

ESTUDO E SIMULAÇÃO DE
SISTEMAS CDMA
MULTIPORTADORA

FÁBIO RODRIGUES DA SILVA

DEZEMBRO/2010

**ESTUDO E SIMULAÇÃO DE SISTEMAS CDMA
MULTIPORTADORA**

FÁBIO RODRIGUES DA SILVA

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações, como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Telecomunicações.

Orientador: PROF. DR. DAYAN ADIONEL GUIMARÃES

Santa Rita do Sapucaí

2010

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em 20/12/2010, pela comissão julgadora:

Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães (Orientador) - Inatel

Prof. Dr. Luciano Leonel Mendes – Inatel

Prof.^a Dra. Renata Braz Falcão da Costa – CEFET/RJ

Prof. Dr. José Marcos Câmara Brito

Dedico esse trabalho à minha mãe, Nair Rodrigues da Silva,
por me mostrar que na vida sempre há opções, basta
acreditar e batalhar por elas.

Dedico também à minha esposa, Rita de Cássia por todo o
suporte, apoio e compreensão e ao nosso filho, Felipe.

Em especial, dedico à memória de Abdão Damas Santiago, uma
pessoa que sempre vibrou com minhas conquistas, sendo também o
principal responsável por muitas delas.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao professor Dr. Dayan Adionel Guimarães pela excelente orientação e pela oportunidade de conclusão deste trabalho.

A todos os funcionários e amigos do Instituto Nacional de Telecomunicações pela amizade e momentos compartilhados.

Aos amigos, funcionários e professores da Escola Técnica de Eletrônica - Francisco Moreira da Costa, grandes responsáveis pela minha formação pessoal e profissional.

Um especial agradecimento aos amigos de trabalho que sempre me incentivaram a seguir meus sonhos.

“Embora ninguém possa voltar atrás e fazer um novo começo, qualquer um pode começar agora e fazer um novo fim.”

Chico Xavier

SUMÁRIO

Lista de Figuras	vii
Lista de Tabelas	x
Lista de Abreviaturas	xi
Lista de Símbolos	xiii
Resumo.	xvii
Abstract	xviii
CAPÍTULO 1 – Introdução.	1
1.1 Contextualização	1
1.2 Motivação	2
1.3 Contribuições deste trabalho	2
1.4 Estrutura da dissertação	3
CAPÍTULO 2 – Fundamentos	5
2.1 As comunicações móveis	5
2.2 O canal.	5
2.2.1 Canal de comunicação interno	10
2.2.2 O canal de comunicação externo	12
2.3 Espalhamento Espectral	13
2.3.1 A recepção do sinal DS-SS.	16
2.4 Acesso múltiplo por divisão de códigos – CDMA	17

CAPÍTULO 3 - Sistemas CDMA com portadora única e multiportadora	19
3.1 Sistema DS-CDMA com portadora única.	19
3.2 Sistema DC-DS- CDMA com portadora única	23
3.3 Sistemas CDMA multiportadora.	26
3.4 Sistema DC-MC-CDMA	27
3.5 Sistema MC-DS-CDMA com FSC	29
3.6 Sistema DC-MC-CDMA com FSC	32
3.7 Sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC.	34
CAPÍTULO 4 – Simulações.	37
4.1 O ambiente de simulação VisSim/Comm®.	37
4.2 Sistemas simulados	39
4.2.1 Diagrama em blocos do sistema DC-MC- CDMA com FSC.	39
4.2.2 Diagrama em blocos do sistema DC-MC-DS- CDMA com FSC.	41
4.3 Validação das simulações dos sistemas propostos	42
4.4 Simulação do sistema DC-MC-CDMA com FSC em canal Rayleigh plano.	44
4.5 Simulação do sistema DC-MC-CDMA com FSC em canal Rayleigh plano por portadora	46
4.6 Simulação do sistema DC-MC-CDMA com FSC em canais com múltiplos percursos fixos e variáveis no modelo TDL.	47
4.7 Simulação do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC em canal Rayleigh plano	49
4.8 Simulação do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC em canal com múltiplos percursos	50

CAPÍTULO 5 – Comentários e conclusões	53
5.1 Considerações finais	53
5.2 Outros benefícios da WHT	54
5.3 Propostas para estudos futuros	55
APÊNDICE A	56
A.1 Bloco usuário do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC	56
A.2 Bloco FWHT do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC	57
A.3 Bloco MC-DS-SS do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC	58
A.4 Bloco outros usuários do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC	59
A.5 Blocos modulador e demodulador OFDM do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC.	60
A.6 Bloco DC-MC-DS-SS inverso do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC.	61
A.7 Blocos conversor de símbolos para bits e demodulador QPSK do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC	62
A.8 Blocos canal Rayleigh e estimador da BER do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC.	63
APÊNDICE B	64
B.1 Rotina para estimação da sequência transmitida pelo método MMSE em Mathcad® para o VisSim/Comm®.	64
B.2 Rotina para geração das sequências m e seleção dos pares com q <i>chips</i> iniciais idênticos	65
REFERÊNCIAS	67

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1	Elementos fundamentais de um sistema de comunicações móvel sem fio.	5
Figura 2.2	Exemplo de canal de comunicação.	6
Figura 2.3	Resposta impulsiva de um canal de comunicações com múltiplos percursos.	7
Figura 2.4	Modelo TDL para 4 percursos de propagação.	7
Figura 2.5	Efeitos de um canal com desvanecimento segundo distribuição de Rayleigh.	8
Figura 2.6	Representação de um canal com desvanecimento plano.	9
Figura 2.7	Exemplos de canal de comunicação interno.	10
Figura 2.8	Diagrama em blocos do transmissor DS-SS.	14
Figura 2.9	Espalhamento Espectral.	15
Figura 2.10	Diagrama em blocos do receptor DS-SS.	16
Figura 2.11	Técnicas de múltiplo acesso.	18
Figura 3.1	Representação do enlace de descida para o CDMA.	19
Figura 3.2	Modelo de transmissor para o sistema DS-CDMA.	20
Figura 3.3	Espectro de frequências de um sinal DS-CDMA com K usuários ativos.	21
Figura 3.4	Receptor <i>rake</i> com três percursos de diversidade.	23
Figura 3.5	Modelo de transmissor para o sistema DC-DS-CDMA conforme [21].	24

Figura 3.6	Modelo de receptor para o sistema DC-DS-CDMA conforme [21].	24
Figura 3.7	Intervalos de correlação entre sequência de referência e ecos das sequências dos demais usuários do sistema DC-DS-CDMA.	25
Figura 3.8	Formas de realização dos sistemas MC-CDMA e MC-DS-CDMA.	26
Figura 3.9	Modelo do Transmissor DC-MC-CDMA proposto em [22].	28
Figura 3.10	Modelo do receptor DC-MC-CDMA proposto em [22].	28
Figura 3.11	Codificação por Espalhamento em frequência – FSC.	30
Figura 3.12	Realização da FSC conforme [10, p.645].	31
Figura 3.13	Transmissor MC-DS-CDMA com FSC conforme [23].	31
Figura 3.14	Receptor MC-DS-CDMA com FSC conforme [23].	32
Figura 3.15	Transmissor para o sistema DC-MC-CDMA com FSC.	33
Figura 3.16	Receptor para o sistema DC-MC-CDMA com FSC.	34
Figura 3.17	Transmissor proposto para o sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC.	35
Figura 3.18	Receptor proposto para o sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC	35
Figura 4.1	Sistema DC-MC-CDMA com FSC no ambiente de simulação.	39
Figura 4.2	Forma de realização da transformada FWHT [24], para $M=8$	40
Figura 4.3	Diagrama em blocos do sistema DC-MC-DS-CDMA no ambiente de simulação.	42
Figura 4.4	Desempenho do sistema DC-MC-CDMA com FSC para canal.	43
Figura 4.5	Desempenho do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC para canal AWGN.	44
Figura 4.6	Desempenho do sistema DC-MC-CDMA com FSC para canal Rayleigh plano.	45
Figura 4.7	Desempenho do sistema DC-MC-CDMA com FSC para canal Rayleigh lento.	46

Figura 4.8	Desempenho do sistema DC-MC-CDMA com FSC para canal Rayleigh plano por portadora com alteração a cada símbolo transmitido.	47
Figura 4.9	Desempenho do sistema DC-MC-CDMA com FSC para canal com múltiplos percursos invariantes no tempo.	48
Figura 4.10	Desempenho do sistema DC-MC-CDMA com FSC para canal com múltiplos percursos variantes no tempo.	48
Figura 4.11	Desempenho do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC para canal com desvanecimento Rayleigh plano, com alteração de ganho ocorrendo a cada símbolo OFDM transmitido.	49
Figura 4.12	Desempenho do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC para canal com desvanecimento Rayleigh plano, com alteração do ganho real ocorrendo em intervalos maiores que o período do símbolo OFDM.	50
Figura 4.13	Desempenho do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC para canal com múltiplos percursos variantes e invariantes no tempo.	51

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Características dos canais planos e seletivos em frequência.	9
Tabela 2	Alguns parâmetros de um canal interno.	11
Tabela 3	Características dos canais lentos e rápidos.	13
Tabela 4	Parâmetros para simulação do sistema DC-MC-CDMA com FSC.	42
Tabela 5	Parâmetros para simulação do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC.	43

LISTA DE ABREVIATURAS

AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BFSK	<i>Binary Frequency-Shift Keying</i>
BPSK	<i>Binary Phase-Shift Keying</i>
CDM	<i>Code Division Multiplexing</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
dB	Decibel
DC	<i>Double Code</i>
DC-DS-CDMA	<i>Double Code Direct-Sequence Code-Division Multiple Access</i>
DEP	Densidade Espectral de Potência
DS-CDMA	<i>Direct-Sequence Code-Division Multiple Access</i>
DS-SS	<i>Direct-Sequence Spread-Spectrum</i>
FDMA	<i>Frequency-Division Multiple Access</i>
fdp	função densidade de probabilidade
FSC	<i>Frequency Spread Coding</i>
FWHT	<i>Fast Walsh-Hadamard Transform</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>
MAI	<i>Multiple Access Interference</i>
MC	<i>Multicarrier</i>
MC-CDMA	<i>Multicarrier Code-Division Multiple Access</i>

MC-DS-CDMA	<i>Multicarrier Direct-Sequence Code-Division Multiple Access</i>
MC-SS	<i>Multicarrier Spread-Spectrum</i>
MLSE	<i>Maximum Likelihood Sequence Estimator</i>
MMSE	<i>Minimum Mean Square Error</i>
MMSEC	<i>Minimum Mean Square Error Combining</i>
MUI	<i>Multiuser Interference</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
P/S	paralelo/série
PL	<i>Path Loss</i>
PN	<i>Pseudo-Noise</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase-Shift Keying</i>
rms	<i>root mean square</i>
Rx	receptor
S/P	série/paralelo
SINR	<i>Signal to Interference-plus-Noise Ratio</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
TDL	<i>Tapped Delay Line</i>
TDMA	<i>Time-Division Multiple Access</i>
Tx	transmissor
WHT	<i>Walsh-Hadamard Transform</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

α	ganho do canal
$\delta(x)$	função delta de Dirac
ϕ	fase da onda portadora na transmissão
λ_c	comprimento de onda da portadora
θ	fase do oscilador de recepção
τ	atraso temporal
τ_k	atraso temporal do sinal do usuário k
τ_l	atraso temporal do percurso l
τ_{rms}	espalhamento de atraso rms
σ	desvio padrão
A	amplitude da onda portadora
$b(t)$	forma de onda do usuário
$b(t_b)$	bit de informação do usuário no intervalo tb
$\hat{b}(t_b)$	bit estimado da informação do usuário
B_c	banda de coerência do canal
B_d	largura de banda do espalhamento Doppler
b_k	bit do usuário k
B_s	largura de banda do sinal

B_w	largura de banda do canal
$c(t)$	forma de onda da sequência de espalhamento
$c'(t)$	forma de onda da sequência de espalhamento \prime
c'_k	sequência de espalhamento \prime do usuário k
c_k	sequência de espalhamento do usuário k
d	distância
d_0	distância de referência
E_b	energia de bit
E_b / N_o	relação entre a energia média por bit de informação e a densidade espectral de potência de ruído
f_c	frequência de portadora
f_d	desvio Doppler
$f_{d_{m\acute{a}x}}$	desvio Doppler máximo
G_i	ganho do canal i
G_{N_c}	número de portadoras ou ganho de processamento
H	resposta em frequência do canal no modelo discreto
h	resposta impulsiva do canal no modelo discreto
$h(t)$	resposta impulsiva do canal
j	índice da sequência de espalhamento de um usuário
k	índice do usuário
K	número de usuários
L	número de percursos
l	índice do percurso
M	ordem da FWHT

n	expoente de perdas no modelo <i>log-distance</i>
N	comprimento da sequência código
N_0	densidade espectral de potência de ruído
N_c	número de portadoras
p	ordem de um polinômio
P_b	probabilidade de erro de bit
q	número de chips idênticos na sequência de espalhamento
$r(t)$	forma de onda do sinal recebido
R_1	variável aleatória segundo distribuição Rayleigh 1
R_2	variável aleatória segundo distribuição Rayleigh 2
R_3	variável aleatória segundo distribuição Rayleigh 3
R_b	taxa de bits de informação
R_c	taxa de chips da sequência de espalhamento
$R_{XY}(\tau)$	função de correlação entre $x(t)$ e $y(t)$
$s(t)$	forma de onda do sinal transmitido
s_k	sinal transmitido pelo usuário k
t	tempo
T	período da sequência de espalhamento
t_b	tempo de bit
T_c	tempo de chip CDM
t_c	tempo de chip da sequência de espalhamento
T_e	temperatura equivalente de ruído
T_s	tempo de símbolo OFDM

v	velocidade
$w(t)$	forma de onda do ruído Gaussiano
$w'(t_b)$	contribuição de ruído na variável de decisão
X_σ	variável aleatória que representa o sombreamento
y	variável de decisão
y_1	variável de decisão oriunda do correlator 1
y_2	variável de decisão oriunda do correlator 2
\hat{Z}	<i>chip</i> CDM estimado

RESUMO

Nesta dissertação registram-se conceitos e resultados de simulação referentes a alguns sistemas CDMA multiportadora (*multicarrier code-division multiple access*, MC-CDMA) que utilizam a técnica de codificação por espalhamento em frequência (*frequency spread coding*, FSC) como forma de prover diversidade sem adição explícita de redundância temporal ou em frequência, combinada ou não com o uso de duplo código de espalhamento (*double spreading code*, DC) como forma de redução da interferência multiusuário (*multiuser interference*, MUI) no enlace direto de um sistema de comunicação móvel celular. Após uma revisão teórica sobre alguns conceitos de caráter fundamental, um sistema CDMA de referência é apresentado e analisam-se duas propostas de modificação deste sistema, incorporando as técnicas FSC e DC. Resultados de simulação são então apresentados e discutidos.

Palavras chave: MC-CDMA, multiportadora, transformada Walsh-Hadamard, diversidade, sistemas de comunicação móvel, simulação de sistemas de comunicação.

ABSTRACT

This dissertation presents concepts and simulation results concerning some multicarrier code-division multiple access (MC-CDMA) systems. They use frequency spread coding (FSC) as a means for providing diversity without the explicit addition of any redundancy in time or frequency. They also use double spreading code (DC) per user as a mean for combating the multiuser interference (MUI) in the downlink of a cellular mobile communication system. After a theoretical review about some fundamental concepts, a reference CDMA system is presented and two modifications of this system are proposed and analyzed. These modifications are related to the incorporation of the FSC and DC techniques. Simulation results are then presented and discussed.

Keywords: MC-CDMA, multicarrier, Walsh-Hadamard transform, diversity, frequency spread coding, mobile communication systems, Simulation of communication systems.

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1 Contextualização

Estamos vivendo em uma era onde a informação e o conhecimento estão sendo disseminados de uma forma nunca antes experimentada. A possibilidade de se comunicar em qualquer lugar e a qualquer momento através da utilização de dispositivos de comunicação móveis sem fio é algo que fascina a todos aqueles que experimentam tais facilidades. Entretanto, para tornar essa comunicação possível, é necessário todo um aparato tecnológico que vem se desenvolvendo desde a primeira comunicação sem fio realizada, atribuída a Guglielmo Marconi¹, no final do Século XIX.

Diferentemente do seu início, as comunicações móveis não mais possuem como principal objetivo a possibilidade de se transmitir tão somente a voz entre o locutor e o locutário. Além da voz, as informações hoje são compostas por textos, imagens estáticas e dinâmicas, dados e o seu compartilhamento exige dos sistemas de comunicação a adoção de artifícios para suportar todo esse tráfego. A necessidade cada vez maior de transmissão de informações com elevadas taxas de dados, a exigência por mobilidade², bem como a crescente utilização do espectro de frequências disponível, tem provocado uma busca constante por sistemas que possam compartilhar, por exemplo, os recursos de radiofrequência, com um maior número possível de usuários.

Atendendo ao quesito de acesso multiusuário³ em uma limitada banda de frequências, a técnica de espalhamento espectral por sequência direta – *direct sequence spread spectrum* (DS-SS), utilizada em dispositivos para fins de comunicação móvel sem

¹ Guglielmo Marconi – físico italiano nascido em 25 de abril de 1874. Foi detentor da primeira patente de um sistema de transmissão telegráfico sem fios.

² O termo mobilidade refere-se, neste trabalho, à capacidade de locomoção do dispositivo de comunicação com o mesmo em operação.

³ Acesso multiusuário é aquele que permite que vários usuários de um sistema compartilhem o canal de comunicação simultaneamente.

fio de grande escala, foi lançada comercialmente na década de 90 quando ocorreu a implantação dos sistemas celulares digitais com acesso múltiplo por divisão de códigos – *code division multiple access* (CDMA). Desde então, diversos estudos vêm agregando robustez ao CDMA, confirmando suas qualidades perante as necessidades vigentes.

1.2 Motivação

Conforme será explicado posteriormente nesta dissertação, os sistemas DS-CDMA apresentam limitações quanto ao número de usuários simultaneamente ativos em meios de transmissão que favorecem o surgimento de múltiplos percursos para o sinal se propagar entre o transmissor e o receptor. Neste cenário, ocorre o surgimento da interferência por múltiplo acesso⁴ – *multiple access interference* (MAI) e a auto-interferência⁵, que degradam o desempenho geral do sistema. Visando combater tais degradações, a adoção de múltiplas portadoras – *multicarrier* (MC) no processo de transmissão tem sido empregada como uma alternativa para os sistemas de comunicação e, sistemas denominados MC-SS [1, p.8] surgiram com promessas interessantes, cujas variantes de maior interesse giram em torno de sistemas MC-CDMA [2] e MC-DS-CDMA [3].

1.3 Contribuições deste trabalho

Nesta dissertação a técnica CDMA é explorada adotando alguns modelos de sistemas de comunicação com múltiplas portadoras, fazendo o uso de simulações baseadas em ferramentas computacionais. O objetivo é fornecer dados comparativos e interpretações sobre o desempenho dessa técnica em canais com desvanecimento plano e seletivo, bem como com relação à capacidade multiusuário do sistema. Com base nesses estudos, são propostos dois sistemas CDMA com múltiplas portadoras, cujos resultados das simulações são comparados com sistemas já propostos, demonstrando potenciais qualidades frente aos sistemas de referência.

O trabalho de simulação envolvido nesta dissertação é bastante complexo para sua realização prática. Neste quesito, ressalta-se a importância do conhecimento de ferramentas computacionais que auxiliam e facilitam o desenvolvimento e entendimento de sistemas de

⁴ Interferência de múltiplo acesso é aquela provocada pela adição de novos usuários em um canal onde existe uma comunicação em andamento.

comunicação. A partir do uso dessas ferramentas é possível compreender, se não todas, grande parte das variáveis envolvidas em um sistema de comunicações real, obtendo, desta forma, uma grande quantidade de informações que auxiliam na elaboração e implantação de um sistema.

Outro forte apelo para o uso da simulação refere-se à dificuldade de avaliação do desempenho dos sistemas aqui abordados, em sua maioria, por meio de análises matemáticas. Neste sentido, pode-se dizer que a adoção de análise por simulação torna-se um artifício indispensável.

Nesta dissertação utilizou-se a ferramenta VisSim/Comm®⁶ por essa se adequar ao propósito de simulação de sistemas completos de comunicação, cuja ênfase se dá na camada física dos elementos de simulação. Juntamente a essa, utilizou-se a ferramenta Mathcad®⁷ para realização de processamentos com maior grau de complexidade. Essa última é acionada dentro do próprio ambiente de simulação da primeira, permitindo a operação conjunta e um perfeito sincronismo entre os elementos simulados. Para se ter uma ideia da complexidade de implementação dos sistemas alvo de estudo neste trabalho, em um dos sistemas simulados tem-se mais de 15 mil blocos do VisSim/Comm® em operação.

1.4 Estrutura da dissertação

Este trabalho está distribuído como segue:

- O **Capítulo 2** aborda alguns conceitos fundamentais para o entendimento deste trabalho, como as noções sobre comunicações móveis, o canal de propagação, a técnica de espalhamento espectral e a técnica CDMA.
- O **Capítulo 3** descreve os sistemas DS-CDMA, MC-CDMA e MC-DS-CDMA modificados por pesquisadores como sugestões para melhorias de desempenho e apresenta dois modelos propostos pelo autor deste trabalho.

⁵ Auto-interferência é a interferência provocada pela recepção de réplicas defasadas do sinal transmitido que, ao serem processadas pelo receptor, pioram a qualidade do sinal recebido.

⁶ A ferramenta VisSim/Comm® é um programa desenvolvido pela *Visual Solutions Inc.* para projetos e simulações, em camada física, de sistemas de comunicações.

⁷ A ferramenta Mathcad® é um programa desenvolvido pela *Parametric Technology Corporation* voltado para modelagem matemática.

- No **Capítulo 4** é apresentado o ambiente de simulação utilizado, juntamente com a simulação dos sistemas propostos nesta dissertação, que são MC-CDMA e MC-DS-CDMA, ambos utilizando codificação por espalhamento em frequência – *frequency spread coding* (FSC) e dupla sequência de espalhamento – *double code* (DC).

- O **Capítulo 5** apresenta as conclusões a respeito do trabalho de simulação, alguns comentários sobre o uso da FSC em sistemas que utilizam múltiplas portadoras, bem como algumas propostas para estudos futuros.

CAPÍTULO 2

Fundamentos

2.1 As comunicações móveis

Os dispositivos de comunicação móvel atuais são capazes de permitir a comunicação em diversos formatos. A voz, utilizada para fins de comunicação interpessoal, abriu espaço para outros formatos de conteúdo acessíveis a partir destes dispositivos. Acessar a Internet e a partir dela buscar uma infinidade de informações disponíveis é hoje algo quase trivial para os usuários destes dispositivos.

Para tornar possível essa comunicação, é necessário que o dispositivo estabeleça um caminho entre as partes interessadas. Desta forma, o sistema de comunicações se caracteriza basicamente pela existência de três elementos fundamentais que são a unidade transmissora, unidade receptora e o meio de comunicações existente entre elas, conforme ilustrado na Figura 2.1. Como na maior parte das vezes a comunicação é bidirecional, tais unidades recebem o nome de unidades transceptoras.

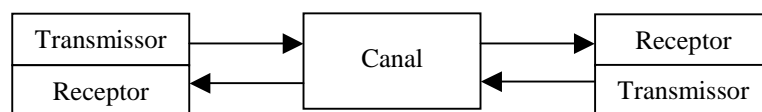


Figura 2.1 – Elementos fundamentais de um sistema de comunicações móvel sem fio.

2.2 O canal

Nos sistemas de comunicações móveis terrestres sem fio, o meio de comunicação, ou canal, se caracteriza pelo ambiente entre as antenas transmissora e receptora, conforme ilustrado na Figura 2.2. Neste canal, fenômenos físicos alteram as características do sinal transmitido, exigindo dos equipamentos envolvidos no processo de comunicação o

emprego de técnicas que permitam que a informação seja inteligível na recepção. Além do comportamento variável do canal devido à movimentação de objetos dentro deste, a movimentação relativa entre os elementos transmissor e receptor provoca alterações na intensidade do sinal recebido.

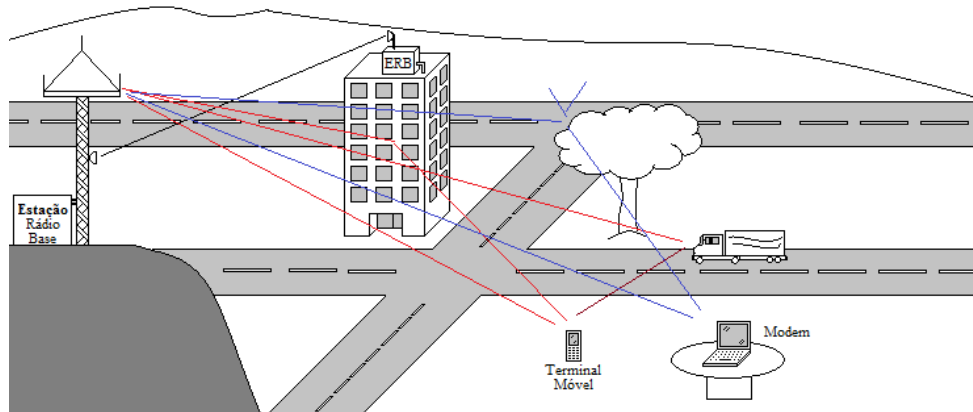


Figura 2.2 – Exemplo de canal de comunicação.

Ainda, conforme observado na Figura 2.2, os sinais que chegam aos equipamentos de comunicação móvel provêm de diferentes percursos desde a fonte transmissora. A existência dessa variedade de percursos provoca, no momento da recepção, uma sobreposição de sinais que, por sua vez, gera a flutuação do nível de potência instantâneo recebido. É fácil observar que, devido à diferença de percursos, os intervalos de tempo entre as chegadas de cada sinal são também diferentes. Esse efeito provocado pelo canal é conhecido como **espalhamento de atraso** τ ou **espalhamento temporal do canal**, dado em segundos. Geralmente τ é representado na literatura pelo seu valor médio quadrático – *root mean square* (rms), obtido por meio de:

$$\tau_{rms} = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} \quad , \quad (1)$$

onde $\overline{\tau^2}$ e $\bar{\tau}$ são, respectivamente, o valor médio quadrático e o valor médio do espalhamento temporal do canal [4, p.199], obtidos através de:

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \tau_l^2}{\sum_{l=1}^L \alpha_l^2} \quad e \quad (2)$$

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \tau_l}{\sum_{l=1}^L \alpha_l^2}, \quad (3)$$

onde α_l representa o ganho do percurso l e L é o número de percursos no modelo discreto da resposta impulsiva do canal.

A Figura 2.3 ilustra o efeito de um canal hipotético com múltiplos percursos quando submetido à aplicação de um impulso no instante τ_0 . A resposta ao impulso do canal permite a geração do **perfil de atraso do canal** que é um parâmetro utilizado para caracterização do mesmo.

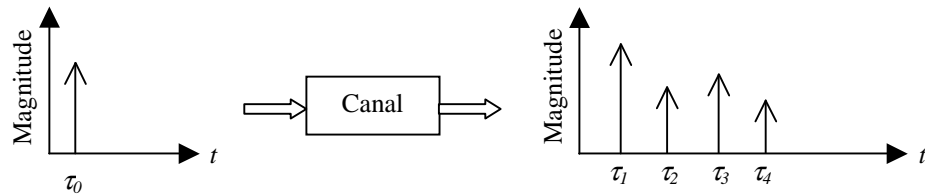


Figura 2.3 – Resposta impulsiva de um canal de comunicações com múltiplos percursos.

Esse canal pode ser modelado através de uma estrutura conhecida como linha de atrasos com derivação – *tapped delay-line* (TDL), conforme apresentado na Figura 2.4, onde $r(t)$ representa o sinal recebido pelo receptor e τ_n representa os atrasos provocados por cada percurso. Essa modelagem permite a simulação de canais com múltiplos percursos onde a contribuição de cada percurso é ponderada por um fator complexo que representa o ganho α e a alteração de fase θ provocados no sinal.

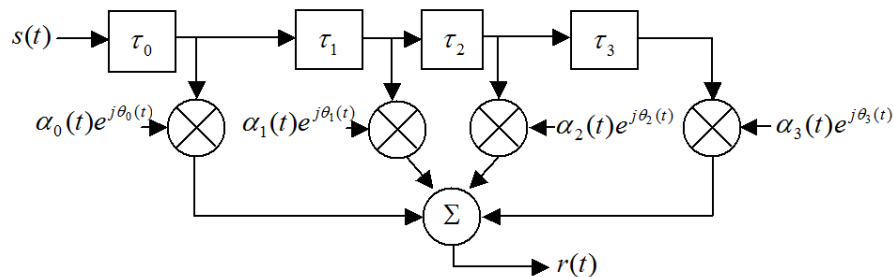


Figura 2.4 – Modelo TDL para 4 percursos de propagação.

O desvanecimento ou flutuação da intensidade do sinal recebido $r(t)$, provocada pelo canal com múltiplos percursos, pode ser descrita pela distribuição de Rayleigh [4, p.210], cuja função densidade de probabilidade (fdp) é dada por:

$$p_R(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r}{2\sigma^2}} & (0 \leq r \leq \infty) \\ 0 & (r < 0) \end{cases}, \quad (4)$$

onde $2\sigma^2$ é o valor médio quadrático do desvanecimento, ou seja, $E[R^2] = 2\sigma^2$. A Figura 2.5 mostra a variação da intensidade do sinal recebido em um canal com desvanecimento Rayleigh.

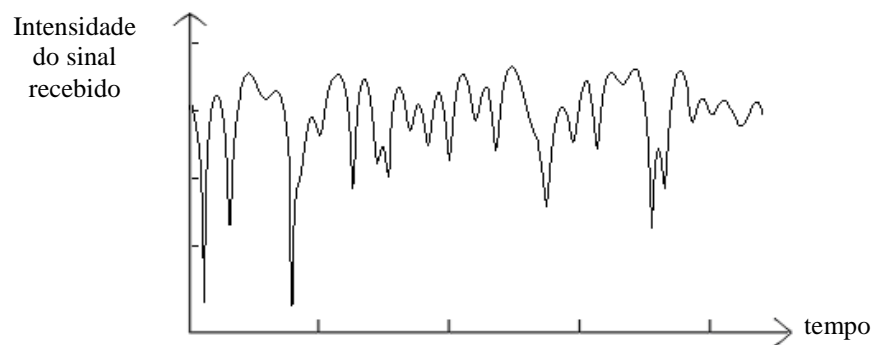


Figura 2.5 – Efeitos de um canal com desvanecimento segundo distribuição de Rayleigh.

As características do espalhamento de atraso permitem a classificação do canal como canal com **desvanecimento plano** e canal com **desvanecimento seletivo em frequência** [4, 205]. Canais que apresentam desvanecimento plano são aqueles em que o ganho é uniforme dentro da faixa de frequências ocupada pelo sinal transmitido e as alterações de fase são variam linearmente com a frequência. Em outras palavras, o canal é dito plano quando a faixa de frequências B_s ocupada pelos símbolos transmitidos é muito menor que a largura de banda do canal, também conhecida como **banda de coerência** B_c .

A Figura 2.6 representa um exemplo de canal com desvanecimento plano em frequência, onde o sinal $s(t)$ sofre alteração de amplitude e fase em toda sua banda de frequências.

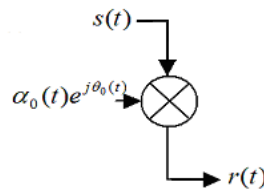


Figura 2.6 – Representação de um canal com desvanecimento plano.

Os canais com desvanecimento seletivo em frequência apresentam variações de ganho dentro do intervalo de análise para a faixa de frequências do sinal que por ele se propaga, provocando distorções no sinal transmitido e conduzindo ao surgimento da interferência entre símbolos – *intersymbol interference* (ISI). Esses canais possuem múltiplos percursos cujo **atraso τ_{rms} é maior que o tempo de símbolo do sinal transmitido T_s** . A Tabela 1 sintetiza os conceitos de canal plano e canal seletivo em frequência descritos anteriormente, conforme [4, p.206].

Tabela 1 – Características dos canais planos e seletivos.

Canais planos	Canais seletivos
$B_s \ll B_c$	$B_s > B_c$
$\tau_{rms} \ll T_s$	$\tau_{rms} > T_s$

É possível perceber que, para o estabelecimento da comunicação móvel, os efeitos nocivos provocados pelo canal devem ser minimizados na recepção. A partir dos dados obtidos com a sondagem⁸ do canal é possível, portanto, obter as informações necessárias para auxiliar na escolha do método de acesso mais adequado, como, por exemplo, o tempo de sinalização a ser utilizado e a banda total ocupada pelo sinal.

Os canais envolvidos na comunicação móvel terrestre, alvo desta dissertação de mestrado, podem ser classificados como **canal de comunicações interno** e **canal de comunicações externo**. Portanto, é de suma importância compreender alguns dos fenômenos físicos que ocorrem nestes canais, que são responsáveis pelas alterações nas características dos sinais que por eles se propagam. A partir da compreensão desses é possível seguir com a introdução dos conceitos relativos ao espalhamento espectral e suas vantagens perante as adversidades do canal.

⁸ Sondagem é a técnica de obtenção de informações através do uso de técnicas de excitação controlada e monitoramento da resposta do canal de comunicação.

2.2.1 Canal de Comunicação Interno

O canal de comunicação interno é aquele que se caracteriza pela restrição do ambiente em termos de área, no qual ocorre a comunicação. Os interiores de edificações como prédios, residências, *shoppings*, entre outros, são ambientes comuns onde a comunicação móvel sem fio se estabelece nos dias atuais e com um volume crescente de usuários. Neste cenário, os fenômenos que degradam o sinal são gerados pelas múltiplas reflexões do sinal nos diversos objetos de pequeno tamanho presentes no canal, pela movimentação de pessoas nas proximidades das antenas de transmissão e/ou recepção e, ainda, pela presença de paredes ou divisórias que provocam uma atenuação considerável na onda eletromagnética propagante. Especificamente para o caso das paredes e divisórias em um mesmo piso, [4, p.158-159] apresenta uma coletânea de resultados de estudos de diversos pesquisadores sobre a atenuação provocada dependendo do tipo de material utilizado na construção. A Figura 2.7 ilustra alguns cenários de canal de comunicação interno.

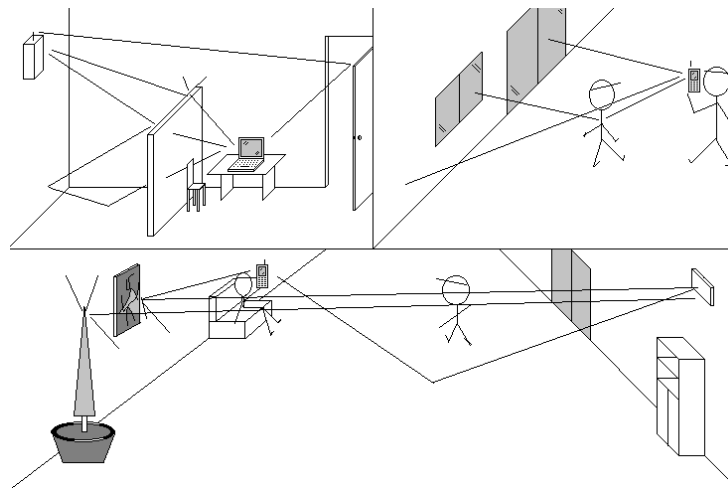


Figura 2.7 – Exemplos de canal de comunicação interno.

Devido à quantidade de variáveis envolvidas neste canal, torna-se difícil obter um **modelo de propagação** adequado para caracterizá-lo de forma determinística. Entretanto, a classificação de sua geometria é dividida entre **canal com propagação em linha de visada** e **canal com propagação obstruída**. Diversas técnicas de levantamento de dados vêm sendo utilizadas, gerando uma quantidade interessante de modelos, cada qual adequado a um ambiente específico, como por exemplo [5-7].

Independentemente do modelo adotado para a caracterização do canal, o conhecimento de alguns parâmetros específicos são fundamentais para a adequada escolha

da técnica de acesso ao meio a ser utilizada para o estabelecimento da comunicação de forma eficiente. Tais parâmetros, apresentados na Tabela 2, podem ser adquiridos a partir de técnicas de sondagem do canal, como aquela apresentada em [8].

Segundo [9], o canal interno pode ser considerado um canal cuja variação de suas características se dá de forma lenta quando comparado à taxa de símbolos R_s utilizada na comunicação. Ainda, a perda de potência – *path loss* (PL), pode ser estimada para o ambiente interno por meio de:

$$PL(d) = PL(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad [dB] , \quad (5)$$

onde $PL(d_0)$ é a perda para uma distância de referência d_0 conhecida, n é o parâmetro da lei de potência que estabelece a relação entre a potência recebida e a distância, cujo valor é igual a 2 para propagação no espaço livre e maior para canais de comunicações móveis, d é a distância em metros entre o receptor e o transmissor e X_σ é uma variável aleatória Gaussiana de média nula e desvio padrão σ , em dB, referente a variação da potência do sinal recebido devido às diferentes configurações do ambiente e presença de obstáculos [10, p. 202], que provocam o fenômeno conhecido como sombreamento.

Tabela 2 – Alguns parâmetros de um canal interno.

Parâmetro	Fatores relevantes para seu levantamento
Perdas devido à quantidade de cômodos do ambiente.	<ul style="list-style-type: none"> – frequência do sinal; – número de partições do ambiente; – material utilizado na construção das divisórias; – a área total de obstrução.
Perdas devido à distância entre transmissor e receptor.	<ul style="list-style-type: none"> – frequência do sinal; – tipo de ambiente; – propagação por visada direta ou obstruída.
Perfil da Resposta Impulsiva do Canal.	<ul style="list-style-type: none"> – espalhamento de atraso; – amplitudes e fases das componentes de sinal recebido.

Conforme citado anteriormente, a propagação por múltiplos percursos pode ser analisada através do levantamento do perfil da resposta impulsiva do canal. Para isso, os resultados das sondagens são levados em consideração para a elaboração do projeto do sistema de comunicação. Neste caso, o sinal recebido, $r(t)$ é dado por:

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l s(t - \tau_l) e^{j\theta_l} , \quad (6)$$

onde α_l é o módulo do ganho oferecido pelo canal para o percurso l , $s(t)$ é o equivalente em banda base do sinal transmitido, τ_l é o atraso do mesmo percurso e θ_l é variável aleatória no intervalo de 0 a 2π que determina a rotação de fase provocada neste percurso. Para o canal com desvanecimento Rayleigh, α_l segue a distribuição de Rayleigh e θ_l segue a distribuição uniforme em $[0, 2\pi]$. A Figura 2.4 é representada analiticamente por (6).

No **canal de propagação interno**, considerando as pequenas distâncias envolvidas, o espalhamento de atraso é da ordem de 10^{-9} segundos, conforme experimentos realizados na faixa de frequências de 900MHz a 1100 MHz, descrito em [11] e, segundo [10, p. 232] a influência dos objetos do ambiente interno aumenta de acordo com a frequência do sinal propagante.

2.2.2 Canal de comunicação externo

Conforme apresentado na Figura 2.2, a propagação do sinal por um canal de comunicação externo ocorre em um ambiente aberto, onde as distâncias envolvidas são muitas vezes superiores às do ambiente interno. Neste cenário, a questão da mobilidade passa a ser fator determinante na ocorrência de grandes flutuações na intensidade do sinal recebido, uma vez que as velocidades envolvidas são maiores que aquelas encontradas no ambiente interno. À variação rápida do canal provocada pela mobilidade dá-se o nome de **desvanecimento rápido**.

Se o tempo de duração do símbolo transmitido, T_s , em um canal é maior que o tempo em que o canal mantém suas características praticamente constantes, o desvanecimento rápido causa a dispersão em frequência deste sinal. Esse tempo relacionado ao canal é chamado de **tempo de coerência** – *coherence time*, T_c [10, p.224]. Para os casos em que $T_s < T_c$ o canal provoca o surgimento do **desvanecimento lento**.

Devido à velocidade v do deslocamento do terminal móvel, a frequência da onda portadora do sinal sofre uma alteração conhecida como **desvio Doppler**, f_d , cujo valor máximo é

$$f_{d\text{máx}} = \frac{v}{\lambda_c}, \quad (7)$$

onde λ_c é o comprimento da onda portadora. Esse desvio, por sua vez, permite a determinação do parâmetro denominado **espalhamento Doppler** $B_d \propto \frac{1}{T_c}$, que é a medida da banda de frequência ocupada pela densidade espectral de potência do desvio Doppler, ou seja [1, p.18],

$$B_d = 2|f_{d_{máx}}|. \quad (8)$$

Na Tabela 3 são descritas as características dos canais com desvanecimento rápido e lento, conforme [10, p.224], lembrando que $B_s \propto \frac{1}{T_s}$ é a banda ocupada pelo sinal transmitido.

Tabela 3 – Características dos canais lentos e rápidos.

Canal com desvanecimento lento	Canal com desvanecimento rápido
$B_s \gg B_d$	$B_s < B_d$
$T_s \ll T_c$	$T_s \gg T_c$

Para o canal externo em áreas urbanas, de acordo com [10, p. 234], os atrasos envolvidos nos múltiplos percursos do sinal são da ordem de 10^{-6} segundos. Esse atraso passa a ser prejudicial às comunicações com elevadas taxas de transmissão, onde T_s possui duração de mesma ordem de grandeza ou menor. Ainda, a movimentação de objetos dentro do canal provoca também uma grande variação do comportamento dos percursos do sinal entre o transmissor e o receptor.

2.3 Espalhamento Espectral

A técnica de espalhamento espectral surgiu com o avanço das tecnologias desenvolvidas para fins militares nos idos de 1940 e 1950, quando o mundo enfrentava a Segunda Guerra Mundial e suas consequências. Suas principais características estavam relacionadas à possibilidade de se transmitir as informações cujas técnicas de interceptação na época não conseguiam sobrepujar.

Um sinal processado por essa técnica recebe o nome de sinal espalhado espectralmente – *spread-spectrum*, (SS), pelo fato deste ocupar uma faixa de frequências muito superior à mínima necessária à sua transmissão [12]. Esse sinal pode ser obtido através da multiplicação dos símbolos que representam a informação do usuário

$b(t) \in \{\pm 1\}$, cuja taxa R_b é definida pelo inverso do tempo de bit T_b , por um sinal com características especiais $c(t) \in \{\pm 1\}$ denominado **sequência de espalhamento ou sequência código**, cuja taxa R_c é igual ao inverso do seu tempo de *chip*⁹, t_c . Vale ressaltar que, tipicamente, $R_c \gg R_b$.

Desta forma, o resultado da multiplicação entre $b(t)$ e $c(t)$ é atribuído a um modulador adequado para a transposição para a frequência da onda portadora, de modo que

$$s(t) = b(t)c(t)A \cos(2\pi f_c t + \phi). \quad (9)$$

A Eq.(9) representa um sinal SS modulado no formato de chaveamento de fase binário – *Binary Phase-Shift Keying* (BPSK), onde A é a amplitude do sinal da onda portadora, f_c é a sua frequência e ϕ uma variável aleatória uniformemente distribuída em $[0, 2\pi]$. A correspondente representação em blocos é feita na Figura 2.8. Esse conceito é denominado de **espalhamento espectral por sequência direta** (DS-SS).

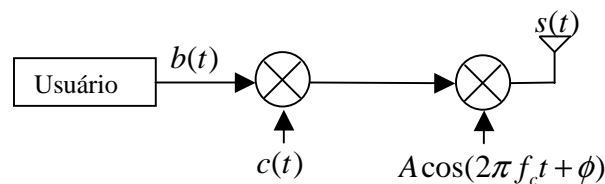


Figura 2.8 – Diagrama em blocos do transmissor DS-SS.

As **características especiais das sequências de espalhamento** conferem ao sinal DS-SS suas tão almeçadas vantagens. Segundo [13], a “aleatoriedade” desta sequência permite a camuflagem da informação durante o processo de comunicação, desde que apenas o transmissor e o receptor tenham conhecimento de tais características, explicadas mais adiante nesta seção. Havendo a possibilidade de se caracterizar um período para a sequência código utilizada, esta recebe o nome de sequência pseudo-aleatória, ou pseudo ruído – *pseudo noise* (PN). Diversas sequências de espalhamento são apresentadas em [10, p. 611], com suas principais propriedades e métodos para geração.

A Figura 2.9 ilustra a densidade espectral de potência de um sinal DS-SS. É possível notar que o sinal resultante do processo DS-SS, neste caso, está abaixo do nível de

⁹ Recebe o nome de *chip* o bit da sequência de espalhamento.

ruído térmico [10, p.79] e que o sinal espalhado espectralmente possui uma baixa densidade espectral de potência comparada ao sinal original, ocupando uma largura de banda B_w maior que a B_s . Com essas características a comunicação pode ser realizada de forma a reduzir a interferência gerada em outros sistemas que operam na mesma faixa de frequências e parecer transparente, ou não ser passível de visualização, quando se monitorar essa faixa de frequências através de um equipamento de análise espectral.

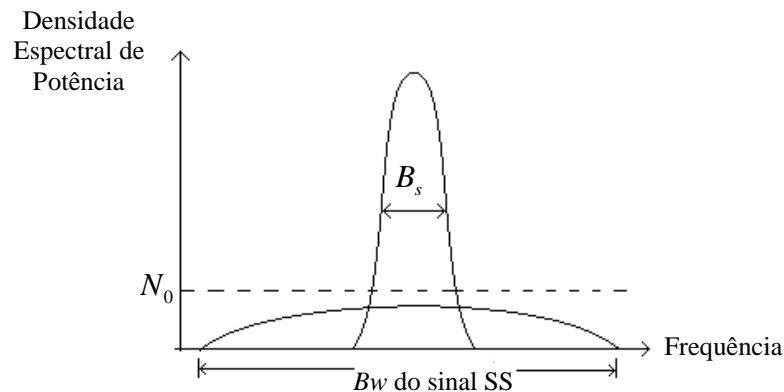


Figura 2.9 – *Espalhamento Espectral.*

Resumindo, as características de maior interesse para o uso do DS-SS são, por hora:

- a) Baixa densidade espectral de potência;
- b) Baixa probabilidade de interceptação;
- c) Robustez frente à interferência intencional.

Mais adiante será apresentado outro importante atributo de um sinal SS que permite a realização da técnica de múltiplo acesso CDMA.

2.3.1 A recepção do sinal DS-SS

O sinal DS-SS, após passar por um canal com desvanecimento plano e ruído branco Gaussiano – *additive white Gaussian noise* (AWGN), pode ser representado por:

$$r(t) = \alpha[s(t - \tau)] + w(t) \quad (10)$$

onde $w(t)$ é a parcela de ruído térmico, cuja densidade espectral de potência vale $\frac{N_0}{2}$ [W/Hz]. Para a parcela de ruído $N_0 = kT_e B$, k é a constante de Boltzmann que vale $1,38047 \cdot 10^{-27}$ [J/K], T_e é o valor da temperatura absoluta em Kelvin e B é a largura de faixa sob análise. As variáveis α e τ representam, respectivamente, a atenuação e o atraso provocados pelo canal.

O sinal $r(t)$ é então processado pelo receptor, como apresentado na Figura 2.10.



Figura 2.10 – Diagrama em blocos do receptor DS-SS.

O demodulador BPSK analisa e processa a variação de fase contida no sinal $r(t)$, fornecendo em sua saída uma resposta equivalente $\in \{\pm 1\}$. O segundo processamento do receptor realiza a correlação¹⁰ do sinal entregue pelo demodulador com a sequência de espalhamento $c'(t)$. Esse processo é análogo ao processo de formação do sinal SS com a diferença da adição do bloco integrador. A esta operação dá-se o nome de “desespalhamento” espectral.

Se as sequências $c(t)$ e $c'(t)$ de comprimento N , período T e tempo de chip t_c forem iguais e estiverem em fase e admitindo-se a transmissão de um símbolo +1, o resultado da correlação entre ambas será unitário, conforme (11), permitindo, desta forma,

¹⁰ A função de correlação fornece o grau de similaridade entre duas funções de igual período.

que a informação do usuário originalmente espalhada, seja recuperada. Por outro lado, a parcela de ruído que não possui correlação com $c'(t)$ tem sua DEP espalhada pelo processo análogo àquele realizado na transmissão.

$$R_{c(t),c'(t)}(T) = \frac{1}{Nt_c} \int_0^{Nt_c} c(t)c'(t)dt = 1 \quad \text{se } c(t) = c'(t) . \quad (11)$$

A partir da consideração de perfeito sincronismo entre transmissor e receptor nos níveis de frequência de portadora e sequência código, a variável de decisão $y(t_b)$ na saída do correlator do receptor DS-SS pode ser obtida por

$$y(t_b) = \pm 1 + w'(t_b) \quad (12)$$

onde, $w'(t_b)$ é a parcela de ruído interferente resultante do processamento do receptor. Todo esse processo de espalhamento e recuperação da informação espalhada é base para compreensão do CDMA, apresentado na seção seguinte.

2.4 Acesso múltiplo por divisão de Códigos – CDMA

O CDMA é um método de acesso múltiplo que permite o compartilhamento do canal de comunicações com diversos usuários simultaneamente, onde a discriminação entre eles está no código utilizado para a realização do espalhamento espectral [14]. Conforme ilustrado na Figura 2.11, as três técnicas de múltiplo acesso mais utilizadas pelos sistemas de comunicações móveis são:

- a) **TDMA** – *time division multiple access* – acesso múltiplo por divisão de tempo, onde todo o canal é compartilhado em intervalos de tempo diferentes para cada usuário;
- b) **FDMA** – *frequency division multiple access* – acesso múltiplo por divisão de frequências, onde o canal é fatiado em bandas de frequências e cada usuário utiliza por tempo integral cada uma dessas bandas e;
- c) **CDMA**, onde todos os usuários acessam simultaneamente o canal, na mesma banda de frequências, porém com códigos de espalhamento distintos.

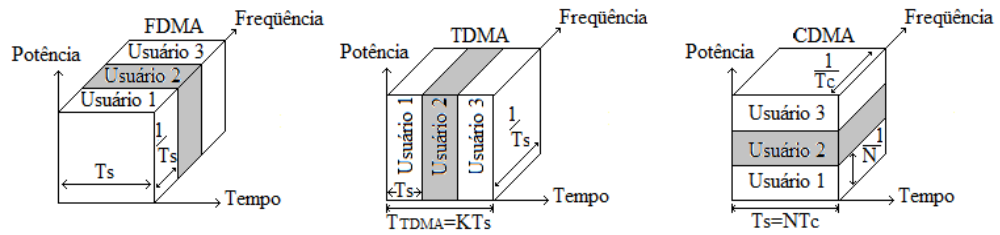


Figura 2.11 – Técnicas de múltiplo acesso.

Uma grande vantagem da técnica CDMA é a capacidade de suplantar os efeitos dos canais com desvanecimento seletivo em frequência, uma vez que apenas uma parcela da banda total é afetada pelo desvanecimento, como visto anteriormente. Há também a questão da segurança na comunicação, face à dificuldade de se recuperar o sinal por um receptor não sincronizado com o transmissor em termos de frequência, fase e código. Vale ressaltar que algumas propostas de sistemas de terceira e quarta gerações de comunicações móveis utilizam o CDMA como método múltiplo acesso, comprovando sua eficiência frente a outros métodos de acesso conforme [15-17].

CAPÍTULO 3

Sistemas CDMA com portadora única e multiportadoras

Como resultados dos diversos estudos realizados com os sistemas CDMA foram constatadas que certas aplicações requeriam características especiais para fazer frente ao canal com desvanecimento. Neste capítulo, os sistemas CDMA com portadora única e multiportadoras são descritos, ressaltando essas características. É importante frisar que os sistemas descritos a seguir retratam o **enlace de descida** na comunicação, ou seja, a direção estação rádio base → terminal móvel, representando uma comunicação síncrona, conforme Figura 3.1. A opção pelo enlace de descida se deve ao fato de trabalhar-se com a redução da interferência de múltiplo acesso sem o conhecimento das sequências de espalhamento utilizadas pelos demais usuários do sistema, algo factível quando se trabalha no enlace de subida.

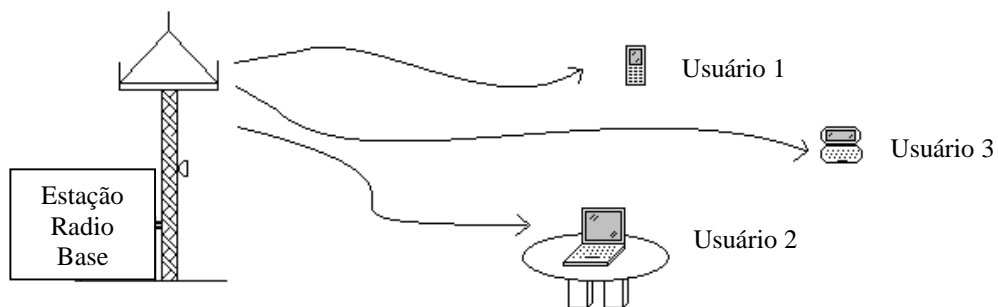


Figura 3.1 – Representação do enlace de descida para o CDMA.

3.1 Sistemas DS-CDMA com portadora única

Os sistemas DS-CDMA com portadora única utilizam a técnica de espalhamento espectral como base para seu funcionamento. Conforme visto no Capítulo 2, o DS-SS permite que a informação seja transmitida com uma densidade espectral de potência abaixo do nível de ruído térmico o que possibilita uma baixa geração de interferência para outros sistemas, ou usuários, que operam na mesma faixa de frequências. A baixa interferência

em outros sistemas se deve ao fato do espalhamento da energia em frequência, resultando na baixa densidade espectral. Já a baixa interferência entre os usuários do mesmo sistema deve-se ao fato da baixa correlação cruzada das sequências código utilizadas.

Outra informação importante trazida do Capítulo 2 trata das sequências código utilizadas como base para o espalhamento espectral. Fora dito apenas que as sequências possuem características especiais, têm comportamento pseudo-aleatório e taxa de *chips* muito superior a taxa de bits da informação. Mais informações sobre essas sequências serão apresentadas neste capítulo.

Com base nessas características, o sistema DS-CDMA apresentado na Figura 3.2, utiliza as sequências código para realizar a distinção entre os sinais dos diversos usuários do sistema. Para que isso seja possível, no **conjunto de sequências código**¹¹ selecionado, cada sequência deve possuir baixa correlação em relação a qualquer outra do conjunto, ou seja:

$$R_{XY}(T) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)y(t)dt = \begin{cases} 1 & \text{se } x(t) = y(t) \\ 0 & \text{c.c.} \end{cases} \quad (13)$$

Para o caso ideal, em (13), R_{XY} será igual a zero somente se $x(t)$ e $y(t)$ forem funções ortogonais¹².

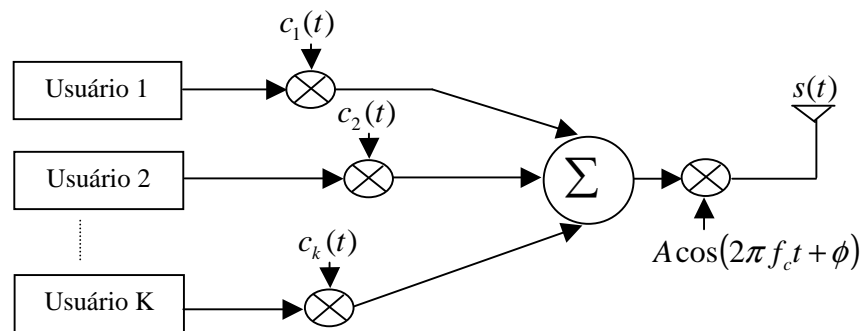


Figura 3.2 – Modelo de transmissor para o sistema DS-CDMA.

¹¹ Conjunto de sequências código é um conjunto de funções de espalhamento geradas para todos os usuários do sistema de comunicação DS-CDMA em questão.

¹² Funções ortogonais são aquelas que possuem correlação cruzada nula.

Algumas das sequências mais citadas na literatura são as sequências de **máximo comprimento** (ou sequências **m**), as sequências **Gold**, as sequências **Kasami** e as sequências de **Walsh-Hadamard**. Na prática, os sistemas podem utilizar uma combinação de sequências com finalidades diferentes [18].

Na técnica DS-CDMA, à sequência de dados $\{b_k\}$ do k -ésimo usuário é atribuída uma sequência código, c_k , de comprimento N que, somada aos sinais dos demais usuários do sistema que são processados da mesma forma, gera o sinal que modula uma portadora senoidal de frequência f_c para transmissão. O sinal DS-CDMA resultante será:

$$s(t) = \sum_{k=1}^K b_k(t)c_k(t)A \cos(2\pi f_c t + \phi) , \quad (14)$$

onde $b_k(t)$ e $c_k(t)$ são formas de onda bipolares associadas a b_k e c_k , respectivamente.

A forma de onda $s(t)$ da Eq.(14) representa o sinal em banda-passante modulado de K usuários, cuja DEP pode ser apresentada como mostra a Figura 3.3.

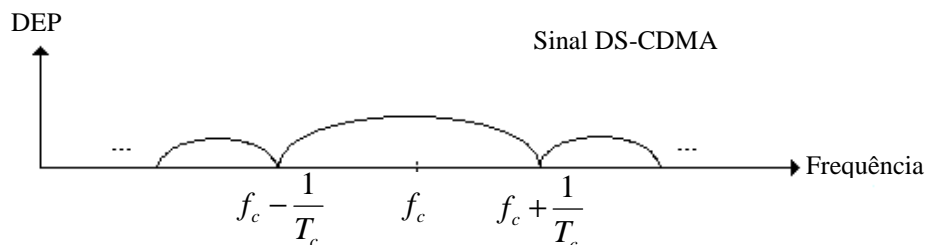


Figura 3.3 – Espectro de frequências de um sinal DS-CDMA com K usuários ativos.

Conforme visto anteriormente, a correlação entre as sequências código utilizadas no par transmissor-receptor deve possuir valor máximo para a melhor recuperação da informação no receptor. Se a correlação da sequência código do usuário de referência $c_1(t)$ com as demais sequências $c_k(t)$, $k \neq 1$, utilizadas pelos outros $K - 1$ usuários resultar em valores significativos, no receptor haverá introdução de interferência. Como consequência, o ruído introduzido na comunicação do usuário de referência reduzirá o desempenho do sistema, elevando sua taxa de erros de bits devido à degradação da relação sinal/(ruído+interferência) – *Signal to Interference-plus-Noise Ratio* (SINR). Por esse motivo, os sistemas CDMA são conhecidos como sistemas limitados pelo nível de interferência gerado por seus próprios usuários.

Como $s(t)$ representa um conjunto de usuários ativos do sistema, o sinal recebido pelo usuário de referência, através de um canal AWGN, pode ser descrito por

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \alpha_k s_k(t - \tau) + w(t). \quad (15)$$

Na comunicação por canal AWGN, o desempenho do sistema CDMA é equivalente ao dos sistemas TDMA e FDMA [19]. Entretanto, os canais para a comunicação móvel sem fio terrestre possuem as características citadas no **Capítulo 2** sendo que, os principais efeitos nocivos do canal para as comunicações móveis são a propagação por múltiplos percursos e a velocidade de movimentação relativa. Conforme visto, essa propagação faz com que o recebido seja uma composição de diversas cópias defasadas do sinal original, com amplitudes também variadas. Portanto, o sinal apresentado na Eq.(15) é modificado para uma versão com L percursos de ganhos α_l e atrasos τ_l de acordo com

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \alpha_l s_k(t - \tau_l) + w(t). \quad (16)$$

Assim, é possível perceber que quanto maior o número de usuários em um canal com desvanecimento provocado por múltiplos percursos, maior será a interferência provocada. Além disso, mesmo com a utilização de códigos ortogonais na transmissão, tal ortogonalidade é desfeita pela combinação dos sinais de percursos diferentes no receptor [10, p.601].

Para um maior aproveitamento da energia recebida pelo receptor DS-CDMA deve-se fazer uso de técnicas que melhorem o desempenho da comunicação a partir das diversas réplicas do sinal recebido. Para o caso do sistema DS-CDMA, a técnica mais comum é a adoção do chamado receptor *rake* [20]. Nesta técnica, o receptor possui mais de um ramo para sintonia individual no domínio temporal dos vários percursos recebidos, aproveitando, desta forma, uma maior quantidade de energia do sinal, melhorando a SNR total do sistema.

A Figura 3.4 ilustra uma forma de realização de um receptor *rake* com três caminhos de diversidade¹³, sintonizados nos percursos com atrasos τ_1, τ_2 e τ_3 . Nesta

¹³ Diversidade neste contexto refere-se à existência de diversas réplicas do sinal transmitido que chegam ao receptor através de percursos diferentes.

figura, observa-se a introdução do filtro que permite a transferência da banda de interesse do sinal, atenuando as componentes indesejadas do mesmo.

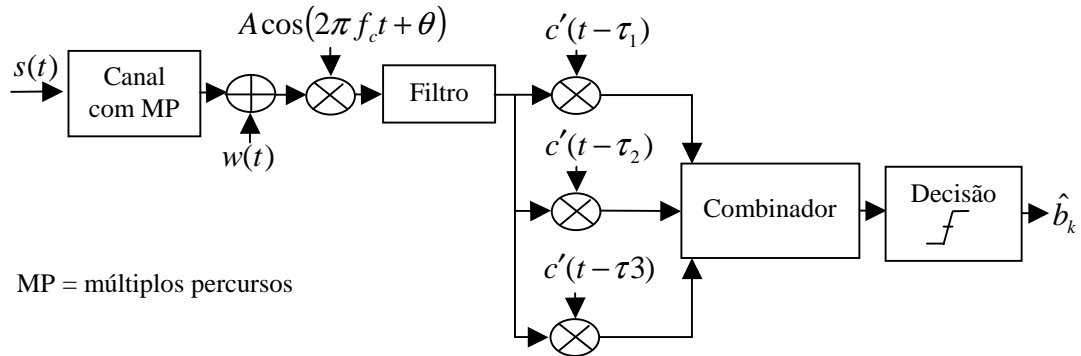


Figura 3.4 – Receptor rake com três percursos de diversidade.

Dependendo do atraso provocado pelo canal e da duração do *chip* da sequência de espalhamento, o uso do receptor *rake* pode não ser suficiente para prover melhoras significativas ao sinal recebido. Uma técnica para redução da interferência multiusuário – *multiuser interference* (MUI) – gerada por canais com múltiplos percursos foi proposta em [21], conforme apresentado na seção seguinte.

3.2 Sistema DC-DS-CDMA com portadora única

A utilização de códigos ortogonais para designação de usuários tem suas vantagens minimizadas quando o canal de comunicação é do tipo que favorece o surgimento dos múltiplos percursos. Esses múltiplos percursos provocam, no receptor, a quebra da ortogonalidade entre as sequências, devido ao desalinhamento das sequências no momento da correlação. Isso gera a MUI e degrada o desempenho geral do sistema.

O sistema DS-CDMA com duplo código de espalhamento, batizado de DC-DS-CDMA foi proposto em [21] como uma alternativa para eliminar a MUI, em canais com múltiplos percursos e invariantes no tempo, para o enlace de descida. Uma das vantagens da utilização desta proposta é que o sistema no dispositivo móvel não se utiliza do conhecimento das outras sequências código utilizadas pelos demais usuários do sistema, algo que é comum em sistemas que fazem a redução da MAI no enlace de subida, através da detecção multiusuário. O sistema DC-DS-CDMA baseia-se no emprego de duas sequências de espalhamento para cada usuário do sistema. O grupo de sequências de espalhamento utilizadas é escolhido através de um critério específico, como explicado mais

a frente nesta mesma seção. Tais critérios são a base para a obtenção de um sistema imune a MUI, dentro dos limites estabelecidos em [21]. As Figura 3.5 e 3.6 apresentam, respectivamente, os modelos para o transmissor e receptor do sistema DC-DS-CDMA proposto.

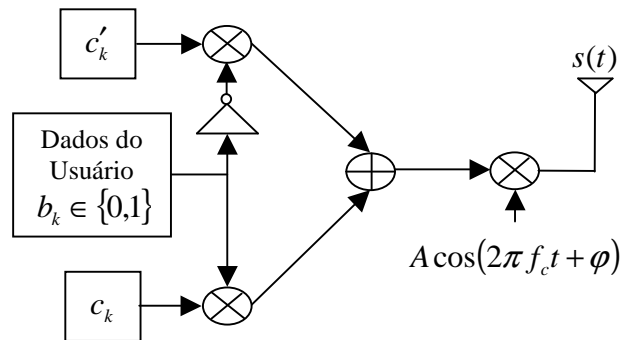


Figura 3.5 – Modelo de transmissor para o sistema DC-DS-CDMA conforme [21].

O par de sequências de espalhamento escolhido para o usuário k , c_k e c'_k , deve possuir seus primeiros q chips idênticos e o produto qt_c deve ser maior que o máximo espalhamento de atraso do canal.

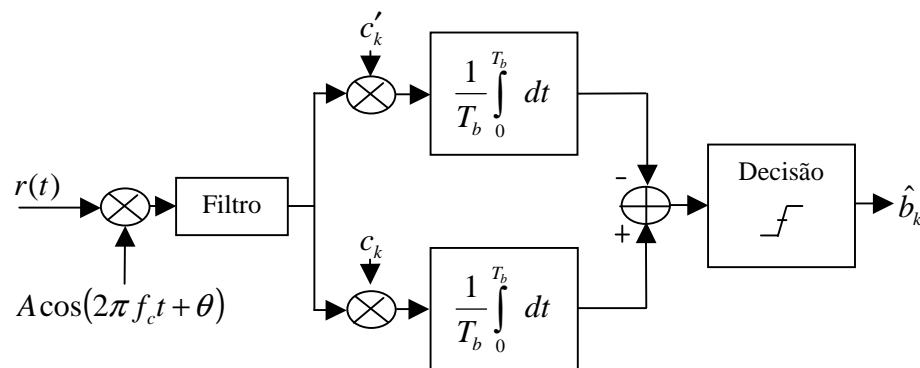


Figura 3.6– Modelo de receptor para o sistema DC-DS-CDMA conforme [21].

Assumindo que a versão deslocada de uma sequência m é outra sequência código e pode-se encontrar, no conjunto de sequências geradas pelo mesmo polinômio, $N_c = 2^p - 1$ sequências de espalhamento, onde p é o grau do polinômio gerador. Dentro deste conjunto é possível encontrar $\frac{N_c - 1}{2}$ pares de códigos com $p - 1$ chips em comum no início da sequência [10, p.658]. Essa característica garante que a correlação cruzada de ambas as

sequências escolhidas com partes das sequências dos demais usuários do sistema resultará em um mesmo valor, permitindo que a subtração das duas variáveis de decisão y_1 e y_2 realizada no receptor cancele os efeitos da MUI. As sequências adotadas em [21] são sequências de máximo comprimento com $N = 127$, onde a seleção dos pares de sequências com os primeiros $q = 6$ chips iguais é suficiente para o atendimento a 63 usuários

Conforme [21] e detalhado em [10, p. 660], a análise da correlação temporal da dupla sequência de espalhamento no receptor pode ser interpretada com o auxílio da Figura 3.7. É possível notar que a correlação do par de sequências do usuário k com qualquer outra sequência defasada dentro dos limites de q chips é uma correlação de período completo, o que garante o mesmo valor para essa correlação, independente do usuário. Desta forma, é possível realizar a compensação através do circuito subtrator, eliminando a influência da MUI na variável de decisão $y = y_1 - y_2$, como apresentado na Figura 3.6.

Um cuidado especial deve ser levado em consideração no momento da escolha do par de sequências de espalhamento dentro do conjunto. É possível que alguma das sequências do conjunto, quando utilizadas por um usuário do sistema, possa se alinhar com a sequência de outro usuário devido aos atrasos do canal. Neste caso, o resultado poderá ser uma MUI de alto valor. Outro detalhe bastante importante sobre a técnica DC-DS-CDMA proposta em [21] é que seu funcionamento depende da sintonia perfeita no percurso de maior intensidade de sinal, ou seja, o sincronismo do sistema com aquele do percurso de maior intensidade.

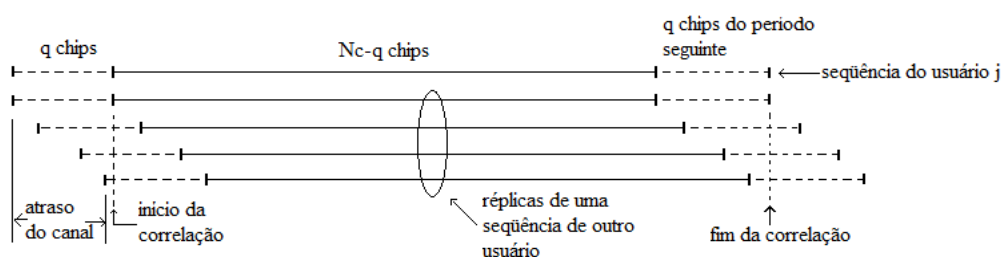


Figura 3.7 – Intervalos de correlação entre sequência de referência e ecos das sequências dos demais usuários do sistema DC-DS-CDMA [10, p.660].

Em [21] os autores concluem que a decisão pelo bit de informação transmitido pelo usuário independe da interferência gerada pelos demais usuários do sistema, quando o

canal utilizado para a transmissão é invariante no tempo. A questão da variabilidade do canal no tempo foi explorada em [22], conforme apresentado na **Seção 3.4**.

3.3 Sistemas CDMA multiportadora

Os sistemas DS-CDMA com portadora única realizam o espalhamento dos símbolos do usuário em uma banda de frequências muito superior à necessária à sua transmissão. Com isso, os canais com desvanecimento seletivo favorecem o surgimento da interferência entre símbolos.

Os sistemas CDMA multiportadora dividem-se basicamente em dois modelos [1, p.8]. No primeiro, denominado MC-CDMA [2], os símbolos do usuário são copiados em N_c ramos distintos e cada um desses ramos é multiplicado por um *chip* da sequência de espalhamento. Essa operação é equivalente ao processo de se inserir um conversor série-paralelo na saída de um sistema DS-CDMA em que a quantidade de ramos do conversor equivale à quantidade de *chips* utilizada na sequência de espalhamento. Cada um desses ramos modula uma das f_{N_c} portadoras de frequências ortogonais do sistema.

No segundo modelo, denominado MC-DS-CDMA, os diversos símbolos do usuário são convertidos para o modelo paralelo e posteriormente são espalhados por sistemas DS-CDMA em cada um dos ramos do conversor. A Figura 3.8 ilustra uma forma de realização dos modelos descritos. Cada ramo é responsável por modular uma das f_{N_c} portadoras de frequências ortogonais do sistema.

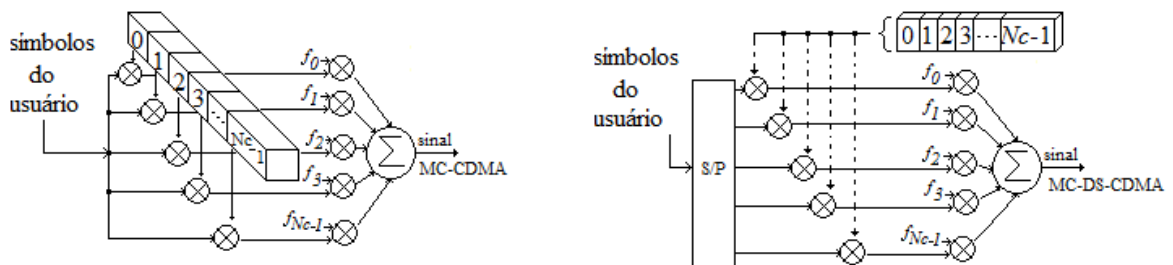


Figura 3.8 – Formas de realização dos sistemas MC-CDMA e MC-DS-CDMA.

No modelo MC-CDMA, o número de subportadoras deve ser escolhido de forma a se garantir o desvanecimento plano em cada uma dessas, obtendo-se a diversidade em

frequência para a transmissão, uma vez que cada símbolo de informação é transmitido por diversas subportadoras simultaneamente. Para o modelo MC-DS-CDMA, se o comprimento da sequência de espalhamento é menor ou igual ao número de subportadoras do sistema a diversidade em frequência não é obtida e o espalhamento ocorre na direção do tempo em cada subportadora.

3.4 Sistema DC-MC-CDMA

Em [22], foi constatado que a técnica do duplo código de espalhamento para redução da MAI apresentada em [21] não se aplica para canais variantes no tempo. Esses canais provocam a perda da condição imposta como fundamental para o emprego da técnica DC-DS-CDMA, onde sequências de outros usuários do sistema ou sequências com atrasos fora da condição limite coincidem com as sequências do usuário de referência na recepção, degradando o desempenho da comunicação. Assim, a aplicação da modulação de múltiplas portadoras MC-CDMA [1, p. 49] adotada por [22] permite que o sistema utilizando o duplo código de espalhamento possa ser empregado em canais variantes no tempo.

Com o emprego da modulação por múltiplas portadoras, toda a energia do sinal espalhado espectralmente pode ser recuperada, ao contrário do sinal espalhado no domínio do tempo em que nem todos os percursos do canal são capturados e processados pelo receptor *rake*.

A Figura 3.9 apresenta a estrutura do transmissor utilizado em [22]. É possível notar que a seleção da sequência código, $c_k, c'_k \in \{\pm 1\}$, enviada ao conversor série/paralelo (S/P) depende do símbolo do usuário $b_k \in \{0,1\}$. O conversor S/P é do tipo copiador, onde realiza a transposição de cada bit simultaneamente a todas as suas saídas. Cada uma dessas saídas está relacionada a um modulador BPSK [10, p.415] dentre os G_{N_c} disponíveis.

No lado do receptor, cuja estrutura é apresentada na Figura 3.10, tem-se a recuperação da informação transmitida. A conversão para banda base é realizada através da detecção coerente da modulação BPSK, onde a fase da portadora está sincronizada com aquela gerada no transmissor. A probabilidade de erro desta modulação [10, p. 421] é dada por:

$$Pe = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\cos(\theta) \sqrt{\frac{Eb}{N_0}} \right), \quad (17)$$

onde o $\cos(\theta)$ determina o grau de defasagem entre as portadoras de transmissão e recepção.

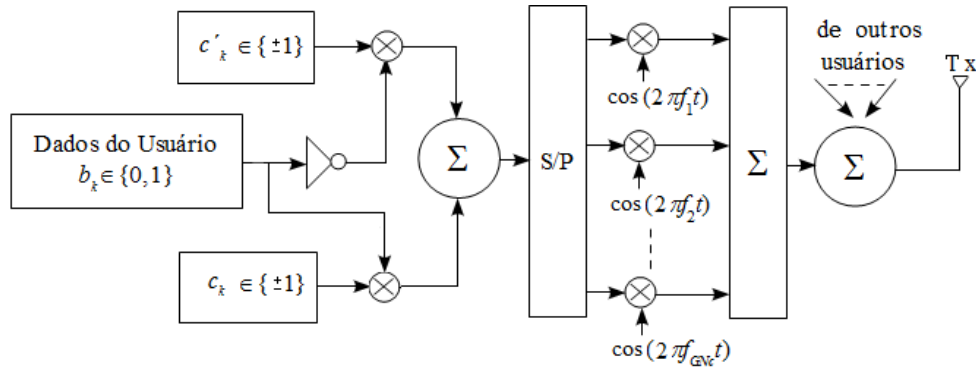


Figura 3.9 – Modelo do Transmissor DC-MC-CDMA proposto em [22].

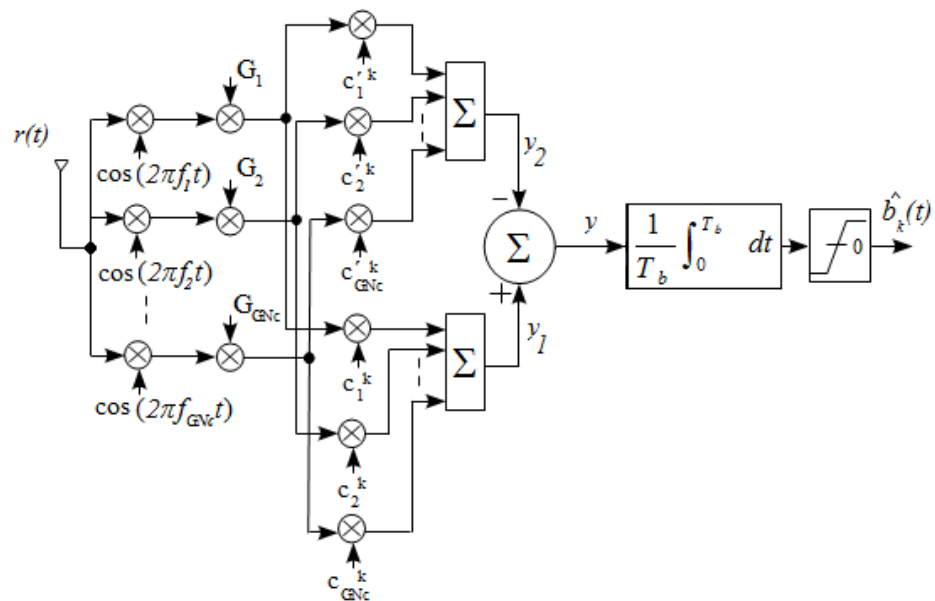


Figura 3.10 – Modelo do receptor DC-MC-CDMA proposto em [22].

Para se obter as vantagens da diversidade em frequência, bem como transpor as distorções de sinal provocadas pelo canal, torna-se necessário o uso de equalizadores que atuam na restauração do sinal recebido. A técnica de equalização escolhida por [22] para o sistema DC-MC-CDMA é denominada *Minimum Mean Square Error* – MMSE [1, p. 59]. Esse esquema de equalização reduz o erro médio quadrático entre o sinal transmitido e os

sinais na saída do equalizador. Os coeficientes identificados na Figura 3.10 como G_1 a G_{N_c} , aplicados ao sinal demodulado, são obtidos por meio de

$$G_i = \frac{H_i^*}{|H_i|^2 + \frac{1}{\gamma_c}}, \quad (18)$$

onde γ_c é a relação sinal ruído média estimada e H_i é a resposta em frequência do canal para a i -ésima portadora. Nota-se, portanto, a necessidade do conhecimento do canal para aplicação da técnica.

Após a equalização, o sinal em banda base é correlacionado com as duas sequências código c_k e c'_k fornecendo as variáveis y_1 e y_2 . A diferença $y = y_2 - y_1$, segundo [22], resulta na eliminação da MUI e na estimativa do bit b_k transmitido pelo usuário, assim como em [21].

Os resultados obtidos em [22] demonstram um bom desempenho da técnica do duplo código de espalhamento em sistemas MC-CDMA para canais variantes no tempo, fato este não explorado em [21].

3.5 Sistemas MC-DS-CDMA com FSC

A proposta em [23] baseia-se no emprego da técnica codificação por espalhamento em frequência – *frequency spread coding* (FSC), em sistemas MC-DS-CDMA [3] com o intuito de se obter a diversidade em frequência não explorada por estes sistemas. Diferente da estrutura MC-CDMA [2] onde um mesmo símbolo de informação é responsável pela modulação de todas as subportadoras do sistema, o esquema MC-DS-CDMA envia simultaneamente diversos símbolos da informação do usuário em paralelo, onde, geralmente, cada símbolo modula uma subportadora após o processo DS-SS. Desta forma, em uma comunicação por canais com desvanecimento plano, diversas portadoras do sistema podem ser afetadas ao mesmo tempo comprometendo a transmissão de diversos símbolos e provocando os chamados erros em rajada¹⁴. Já em canais com desvanecimento seletivo o efeito típico é a degradação dos símbolos em portadoras distintas do sistema, não necessariamente vizinhas. Para se sobrepor a essas degradações, faz-se necessária a

utilização de técnicas de codificação por entrelaçamento ou saltos em frequência, objetivando a diversidade em frequência desejada [1, p.9].

A técnica FSC apresentada em [23] utiliza o princípio apresentado na Figura 3.11.

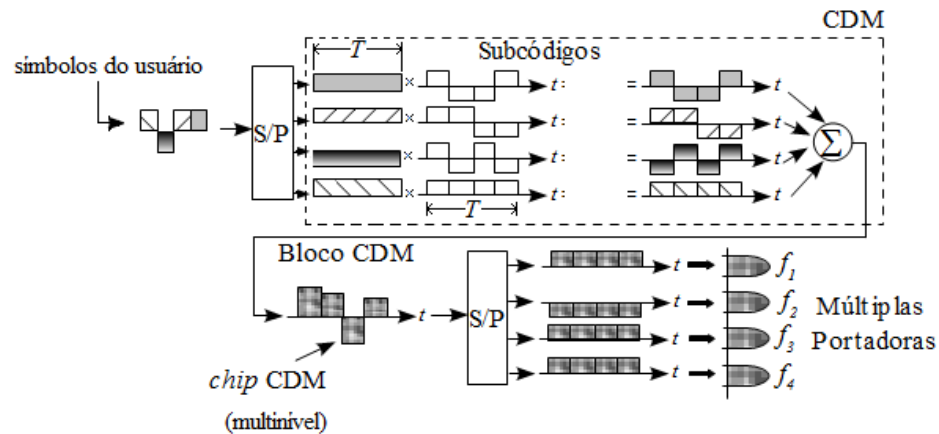


Figura 3.11 – Codificação por Espalhamento em Frequência – FSC.

A sequência de símbolos do usuário é convertida do formato serial para o formato paralelo pelo bloco S/P. Na saída deste bloco cada ramo, denominado subcanal, é aplicado ao bloco de multiplexação denominado *code division multiplexing* – CDM. Este bloco realiza a multiplicação dos símbolos de cada ramo por um subcódigo, cujo resultado é somado aos demais ramos formando o chamado bloco CDM. O bloco CDM, por sua vez, é convertido para o formato paralelo e aplicado às entradas do sistema MC-DS-CDMA. Nota-se ainda que a multiplexação resulta em uma combinação dos símbolos de forma que, cada *chip* CDM é formado pela composição de todos os símbolos do usuário aplicados à entrada no conversor S/P. Como resultado dessa sobreposição de símbolos, a intensidade de sinal de cada *chip* CDM varia com o tempo (estrutura multinível).

Os subcódigos aplicados aos símbolos paralelizados são gerados através da transformada rápida de Walsh-Hadamard – *fast Walsh-Hadamard transform* (FWHT). Conforme [24] a aplicação desta transformada nos símbolos do usuário permite que estes adquiram robustez frente às condições impostas por canais com desvanecimentos, uma vez que os *chips* do bloco CDM são transmitidos por portadoras distintas e são formados pela sobreposição de diversos símbolos do usuário. Desta forma, os efeitos do canal em cada

¹⁴ Rajada é o termo utilizado para representação de acontecimentos sequenciais.

subportadora será tal que o desvanecimento experimentado pelos *chips* CDM será o desvanecimento médio do bloco [24].

A realização da FWHT pode ser feita através de um processo DS-SS conforme Figura 3.12 ou realizado por operações de somas e subtrações simples, em um algoritmo recursivo, conforme apresentado em [24] onde se demonstra também que a operação FWHT realizada com o uso de somadores e subtratores realiza sozinha a função da estrutura CDM e a conversão S/P do bloco CDM em nível de *chips*.

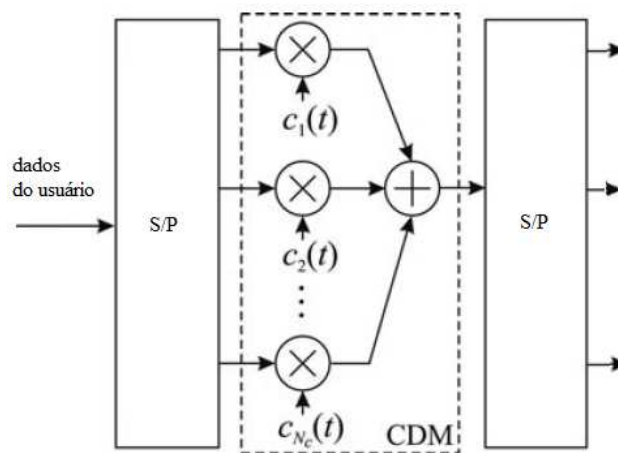


Figura 3.12 – Realização da FSC conforme [10, p.645]

O sistema MC-DS-CDMA com FSC proposto em [23] é representado nas Figuras 3.13 e 3.14, que definem o transmissor e o receptor, respectivamente.

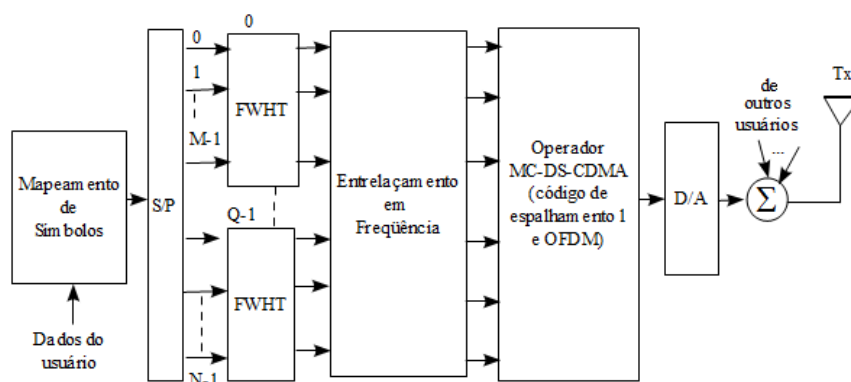


Figura 3.13 – Transmissor MC-DS-CDMA com FSC conforme [23].

O sistema MC-DS-CDMA com FSC faz uso dos blocos de entrelaçamento em frequência com a finalidade de tornar a ação do desvanecimento entre *chips* adjacentes de um mesmo bloco CDM menos correlacionada. A estratégia de decisão da sequência de símbolos transmitida objetiva reduzir o efeito da perda de ortogonalidade entre os *chips*

CDM afetados pelo desvanecimento seletivo em frequência, que degrada o desempenho geral do sistema. Essa tarefa é de responsabilidade do bloco de detecção *Maximum Likelihood Sequence Estimation* – MLSE [25] que toma a decisão com base na menor distância Euclidiana entre o bloco CDM recebido e todos os passíveis de transmissão. Aquele de menor distância Euclidiana tem sua correspondente sequência de símbolos entregue ao conversor paralelo/série para posterior processamento.

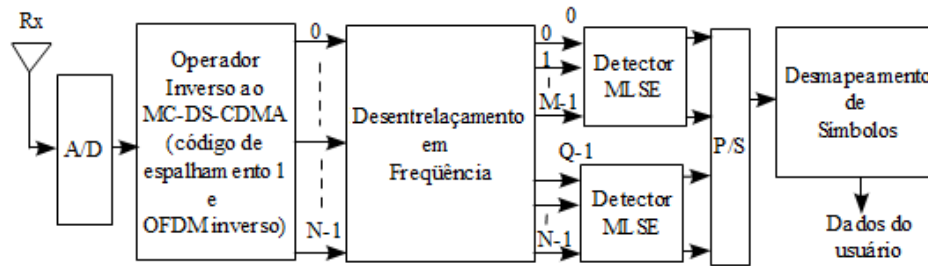


Figura 3.14 – Receptor MC-DS-CDMA com FSC conforme [23].

Os resultados apresentados em [23] mostram que a técnica MC-DS-CDMA utilizando FSC, quando auxiliada pelo entrelaçamento em frequências agrega ao sistema os benefícios da diversidade em frequência frente aos canais com desvanecimento seletivo. Tal característica não é explorada pelo sistema MC-DS-CDMA.

O emprego da técnica no enlace de descida, conforme apontado em [23], resulta em um sistema imune a MUI, tendo como alicerce a manutenção da ortogonalidade entre os códigos dos usuários.

3.6 Sistema DC-MC-CDMA com FSC

A combinação das técnicas DC-DS-CDMA [21], DC-MC-CDMA [22] e MC-DS-CDMA com FSC [23] motivaram a experimentação, neste trabalho, de um modelo DC-MC-CDMA com FSC. Ele pretende agregar os benefícios da técnica do duplo código aplicada em um modelo que utiliza múltiplas portadoras empregando robustez adicional aos símbolos do usuário com a utilização da FWHT. Neste modelo foi dispensado o uso do entrelaçamento em frequência devido ao fato de todas as subportadoras serem moduladas pelo mesmo símbolo, garantindo a obtenção de ganho com a diversidade em frequência. A Figura 3.15 apresenta o modelo do transmissor para a técnica aqui denominada DC-MC-CDMA com FSC.

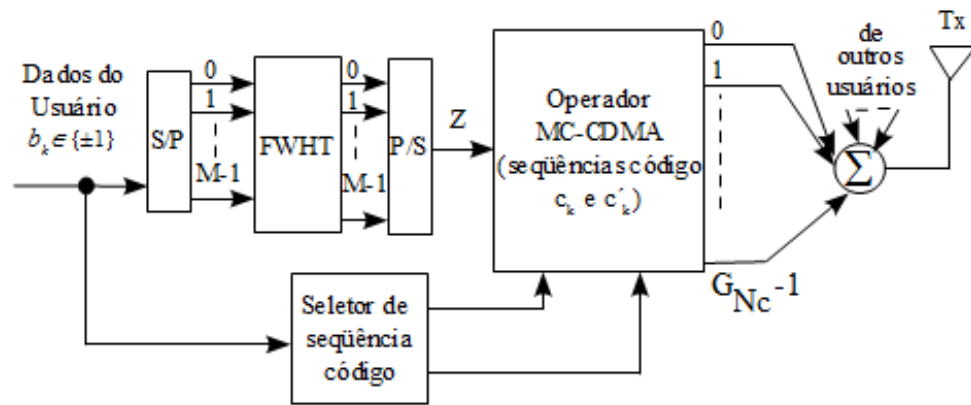


Figura 3.15 – Transmissor para o sistema DC-MC-CDMA com FSC.

Na Figura 3.15, os dados do usuário k são convertidos para o formato paralelo e o esse conjunto de dados $b_{k_0}, b_{k_1}, \dots, b_{k_{M-1}}$ é processados pela FWHT. No modelo utilizado para simulação, descrito em detalhes no próximo capítulo, adotou-se $M = 8$, que implica na utilização de uma FWHT de três estágios [24]. A escolha por esse valor está relacionada com a complexidade de realização da transformada, uma vez que a necessidade por recursos computacionais necessários para seu cálculo cresce exponencialmente com o M . Essa dificuldade torna-se mais evidente analisando-se o lado da recepção, onde a função do detector MLSE tem seu grau de complexidade aumentado com o acréscimo de M .

Os *chips* CDM obtidos com a FWHT são convertidos para o formato serial e, na operação MC-CDMA conforme apresentado na Seção 3.3, são multiplicados pela sequência código c_k ou c'_k conforme o bit gerador correspondente. Como os *chips* CDM são multiníveis, as sequências código irão modular as G_{N_c} subportadoras em amplitude. Os sinais dos demais usuários do sistema são adicionados ao final do processo e sua separação está no domínio dos códigos utilizados.

O diagrama em blocos do receptor utilizado no sistema DC-MC-CDMA com FSC é apresentado na Figura 3.16.

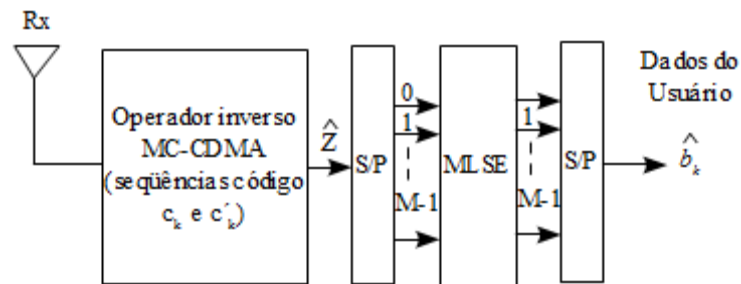


Figura 3.16 – Receptor para o sistema DC-MC-CDMA com FSC

A operação inversa ao MC-CDMA realiza a conversão do sinal para banda-base, o processo inverso ao espalhamento espectral através do emprego das mesmas seqüências c_k , c'_k e a restauração dos efeitos nocivos provocados pelo canal através da técnica MMSE [1, p. 59]. O *chip* CDM estimado nesta operação, \hat{Z} , é obtido através da diferença entre as magnitudes das variáveis de decisão y_1 e y_2 como nos modelos propostos em [21] e [22].

Como cada bloco CDM é composto por M *chips*, a conversão S/P forma o conjunto para o cálculo da menor distância Euclidiana entre as seqüências passíveis de transmissão, processo esse realizado pelo MLSE [25]. Ao final deste processo a seqüência estimada é entregue ao destino, no formato serial.

3.7 Sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC

Da mesma forma que o sistema descrito na seção anterior, o sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC foi desenvolvido a partir das propostas apresentadas neste trabalho. A diferença básica para o sistema DC-MC-CDMA é que este utiliza a técnica DS-SS em cada um dos ramos do sistema multiportadora. Desta forma, o espalhamento espectral em cada subportadora do sistema é realizado no domínio do tempo e cada conjunto de M portadoras é responsável pela transmissão em um bloco CDM. Para o DS-SS foram utilizadas as seqüências m , de comprimento N , escolhidas a partir da determinação do número máximo de usuários K , neste caso $K = (N - 1)/2$.

A Figura 3.17 ilustra o modelo utilizado para o desenvolvimento da simulação do transmissor DC-MC-DS-CDMA com FSC, abordada em detalhes no próximo capítulo.

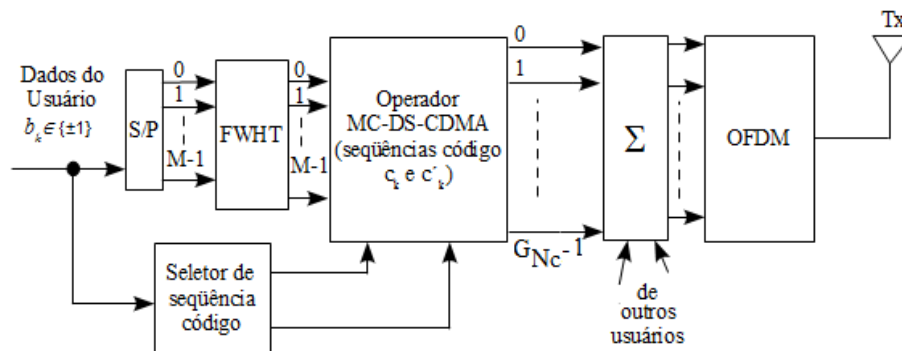


Figura 3.17 – Transmissor proposto para o sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC.

A Figura 3.18 ilustra o modelo do receptor para o mesmo sistema.

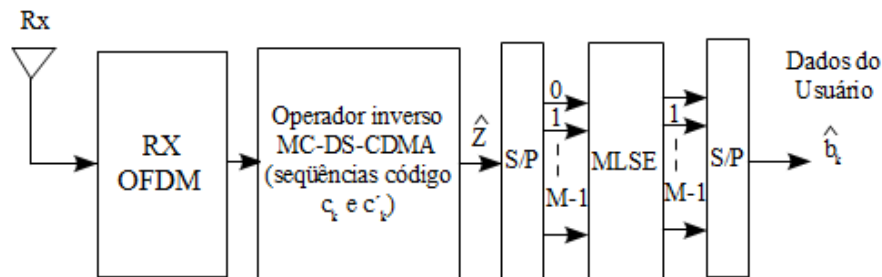


Figura 3.18 – Receptor proposto para o sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC.

O objetivo deste sistema é aproveitar as características de recuperação da informação espalhada pela técnica de duplo código de espalhamento, em canais cuja dispersão temporal é maior que o tempo de guarda utilizado em sistemas OFDM [26, p.21] para o combate à ISI. Conforme visto superficialmente na Seção 3.3, o modelo MC-DS-CDMA com seqüência código de comprimento inferior ao número de portadoras do sistema não oferece diversidade em frequência aos sinais processados. Desta forma, a técnica do duplo código de espalhamento parece ser adequada para prover os mesmos benefícios relatados em [22].

Como no sistema MC-DS-CDMA com FSC, o sistema proposto nesta seção utiliza um conjunto de blocos FWHT para processar os símbolos em paralelo da informação do usuário. Ainda, tal informação é mapeada no formato QPSK e modulada, no estágio final de transmissão, pelo bloco OFDM.

No lado do receptor, a operação MC-DS-CDMA inversa é realizada da mesma forma que um receptor *rake* do modelo DS-CDMA. Este está sempre sincronizado no percurso de maior intensidade do sinal para garantir o perfeito sincronismo da operação de despalhamento espectral do *chip* CDM. Um conjunto de M ramos é empregado na estimação de um bloco CDM, identificada na Figura 3.18 como \hat{Z} . A quantidade de blocos CDM está relacionada com a quantidade de subportadoras utilizadas no bloco OFDM.

CAPÍTULO 4

Simulações

4.1 O ambiente de simulação

Este capítulo apresenta os resultados obtidos através de simulações de sistemas de comunicação. Esses sistemas retratam com base em diversos parâmetros, a maioria das características envolvidas no funcionamento de um sistema real. Entretanto, para que seja possível a obtenção de resultados confiáveis, é necessário um procedimento de validação dos experimentos mediante comparação com resultados analíticos disponíveis.

O ambiente de simulação VisSim/Comm® permite que sejam simulados elementos de sistemas de comunicação no nível físico da arquitetura de sistemas. A proximidade com os elementos reais permite que, durante o trabalho de simulação, o usuário do sistema possa compreender de forma bastante clara a maioria das questões que envolvem a realização do sistema completo. Essa ferramenta, desenvolvida pela Visual Solutions Inc., permite a simulação de sistemas de comunicação nas mais variadas tecnologias e acelera o processo de elaboração de propostas e desenvolvimentos de sistemas. Já a ferramenta de simulação matemática, MathCad®, desenvolvida pela Parametric Technology Corporation – PTC®, possui uma capacidade de processamento adequada às questões voltadas para a engenharia. Com o auxílio dessa ferramenta, é possível obter resultados de cálculos dentro do ambiente de simulação principal deste trabalho. Desta forma, alguns dos blocos simulados foram desenvolvidos a partir de rotinas analíticas, garantindo maior controle e precisão sobre os resultados obtidos.

Os principais parâmetros configuráveis para o bom desempenho da simulação no ambiente principal são a escolha da frequência de amostragem e do tempo de simulação. A frequência de amostragem é responsável pela granularidade e precisão dos resultados extraídos da simulação. Neste trabalho, o menor tempo envolvido no processo refere-se ao espalhamento de atraso do primeiro percurso, τ_1 , equivalente a 59,2 nanosegundos. Para a

determinação do tempo de simulação utilizou-se a quantidade máxima de 50.000 bits para cada ponto da curva de desempenho, o que permite adequada precisão para uma probabilidade de erros de bit até 1×10^{-3} . Para as curvas de desempenho apresentadas como resultados das simulações existem as opções de se determinar, no ambiente de simulação, um limiar quantitativo para o número de erros, ou ainda permitir que a simulação atinja o seu tempo máximo. Desta forma, pode-se optar por uma solução de compromisso entre a velocidade de simulação e a precisão dos resultados. Na simulação, os valores de E_b/N_0 até 10 dB utilizam o limiar de 100 erros para cada ponto da curva de desempenho. Além deste valor de E_b/N_0 , a quantidade de bits é o fator limitante para obtenção do resultado.

A geração das sequências de espalhamento e a operação de estimação da sequência transmitida foram realizadas através da ferramenta de simulação Mathcad®. Devido à facilidade de integração com o ambiente principal, essa ferramenta foi escolhida para realizar parte do processamento por questões de facilidade na configuração de tarefas mais complexas. Uma vantagem dessa integração é a possibilidade de se determinar o momento em que os ambientes necessitam interagir, compartilhando os dados para o processamento. Os blocos que constituem essa simulação são descritos a seguir.

Vale ressaltar que as simulações elaboradas no VisSim/Comm® compreendem blocos disponíveis na própria ferramenta, blocos configurados com funções específicas implementadas com blocos disponíveis, blocos “objeto”, que executam alguma tarefa determinada por meio de outro aplicativo incorporado ao VisSim/Comm® e blocos compostos, que podem conter vários outros, sejam estes disponíveis ou configurados. Por razões de espaço, as descrições que seguem não abordam em detalhes todos os níveis dos blocos compostos, mas apenas aqueles essenciais para o entendimento sobre cada sistema simulado, em um nível de detalhe suficiente para a associação dos diagramas na simulação com aqueles apresentados nos capítulos anteriores. O **Apêndice A** contém outros níveis de detalhamento dos blocos compostos, de forma que se tenha uma melhor noção sobre a constituição completa de cada sistema simulado. O **Apêndice B** contém algumas rotinas em Mathcad utilizadas na simulação dos sistemas aqui apresentados.

4.2 Sistemas simulados

Nas **Seções 3.6 e 3.7 do Capítulo 3** foram propostos dois sistemas de comunicação. Conforme dito anteriormente, a motivação para a elaboração desses sistemas partiu da possibilidade de combinações de técnicas propostas por outros pesquisadores, com o intuito de se obter as vantagens inerentes de cada sistema isolado em um único sistema. A seguir são descritos os diagramas em bloco dos referidos sistemas propostos.

4.2.1 Diagrama em blocos do sistema DC-MC-CDMA com FSC

A Figura 4.1 apresenta o diagrama para simulação do sistema DC-MC-CDMA com FSC, este descrito na **Seção 3.7 do Capítulo 3**.

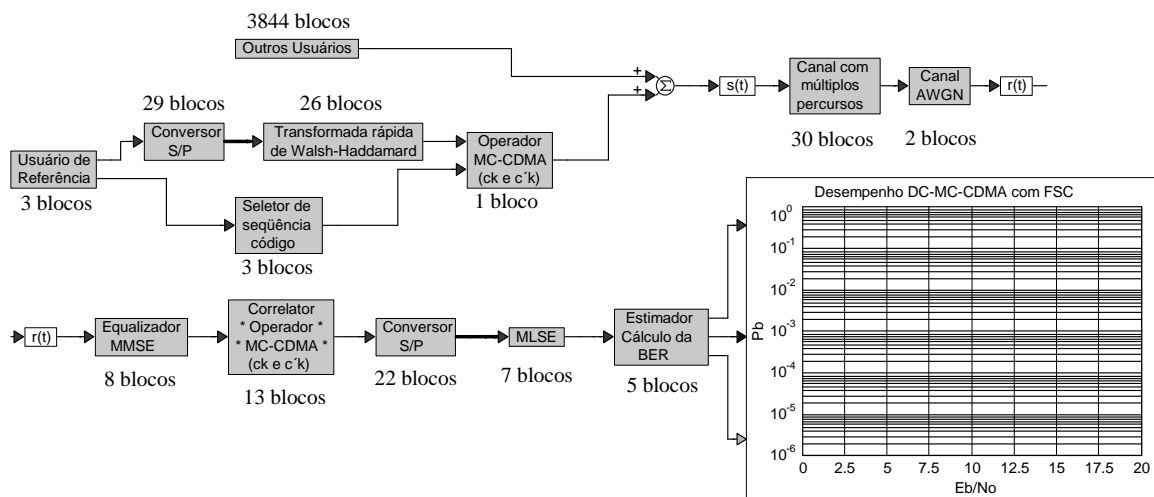


Figura 4.1 – Sistema DC-MC-CDMA com FSC no ambiente de simulação.

Os principais detalhes de cada bloco funcional do sistema são apresentados na sequência:

- Usuário de referência:** formado pelo gerador de bits aleatórios cuja saída é convertida para o formato bipolar $b_k \in \{\pm 1\}$.
- Conversor S/P:** responsável pela formação do conjunto de M bits adequado ao processo da transformada rápida de Walsh-Hadamard.
- Transformada rápida de Walsh-Hadamard:** é constituída de um conjunto de somadores e multiplicadores conforme [24]. Esse bloco, cuja forma de realização é apresentada na Figura 4.2, realiza a operação referente à

multiplexação CDM e a conversão S/P mostradas na Figura 3.11 do **Capítulo 3**. Esta operação é parte central da codificação por espalhamento em frequência. Cada saída deste bloco fornece um *chip* CDM. Após a realização da transformada, um conversor P/S adéqua a sequência de *chips* para o bloco seguinte.

- d) **Operador MC-CDMA:** realizado a partir de rotinas desenvolvidas em Mathcad®, esse bloco realiza a multiplicação do *chip* CDM por uma das sequências código c_k ou c'_k , dependendo do controle proveniente do bloco de seleção. As $N = 127$ portadoras transportam a mesma informação (MC-CDMA modelo cópia). As sequências geradas são do tipo máximo comprimento e os pares atribuídos a cada usuário são selecionados de acordo com o critério da igualdade dos primeiros q *chips*, descrito na **Seção 3.2 do Capítulo 3**.

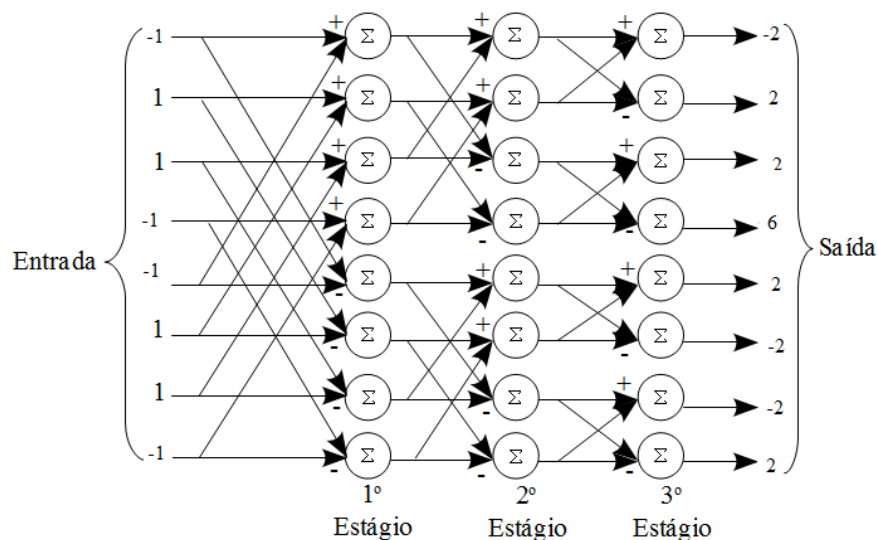


Figura 4.2 – Forma de realização da transformada FWHT [24], para $M=8$.

- e) **Seletor de sequência código:** analisa o bit do usuário e faz a correspondente associação ao *chip* na saída do bloco da transformada. Assim, o envio do chip é condicionado à sequência código determinada pelo bit, conforme proposto em [21].
- f) **Outros usuários:** contém os mesmos blocos citados anteriormente, cujos sinais de saída se somam ao sinal do usuário de referência de forma síncrona, representando o enlace de descida da comunicação. Cada usuário possui seu próprio par de sequências de espalhamento.

- g) **Canal com múltiplos percursos:** é realizado a partir do modelo TDL, onde cada percurso possui o atraso especificado para o canal. Os ganhos aplicados em cada um dos percursos variam de acordo com o modelo de canal em simulação, bem como a velocidade de alteração destes.
- h) **Canal AWGN:** adiciona o ruído Gaussiano branco ao sinal. A variância do ruído é determinada a partir da potência do sinal injetado neste bloco e da SNR desejada.
- i) **Equalizador MMSE:** realiza a equalização do sinal $r(t)$ a partir do conhecimento do canal e da SNR, conforme citado na **Seção 3.4 do Capítulo 3**.
- j) **Correlator – MC-CDMA:** esse bloco realiza a função inversa ao espalhamento espectral. As duas sequências do usuário de referência são correlacionadas com o sinal recebido e equalizado, de forma a gerar a variável de decisão a ser entregue ao bloco de estimação da sequência enviada.
- k) **Conversor S/P:** tem a função de preparar o bloco CDM a partir dos *chips* CDM entregues pelo correlator. Assim que M amostras são disponibilizadas a esse bloco, um sinal é enviado ao bloco MLSE para início de processamento.
- l) **MLSE:** calcula a menor distância Euclidiana entre o bloco CDM recebido e todos aqueles passíveis de transmissão e, fornece em sua saída a sequência de bits correspondente ao bloco CDM estimado.
- m) **Estimador – Cálculo da BER:** realiza a comparação da sequência de bits enviada e a sequência de bits estimada. Como resultado, apresenta um gráfico de desempenho relativo à taxa de erros de bit para diversos valores de SNR média por bit, E_b / N_0 .

4.2.2 O diagrama do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC

A Figura 4.3 apresenta o diagrama em blocos do ambiente de simulação para o sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC proposto pelo autor desta dissertação na **Seção 3.8 do Capítulo 3**. A diferença básica em relação ao sistema apresentado anteriormente se dá na modulação utilizada pelo usuário que, neste caso é a modulação por chaveamento de

fase em quadratura – *quadrature phase-shift keying* (QPSK) [10, p. 423] – e na inserção dos blocos modulador e demodulador OFDM. Além disso, a operação de espalhamento espectral é realizada no domínio do tempo em cada um dos ramos provenientes do bloco FWHT.

No modulador OFDM foram utilizadas 64 subportadoras, conforme modelo simulado em [23]. Como cada portadora é responsável pela transmissão de um processo de espalhamento MC-DS-CDMA de um *chip* CDM, são utilizados oito blocos FWHT em paralelo para a formação de 64 *chips* CDM.

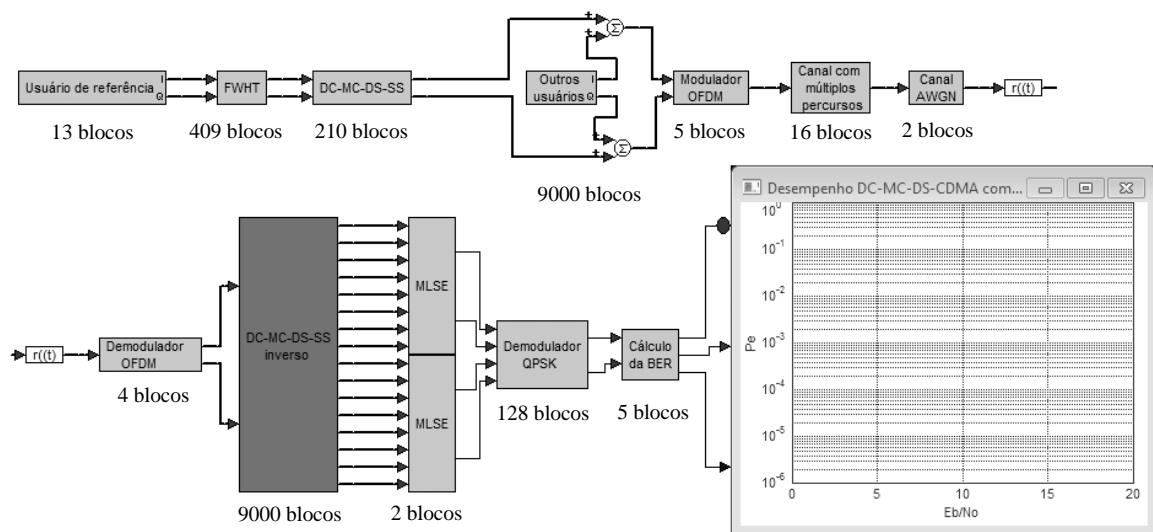


Figura 4.3 – Diagrama em blocos do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC no ambiente de simulação.

4.3 Validação das simulações dos sistemas propostos

Para a validação das simulações é necessário primeiramente definir o cenário em que se dará a comunicação. Como os sistemas propostos pelo autor deste trabalho são combinações ou complementações de sistemas propostos por pesquisadores, o melhor método parece ser aquele que obedece às mesmas características dos modelos originais. Desta forma, para a simulação de ambos os sistemas propostos, os parâmetros seguirão as definições de [21], [22] e [23] descritas nas **Tabelas 4 e 5**.

Tabela 4 – Parâmetros para validação do sistema DC-MC-CDMA com FSC.

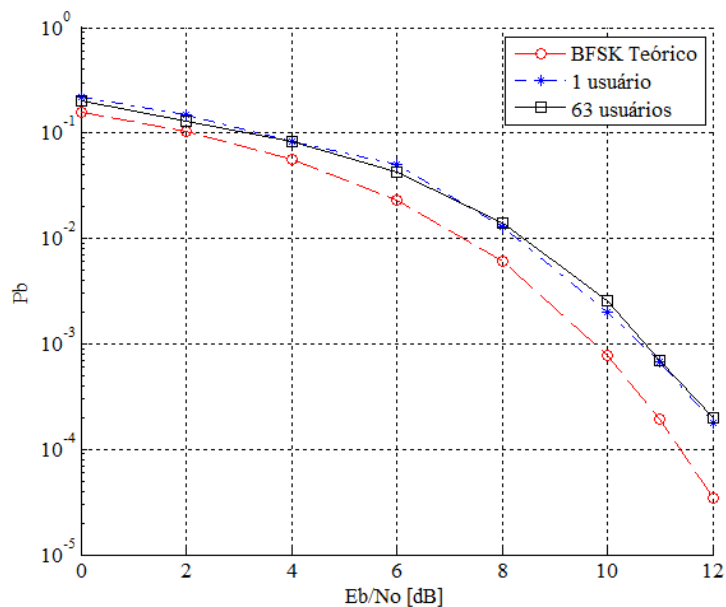
Número máximo de usuários do sistema	63
Comprimento N da sequência código	127
Polinômio gerador	$1 + x^7$
Canal	AWGN
Método de detecção	MLSE

Tabela 5 – Parâmetros para validação do sistema **DC-MC-DS-CDMA com FSC**.

Número máximo de usuários do sistema	15
Comprimento N da sequência de espalhamento	31
Polinômio gerador	$1 + x + x^2 + x^4 + x^5$
Canal	AWGN
Regra de combinação de diversidade	EGC
Método de detecção	MLSE
Modulação	QPSK - OFDM

As curvas de desempenho para ambos os modelos foram extraídas utilizando o canal AWGN para os sistemas com usuário único e com a capacidade total de usuários. Desta forma, pode-se realizar a comparação com os modelos teóricos de modulações conhecidas para verificação e validação da simulação.

A Figura 4.4 apresenta o desempenho do sistema **DC-MC-CDMA com FSC** para canal AWGN com usuário único e com 63 usuários. Ainda pode ser verificada a curva teórica para a modulação por chaveamento binário de frequências – *binary frequency shift-keying* (BFSK) [10, p. 452] para fins de comparação. A escolha da modulação BFSK como referência deve-se ao fato da semelhança entre os espaços de sinais desta com aquele que representa o duplo código de espalhamento. Como esperado, não houve variação significativa de desempenho em relação à quantidade de usuários do sistema, uma vez que o canal AWGN não favorece o aparecimento da MUI. A simulação apresentou um comportamento aproximado do modelo analítico da modulação BFSK.

**Figura 4.4** – Desempenho do sistema **DC-MC-CDMA com FSC** em canal AWGN.

A Figura 4.5 apresenta o desempenho do sistema **DC-MC-DS-CDMA com FSC** para canal AWGN com usuário único e com 15 usuários, capacidade máxima obtida com as sequências código geradas por um polinômio de grau cinco, onde um par de sequências é selecionado para cada usuário.

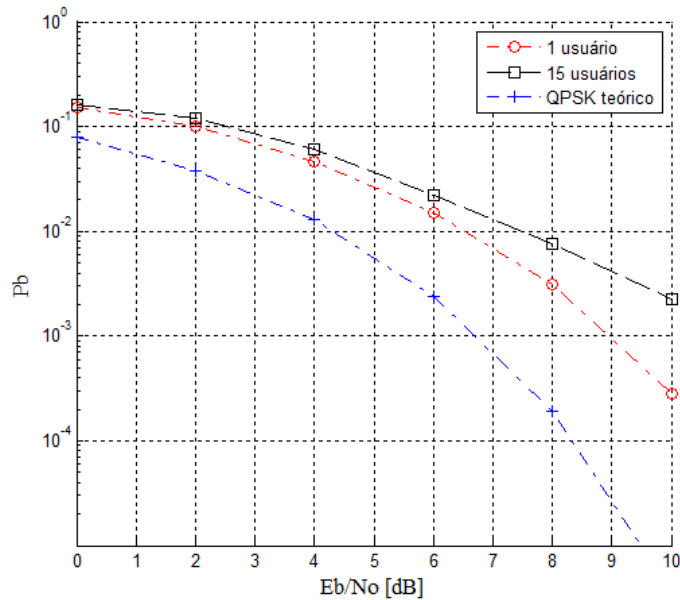


Figura 4.5 – Desempenho do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC para canal AWGN.

O desempenho apresentado pelo sistema demonstra uma degradação da taxa de erros de bit em relação ao modelo QPSK de referência. Neste caso, o motivo para o deslocamento da curva de desempenho para a direita com o aumento do número de usuários parece estar sendo provocado pelo fechamento do diagrama de olho na estimação dos *chips* CDM. Vale ressaltar que o bloco CDM é composto por *chips* CDM cujo valor de amplitude varia, na transmissão, dentro de uma escala de 9 valores equidistantes de $\sqrt{2}$. Desta forma, a contaminação por ruído e interferência na variável de decisão y dificulta a operação de estimação do *chip* CDM enviado.

4.4 Simulação do sistema DC-MC-CDMA com FSC em canal Rayleigh plano

O sistema DC-MC-CDMA com FSC foi simulado em canal com desvanecimento Rayleigh plano, onde o ganho do canal permanece constante durante o intervalo de um chip CDM e muda de valor a cada símbolo transmitido. A Figura 4.6 apresenta o desempenho do sistema.

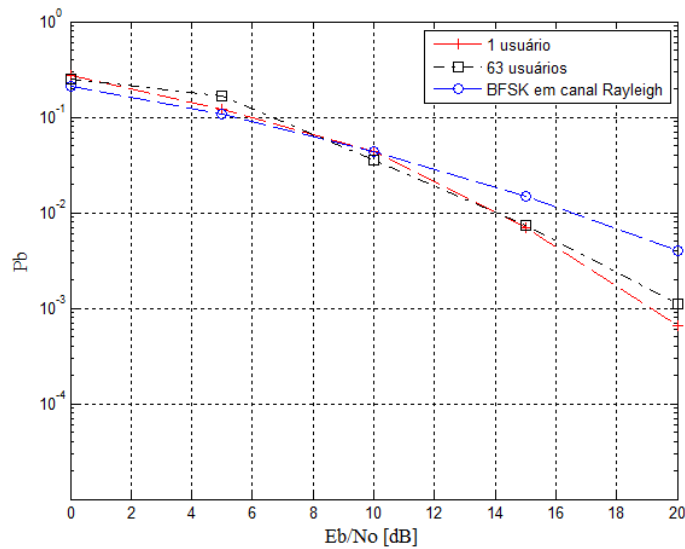


Figura 4.6 – Desempenho do sistema DC-MC-CDMA com FSC para canal Rayleigh plano.

O desempenho é semelhante para o sistema com usuário único e para a capacidade máxima devido a não existência da MUI neste cenário, onde o canal é plano. O sistema apresenta ainda um desempenho melhor que o modelo BFSK em canal Rayleigh utilizado como referência, para valores de E_b/N_0 superiores a 10 dB. Observa-se ainda que devido à transmissão em série do bloco CDM, a variação do canal ocorrendo a cada *chip* é prejudicial ao desempenho uma vez que a decorrelação entre os desvanecimentos prejudica a estimação da sequência mais provável pelo MLSE.

Na Figura 4.7 tem-se o resultado da simulação em um canal cujas características permanecem inalteradas por um intervalo maior ou igual ao tempo do bloco CDM. A mesma figura mostra que o desempenho torna-se superior ao modelo anterior para um número menor de usuários. Neste caso, o bloco CDM constituídos de M *chips* CDM, sofre pouca ou nenhuma variação na degradação durante sua passagem ao canal, *chip a chip*. Assim, existe o favorecimento para a redução nos erros em rajada.

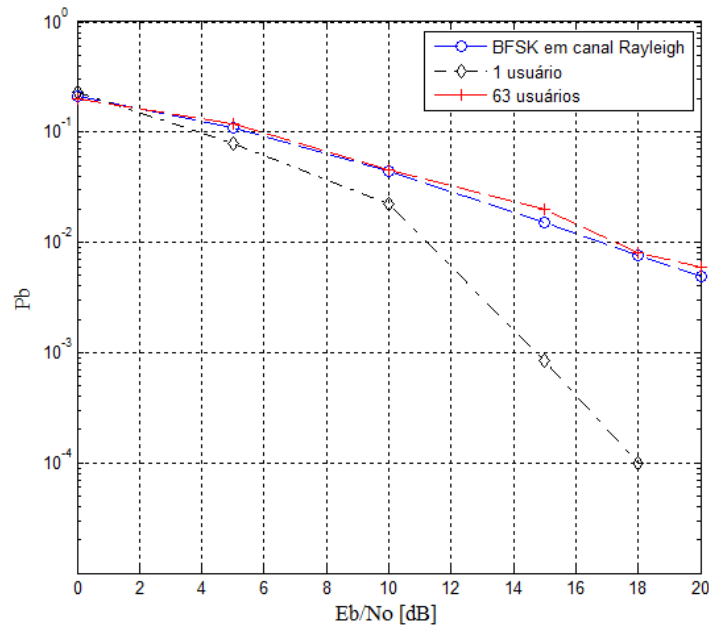


Figura 4.7 – Desempenho do sistema DC-MC-CDMA com FSC para canal Rayleigh lento.

A alteração do desempenho com a quantidade de usuários deve-se ao surgimento da MUI neste tipo de canal.

4.5 Simulação do sistema DC-MC-CDMA com FSC em canal Rayleigh plano por portadora

O sistema proposto foi simulado em canal com desvanecimento Rayleigh plano por portadora. Neste canal, cada uma das 64 portadoras sofre ação de uma variável Rayleigh independente. Foram experimentadas duas situações onde o desvanecimento é alterado a cada chip CDM bem como em intervalos maiores que o tempo de um bloco CDM. Os resultados desta simulação podem ser verificados na Figuras 4.8. Observa-se que a diversidade em frequência auxilia na recuperação do *chip* CDM, uma vez que 64 cópias do mesmo *chip* são afetadas de forma independente pelo canal. Novamente se observa a presença da MUI deslocando a curva de desempenho para a direita com o acréscimo do número de usuários. Utilizou-se a equalização MMSE para restauração do sinal degradado pelo canal.

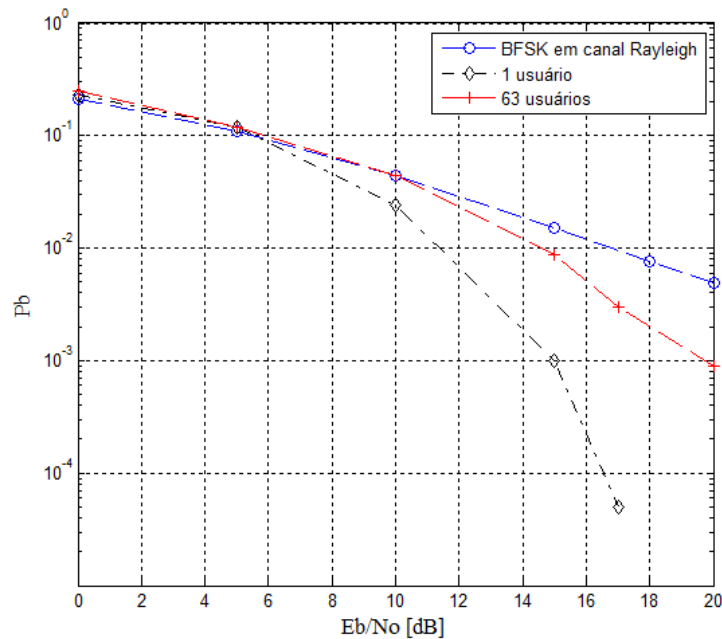


Figura 4.8 – Desempenho do sistema DC-MC-CDMA com FSC para canal Rayleigh plano por portadora com alteração a cada símbolo transmitido.

4.6 Simulação do sistema DC-MC-CDMA com FSC em canais com múltiplos percursos fixos e variáveis no modelo TDL

O sistema foi simulado nas condições de canal com múltiplos percursos fixos e variantes no tempo. Assim como em [22] foram escolhidos os canais com resposta impulsiva $h_1 = \delta(t) + 0,6\delta(t - \tau_3) + 0,2\delta(t - \tau_5)$ e $h_2 = \delta(t) + 0,3\delta(t - \tau_3) + 0,05\delta(t - \tau_5)$, bem como as versões com desvanecimento Rayleigh $h_3 = R_1\delta(t) + 0,6R_2\delta(t - \tau_3) + 0,2R_3\delta(t - \tau_5)$ e $h_4 = R_1\delta(t) + 0,3R_2\delta(t - \tau_3) + 0,05R_3\delta(t - \tau_5)$ onde R_1 , R_2 e R_3 são variáveis Rayleigh atualizadas na mesma taxa de transmissão do sistema. O intervalo de tempo entre cada percurso é igual ao tempo de chip da sequência de espalhamento. As Figuras 4.9 e 4.10 apresentam os resultados destas simulações.

Diferentemente da proposta em [22], onde o canal foi obtido através da transformada de Fourier de sua resposta impulsiva, o canal foi simulado a partir do modelo TDL. Neste modelo, o desvanecimento provocado pelo canal não foi compensado por nenhum método de equalização na recepção. Neste caso, o desempenho apresentado pelo sistema demonstra que a técnica do duplo código de espalhamento não apresentou benefícios na melhoria da resposta do sistema. Isso se deve ao fato do modelo TDL

provocar a ISI, onde as componentes defasadas dos diversos percursos se sobrepõem no receptor, degradando seu desempenho. Para se minimizar esse efeito faz-se necessária a utilização de técnicas de compensação dos efeitos do canal, como a adição da extensão cíclica aos símbolos transmitidos ou a adoção de equalizadores no domínio do tempo como em [32].

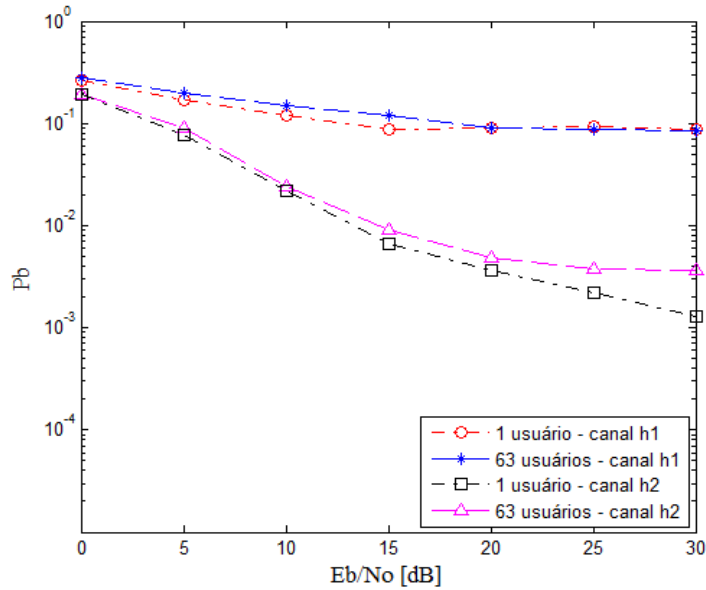


Figura 4.9 – Desempenho do sistema DC-MC-CDMA com FSC para canal com múltiplos percursos invariantes no tempo.

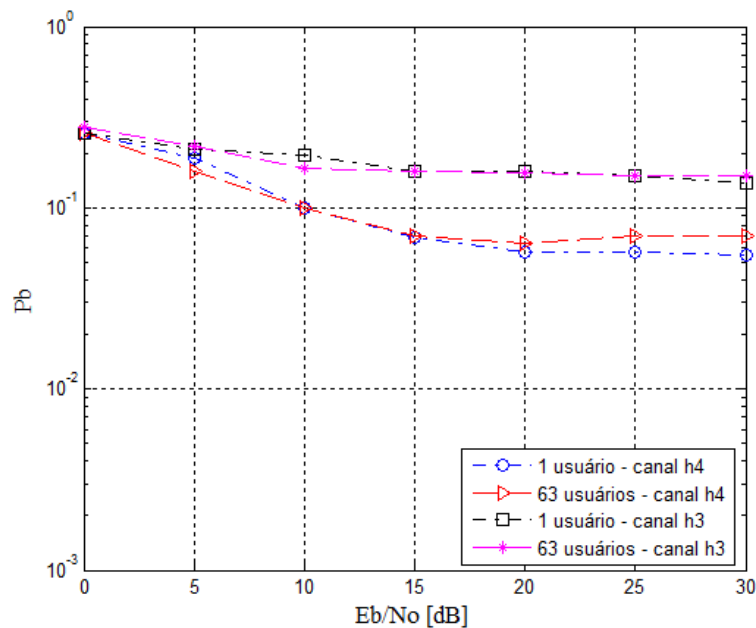


Figura 4.10 – Desempenho do sistema DC-MC-CDMA com FSC para canal com múltiplos percursos variantes no tempo.

4.7 Simulação do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC em canal Rayleigh plano

Para a simulação do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC proposto, foram selecionados dois canais com desvanecimento plano em que o ganho do canal obedece a uma única variável Rayleigh **real**. No primeiro, a variável altera seu valor a cada símbolo OFDM transmitido. No segundo, a variável permanece inalterada por um intervalo aleatório igual ou superior a um símbolo OFDM.

As Figuras 4.11 e 4.12 apresentam os resultados obtidos com a simulação e a resposta do sistema proposto em [23] como referência. Observa-se na Figura 4.11 que a variação do canal a cada símbolo OFDM transmitido não compromete o desempenho do sistema para o caso do usuário único, com base na resposta obtida pelo sistema de referência. Com o acréscimo do número de usuários o desvanecimento provocado conduz o sistema a uma degradação do desempenho onde o acesso multiusuário proporciona, juntamente com o canal, situações de coincidências entre as sequências código utilizadas pelo usuário de referência.

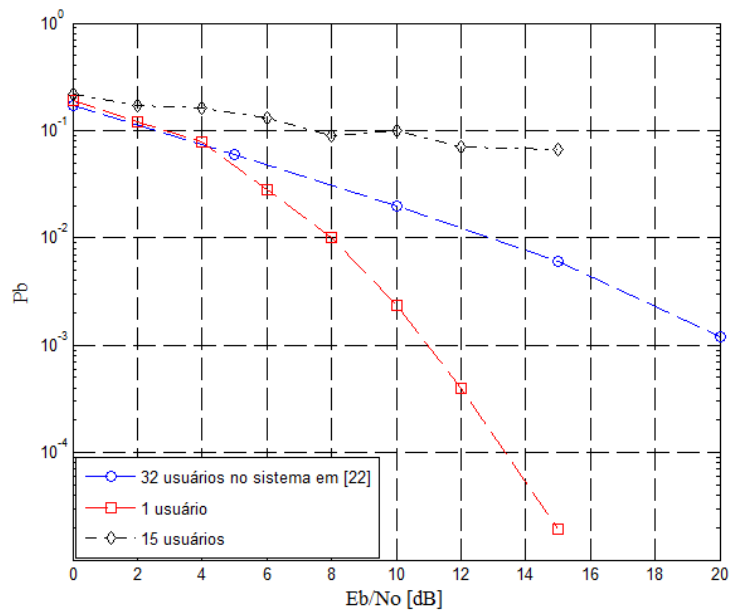


Figura 4.11– Desempenho do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC para canal com desvanecimento Rayleigh plano, com alteração de ganho ocorrendo a cada símbolo transmitido.

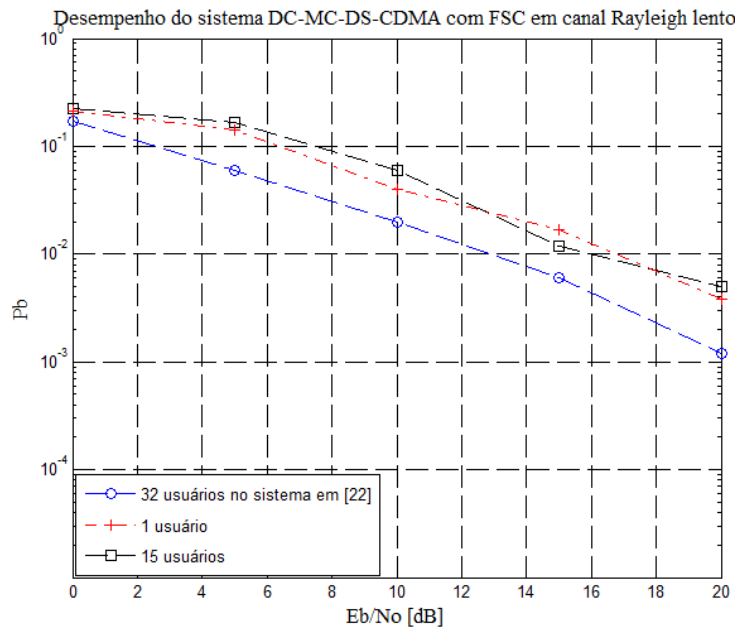


Figura 4.12– Desempenho do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC para canal com desvanecimento Rayleigh plano, com alteração do ganho real ocorrendo em intervalos maiores que o período do símbolo OFDM.

Na Figura 4.12, nota-se que o desempenho do sistema é pior que o modelo apresentado em [23]. Os sistemas simulados não contemplam entrelaçamento de bits para minimizar os efeitos de erros em rajada. Com a variação lenta do canal, todo o bloco CDM que é transmitido simultaneamente por $M = 8$ subportadoras vizinhas está sujeito ao desvanecimento profundo, comprometendo assim a inteligibilidade da informação recebida em todo o bloco CDM. Diferentemente da técnica MC-CDMA tipo cópia, a única diversidade aplicada neste sistema provém do uso da FWHT, que se demonstra insuficiente para manter o bom desempenho da comunicação neste cenário, uma vez que para canais planos, a diversidade em frequência não atribui ganho ao sistema.

4.8 Simulação do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC em canal com múltiplos percursos

Conforme visto no **Capítulo 2**, no canal com propagação por múltiplos percursos, as réplicas do sinal transmitido se sobrepõem no momento da recepção do sinal causando a distorção do sinal resultante, ou ISI. No sistema proposto em [23], todos os ecos do sinal chegam dentro do intervalo de tempo de guarda do símbolo OFDM, não gerando, portanto, a ISI. No sistema aqui proposto adotou-se o espalhamento de atraso máximo igual a $4t_c$, adequado para comunicação em canal externo, cujo tempo entre o percurso dominante e o

último eco é de aproximadamente 32 microssegundos. Tal adoção é feita tomando-se como base a característica da utilização do duplo código de espalhamento cujo critério de seleção permite a cobertura de ecos de até $q = 4t_c$ segundos, para um polinômio gerador de seqüências de grau 5. Com esse polinômio são geradas 31 seqüências de máximo comprimento, onde 15 pares são escolhidos para permitir o acesso multiusuário ao sistema.

O sistema foi simulado em canais cujas respostas ao impulso são dadas por $h_1 = \delta(t) + 0,3\delta(t - \tau_1) + 0,05\delta(t - \tau_4)$ e $h_2 = R_1\delta(t) + 0,3R_2\delta(t - \tau_1) + 0,05R_3\delta(t - \tau_4)$. As variáveis R_1, R_2 e R_3 são responsáveis pela variação temporal do canal. A Figura 4.13 apresenta o desempenho do sistema frente aos canais invariante e variante no tempo.

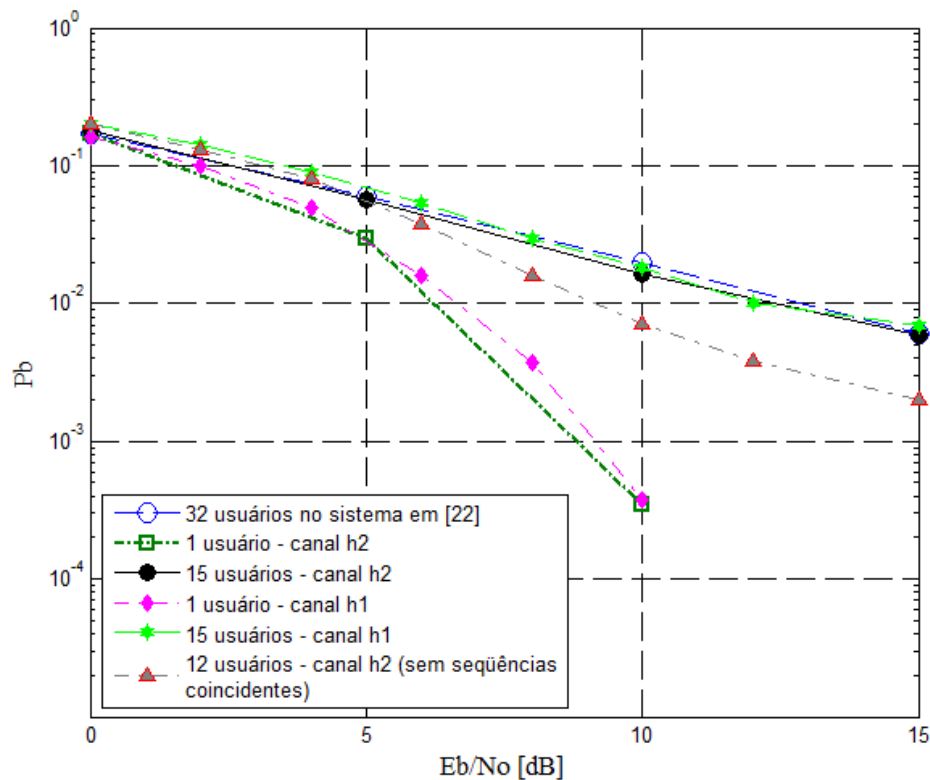


Figura 4.13– Desempenho do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC para canal com múltiplos percursos variante e invariante no tempo.

Observa-se nos cenários da Figura 4.13 que mesmo com o espalhamento de atraso superior ao tempo de guarda do símbolo OFDM, que corresponde a 16 amostras adicionadas as 64 amostras úteis do símbolo OFDM, a operação do sistema é possível, exceto para o caso onde as seqüências de outros usuários em um percurso qualquer coincidem com as seqüências do usuário de referência. Quando ocorre a coincidência

observa-se uma degradação no desempenho com tendência a estabilidade da P_b em aproximadamente 10^{-2} para a simulação com 15 usuários neste ambiente. Removendo-se os usuários que utilizam códigos coincidentes, observa-se uma melhora no desempenho.

Para evitar a ocorrência de sequências coincidentes em canais com múltiplos percursos, devem ser adotados polinômios geradores de sequências código distintos para o conjunto de usuários do sistema.

Ainda na Figura 4.13, é possível notar a degradação no desempenho em função do número de usuários. Tal efeito parece, novamente, ser provocado pela contaminação das variáveis de decisão y_2 e y_1 que juntas formam a variável de estimação do *chip* CDM enviado. Assim sendo, a decisão pelo nível de tensão do *chip* CDM mais próximo fica comprometida.

CAPÍTULO 5

Comentários e conclusões

5.1 Considerações finais

Neste trabalho o autor apresentou um estudo sobre os sistemas CDMA com portadora única e multiportadora, onde foram descritas suas principais vantagens e características para aplicações em comunicação móvel.

As técnicas abordadas neste trabalho demonstram que os estudos na área de acesso múltiplo por divisão de código continuam resultando em propostas para melhorias na comunicação, sendo elas voltadas para o aumento da capacidade de usuários no sistema, redução da interferência de múltiplo acesso e/ou aumento da taxa efetiva de comunicação. Os sistemas de comunicações móveis de 4ª e 5ª gerações possuem diversas propostas [15-17] baseadas neste tipo de tecnologia, justificando suas qualidades e oportunidades para exploração da técnica CDMA.

As propostas apresentadas neste trabalho, nomeadas DC-MC-CDMA com FSC e DC-MC-DS-CDMA com FSC são baseadas em sistemas recentemente propostos por pesquisadores da área e demonstraram que, em canais com múltiplos percursos, a técnica DC-MC-DS-CDMA apresenta vantagens pelo fato de aumentar a robustez do sistema originalmente proposto em [23] quando a comunicação se processa onde o espalhamento de atraso não pode ser compensado pelo tempo de guarda do símbolo OFDM. Para o funcionamento da técnica, é importante ressaltar que o sincronismo deve ser feita sempre no percurso de maior intensidade do sinal recebido. Entretanto, foi constatado que o sistema utilizando duplo código de espalhamento é sensível ao número de usuários do sistema. Acredita-se que com a alteração no comprimento da sequência código, essa degradação possa ser minimizada.

Por outro lado, a técnica DC-MC-CDMA com FSC demonstrou que, sem uma adequada equalização, os canais com desvanecimento plano e seletivos contribuem para o surgimento da MUI, ocasionando em um desempenho aquém dos sistemas já existentes. Para canais AWGN e canais com desvanecimento rápido, o uso da FWHT garante um bom desempenho, mesmo com a capacidade máxima de usuários. Isso se deve também ao fato da diversidade atribuída à técnica MC-CDMA tipo cópia, adotada no sistema.

Em comparação com o sistema proposto em [23], o ambiente de comunicação móvel adotado neste trabalho possui características de ambiente externo, enquanto o ambiente em [23] apresenta parâmetros de canal interno. Tal diferenciação se deve ao fato do ambiente interno possuir características de desvanecimento que podem ser corrigidas com, por exemplo, o tempo de extensão cíclica do símbolo OFDM. Já os canais com características de ambiente externo exigem outros artifícios dos sistemas para aumentar a robustez da comunicação. A utilização do código duplo permitiu a obtenção de desempenho satisfatório com um baixo número de usuários, devido ao comprimento da sequência código, em um canal externo. Outra possibilidade para melhoria no desempenho do sistema proposto neste trabalho é a utilização do receptor *rake*. A simulação foi baseada em um receptor para percurso único, sintonizado no percurso de maior intensidade. Para espalhamentos de atraso superiores ao tempo de *chip* é comum a adoção do modelo *rake* na recepção.

Vale, neste ponto, enfatizar a utilização de ferramentas de simulação que facilitam a compreensão de sistemas completos de comunicação. Com o adequado uso de tais facilidades é possível compreender e exercitar os conceitos relacionados às tecnologias voltadas para as comunicações móveis, algo pouco praticável devido ao elevado grau de complexidade envolvendo os dispositivos que compõem esses sistemas.

5.2 Outros benefícios da WHT

A WHT empregada nos sistemas propostos em [23], na sua versão FWHT, foi utilizada como método para obtenção de diversidade em frequência, sem provocar aumento da banda ocupada no sistema. Neste método, cada chip transporta uma composição de bits da informação do usuário sendo, portanto, uma forma de diversificação de percursos para a informação se propagar.

Outra utilização para a WHT descrita em [28] refere-se ao emprego da mesma para a redução da taxa de ceifamento do símbolo OFDM. Esse ceifamento ocorre devido à existência de picos de amplitude no sinal OFDM, que, ao serem aplicados a amplificadores de sinal, fazem com que esses saiam da região linear de trabalho e entrem na região de corte. Em [33], a mesma aplicação desta transformada reduz a razão entre picos de potência e a média de potência do sinal, *peak-to-average power ratio* (PAPR).

5.3 Propostas para estudos futuros

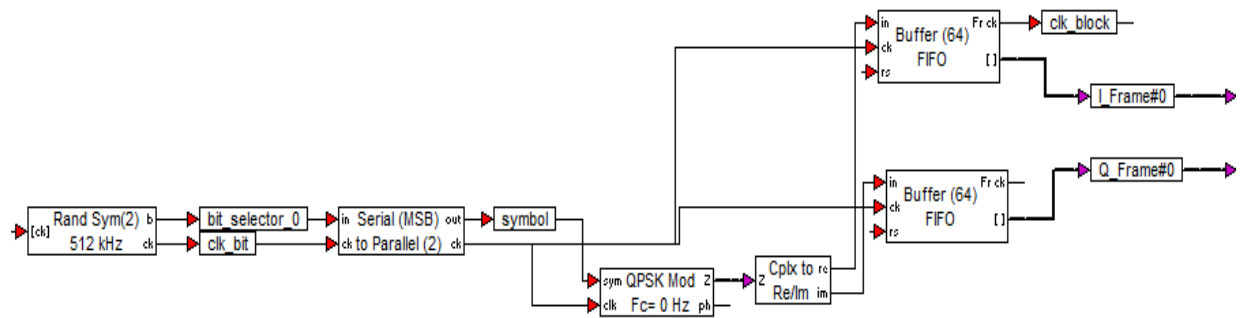
Constatou-se nesta dissertação que o sistema DC-MC-CDMA com FSC necessita de uma equalização mais eficiente para se obter uma melhoria no desempenho deste em canais com desvanecimento plano. Lembrando que a variação do canal durante a transmissão do bloco CDM, mesmo permanecendo constante durante a transmissão dos símbolos, prejudica o desempenho final da comunicação. A aplicação da técnica combinação por menor erro médio quadrático – *minimum mean square error combining* (MMSEC) proposta em [29] e [30] pode trazer melhorias ao sistema proposto e constitui uma interessante proposta para continuação deste trabalho.

No sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC foi utilizado o modulador OFDM juntamente com a FWHT. Conforme [28] e [33], a aplicação da WHT em sistemas OFDM reduz a probabilidade de ceifamento do símbolo. O estudo dessas características pode ser realizado tendo esse trabalho como base para experimentação.

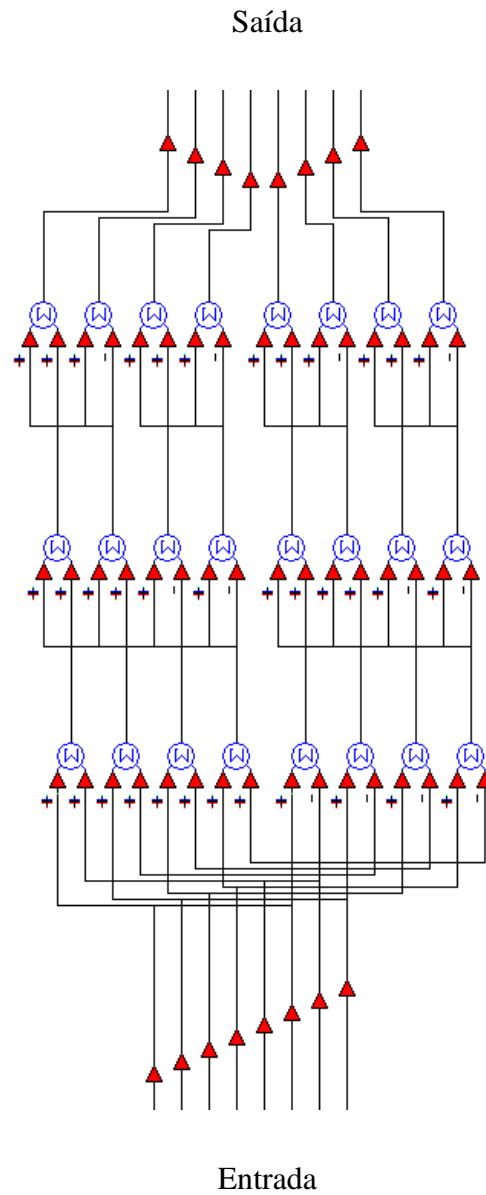
Uma vez que os sistemas DS-CDMA e MC-CDMA são considerados equivalentes duais nos domínios do tempo e da frequência [31], uma interessante investigação pode ser realizada na substituição dos canais e receptor *rake* simulados em seus equivalentes duais no domínio da frequência, para uma análise e confirmação de desempenho.

APENDICE A

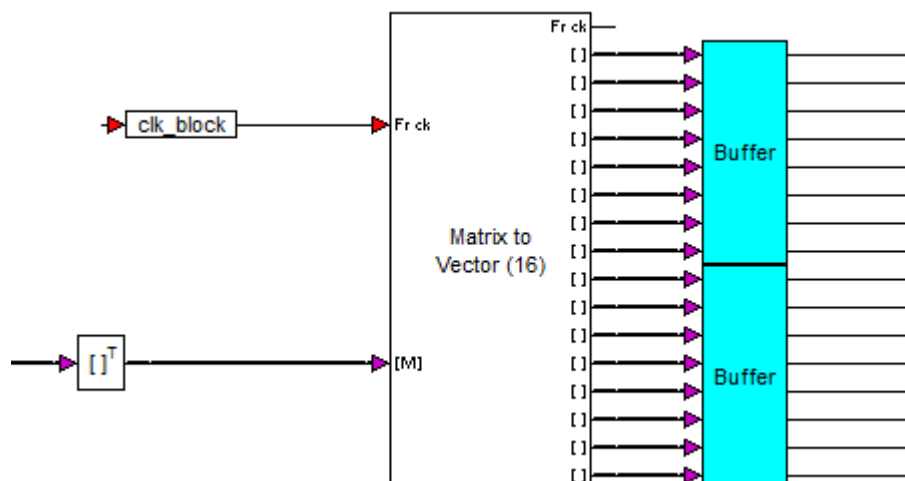
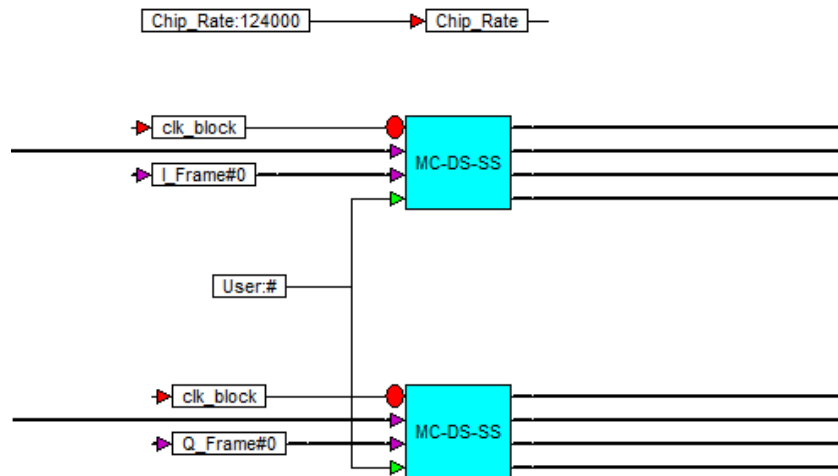
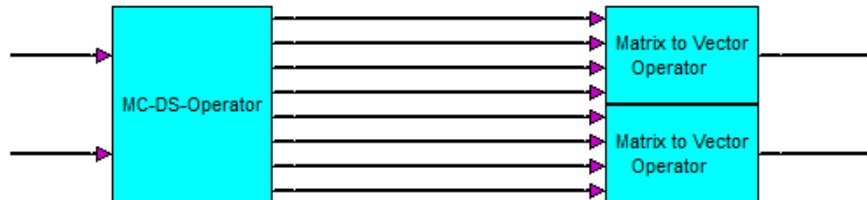
A.1 Bloco usuário do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC



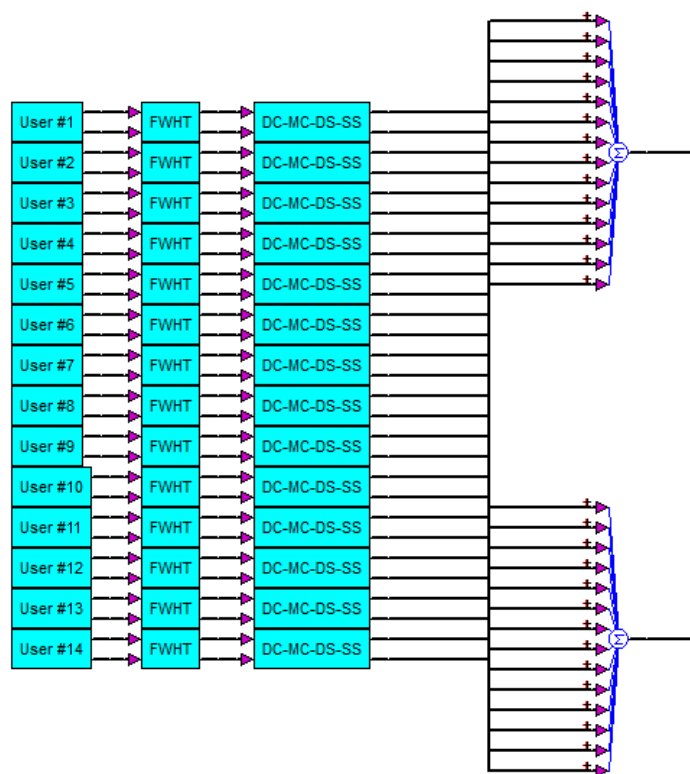
A.2 Bloco FWHT do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC



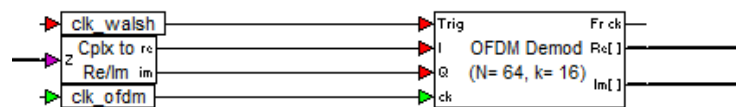
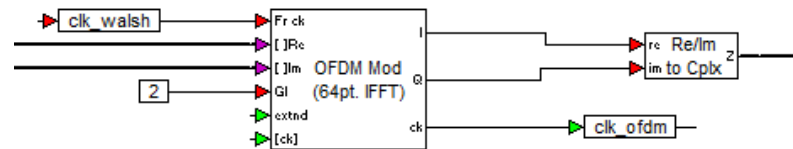
A.3 Bloco MC-DS-SS do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC



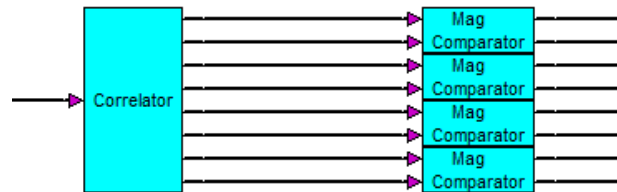
A.4 Bloco outros usuários do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC



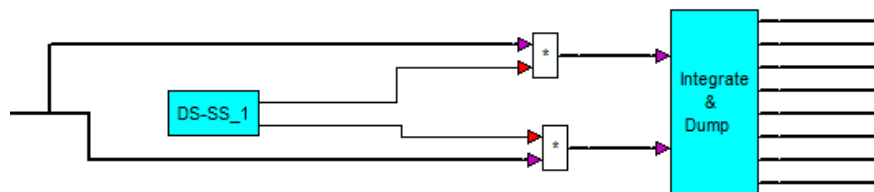
A.5 Blocos modulador e demodulador OFDM do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC



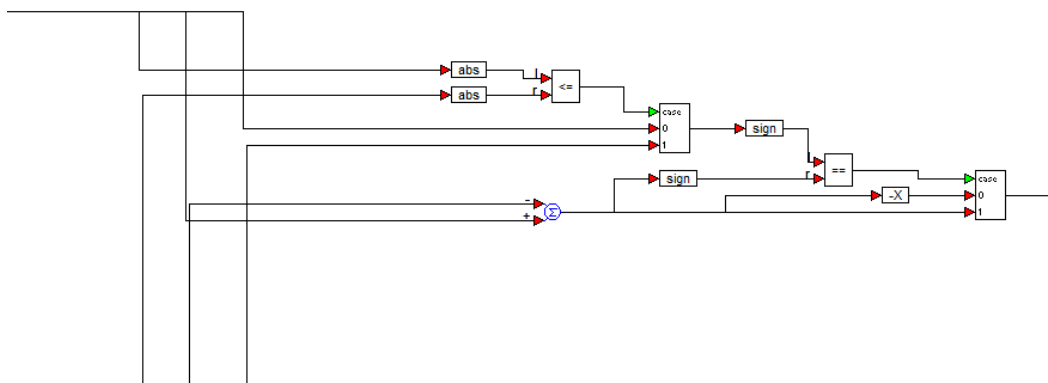
A.6 Bloco DC-MC-DS-SS inverso do sistema DC-MC-DS-SS-CDMA com FSC



Operador MC-DS-SS Inverso

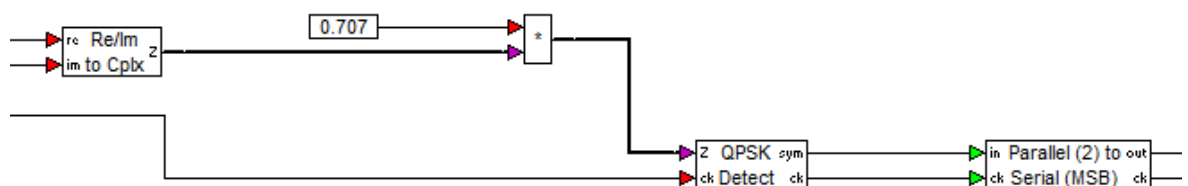
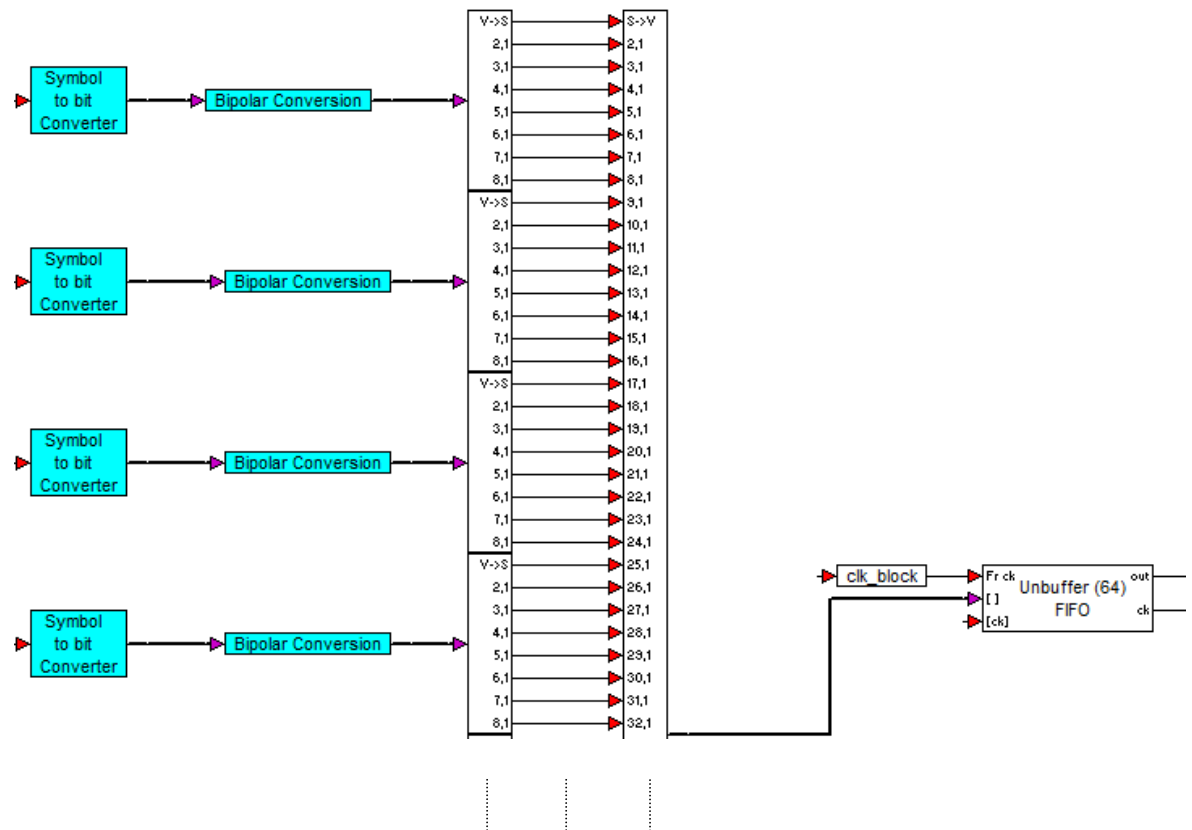


Bloco correlator

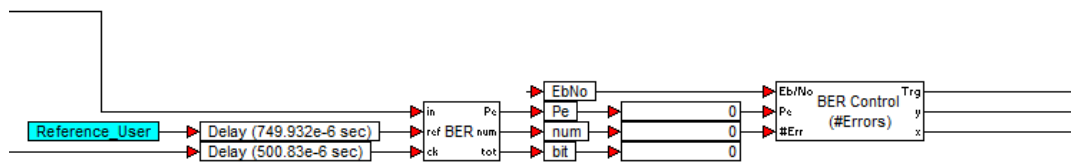
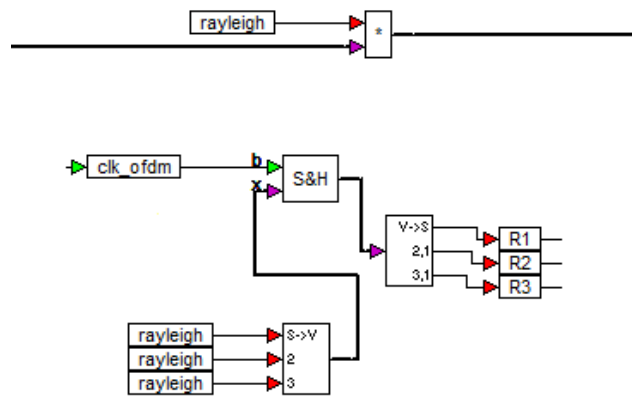


Bloco comparador

A.7 Blocos conversor de símbolos para *bits* e demodulador QPSK do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC



A.8 Blocos canal Rayleigh e Estimador da BER do sistema DC-MC-DS-CDMA com FSC



APENDICE B – ROTINAS EM MATHCAD®

B.1 Rotina para estimação da sequência transmitida pelo método MMSE em Mathcad® para o VisSim/Comm®

Com base no conhecimento de todos os possíveis blocos CDM passíveis de transmissão, o programa abaixo retorna o índice do vetor correspondente à menor distância Euclidiana entre este e o vetor recebido. A saída desta rotina informa o índice a ser convertido para o formato de bits.

$$\begin{array}{cccccccc}
 S_0 := \begin{pmatrix} -8 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} & S_1 := \begin{pmatrix} -6 \\ 2 \\ 2 \\ 2 \\ 2 \\ 2 \\ 2 \\ 2 \end{pmatrix} & S_2 := \begin{pmatrix} -6 \\ -2 \\ 2 \\ -2 \\ 2 \\ -2 \\ 2 \\ -2 \end{pmatrix} & S_3 := \begin{pmatrix} -4 \\ 0 \\ 4 \\ 0 \\ 4 \\ 0 \\ 4 \\ 0 \end{pmatrix} & \dots & S_{252} := \begin{pmatrix} 4 \\ 0 \\ -4 \\ 0 \\ -4 \\ 0 \\ -4 \\ 0 \end{pmatrix} & S_{253} := \begin{pmatrix} 6 \\ 2 \\ -2 \\ 2 \\ -2 \\ 2 \\ -2 \\ 2 \end{pmatrix} & S_{254} := \begin{pmatrix} 6 \\ -2 \\ -2 \\ -2 \\ -2 \\ -2 \\ -2 \\ -2 \end{pmatrix} & S_{255} := \begin{pmatrix} 8 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}
 \end{array}$$

```

k0 := | maxindex ← 0
      | maxproduto ← 0
      | for i ∈ 0..255
      |   | produto ← (in0T · Si)0
      |   | maxindex ← | i if produto > maxproduto
      |   |               | maxindex otherwise
      |   | maxproduto ← | produto if produto > maxproduto
      |   |                 | maxproduto otherwise
      | ( maxindex )
      | ( maxproduto )

```

out0 := k0₀

B.2 Rotina para geração das seqüências m e seleção dos pares com q chips iniciais idênticos

```

m := 5
P := (1 1 1 0 1 1)

N := 2m - 1
x := | Zm-1 ← 1
      | for i ∈ 0.. N - 1
      |   | Xi ← mod [ ∑j=0m-1 Zj (PT)j,2 ]
      |   | for j ∈ m - 1.. 1
      |   |   Zj ← Zj-1
      |   | Z0 ← Xi
      | reverse(X)
      |
      | i := 0.. (N - 1)
      |
S := | XN-1, N-1 ← 0
      | for j ∈ 0.. N - 1
      |   for u ∈ 0.. N - 1
      |     (X<j>)mod(u+j, N) ← xu
      | X
      |
Pares := | C ← 0
          | for u ∈ 0.. N - 1
          |   | iu ← ∑k=uN-1 k · (k ≠ u) · (submatrix(S<u>, 0, m - 2, 0, 0) = submatrix(S<k>, 0, m - 2, 0, 0))
          |   | if iu ≠ 0
          |   |   | AC,0 ← u
          |   |   | AC,1 ← iu
          |   |   | C ← C + 1
          |   |
          |   | A
          |

```

user := in2

j := 0..30

$\text{Sn}_{i,j} := \text{S}_{i,j} \cdot 2 - 1$

s := 0..63

$$X := \left| \begin{array}{l} \text{for } t \in 0..15 \\ T^{(t)} \leftarrow \left| \begin{array}{l} \text{in0}_t \cdot \text{Sn}^{\langle \text{Pares}_{\text{user},0} \rangle} \text{ if } \text{in1}_t < 0 \\ \text{in0}_t \cdot \text{Sn}^{\langle \text{Pares}_{\text{user},1} \rangle} \text{ otherwise} \end{array} \right. \\ T \end{array} \right.$$

out0 := X^T

$$Y := \left| \begin{array}{l} \text{for } t \in 16..31 \\ T^{(t)} \leftarrow \left| \begin{array}{l} \text{in0}_t \cdot \text{Sn}^{\langle \text{Pares}_{\text{user},0} \rangle} \text{ if } \text{in1}_t < 0 \\ \text{in0}_t \cdot \text{Sn}^{\langle \text{Pares}_{\text{user},1} \rangle} \text{ otherwise} \end{array} \right. \\ T \end{array} \right.$$

out1 := submatrix(Y , 0, 30, 16, 31) T

$$W := \left| \begin{array}{l} \text{for } t \in 32..47 \\ T^{(t)} \leftarrow \left| \begin{array}{l} \text{in0}_t \cdot \text{Sn}^{\langle \text{Pares}_{\text{user},0} \rangle} \text{ if } \text{in1}_t < 0 \\ \text{in0}_t \cdot \text{Sn}^{\langle \text{Pares}_{\text{user},1} \rangle} \text{ otherwise} \end{array} \right. \\ T \end{array} \right.$$

out2 := submatrix(W , 0, 30, 32, 47) T

$$Z := \left| \begin{array}{l} \text{for } t \in 48..63 \\ T^{(t)} \leftarrow \left| \begin{array}{l} \text{in0}_t \cdot \text{Sn}^{\langle \text{Pares}_{\text{user},0} \rangle} \text{ if } \text{in1}_t < 0 \\ \text{in0}_t \cdot \text{Sn}^{\langle \text{Pares}_{\text{user},1} \rangle} \text{ otherwise} \end{array} \right. \\ T \end{array} \right.$$

out3 := submatrix(Z , 0, 30, 48, 63) T

REFERÊNCIAS

- [1] S. Kaiser S. and K. Fazel, *Multi-Carrier and Spread Spectrum System*, Wiley, England, 2003.
- [2] N. Yee et al., *Multi-Carrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks*, Proc. of IEEE PIMRC '93, Yokohama, Japan, Sept. 1993, pp.109-13.
- [3] V.M da Silva and E. S. Souza, *Multicarrier Orthogonal CDMA Signals for Quasi-synchronous Communication Systems*, IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 12, pp. 842–852, June 1994.
- [4] T. S. Rappaport, *Wireless Communications Principles and Practice*, Second Edition, Prentice Hall, New Jersey, 2001.
- [5] A. L. Molisch and J. R. Forester, *Channel Models for Ultrawideband Personal Area Networks*, IEEE Wireless Commun., Dec. 2003.
- [6] H. Hashemi, *The Indoor Radio Propagation Channel*, Proc. of the IEEE, Vol. 81, No. 7, July 1993.
- [7] S. Y. Seidel and T.S. Rappaport, *914 MHz Path Loss Prediction Models for Indoor Wireless Communication in Multifloored Buildings*, IEEE Trans. on Antennas and Propagation , Vol. 40, No. 2, Feb. 1992.
- [8] T.S. Rappaport, *The Wireless Revolution*, IEEE Comm. Magazine, pp. 52-71, Nov. 1991.
- [9] J. B. Andersen et al, *Propagation Measurements and Models for Wireless Communications Channels*, IEEE. Comm, Magazine, Vol. 33, No.1, pp. 42-49, Jan. 1995.

- [10] D. A. Guimarães, *Digital Transmission: A Simulation-Aided Introduction with VisSim/Comm*, Springer, Berlin, 2009.
- [11] S. J. Howard and K. Pahlavan, *Measurement and analysis of the indoor radio channel in the Frequency Domain*, IEEE Trans. on Instrum. and Measurement, Vol. 39, pp. 751–755, Oct. 1990.
- [12] R. L. Pickholtz et al., *Theory of Spread-Spectrum Communications – A Tutorial*, IEEE Trans. on Comm., Vol. Com-30, No. 5, May 1982.
- [13] R. L. Pickholtz et al., *Spread Spectrum for Mobile Communications*, IEEE Trans. on Veh. Technology, Vol. 40, No. 2, May 1991.
- [14] L. Harte et al., *CDMA IS-95 for Cellular and PCS*, McGraw-Hill Telecommunications, 1999.
- [15] T.S. Rappaport, et al., *Wireless Communications: Past Events and a Future Perspective*, IEEE Comm. Magazine, 50th Anniversary Commemorative Issue, May 2002.
- [16] A.C. McCormick and E. A. Al-Susa, *Multicarrier CDMA for future generation mobile communication*, Electronics & Communication Engineering Journal, pp. 52-60, April 2002.
- [17] R. Fantacci, et al., *Perspectives for Present and Future CDMA-Based Communications Systems*, IEEE Comm. Magazine, Vol. 43, No. 2, pp. 95-100, Feb. 2005.
- [18] E. H. Dinan and B. Jabbari, *Spreading Codes for Direct Sequence CDMA and Wideband CDMA Cellular Networks*, IEEE Comm. Magazine, Vol. 36, No. 9, pp. 48-54, Sept. 1998.
- [19] P. Jung, et al., *Advantages of CDMA and Spread Spectrum Techniques over FDMA and TDMA in Cellular Mobile Radio Applications*, IEEE Trans. on Veh. Technology, Vol. 42, No. 3, pp. 357-365, Aug. 1993.
- [20] R. Price and P. E. Green, *A Communication Technique for Multipath Channels*, *Proceedings of the IRE*, Vol. 46, Issue 3, pp. 555-570, Mar. 1958.

- [21] H. Zare and D. Liu, *A Novel Modulation and Demodulation Technique for the Downlink of Spread Spectrum Multipath Channels*, IEEE Comm. Letters, Vol. 08, No. 04, pp. 208-210, April 2004.
- [22] D. A. Nunes, and D. A. Guimarães, *MC-CDMA System with Double Spreading Codes for MAI Reduction in the Downlink Multi-Path Fading Channel*, In Proceedings of the Joint IST Workshop on Sensor Networks & Symposium on Trends in Communications, SympoTIC'06, Bratislava, Slovakia, pp. 76-79, June 2006.
- [23] H. Matsutani and M. Nakagawa, *Multi-Carrier DS-CDMA Using Frequency Spread Coding*, IEICE Trans. Fundamentals, Vol. E82-A, No. 12, Dec. 1999.
- [24] M. H. Doniak, *Estudo da Transformada Walsh-Hadamard Aplicada à Transmissão OFDM*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Santa Catarina, 2006.
- [25] G. D. Forney Jr., *Maximum-Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Intersymbol Interference*, IEEE Trans. on Info. Theory, Vol. 18, No. 3, May 1972.
- [26] Y. Li and G. L. Stüber, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications*, Springer, 2003.
- [27] J. W. Cooley, et al., *Historical Notes on the Fast Fourier Transform*, IEEE Trans. Audio Electroacoust., Vol. AU-15, pp. 76-79, June 1967.
- [28] Y. Wu, et al., *On Some Properties of Walsh-Hadamard Transformed OFDM*, IEEE Veh. Technology Conference, Vol. 04, pp. 2096-2100, Dec. 2002.
- [29] F. Adachi, et al., *Performance of Multicode DS-CDMA using Frequency Domain Equalisation in Frequency Selective Fading Channel*, IEEE Elect. Letters, Vol. 39, No. 02, pp. 239-241, Jan. 2003.
- [30] S. Hara and R. Prasad, *Design and Performance of Multicarrier CDMA System in Frequency-Selective Rayleigh Fading Channels*, IEEE Trans. on Veh. Technology, Vol. 48, No. 05, Sept. 1999.

- [31] P. Bello, *Time-Frequency Duality*, IEEE Trans. on Infor. Theory, Vol. 10, No. 01, pp. 18-33, Jan. 1964.
- [32] S. Nahm and W. Sung, *Time-domain Equalization of the Orthogonal Multicarrier CDMA System*, in Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'96), London, UK, pp. 1583-1587, Nov. 1996.
- [33] M. Park, et al., *PAPR Reduction in OFDM Transmission using Hadamard Transform*, in IEEE International Conf. on Comm., New Orleans, LA, USA, pp. 430-433, Jun. 2000.