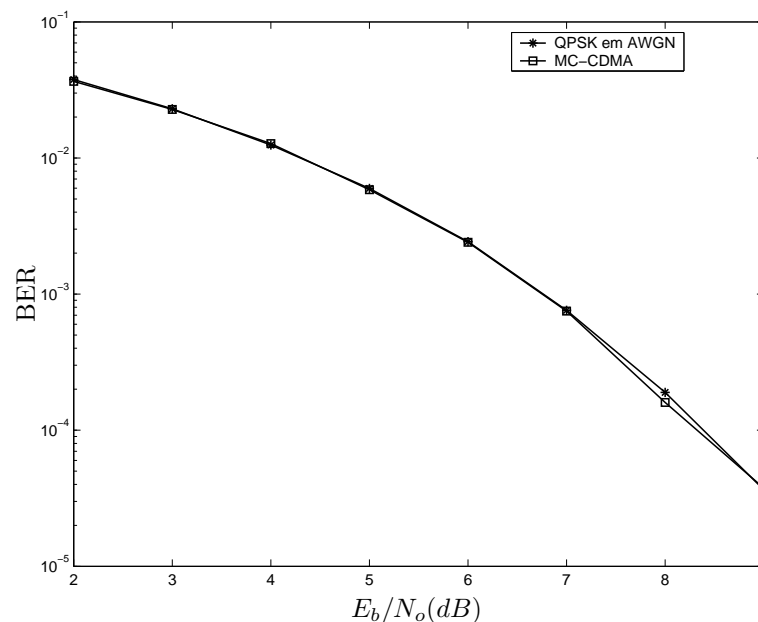


Figura 3.9: Desempenho do sistema MC-CDMA em canal AWGN

3.7.2 Validação do modelo MC-CDMA em canal

Rayleigh

Neste caso, simulou-se o sistema MC-CDMA comparando-se os resultados com aqueles obtidos em [13]. Foi utilizado um sistema com 8 portadoras, 8 usuários e modulação

QPSK. Foram empregadas seqüências de Walsh de comprimento $N=8$ *chips* para espalhamento dos dados de cada usuário. Para cada valor de E_b/N_o foram simulados 80000 *bits*. As Figuras 3.10 e 3.11 mostram o desempenho resultante empregando equalização ZF e MMSE, respectivamente.

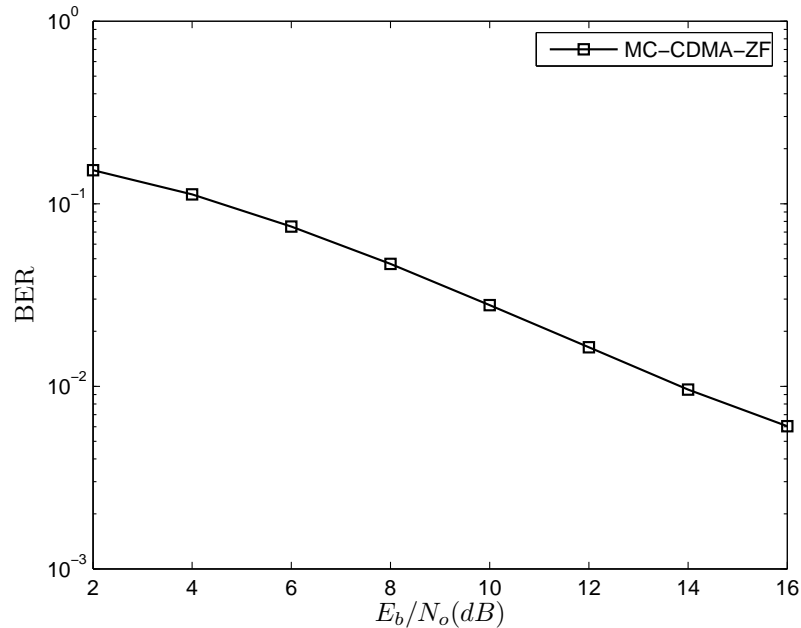


Figura 3.10: Desempenho MC-CDMA em canal Rayleigh com equalização ZF

Empregou-se em ambas as simulações canais de Rayleigh com desvanecimento seletivo e lento. Cada símbolo multi-portadora foi multiplicado por um conjunto de N_c variáveis de Rayleigh complexas iid, geradas a partir de duas variáveis Gaussianas.

3.8 Validação do Modelo DC-MC-CDMA

O sistema DC-MC-CDMA proposto nesta dissertação foi validado em 5 situações: canal AWGN, canal Rayleigh com desvanecimento plano e lento com equalizações ZF e EGC e canal Rayleigh com desvanecimento seletivo e lento com equalizações MMSE e MRC. Os resultados esperados foram alcançados e, portanto, considerou-se que o modelo de simulação está isento de erros.

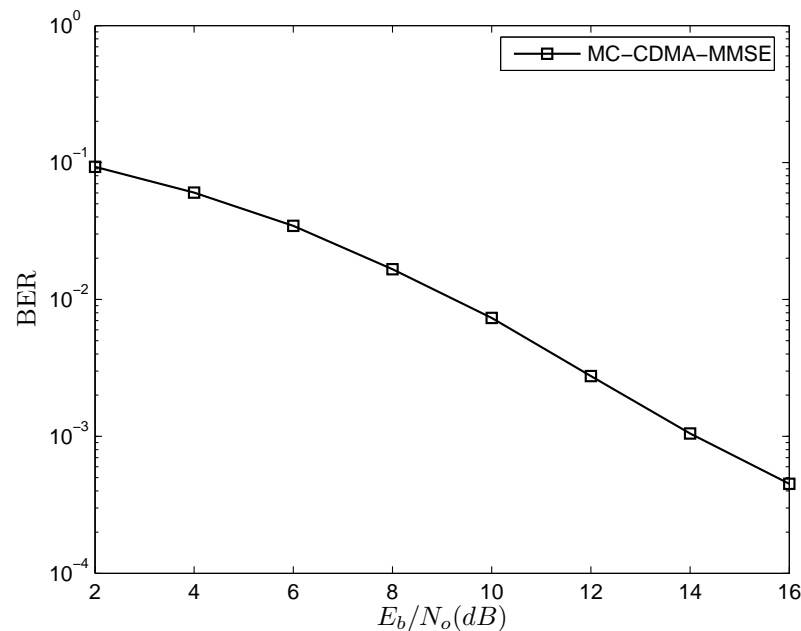


Figura 3.11: Desempenho MC-CDMA em canal Rayleigh com equalização MMSE

3.8.1 Validação do Modelo DC-MC-CDMA em canal AWGN

Simulou-se o sistema DC-MC-CDMA em canal AWGN utilizando-se 127 portadoras, seqüência de espalhamento do tipo máximo comprimento com $N=127$ *chips*, modulação BPSK e apenas um usuário. Para cada valor de E_b/N_o foram simulados 10000 *bits*. No sistema proposto a variável de decisão final é composta por duas variáveis geradas a partir de um par de seqüências quase ortogonais entre si. Sendo assim, o desempenho esperado era o mesmo de um sistema de portadora única com modulação BFSK, uma vez que os dois sistemas apresentam aproximadamente o mesmo espaço de sinais. O resultado é mostrado na Figura 3.12.

3.8.2 Validação do Modelo DC-MC-CDMA em canal Rayleigh plano

O sistema DC-MC-CDMA foi validado em canal de Rayleigh plano com equalizações EGC e ZF. Os resultados obtidos são mostrados nas Figuras 3.13 e 3.14, respectivamente. O sistema foi simulado com um usuário, 127 portadoras, modulação BPSK e 100000 *bits* para cada valor de E_b/N_o . A seqüência de espalhamento foi a mesma

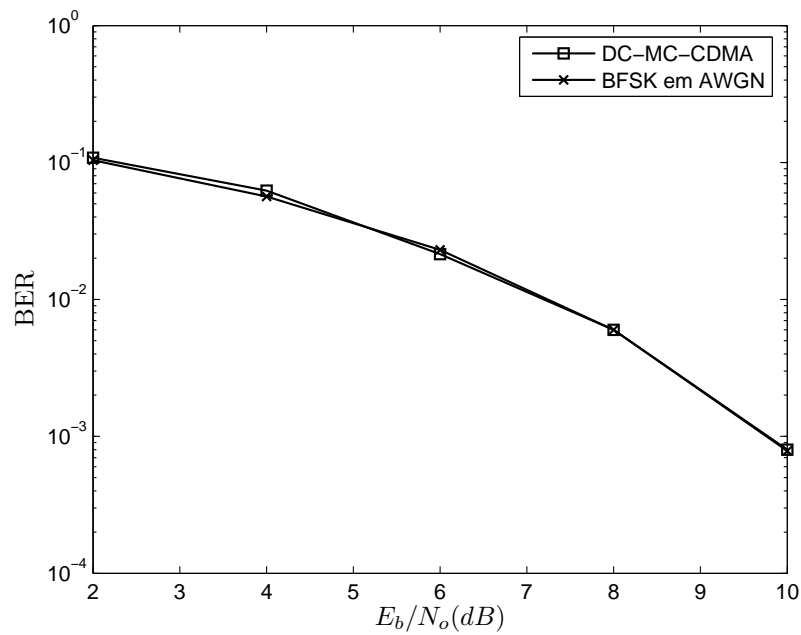


Figura 3.12: Desempenho DC-MC-CDMA em canal AWGN

empregada no teste da Seção 3.8.1. O canal de Rayleigh foi gerado a partir de duas variáveis Gaussianas, sendo que cada portadora do sistema foi multiplicada pela mesma variável, com a mesma mudando de valor símbolo a símbolo multi-portadora.

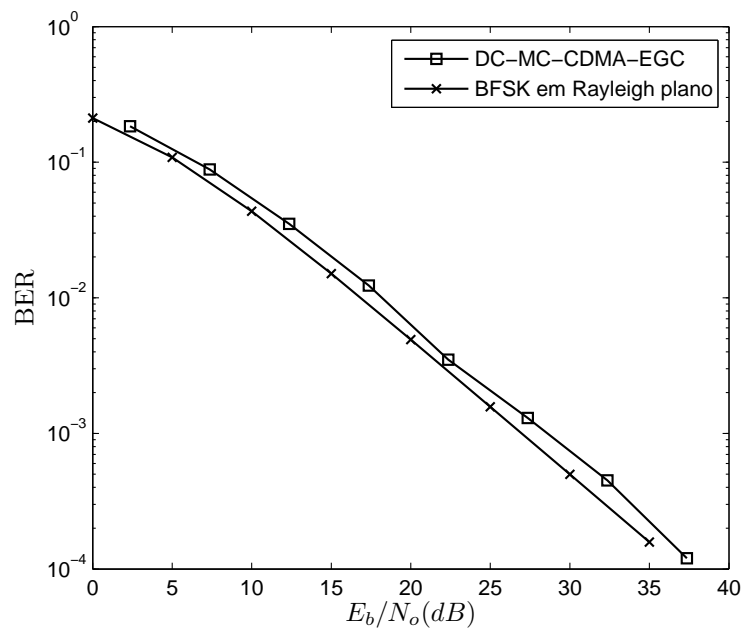


Figura 3.13: Desempenho DC-MC-CDMA em canal Rayleigh plano com equalização EGC

O resultado esperado era o mesmo de um sistema de portadora única, com modu-

lação BFSK em canal de Rayleigh plano uma vez que ambos os sistemas apresentam aproximadamente o mesmo espaço de sinais e o ganho de diversidade é negligenciável no caso do sistema DC-MC-CDMA uma vez que o canal é plano. Observa-se que o melhor desempenho do sistema DC-MC-CDMA, neste caso, foi alcançado com a utilização de equalização ZF.

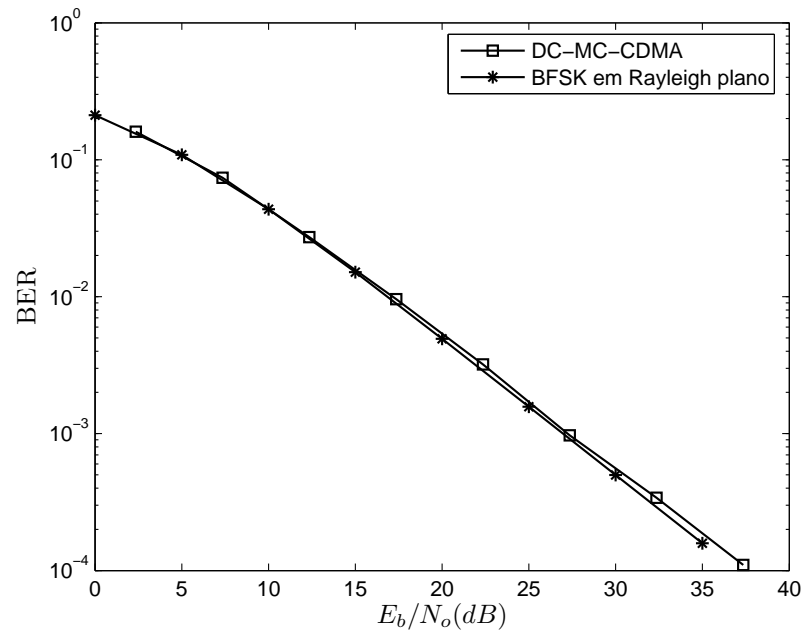


Figura 3.14: Desempenho DC-MC-CDMA em canal Rayleigh plano com equalização ZF

3.8.3 Validação do Modelo DC-MC-CDMA em canal Rayleigh seletivo

O sistema proposto foi validado em canal Rayleigh seletivo invariante no tempo utilizando-se as equalizações MRC e MMSE. O resultado esperado era o mesmo que o de um sistema de portadora única com modulação BFSK em canal AWGN, decorrente do alto grau de diversidade empregado pelo sistema proposto, no caso 127. Empregou-se na simulação apenas um usuário, modulação BPSK, 100000 *bits* para cada valor de E_b/N_o e 127 portadoras. A seqüência de espalhamento foi a mesma empregada no teste da Seção 3.8.1. Os resultados para equalização MRC e MMSE são mostrados nas figuras 3.15 e 3.16, respectivamente.

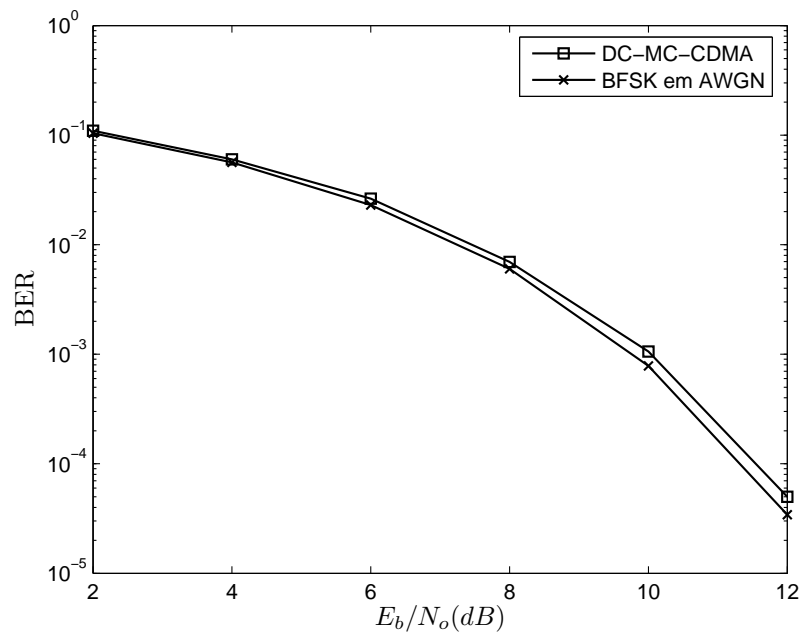


Figura 3.15: Desempenho DC-MC-CDMA em canal Rayleigh seletivo com equalização MRC

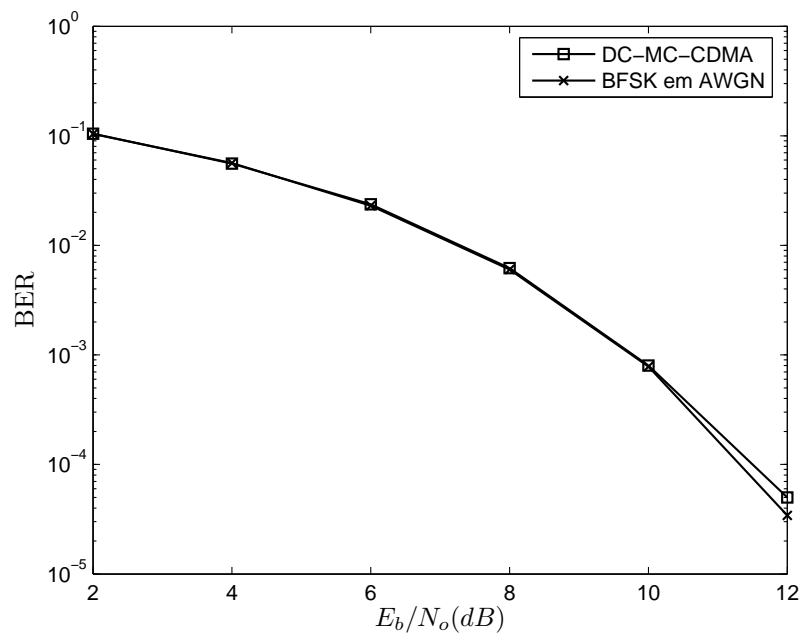


Figura 3.16: Desempenho DC-MC-CDMA em canal Rayleigh seletivo com equalização MMSE

Observa-se pelos resultados obtidos que o melhor desempenho do sistema proposto foi conseguido com o emprego da equalização MMSE, sendo esta adotada nas demais simulações consideradas neste trabalho.

É importante citar que nas simulações em canais com múltiplos percursos, tanto os resultados obtidos para a validação do sistema quanto para a averiguação comparativa de desempenho em relação ao sistema proposto em [1] levaram em conta a normalização dos coeficientes da resposta impulsiva do canal de tal sorte que as alterações nestes coeficientes não provocassem alterações no $E[X^2]$ do sinal recebido, o que levaria a erros nas comparações realizadas.

3.9 Resultados de simulação do sistema DC-MC-CDMA

O sistema DC-MC-CDMA proposto foi simulado e teve seus resultados comparados com aqueles obtidos em [1]. A comparação foi feita em canais de Rayleigh iid seletivos variantes e invariantes no tempo. Como já mostrado, o sistema proposto em [1] não consegue mitigar a MAI em canais variantes no tempo. Foi comprovado que o sistema DC-MC-CDMA consegue reduzir a MAI nesse tipo de canal, fato decorrente ao alto grau de diversidade em frequência obtido.

Nas simulações executadas, ambos os sistemas operaram com seqüências do tipo máximo comprimento (tipo m) com 127 *chips*, levando a um total de 63 usuários em cada sistema, sendo que o usuário usado como referência na recepção em ambos foi o mesmo. Para cada valor de E_b/N_o foram simulados 30000 bits. Foram empregados um total de 6 canais com múltiplos percursos com respostas impulsivas diferentes, 3 invariantes e 3 variantes no tempo de acordo com uma distribuição de Rayleigh. A técnica empregada na equalização do sistema DC-MC-CDMA foi a MMSE por apresentar um desempenho melhor que as técnicas ZF e MRC. Os resultados apresentados para o sistema proposto em [1] foram obtidos com o auxílio da ferramenta VisSim/Comm, enquanto que para o DC-MC-CDMA a ferramenta utilizada foi o MatLab.

A Figura 3.17 mostra os resultados comparativos entre o sistema proposto em [1] e o DC-MC-CDMA em canais com múltiplos percursos, seletivos e invariantes no tempo. Nesta comparação foram usados 3 canais com múltiplos percursos com respostas im-

pulsivas diferentes dadas pela Tabela 3.1.

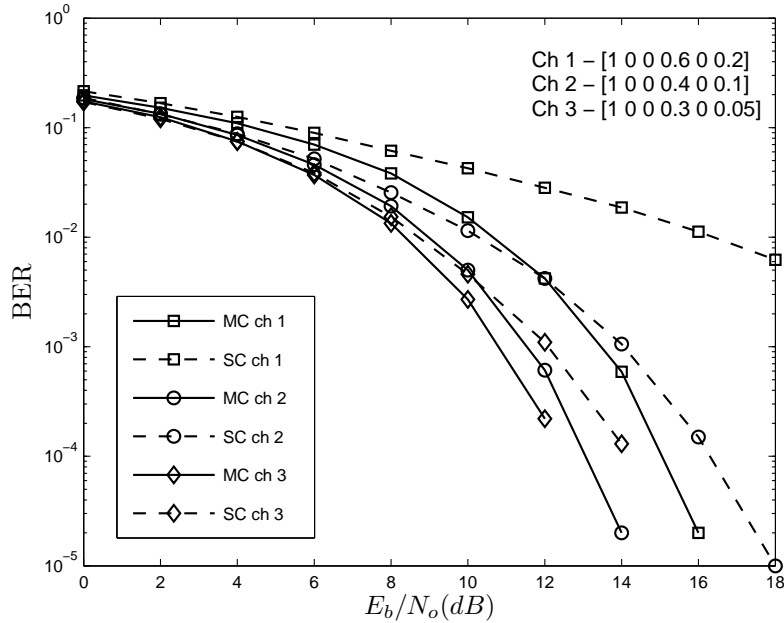


Figura 3.17: Comparação entre o sistema proposto em [1] e o sistema DC-MC-CDMA para canais seletivos e invariantes no tempo

Tabela 3.1: Resposta impulsiva dos canais invariantes no tempo

Canal	\mathbf{h}
1	[1 0 0 0,6 0 0,2]
2	[1 0 0 0,4 0 0,1]
3	[1 0 0 0,3 0 0,05]

Para a simulação do sistema DC-MC-CDMA, calculou-se a transformada de Fourier (N_c pontos) da resposta impulsiva de cada canal apresentado na Tabela 3.1. Os coeficientes obtidos foram então multiplicados em cada uma das portadoras sendo os mesmos constantes durante toda a simulação. A variância do canal AWGN foi calculada por:

$$N_o = \frac{E_b}{2 * \text{SNR}} \quad (3.9)$$

Neste caso tem-se que $\text{SNR} = E_b/N_o$, uma vez que a modulação empregada pelo sistema proposto é BPSK, onde SNR é um vetor com os valores de relação sinal ruído de entrada para a simulação.

Observa-se pela Figura 3.17 que o desempenho do sistema proposto em [1] apresenta degradação do desempenho quando a amplitude dos demais percursos se aproxima da amplitude do percurso principal, enquanto que para o sistema DC-MC-CDMA esta degradação é menos perceptível, embora ocorra. Também nota-se que o desempenho do sistema DC-MC-CDMA é melhor para todos os canais simulados. Este resultado era esperado devido ao grau de diversidade obtido pelo sistema DC-MC-CDMA.

A Figura 3.18 mostra a comparação entre o sistema proposto em [1] e o sistema DC-MC-CDMA para canais com múltiplos percursos, seletivos e variantes no tempo. As condições empregadas na obtenção destes resultados foram as mesmas usadas na

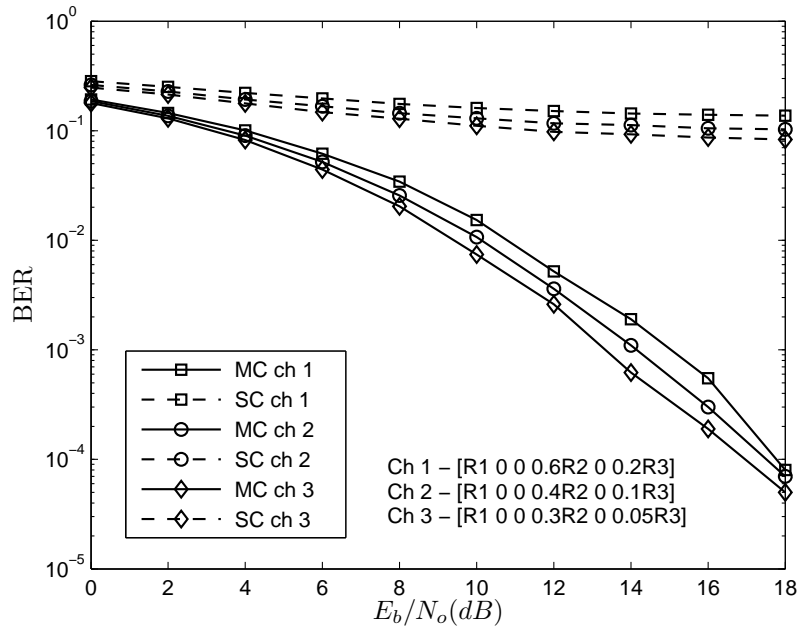


Figura 3.18: Comparação entre o sistema proposto em [1] e o sistema DC-MC-CDMA para canais seletivos e variantes no tempo

comparação entre os sistemas para canais seletivos e invariantes no tempo. Foram empregados três canais, cujas amplitudes dos percursos em suas respostas impulsivas foram determinadas por variáveis de Rayleigh iid. Os canais utilizados são mostrados na Tabela 3.2, onde R_1 , R_2 e R_3 são variáveis de Rayleigh iid. O desvanecimento gerado pelos canais mostrados na Tabela 3.2 pode ser descrito como lento, uma vez que R_1 , R_2 e R_3 mudam de valor a cada símbolo transmitido, tanto para o sistema de portadora única quanto para o sistema DC-MC-CDMA proposto.

Observa-se na Figura 3.18 que o sistema proposto em [1] não é capaz de diminuir a interferência de múltiplo acesso quando submetido a canais seletivos e variantes no tempo. Este efeito é decorrente do fato de não se poder garantir que o receptor estará

Tabela 3.2: Resposta impulsiva dos canais variantes no tempo

Canal	\mathbf{h}
1	$[R_1 \ 0 \ 0 \ 0,6R_2 \ 0 \ 0,2R_3]$
2	$[R_1 \ 0 \ 0 \ 0,4R_2 \ 0 \ 0,1R_3]$
3	$[R_1 \ 0 \ 0 \ 0,3R_2 \ 0 \ 0,05R_3]$

sempre sintonizado no percurso de maior intensidade, condição mandatória no caso do sistema de portadora única, como comprovado em outros testes executados e cujos resultados não são mostrados neste trabalho. Por outro lado, o sistema DC-MC-CDMA proposto é capaz de reduzir a interferência de múltiplo acesso mesmo em canais seletivos e variantes no tempo. É interessante notar que a MAI não será totalmente eliminada devido ao fato de que versões atrasadas das seqüências de outros usuários poderem ser coincidentes a uma das seqüências do usuário de referência.

3.9.1 Teste de variabilidade do desempenho de acordo com o usuário de referência

Como existe a possibilidade de que versões atrasadas das seqüências de outros usuários sejam coincidentes com uma das seqüências do usuário de referência é de se esperar que o desempenho dos sistemas de portadora única e com múltiplas portadoras apresente variação de acordo com usuário de referência escolhido.

Sendo assim, foram feitos testes para comprovação deste possível comportamento para ambos os sistemas. Tais testes foram executados escolhendo-se, de forma aleatória a partir de uma distribuição uniforme, 20 usuários dentre os 63 possíveis e utilizando-se 3 usuários de referência diferentes, um em cada teste. Como foram usadas ferramentas de simulação diferentes para cada sistema, tomou-se o cuidado para que os usuários sob teste apresentassem o mesmo par de seqüências.

A Figura 3.19 mostra a diferença de desempenho para os sistema de portadora

única e múltiplas portadoras em canal seletivo e invariante no tempo para 3 usuários de referência diferentes.

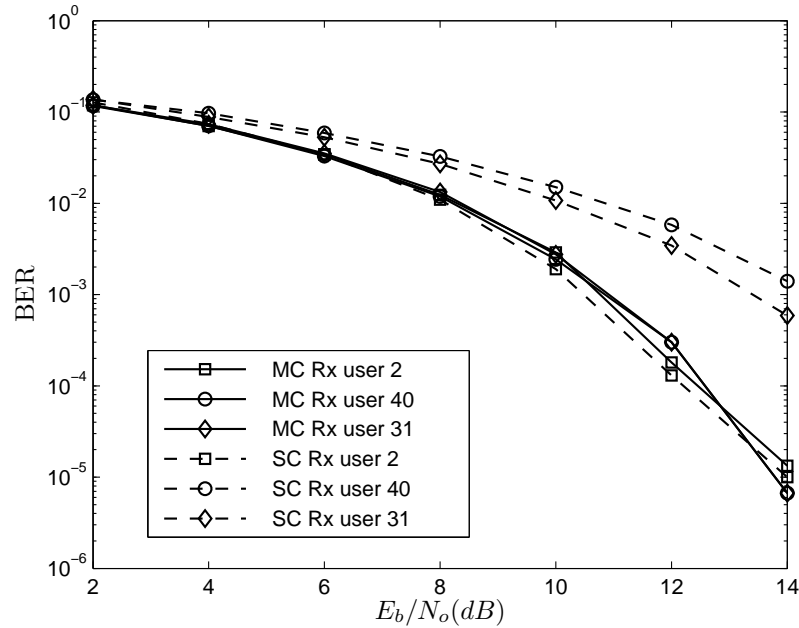


Figura 3.19: Teste de variabilidade de desempenho para usuários de referência diferentes em canal seletivo e invariante no tempo

O canal empregado apresenta a resposta impulsiva dada pelo vetor $[1 \ 0 \ 0 \ 0,4 \ 0 \ 0,1]$ e foram simulados 15000 bits para cada valor de E_b/N_o .

Observou-se que, enquanto o sistema DC-MC-CDMA tem o desempenho praticamente constante e independente do usuário de referência, o sistema de portadora única proposto em [1] apresenta variabilidade significativa de desempenho. Isto ocorre devido as já citadas coincidências entre versões atrasadas de seqüências de outros usuários e as seqüências do usuário de referência. Sem duvida isto ocorre também no sistema DC-MC-CDMA, sendo o efeito decorrente atenuado pelo grau de diversidade em frequência inerente ao sistema.

A Figura 3.20 mostra a diferença de desempenho para os sistemas de portadora única e DC-MC-CDMA em canal seletivo e variante no tempo para 3 usuários de referência diferentes. O canal empregado apresenta a resposta impulsiva dada pelo vetor $[R_1 \ 0 \ 0 \ 0,4R_2 \ 0 \ 0,1R_3]$ onde R_1 , R_2 e R_3 são variáveis de Rayleigh iid. Foram simulados 15000 bits para cada valor de E_b/N_o . Nota-se que o sistema de portadora

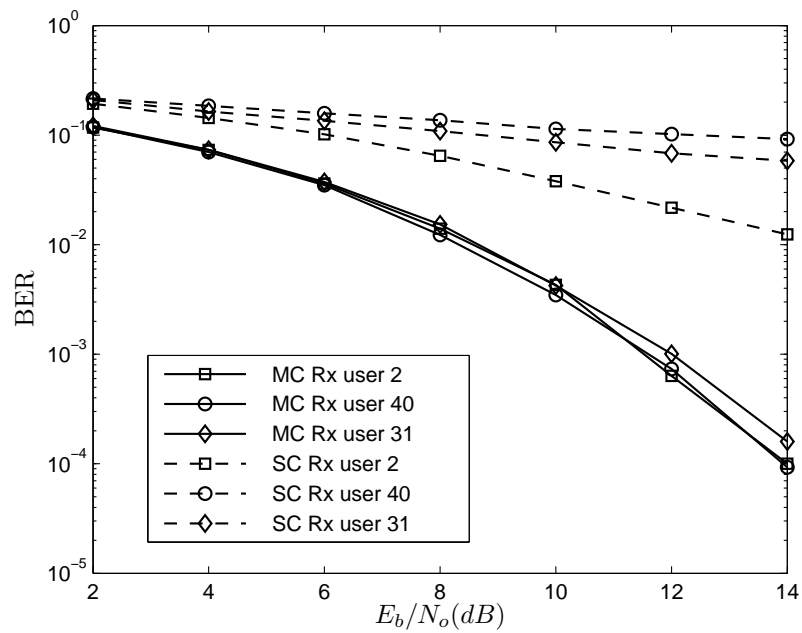


Figura 3.20: Teste de variabilidade de desempenho para usuários de referência diferentes em canal invariante no tempo

única proposto em [1] também apresenta variabilidade do desempenho para o canal em questão, enquanto que o sistema DC-MC-CDMA apresenta um desempenho praticamente constante e independente do usuário de referência, mesmo quando o canal com múltiplos percursos é seletivo e variante no tempo.

Capítulo 4

Sumário e Conclusão

4.1 Sumário

Sabe-se que a MAI é um fator limitante da taxa de erros de *bit* em sistemas multi-usuários baseados em espalhamento espectral. Tal fator se agrava quando a propagação se dá por canais com múltiplos percursos. Tais canais degradam a ortogonalidade entre os códigos atribuídos aos usuários do sistema provocando interferência entre os mesmos e, conseqüentemente, o aumento da BER.

Existem diferentes técnicas para redução da MAI. Tais técnicas se baseiam no seu cancelamento por detecção multi-usuário, em um correto planejamento dos códigos atribuídos às células de um sistema multi-celular ou na escolha criteriosa dos códigos empregados pelos usuários do sistema.

No caso da técnica de cancelamento da MAI por detecção multi-usuário, existe a necessidade de que o sistema rádio-base conheça os códigos de todos os usuários por ele atendidos. Sendo assim, o emprego de tal técnica é viável somente no *up-link* do sistema, sendo este um dos seus fatores limitantes.

Assim como em sistemas FDMA/TDMA existe a necessidade de planejamento de freqüências, em sistemas CDMA um planejamento de códigos pode reduzir o nível de interferência entre os sinais dos usuários. No planejamento de freqüências, uma certa distância de reuso deve ser mantida entre células que possuam as mesmas freqüências.

Tal separação entre células co-canais é função da relação C/I (*carrier-interference*) requerida pela aplicação em questão. De maneira similar, em sistemas CDMA deve-se manter uma distância de reuso entre células que possuam os mesmos códigos afim de diminuir a interferência entre os códigos por elas empregados.

Esta dissertação apresentou um técnica de redução da MAI no link direto pela escolha criteriosa dos códigos atribuídos a cada usuário de um sistema CDMA com múltiplas portadoras. Tal técnica foi nomeada DC-MC-CDMA e se baseou na aplicação da idéia proposta em [1] no sistema MC-CDMA descrito em [13]. A solução apresentada emprega duas seqüências de espalhamento do tipo m (máximo comprimento) para cada usuário. Desta forma, dois efeitos serão combatidos: erros de *bit* devido ao fato do sinal se propagar por um ambiente com múltiplos percursos e erros de *bit* devido à interferência de múltiplo acesso, esta causada pelo uso de códigos de espalhamento não perfeitamente ortogonais ou códigos com sua ortogonalidade prejudicada pela propagação em canais com múltiplos percursos. As seqüências empregadas devem possuir seus primeiros $n - 1 \geq L_m$ *chips* em comum, sendo que a seqüência empregada para o espalhamento depende do *bit* de informação do usuário em questão. Neste caso, a parcela de interferência de múltiplo acesso será a mesma nas duas variáveis de decisão componentes do sistema, não afetando a decisão do bit recebido exceto quando versões atrasadas de seqüências de outros usuários coincidirem com uma das seqüências do usuário de referencia. O sistema também não estará livre da MAI se a seqüência representando um *bit* de um usuário, quando atrasada, for coincidente com a seqüência representando o outro *bit* do mesmo usuário.

A contribuição desta dissertação reside no fato de que o sistema DC-MC-CDMA apresentado consegue reduzir os efeitos da MAI mesmo em canais com múltiplos percursos variantes no tempo, característica esta não observada no sistema originalmente proposto por H. Zare e D. Liu [1]. Além disso, a técnica DC-MC-CDMA proposta pode ser empregada no *down-link*, uma vez que a mesma não requer o conhecimento dos códigos de outros usuários do sistema.

Os resultados obtidos neste trabalho foram publicados no congresso internacional

SympoTIC'06 - Joint IST Workshop on Sensor Networks & Symposium on Trends in Communications, realizado em junho de 2006 na capital da Slovakia, Bratislava, sob o seguinte título: "MC-CDMA System with Double Spreading Codes for MAI Reduction in the Multi-path Fading Downlink Channel".

4.2 Conclusão

Os resultados comparativos entre o sistema proposto por [1] e o DC-MC-CDMA para canais Rayleigh iid invariantes e variantes no tempo foram mostrados nas Figuras 3.17 e 3.18 respectivamente. Para canais invariantes no tempo, observou-se uma melhora no desempenho em relação ao desempenho do sistema proposto por [1]. O ganho em termos de melhoria da taxa de erros de *bit* do sistema DC-MC-CDMA se comparado ao proposto em [1] em canais fixos é mostrado pela Figura 4.1.

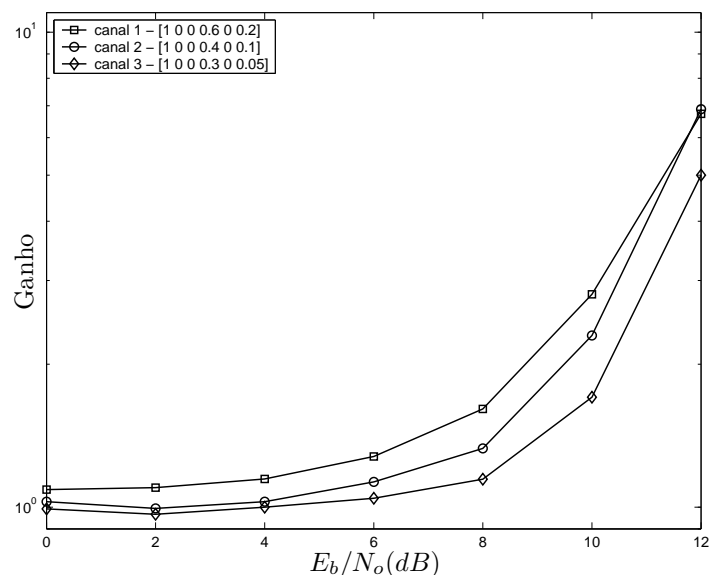


Figura 4.1: Ganho do sistema DC-MC-CDMA comparado com o sistema proposto em [1] para canais invariantes no tempo

O ganho em termos de melhoria da taxa de erros de *bit* do sistema DC-MC-CDMA se comparado ao proposto em [1] e canais variantes no tempo é mostrado pela Figura 4.2. Neste tipo de canal o sistema DC-MC-CDMA apresenta uma grande melhoria no desempenho, uma vez que o proposto em [1] não tem a capacidade de diminuir a MAI neste caso.

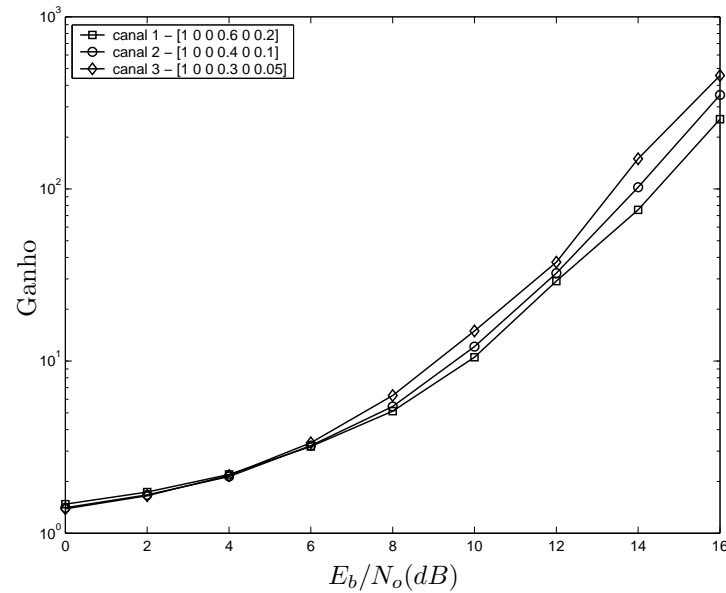


Figura 4.2: Ganho do sistema DC-MC-CDMA comparado com o sistema proposto em [1] para canais variantes no tempo

Observa-se que para ambos os tipos de canal testados, o ganho comparativo entre os dois sistemas aumenta a medida que aumenta a relação E_b/N_o e que o mesmo é dependente também dos coeficientes do canal em questão.

Devido a possibilidade de ocorrência de coincidências entre as seqüências atrasadas de outros usuários e uma das seqüências do usuário de referência não foi possível a total eliminação da MAI. Além disso, tal fenômeno causa variabilidade no desempenho do sistema de acordo com o usuário de referência. A Figura 4.3 mostra o ganho de performance entre os usuários 2 e 40 para os sistemas de portadora única [1] e DC-MC-CDMA para canais invariantes e variantes no tempo.

Para canais invariantes no tempo, o desempenho do sistema DC-MC-CDMA apresenta pequena variabilidade em relação ao usuário de referência enquanto o de portadora única tem desempenho diferente para diferentes usuários de referência. Neste caso, o fato de poderem ocorrer coincidências entre seqüências atrasadas de outros usuários e uma das seqüências do usuário de referência é determinante no desempenho do sistema de portadora única. Como a ocorrência de tais coincidências depende do usuário de referência, o desempenho do sistema varia de acordo com o mesmo. Estas coincidências também ocorrem no sistema DC-MC-CDMA, porém tem seu efeito

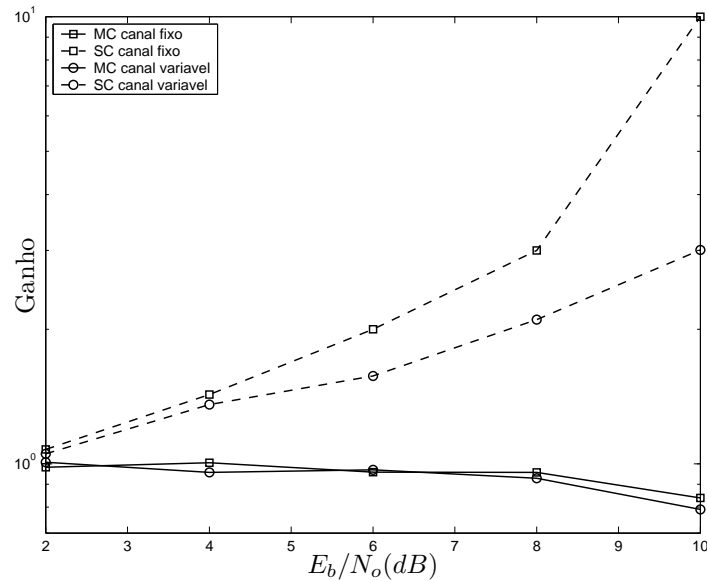


Figura 4.3: Variabilidade do desempenho do sistema DC-MC-CDMA e do sistema proposto em [1] para canais fixos e variantes no tempo

atenuado pelo elevado grau de diversidade empregado.

Para canais variantes no tempo o sistema de portadora única de [1] apresenta menor variabilidade de desempenho se comparado com o mesmo em canal fixo. Neste caso, o fator determinante do desempenho é o fato de não se poder garantir que o receptor esteja sempre sintonizado no percurso de maior intensidade. O sistema DC-MC-CDMA apresenta uma pequena variabilidade de desempenho em canais variantes no tempo. Entretanto esta variabilidade é pequena se comparada com o sistema de portadora única proposto em [1].

4.3 Estudos Futuros

O teste do desempenho do sistema DC-MC-CDMA empregando-se seqüências de Walsh para espalhamento das informações dos usuários apresenta-se como uma primeira possibilidade para estudos futuros. Uma vez que tais seqüências são perfeitamente ortogonais, pelo menos no momento da transmissão, espera-se uma melhora no desempenho do sistema proposto em relação a interferência entre usuarios. Além disso, pode-se mostrar que em N seqüências de Walsh de comprimento N é possível se encontrar $N/2$ pares de seqüências com os primeiros $N/2$ chips em comum. Desta forma, se forem

usadas seqüências de Walsh com comprimento $N=128$, será possível se encontrar 64 pares de seqüências com os primeiros 64 *chips* em comum, tornando o sistema proposto imune a múltiplos percursos com espalhamento de atraso maior que o originalmente proposto.

Sabe-se da existência de vários outros tipos de seqüências para espalhamento com propriedades de correlação cruzada diferentes das seqüências de máximo comprimento consideradas neste trabalho. Pode-se citar como exemplo as seqüências Gold e as seqüências de Kasami. Mesmo que tais seqüências não atendam inicialmente às propriedades necessárias descritas na Seção 2.2.2, acredita-se na possibilidade de se acrescentar *chips* no início das mesmas de forma que as propriedades requeridas na implementação do sistema DC-MC-CDMA possam ser atendidas. O teste desta hipótese caracteriza uma possibilidade para estudos futuros, sendo necessária a definição de quais e quantos *chips* seriam inseridos de acordo com o espalhamento de atraso máximo do canal com múltiplos percursos.

Uma contribuição de relevante importância ao trabalho desenvolvido nesta dissertação seria o desenvolvimento analítico da equação para cálculo da BER para uma dada relação E_b/N_o . Sabe-se que a mesma não pode ser obtida pelo teorema do limite central, devido à correlação existente entre os pares de seqüências empregadas.

Todos os testes de desempenho executados para a composição deste trabalho empregaram canais com desvanecimento iid no tempo e na freqüência, mas sabe-se que tais canais em situações reais não obrigatoriamente apresentam esta característica. O teste do desempenho do sistema DC-MC-CDMA em canais com múltiplos percursos com correlação no tempo e na freqüência também representa uma opção para futuras investigações.

Explorar a dualidade tempo-freqüência para justificar a influência das propriedades de correlação analisadas no Capítulo 2 no sistema MC-CDMA também constitui uma interessante contribuição a este trabalho.

Referências Bibliográficas

- [1] Zare, Hossein and Liu, Derong. A Novel Modulation and Demodulation Technique for the Downlink of Spread Spectrum Multipath Channels. IEEE Communication Letters, VOL. 08, NO. 4, April 2004.
- [2] Sklar, Bernard. Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part 1: Characterization. IEEE Communications Magazine - july 1997
- [3] Sklar, Bernard. Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part 2: Mitigation. IEEE Communications Magazine - july 1997
- [4] Fasolo, Sandro Adriano. Modulação com múltiplas portadoras. INATEL, Santa Rita do Sapucaí 2004.
- [5] Guimarães, Alberto Gaspar and Pinto, Ernesto Leite. A técnica de transmissão OFDM. Telecommunications Magazine - INATEL, VOL. 05, NO. 01, May 2002.
- [6] Nee, Richard Van and Prasad, Ramjee. OFDM for Wireless Multimedia Communications. Artech House Publishers, London 2000.
- [7] Zou, Willian Y. and Wu, Yiyang. COFDM: An Overview. IEEE Transactions on Broadcasting, Vol 41, No. 1. March 1995
- [8] Bahai, Ahmad R. S. and Saltzberg, Burton R.. Multi-carrier Digital Communications - Theory and Applications of OFDM. Kluwer Academic/Plenum Publishers. New York 1999
- [9] Fasolo, Sandro Adriano. Técnicas de Espalhamento espectral. INATEL, Santa Rita do Sapucaí 2004.

- [10] Cooper, George R. and McGillem, Clare D.. Modern Communications and Spread Spectrum.
- [11] Glisic, Savo and Vucetic, Branka. Spread Spectrun CDMA Systems for Wireless Communications. Artech House Publishers. Boston 1997.
- [12] Hara, Shinsuke and Prasad, Ramjee. Overview of Multicarrier CDMA. IEEE Communications Magazine. December 1997.
- [13] Kaiser, Stefan. Multi-Carrier CDMA Mobile Radio Systems - Analysis and Optimization of Detection, Decoding, and Channel Estimation. Munich. January 1998
- [14] Proakis, John G.. Digital Comunciations 3rd edition. McGraw-Hill United States 1995
- [15] Gonzalez Martinez, Angel Antônio. Seqüências de Códigos para uso em Comunicação por Espalhamento Espectral. Dissertação de Mestrado da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia Eletrônica, Área de Sistemas Eletrônicos, São Paulo 1997
- [16] Golomb, Solomon W. Shift Register Sequences. Aegean Park Press, Laguna Hills P.O. Box 2837 - 1982.
- [17] Pursley, Michael B., Introduction to Digital Communications , Prentice Hall: Upper Saddle River, NJ, USA 2005
- [18] Christian Ibars and Yeheskel Bar-Ness, The principle of time-frequency duality of DS-CDMA and MC-CDMA, Center for Communications and Signal Processing Research, Department of Electrical and Computer Engineering, New Jersey Institute of Technology
- [19] Gerhard P. Fettweis, Achim Nahler and Jörg Kühne, A Time Domain View to Multi-Carrier Spread Spectrum, Mannesmann Mobilfunk Chair for Mobile Communications Systems, Dresden University of Technology, D-01062 Dresden Germany

- [20] Bingham, John A. C.. Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come. *IEEE Communications Magazine*. May 1990
- [21] Borth, David E. and Pursley, Michael B.. Analysis of Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple Access Communication Over Rician Fading Channels. *IEEE Transactions on Communications*, VOL. COM-27 NO. 10, October 1979.
- [22] Cavers, Jim and Ho, Paul. Reducing the Computation Time in Simulations of Fading Channels. *Communications Science Laboratory, Simon Fraser University, Canada*. 1992.
- [23] Hara, Shinsuke and Prasad, Ramjee. Design and Performance of multicarrier CDMA System in Frequency-Selective Rayleigh Fading Channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* VOL. 48, NO. 5, September 1999.
- [24] Haykin, Simon. *Communication Systems* 4th edition. John Wiley & Sons, 2001.
- [25] He, Shousheng and Torkelson, Mats. Effective SNR Estimation in OFDM System Simulation. *IEEE 0-7803-4984-9/98*, 1998.
- [26] Kaiser, Stefan and Fazel, Khaled. *Multicarrier Spread-Spectrum & Related Topics*. Kluwer Academic Publishers, Boston 2000
- [27] León, Carlos Adrián Gutiérrez Díaz de and Bean, Margarita Cabrera and García, Jaime Sánchez. Generation of Correlated Rayleigh-Fading Envelopes for Simulating the Variant Behavior of Indoor Radio Propagation Channels. *IEEE 0-7803-8521-7/04*, 2004.
- [28] Matsutani, Hideyuki and Nakagawa, Masao. Multi-Carrier DS-CDMA Using Frequency Spread Coding. *IEICE Trans. Fundamentals*, VOL. E802-A, NO. 12, December 1999.
- [29] Nguyen, Ha H.. An Improved Design of Chip Waveforms for Band-Limited DS-CDMA Systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology* VOL. 53, NO. 5, September 2004.

- [30] Peterson, Roger L., Ziemer, Rodger E. and Borth, David E.. Introduction to Spread Spectrum Communications. Prentice Hall, Upper Saddle River 1995.
- [31] Popovic, Branislav M.. Spreading Sequences for Multicarrier CDMA Systems. IEEE Transactions on Communications, VOL. 47 NO. 6, June 1999.
- [32] Schulze, Henrik. The Performance of Multicarrier CDMA for the Correlated Rayleigh Fading Channel. International Journal of Electronics and Communications. May 25, 2000.
- [33] Sourour, Essam A.. and Nakagawa, Masao. Performance of Orthogonal Multicarrier CDMA in a Multipath Fading Channel. IEEE Transactions on Communications, VOL. 44 NO. 3, March 1996.
- [34] Yee, Nathan and Linnatz, Jean Paul. Multi-Carrier CDMA in an Indoor Wireless Radio Channel. University of California at Berkeley.
- [35] You, Cheolwoo W. and Hong, Daesik S.. Multicarrier CDMA Systems Using Time-Domain and Frequency-Domain Spreading Codes. IEEE Transactions on Communications, VOL. 51 NO. 1, January 2003.