



SPOLM 2007

ISSN 2175-6295 Rio de Janeiro- Brasil, 08 e 09 novembro de 2007.

## A SIMULAÇÃO COMO FERRAMENTA DE AUXÍLIO NA AVALIAÇÃO DE UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO CDMA COM MULTIPLAS PORTADORAS

**Deolinda Fontes Cardoso**

Centro de Análises de Sistemas Navais – CASNAV - MB  
Praça Barão de Ladário s/ nº, Ilha das Cobras, Edifício 8, 3º andar – Centro  
deolinda@casnav.mar.mil.br

**Tiago Travassos Vieira Vinhoza e Raimundo Sampaio Neto**

Centro de Estudos em Telecomunicações da PUC-Rio - CETUC  
Rua Marques de São Vicente nº 225 – Gávea  
{vinhoza, raimundo}@cetuc.puc-rio.br

### Resumo

Com o advento da terceira geração de sistemas de comunicações móveis, diversas propostas vêm sendo pesquisadas para garantir as comunicações seguras em altas taxas, entre as quais se destaca o sistema com múltiplas portadoras ortogonais e acesso ao meio por divisão de código MC CDMA (*Multi Carrier Code Division Multiple Access*), foco deste estudo. Infelizmente, o desempenho das comunicações móveis é fortemente prejudicado pelos efeitos adversos do canal de rádio propagação, um meio bastante complexo que dificulta a construção de modelos analíticos eficazes. Assim, a estimação de canal é um fator crucial para a simulação do desempenho das transmissões digitais sem fio. Neste trabalho são apresentadas duas estratégias para melhorar o desempenho do sistema e o impacto das melhorias obtidas é avaliado através de simulação, em computador, pelo método Monte Carlo. O objetivo das simulações é verificar a eficiência das comunicações em termos da taxa de erro de bit (BER) *versus* razão sinal ruído (SNR), adotando o critério de decisão de máxima verossimilhança (*Maximum Likelihood*); quanto menor a BER, para uma determinada SNR, mais eficiente e robusto é o sistema.

**Palavras-Chaves:** Simulação; método Monte Carlo; e comunicações sem fio.

### Abstract

*This work investigates the BER x SNR performance of the MC-CDMA system. This system is promising wireless communication technology for next generations. Due the complexity of the propagation channel is very difficult to build effective analytical models for evaluation of the system. Then, channel estimation and computer simulation are necessities, to investigate the performance system. In this study the computer simulation is based in Monte Carlo method and maximum likelihood decision.*

**Keywords:** *Simulation; Monte Carlo method; and wireless communication.*

## 1. INTRODUÇÃO

O principal desafio dos sistemas de comunicação sem fio é a efetiva supressão da interferência e a eliminação dos efeitos adversos do canal de rádio propagação mantendo uma complexidade computacional atrativa. Considerando a natureza assimétrica da maioria dos serviços móveis, a transmissão em alta taxa no enlace direto é o principal limitador do desempenho dos sistemas. Primeiro porque em altas taxas os efeitos adversos do multipercurso, provocado pelo ambiente de propagação, são ainda mais hostis aumentando a interferência entre símbolos (ISI). Segundo devido ao crescente aumento do número de usuários que tentam, simultaneamente, acessar recursos comuns causando, assim, a interferência de múltiplo acesso (IMA) [1].

Uma técnica considerada bastante promissora é a CDMA (*Code Division Multiple Access*) de múltiplo acesso (ao meio de propagação) por divisão de código [2]; na qual os usuários são separados pela designação de códigos ortogonais distintos, o que permite transmissões simultâneas em toda a banda disponível. Contudo, o efeito de multipercurso destrói a ortogonalidade dos códigos e a IMA aparece como o principal limitador da capacidade. Por outro lado, essa técnica quando associada ao esquema de modulação em múltiplas frequências ortogonais, conhecido como OFDM, (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) originou diversas propostas de sistemas com múltiplas portadoras MC (*Multi Carrier*) [3,4,5]; nos quais através da engenhosa solução de inserção de um período de guarda, é possível converter o canal seletivo em frequência em um conjunto de subcanais planos e paralelos [6], mitigando a ISI. Um desses sistemas, o MC CDMA (*Multi Carrier Code Division Multiple Access*) incorporando intervalo de guarda do tipo sufixo de zeros ZP (*Zero Padding*) é o foco deste trabalho. Entretanto, nesse sistema, ainda, persiste a IMA que limita fortemente o seu desempenho.

Nas comunicações móveis dois tipos de enlaces são possíveis: o direto e o reverso. No enlace direto as transmissões ocorrem no sentido da estação rádio base para as estações móveis, e vice-versa no enlace reverso. Para o enlace reverso existem promissoras propostas de receptores de múltiplos usuários capazes de mitigar a IMA. Em contrapartida, para o enlace direto somente podem ser empregados receptores de único usuário, e assim, a etapa de estimação de canal é o fator crucial para a melhoria da capacidade do sistema [7].

Devido à enorme dificuldade de analisar teoricamente o desempenho do sistema o emprego de simulação, em computador, é a abordagem mais adequada. Dessa forma, o objetivo deste trabalho é apresentar a simulação do sistema MC CDMA como uma ferramenta de auxílio para investigar o seu desempenho. Com o intuito de melhorar a qualidade dos estimadores de canal, necessários no modelo de simulação, são propostas duas estratégias de melhoria para aumentar a capacidade do sistema. A primeira estratégia consiste em aplicar uma transformação linear na estimativa convencional com o objetivo de eliminar componentes indesejáveis. A segunda estratégia consiste em aplicar uma restrição inicial na minimização da função de custo para forçar a estimativa inicial a pertencer ao subespaço onde a verdadeira resposta em frequência do equivalente discreto do canal tem que estar contida [8,9]. A função de custo adotada é a de mínimo erro médio quadrático MMSE (*Minimum Mean Square Error*) [10].

O método de simulação de Monte Carlo MMC foi escolhido por apresentar uma estrutura simples e bastante flexível; e por permitir obter as distribuições mais prováveis neste problema de complexidade exponencial [11].

Este trabalho está organizado da seguinte forma: a Seção 2 aborda o modelo do sistema multiportadora; na Seção 3 são descritas as análises matemáticas para obtenção das estimativas de canal assistidas por símbolos piloto e são apresentadas as duas estratégias propostas para melhorar a estimativa de canal convencional; o modelo matemático da simulação é descrito na Seção 4; a Seção 5 apresenta os resultados da simulação; e as

conclusões do trabalho são descritas na Seção 6.

## 2. O MODELO MATEMÁTICO DO SISTEMA MULTIPORTADORA

O desenvolvimento matemático considera o enlace direto de uma célula com  $K$  usuários ativos com transmissões síncronas. Os símbolos transmitidos são modulados em constelações BPSK (*Binary Phase Shift Keying*). O canal multipercurso do equivalente discreto do sistema de transmissão e recepção é modelado como um filtro FIR (*Finite Impulse Response*) com  $L$  taps cujos ganhos são amostras da resposta ao impulso do equivalente passa-baixa do canal. É suposto que durante a transmissão de um bloco de símbolos de informação a resposta ao impulso do canal multipercurso permanece constante.

A resposta ao impulso, durante a transmissão do  $i$ -ésimo bloco, é representada pelo vetor:

$$\mathbf{h}_c(i) = [h_0(i) \dots h_{L-1}(i)]^T$$

### 2.1. O MODELO DO SISTEMA MC CDMA

Neste sistema os símbolos de cada usuário são multiplicados por uma seqüência de espalhamento contendo  $N$  chips, que são convertidos de serial para paralelo formando um bloco de dimensão  $N$  ao qual é aplicada a operação de Transformada Inversa Rápida de Fourier IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) de  $N$  pontos. A seguir, um intervalo de guarda de comprimento  $G$  (no mínimo igual a ordem do canal) é inserido, ao final de cada bloco, antes da transmissão. O bloco resultante de dimensão  $P$ , onde  $P = N + G$  é transmitido através do canal multipercurso, modelado por uma matriz de convolução Toeplitz  $P \times P$  triangular inferior, na qual a primeira coluna é a resposta ao impulso do canal estendida com zeros  $\mathbf{h} = [h_0(i) \dots h_{L-1}(i) 0 0 0]^T$ .

Na recepção o intervalo de guarda não é descartado e, assim, o vetor do sinal recebido após a aplicação da Transformada Direta de Fourier DFT (*Direct Fourier Transform*) de  $P$  pontos, pode ser expresso por:

$$\mathbf{r}(i) = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_D \mathbf{V} \mathbf{c}_k b_k(i) + \mathbf{n}(i) \quad (1)$$

onde  $b_k(i)$  é um escalar que representa o  $i$ -ésimo símbolo de dados transmitido pelo  $k$ -ésimo usuário modulado pela sua respectiva seqüência de espalhamento  $\mathbf{c}_k = [c_{k,0} c_{k,1} \dots c_{k,M-1}]^T$ , que satisfaz  $\|\mathbf{c}_k\|^2 = 1$ ; O vetor  $\mathbf{n}(i) = [n_0(i) \dots n_{M-1}(i)]^T$  corresponde a ruído gaussiano branco complexo e possui média nula e matriz covariância  $E[\mathbf{n}(i) \mathbf{n}^H(i)] = \sigma^2 \mathbf{I}$ , onde  $\mathbf{I}$  é a matriz identidade de dimensão  $(M \times M)$ , e o operador  $E[\cdot]$  denota o valor esperado.

A matriz diagonal  $\mathbf{H}_D = \text{diag}(\mathbf{h})$  de dimensão  $(P \times P)$  é composta por componentes, no domínio da frequência, dadas pela aplicação da matriz da Transformada de Fourier  $\mathbf{F}_{P,P}$  de  $P$  pontos no vetor de coeficientes do canal  $\mathbf{h}$ , dado por:

$$\mathbf{h} = \sqrt{P} \mathbf{F}_{P,P} \mathbf{h} = \sqrt{P} \mathbf{F}_{P,L} \mathbf{h}_c \quad (2)$$

A matriz  $\mathbf{F}_{P,P}$  é normalizada de forma que  $\mathbf{F}_{P,P}^H \mathbf{F}_{P,P} = \mathbf{F}_{P,P} \mathbf{F}_{P,P}^H = \mathbf{I}_{P,P}$  onde  $\mathbf{I}_{P,P}$  denota a matriz identidade de  $P$  pontos. A matriz  $\mathbf{F}_{P,L}$  é uma matriz de Fourier de dimensão  $(P \times L)$  contendo as  $L$  primeiras colunas da matriz FFT de  $(P \times P)$  pontos. A matriz  $\mathbf{V}$ , de dimensão  $P \times N$  é definida por  $\mathbf{V} = \mathbf{F}_{P,N} \mathbf{F}_{N,N}^H$ . Os termos  $(\cdot)^H$  e  $(\cdot)^T$  denotam, respectivamente, o operador Hermitiano e o Transposto.

## 3. ESTIMAÇÃO DE CANAL COM SÍMBOLOS PILOTO

A partir da equação (1) é possível observar a importância da etapa de estimação do canal para obter a matriz  $\mathbf{H}_D$  e, assim, a matriz pseudo-inversa  $(\mathbf{H}_D \mathbf{V})^{-1}$ . Após o filtro casado a

seqüência de espalhamento efetiva do usuário de interesse, que depende diretamente da qualidade da estimativa de canal, é possível obter o símbolo transmitido. A estimativa de canal permite mapear a resposta em frequência do canal para cada subportadora do sistema. Neste estudo, a estimativa é assistida por símbolos piloto transmitidos no início de cada bloco de dados. Uma vez obtida a estimativa dos coeficientes do canal, essa estimativa é utilizada ao longo do restante dos blocos de dados, antes que uma nova transmissão de símbolos piloto seja realizada.

Para obter um estimador de canal definimos o vetor  $\mathbf{p}_k = \mathbf{V}\mathbf{c}_k$  de dimensão  $P \times 1$ . Assim, é possível reescrever a equação (1) da seguinte forma:

$$\mathbf{r}(i) = \sum_{k=1}^K \mathbf{P}_k \mathbf{h} b_k(i) + \mathbf{n}(i) \quad (3)$$

Onde  $\mathbf{P}_k = \text{diagonal}(\mathbf{p}_k)$  é a matriz diagonal contendo os *chips* da seqüência de espalhamento do  $k$ -ésimo usuário transformados pela matriz estruturada  $\mathbf{V}$ .

Seja  $m$  o índice do usuário do qual queremos recuperar o sinal transmitido. O estimador de canal  $\hat{\mathbf{h}}$  é baseado em [10] e corresponde a uma aproximação do estimador de mínimo erro médio quadrático.

$$\hat{\mathbf{h}} = \arg \min_{\mathbf{h}} E [ \|\mathbf{r}(i) - \mathbf{P}_m \mathbf{h} b_m(i)\|^2 ] \quad (4)$$

A solução desse problema de minimização resulta no vetor do estimador despolarizado composto pelas estimativas, em frequência, da resposta ao impulso do canal:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{estimado}} = \mathbf{P}_m^+ E [ \mathbf{r}(i) b_m^*(i) ] \quad (5)$$

Onde  $(.)^+$  denota a matriz pseudo inversa da matriz diagonal  $\mathbf{P}_m$  e  $(.)^*$  denota o conjugado.

Substituindo-se o valor esperado pela média temporal envolvendo os  $N_p$  símbolos piloto transmitidos, obtém-se a estimativa:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{estimado}} = \mathbf{P}_m^+ 1/N_p \sum_{i=1}^{N_p} b_m^*(i) \mathbf{r}(i) \quad (6)$$

Sendo a estimativa despolarizada, o erro médio quadrático é igual a variância da estimativa e o erro médio quadrático relativo (normalizado) pode ser expresso por:

$$\mathcal{E} = E [ \|\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}\|^2 ] / \|\mathbf{h}\|^2 \quad (7)$$

Para o  $m$ -ésimo usuário, pode ser mostrado que o erro médio quadrático relativo é dado pela seguinte expressão:

$$\begin{aligned} \varepsilon_m = & \underbrace{\frac{1}{N_p} \bar{\mathbf{h}}^H \mathbf{P}_m^{+H} \left( \sum_{k=1, k \neq m}^K \mathbf{P}_k^H \mathbf{P}_k \right) \mathbf{P}_m^+ \bar{\mathbf{h}}}_{\text{Parcela devido a IMA}} \\ & + \underbrace{\frac{\sigma^2}{PN_p} \text{tr} \{ \mathbf{P}_m^+ \mathbf{P}_m^{+H} \}}_{\text{Parcela devido ao ruído}} \end{aligned} \quad (8)$$

Da mesma forma que em um sistema DS-CDMA padrão, o desempenho do estimador de canal é sensível a Interferência de Múltiplo Acesso (IMA).

### 3.1. ESTIMAÇÃO DE CANAL MELHORADA

É possível melhorar o estimador da resposta em frequência do canal dada em (6); a partir de (2) o vetor de coeficientes da resposta em frequência do canal pertence ao subespaço gerado pelas  $L$  primeiras colunas da matriz de Fourier de  $P$  pontos. Como o valor correto do comprimento  $L$  do canal não pode ser conhecido *a priori*, assume-se o intervalo de guarda  $G$ , que é conhecido, como o comprimento do canal. Baseado nessa concepção, podem ser aplicadas duas abordagens com o intuito de refinar a estimativa de canal convencional [12]. Na primeira abordagem, multiplica-se o vetor que contém a estimativa convencional (6) por uma matriz de projeção que permite, através de uma transformação linear, projetar o vetor no subespaço  $S$  no qual a verdadeira resposta em frequência do canal tem que estar contido. Na segunda abordagem o procedimento consiste em aplicar uma restrição inicial no problema de minimização da função de custo MMSE (4), forçando *a priori* a solução a pertencer ao subespaço  $S$ .

#### 3.1.1. Aplicação da Matriz de Projeção

A estimativa de canal dada em (6) pode ser melhorada baseado na suposição de que as componentes provocadas pelo efeito adverso do multipercurso do canal estão contidas dentro do intervalo de guarda e, portanto, qualquer componente fora desse intervalo pode ser descartada. Pode ser mostrado [12] que essa suposição é equivalente a aplicar uma transformação linear para projetar a estimativa convencional no subespaço  $S$ , gerado pelas primeiras  $G$  colunas da matriz IFFT  $\mathbf{F}_{P,P}$ .

A matriz  $\mathbf{W}_0 = \mathbf{F}_{P,G} \mathbf{F}_{P,G}^H$  projeta o vetor nesse subespaço.

A nova estimativa é, então, dada por:

$$\tilde{\mathbf{h}} = \mathbf{W}_0 \mathbf{P}_m^+ \frac{1}{N_p} \sum_{i=0}^{N_p} b_m^*(i) \mathbf{r}(i) \quad (9)$$

O correspondente erro médio quadrático relativo para o  $m$ -ésimo usuário é:

$$\begin{aligned} \varepsilon_m &= \frac{1}{N_p} \bar{\mathbf{h}}^H \mathbf{P}_m^{+H} \left( \sum_{k=1}^K \mathbf{P}_k^H \mathbf{W}_0 \mathbf{P}_k \right) \mathbf{P}_m^+ \bar{\mathbf{h}} \\ &\quad + \frac{\sigma^2}{PN_p} \text{tr} \{ \mathbf{W}_0 \mathbf{P}_m^+ \mathbf{P}_m^{+H} \} \end{aligned} \quad (10)$$

onde  $\bar{\mathbf{h}} = \mathbf{h}/\sqrt{P}$  é o vetor normalizado dos coeficientes da resposta em frequência do canal e foi utilizada a propriedade da matriz de projeção  $\mathbf{W}_0^H \mathbf{W}_0 = \mathbf{W}_0$ .

#### 3.1.2. Minimização com Restrição

É possível melhorar a estimativa de canal convencional aplicando uma restrição inicial no vetor de coeficientes da resposta ao impulso do canal, expressa por  $\mathbf{h} = \sqrt{P} \mathbf{F}_{P,G} \mathbf{h}_c$ . Dessa forma, obtém-se primeiro a estimativa da resposta ao impulso do canal; uma vez convertida para o domínio da frequência, onde ocorre a equalização, resulta em uma estimativa melhorada, na qual a intensidade das componentes ruidosas é reduzida.

Aplicando-se a restrição, a função de custo dada em (4) torna-se:

$$\hat{\mathbf{h}} = \arg \min_{\mathbf{h}} E [ \| \mathbf{r}(i) - \sqrt{P} \mathbf{F}_{P,G} \mathbf{h}_c b_m(i) \|^2 ] \quad (11)$$

Seja a matriz  $\mathbf{M}_m = \mathbf{P}_m \sqrt{P} \mathbf{F}_{P,G}$  de dimensão  $P \times G$ , a solução do problema de minimização é dada pela seguinte estimativa despolarizada:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{estimado}} = \mathbf{M}_m^+ \mathbf{E} [\mathbf{r}(i) \mathbf{b}_m^*(i)] \quad (12)$$

onde a pseudo inversa da matriz  $\mathbf{M}_m$  é dada por:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_m^+ &= (\mathbf{M}_m^H \mathbf{M}_m)^{-1} \mathbf{M}_m^H \\ &= (P \mathbf{F}_{P,G}^H \mathbf{P}_m^H \mathbf{P}_m \mathbf{F}_{P,G})^{-1} \sqrt{P} \mathbf{F}_{P,G}^H \mathbf{P}_m^H \\ &= (\mathbf{F}_{P,G}^H \mathbf{P}_m^H \mathbf{P}_m \mathbf{F}_{P,G})^{-1} \frac{1}{\sqrt{P}} \mathbf{F}_{P,G}^H \mathbf{P}_m^H \end{aligned} \quad (13)$$

Convertendo a estimativa para o domínio da frequência e aproximando o valor esperado pela média temporal envolvendo os  $N_p$  símbolos pilotos transmitidos, temos:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{estimado}} = \mathbf{Y}_m \mathbf{P}_m^H \frac{1}{N_p} \sum_{i=0}^{N_p} \mathbf{b}_m^*(i) \mathbf{r}(i) \quad (14)$$

onde a matriz  $\mathbf{Y}_m = \mathbf{F}_{P,G} (\mathbf{F}_{P,G}^H \mathbf{P}_m^H \mathbf{P}_m \mathbf{F}_{P,G})^{-1} \mathbf{F}_{P,G}^H$  representa as diversas transformações aplicadas.

A expressão do erro médio quadrático relativo para o  $m$ -ésimo usuário pode ser expressa por:

$$\begin{aligned} \varepsilon_m &= \frac{1}{N_p} \bar{\mathbf{h}}^H \mathbf{P}_m \left( \sum_{k=1, k \neq m}^K \mathbf{P}_k^H \mathbf{Y}_m^H \mathbf{Y}_m \mathbf{P}_k \right) \mathbf{P}_m^H \bar{\mathbf{h}} \\ &\quad + \frac{\sigma^2}{PN_p} \text{tr} \{ \mathbf{Y}_m^H \mathbf{P}_m^H \mathbf{P}_m \mathbf{Y}_m \} \end{aligned} \quad (15)$$

### 3.2. EQUALIZAÇÃO E DETECÇÃO

Após a estimação de canal é possível realizar a equalização de (1) seguida da detecção do símbolo; aplicando o equalizador ZF (*Zero Forcing*), temos:

$$\mathbf{G}_{\text{zf}} = (\mathbf{H}_D \mathbf{V})^+ \quad (16)$$

O sinal equalizado é da forma  $\mathbf{z}(i) = \mathbf{G}^H \mathbf{r}(i)$

Após o filtro casado ao código do usuário de interesse o sinal recebido é desespalhado e uma estimativa do símbolo transmitido  $\mathbf{b}_m(i)$  é obtida:

$$\mathbf{b}_m(i) = \text{sgn} \left\{ \text{Real} [\mathbf{c}_m^H \mathbf{z}(i)] \right\} \quad (17)$$

Onde o operador  $\text{sgn}\{.\}$  retorna o símbolo da constelação BPSK (*Binary Phase Shift Keying*).

## 4. O MODELO DA SIMULAÇÃO

Uma vez desenvolvida a modelagem matemática analítica, o primeiro passo para a construção da simulação do sistema é especificar o modelo da simulação, de forma a descrever os relacionamentos dos dispositivos de entrada e saída do sistema físico.

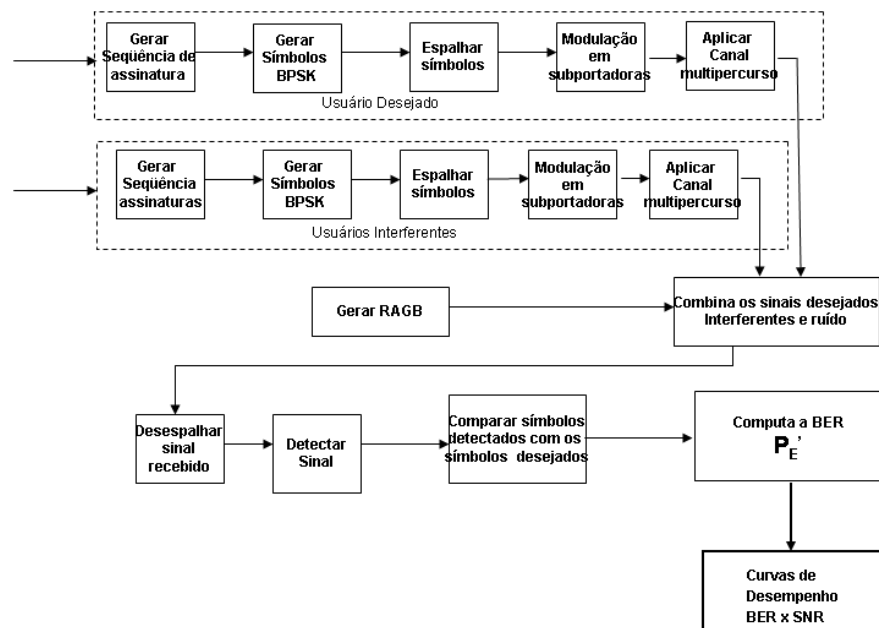
Tipicamente, o modelo da simulação é um diagrama em blocos que descreve a

interconexão dos vários subsistemas componentes; cada bloco é descrito por uma expressão matemática, ou conjunto de equações, que definem o relacionamento de entrada e saída. Assim, esse modelo tem o mesmo objetivo do modelo matemático convencional construído: determinar as características de operação e desempenho do sistema de comunicação.

A eficácia da análise matemática e da simulação é fortemente dependente do modelo do sistema construído. Entretanto, a simulação geralmente foca na estimação do desempenho, enquanto a análise matemática sempre envolve o cálculo analítico do desempenho do sistema. Nesse contexto, o resultado da análise matemática tradicional é um número e, tipicamente, o resultado da simulação é uma variável aleatória. Esse é um ponto de distinção muito importante e, assim, a simulação nunca deve ser vista como um substituto da análise matemática. Certo nível de análise matemática é, sempre, necessário para garantir que a simulação se desenvolva corretamente e que os resultados obtidos sejam razoáveis.

Na área de Telecomunicações o método de simulação Monte Carlo é muito utilizado para avaliar a eficiência de sistemas de comunicação digital. Para esses sistemas, o emprego de simulação é a alternativa mais indicada devido a enorme dificuldade de construir modelos analíticos capazes de modelar de forma eficaz os diversos eventos randômicos existentes no canal de propagação rádio móvel. Geralmente, os parâmetros mais utilizados na comparação do desempenho são a taxa de erro de bit BER (*Bit Error Rate*) e a razão sinal ruído SNR (*Signal Noise Ratio*) medida em decibéis (dB). O método Monte Carlo utiliza estimativas da BER baseadas no conceito de frequência relativa da probabilidade [11].

Na Figura 1 está ilustrado o modelo do sistema MC CDMA simulado para determinação do desempenho.



**Figura 1 - Modelo do Sistema Simulado para Determinação do Desempenho**

A simulação inicia com a geração dos  $K$  códigos de espalhamento ortogonais, com comprimento  $N$ , que serão designados a cada um dos  $K$  usuários ativos do sistema. Os símbolos enviados, por cada usuário, são modelados em constelações BPSK e, após, o espalhamento são transmitidos em múltiplas portadoras ortogonais, através do canal multipercursos. Os principais parâmetros da simulação são;  $[M, K, E_b/N_0, G, N_p, h, Ntr]$ :

$M$  = número de subportadoras; considerado igual ao comprimento  $N$  dos códigos de espalhamento;

$K$  = número de usuários ativos;

$E_b/N_0$  = Razão Sinal Ruído (SNR) expressa em decibéis (dB);

$G$  = período de guarda, do tipo sufixo de zeros, no mínimo igual a ordem do canal;

$N_p$  = número de símbolos piloto para estimar o canal;

$\mathbf{h}$  = vetor dos coeficientes do canal de propagação;

$N_{tr}$  = número de símbolos totais transmitidos.

Na recepção, após o sinal de interesse ser desespalhado, ocorrem as etapas de: estimação de canal, equalização, amostragem e decisão.

Após a contabilização do número de erros os resultados obtidos, através de simulação estocástica, são apresentados em curvas de desempenho BER *versus* SNR; quanto menor o nível de BER mais eficiente e robusto é o sistema.

## 5. RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

Nos experimentos considerou-se o enlace direto do sistema MC CDMA com transmissões síncronas, no qual os usuários experimentam as mesmas condições do canal de propagação e é assumido perfeito controle de potência, isto é, todas as comunicações apresentam o mesmo nível de potência. Os códigos de espalhamento designados, a cada usuário, são seqüências ortogonais curtas de Walsh-Hadamard compostas por  $N$  chips de espalhamento. Em todas as simulações adotou-se equalização *zero-forcing*.

Distintos cenários foram considerados e três etapas de simulações foram realizadas para avaliar o desempenho do sistema. Na primeira etapa considerou-se o emprego da estimativa de canal convencional MMSE e; nas duas etapas seguintes, utilizaram-se as estimativas de canal melhoradas, respectivamente, pela aplicação da matriz de projeção e pela aplicação da restrição inicial.

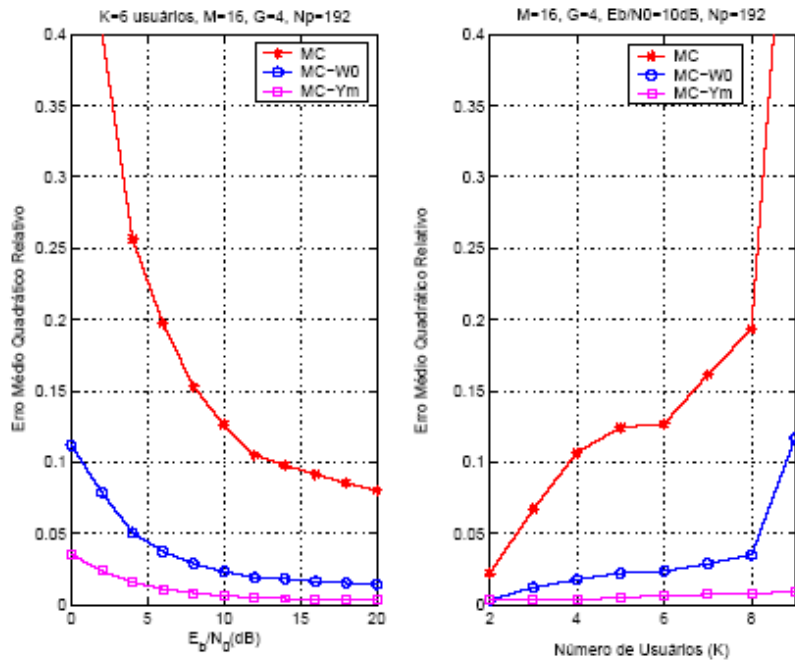
O canal de comunicações é modelado por um filtro FIR com  $L=3$  taps, cujos coeficientes são do tipo:

$$h_j = p_j a_j \quad j = 1, 2, \dots, L$$

onde  $a_j$  é uma variável gaussiana complexa de média nula e  $E[|a_j|^2] = 1$ . Os valores de dessa variável são sorteados no início de cada simulação e mantidos fixos ao longo de cada teste. Os pesos  $p_j$  satisfazem ao somatório  $\sum_{j=1}^L |p_j|^2 = 1$ . Neste trabalho os pesos utilizados foram  $p_1 = 0.7581$ ;  $p_2 = 0.5307$ ;  $p_3 = 0.3790$ .

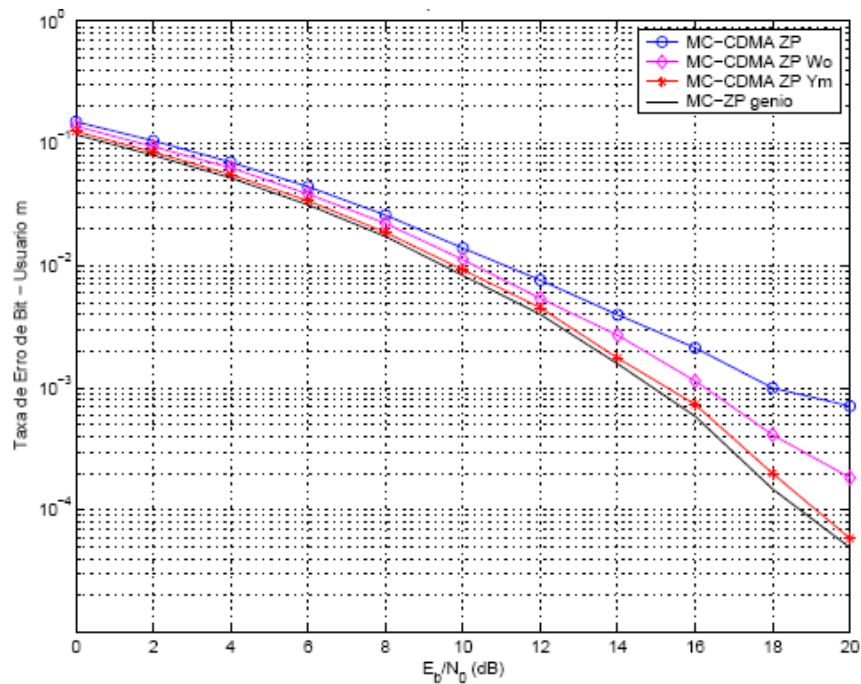
Na Figura 2 estão apresentadas as curvas de desempenho do erro médio quadrático relativo dos três estimadores de canal assistidos descritos. O período de guarda é  $G=4$  e foram utilizados  $N_p=192$  símbolos piloto e  $M=16$  subportadoras. É possível observar que as estimativas melhoradas tanto pela utilização da matriz de projeção como pela utilização da minimização com restrição são menos sensíveis ao aumento de carga do sistema.





**Figura 2 - Desempenho do sistema MC CDMA: (a) Erro Médio Quadrático Relativo versus Razão Sinal ruído (b) Erro Médio Quadrático Relativo versus Número de Usuários**

Na Figura 3 estão apresentadas as curvas de desempenho da taxa de erro de bits BER do  $m$ -ésimo usuário versus a razão sinal ruído SNR. O cenário considerou  $K = 6$  usuários,  $M = 16$  subportadoras, intervalo de guarda  $G = 4$  e  $N_p = 64$  símbolos piloto. Nesse experimento, também, foi simulado o desempenho do sistema considerando uma estimativa de canal ideal ou gênio, com o intuito de observar o comportamento das estimativas obtidas. A utilização da estimativa melhorada, pela aplicação da restrição inicial (MC-CDMA ZP  $Y_m$ ) apresentou um comportamento bastante semelhante ao da curva ideal (MC-ZP gênio) e permitiu obter níveis mais baixos de BER em comparação aos níveis observados pela utilização das estimativas utilizando a matriz de projeção (MC CDMA  $W_0$ ) e utilizando a estimativa convencional MMSE (MC CDMA ZP). Assim, é possível verificar que o emprego da estimação de canal obtida pela restrição inicial na minimização da função de custo MMSE permitiu ao sistema melhor robustez em ambientes com ruído aumentado e maior desempenho em relação ao aumento de carga do sistema.



**Figura 3 - Desempenho do sistema MC CDMA ZP: Taxa de Erro de Bit (BER) versus Razão Sinal ruído (SNR)**

## 6. CONCLUSÕES

O objetivo deste trabalho foi ressaltar a importância do uso da simulação em computador como uma ferramenta de auxílio para analisar o desempenho do sistema de transmissão móvel digital MC CDMA no enlace direto.

Para as análises foram desenvolvidos dois enfoques distintos para melhorar a estimativa de canal MMSE convencional. No primeiro enfoque empregou-se uma transformação linear de projeção em subespaço com o intuito de diminuir a intensidade das componentes ruidosas do vetor da estimativa de canal convencional. No segundo enfoque aplicou-se uma restrição inicial no problema de minimização da função de custo MMSE para forçar a solução a pertencer ao subespaço onde a verdadeira resposta do equivalente discreto do canal de propagação deve estar contida.

Principalmente devido aos efeitos randômicos presentes no canal de rádio propagação, a modelagem matemática próxima da real é bastante difícil, mesmo considerando um número significativo de simplificações. Assim, a simulação em computador é a abordagem mais adequada para obter informações a cerca do desempenho e da capacidade do sistema e avaliar as melhorias obtidas com as estratégias propostas. O uso de simulação permitiu avaliar o funcionamento do sistema sobre distintos cenários, reduzir custos do projeto e facilitar a compreensão e a correção de falhas na modelagem do sistema.

Os resultados mostraram que o desempenho do sistema MC CDMA utilizando o estimador de canal convencional é mais sensível ao aumento de carga ativa. Entretanto, utilizando o estimador de canal melhorado pela aplicação da restrição inicial na minimização da função de custo foi possível obter uma estimativa de melhor qualidade o que se refletiu diretamente no aumento da capacidade do sistema.

As sugestões para trabalhos futuros consistem em comparar as estratégias de melhoria propostas, nas transmissões do enlace reverso, e aplicadas a outros sistemas de transmissão com múltiplas portadoras.

## 7. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] F. Petre, G. Leus, M. Moonen, and H. De Man, “*Multicarrier block-spread cdma for broadband cellular downlink,*” *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, vol. 2004, no. 10, pp. 1568–1584, 2004. 10.1155/S1110865704401048.
- [2] K.S.Guilhousen, I.M.Jacobs, R.Padovani, A.J.Viterbi, A.Weaver, and C.E.Wheatley, “*On the capacity of a cellular CDMA system,*” *IEEE Transactions Vehicular Technology*, vol. 40, pp. 303–311, May 1991.
- [3] R.Fantacci, D. Marabissi, M.Michelini, and G. Bergamini, “*Low-complexity pilot-aided data detection in MC-CDMA systems,*” *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 1, pp. 277–281, December 2003
- [4] S. Kondo and L. B. Milstein, “*On the use of multicarrier direct sequence spread spectrum systems,*” *Proc. IEEE Military Communications Conference, MILCOM*, pp. 52–56, Oct 1993
- [5] Da Silva, V. M. e Sousa, E. S. *Performance of Orthogonal CDMA Codes for Quasi-Synchronous Communication Systems*, in. Proc. of IEEE ICUP '93, p. 995–999.1993.
- [6] B. Muquet, Z.Wang, G.B.Giannakis, M. de Courville, and P.Duhamel, “*Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions?,*” *IEEE Transactions On Communications*, vol. 50, pp. 2136–2148, December 2002.
- [7] P. Schniter, “*On doubly dispersive channel estimation for pilot-aided pulse-shaped multi-carrier modulation,*” *Proc. Conference on Information Sciences and Systems*, March 2006.
- [8] J. J. Van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, “*On channel estimation for OFDM systems,*” *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, VTC*, pp. 815–819, July 1995.
- [9] Rodrigo Pereira David. *Técnica de Estimação de Canal Utilizando Símbolos Pilotos em Sistemas OFDM*. Dissertação de Mestrado. PUC-Rio, Maio 2007.
- [10] A. Scherb, V. Kuehn, and K.-D. Kammeyer, “*Pilot aided channel estimation for short code DS-CDMA,*” *Proc. IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, ISSSTA 2002*, pp. 39–43, September 2002.
- [11] Tranter W. H., Shanmugan K. S, Rappaport T. S. e Kosbar K.L *Principles of Communication Systems Simulation with Wireless Applications*. Prentice Hall. 2003.
- [12] Cardoso, D. F; Vinhoza, T. T.V. e Sampaio Neto, R. *Análise de Estimadores de Canal Assistidos para Sistemas CDMA com Múltiplas Portadoras*. XXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações – SBT. Recife, PE. 2007.