

Apêndice A

Acronismos e Abreviações

Lista-se a seguir os principais acronismos e abreviações utilizadas neste trabalho.

3G	sistema de comunicação móvel de Terceira Geração(Third Generation). Início de implantação previsto para o ano 2001.
AME	eficiência assintótica multiusuário (Asymptotic Multiuser Efficiency).
AMD	Decorrelator assíncrono de múltipla taxa (Asynchronous Multi-rate Decorrelator).
AWGN	ruído branco aditivo Gaussiano (Additive White Gaussian Noise).
BER	taxa de erro de bit (Bit Error Rate).
BPSK	modulação digital binária por chaveamento de fases deslocadas (Binary Phase Shift Keying).
BS	estação radio base, também denominada ERB (Base Station).
BW	largura de banda do espectro de frequência (Bandwidth).
CC	códigos convolucionais (Convolutional Codes).
CDMA	sistema SS de acesso múltiplo por divisão de código (Code Division Multiple Access).
DD	procedimento de decisão direcionada em um algoritmo de detecção multiusuário adaptativo (Decision Directed).
DA	decisão auxiliada por dados (Decision Aided).
DDF	Decorrelator com decisão realimentada(Decision Feedback Detector Decorrelator).
DDIC	cancelamento de Interferência com decisão direcionada (Decision Directed Interference Canceller).
Decor	MuD de descorrelação, Decorrelator .
DFD	detector de decisão realimentada (Decision Feedback Detector).
DL	laço direto (Downlink).
DS-CDMA	sistema de Comunicação de Acesso Múltiplo por Divisão de Código e Seqüência Direta (Direct Sequence Code Division Multiple Access).
DSP	processamento digital de sinais (Digital Signal Processing).
FDD	sistema de comunicação bidirecional baseado na separação espectral das portadoras do canal direto e reverso (Frequency Division Duplex).
FEC	código corretor de erro direto (Forward Error-Correction Coding).
FIR	filtro de resposta finita ao impulso (Finite Impulse Response).

FPGA	arranjo lógico programável pelo usuário (Field Programmable Gate Array).
G-SIC	cancelamento de interferência sucessivo baseado em agrupamento (Groupwise-Successive Interference Cancellation).
HD-SIC	cancelamento de interferência sucessivo com decisão "hard" (Hard Decision Successive Interference Cancellation).
HIC	cancelamento de interferência híbrido (Hybrid Interference Cancellation). Usuários são agrupados, segundo algum critério e posteriormente detectados distintamente de modo paralelo, G-PIC ou sucessivo, G-SIC.
HPA	amplificador de potência final(High Power Amplifier)
HR	usuários de alta taxa em um esquema de acesso de dupla taxa (High Rate).
i.i.d	variável randômica idêntica e independentemente distribuída (independent, identically distributed).
IC	cancelamento de interferência (Interference Cancellation); detector multiusuário genérico não linear subtrativo; o termo é empregado tanto para cancelamento quanto para cancelador.
IC-HD	cancelamento de interferência com decisão "Hard" (Hard Decision Interference Cancellation); esquema que utiliza tentativas na decisão dos dados, onde os bits obtidos nos circuitos de decisão são diretamente realimentados; não é linear, requerendo estimativa acurada das amplitudes recebidas.
IC-SD	cancelamento de interferência paralelo com decisão "soft" (Soft Decision Interference Cancellation); não utiliza tentativas na obtenção de estimativas conjuntas de dados e amplitudes do usuário de interesse, resultando em maior simplicidade de implementação que o IC-HD.
IIR	filtro de resposta impulsiva infinita (Infinite Impulse Response).
IS-95	padrão norte americano para comunicações móveis digitais CDMA de segunda geração(Interim Standard 95).
ISI	interferência intersimbólica (Inter-Symbol Interference).
ITU	União Internacional de Telecomunicações (International Telecommunication Union).
LCD	dados assíncronos, tráfego insensível ao atraso, porém com atraso máximo limitado (Long Constrained Delay).
LR	usuários de baixa taxa em um esquema de acesso de dupla taxa (Low Rate).
MAI	interferência de múltiplo acesso (Multiple Access Interference)
MC	esquema de múltipla taxa com múltiplos códigos de espalhamento (Multicode Scheme).
MCS	simulação Monte Carlo (Monte Carlo Simulation); método de simulação computacional utilizado na determinação de desempenho médio de sistemas de comunicação.
MF	filtro casado a uma específica sequência de espalhamento (Matched Filter).

- MFB** banco de filtros casados (Matched Filter Bank); em um sistema DS/CDMA, um banco de filtros casados às correspondentes seqüências de espalhamento seguido de um integrador e amostrador à taxa de símbolo constitui um detector Convencional.
- MFD-CC** códigos convolucionais de máxima distância livre (Maximum Free-Distance Convolutional Codes).
- MLSE** estimação de seqüência de máxima verossimilhança (Maximum Likelihood Sequence Estimation or Detection). O termo é empregado tanto para estimativa quanto para detecção (MLSD).
- MM** esquema de múltipla taxa com modulação múltipla (MultiModulation Scheme).
- MMSE** MUD baseado no mínimo erro quadrático médio (Minimum Mean Squared Error).
- MOE** mínima energia de saída (Minimum output energy).
- MPPIC** PIC parcial multiestágio (Multistage Partial PIC).
- M-QAM** M-ário QAM (M-ary QAM).
- MR** usuários de taxa de dados média em um esquema de acesso de tripla taxa (Medium Rate).
- MRC** algoritmo para a combinação ponderada das diversas cópias do sinal em um canal seletivo em freqüência, maximizando a relação S/N (Maximal Ratio Combining).
- MS** estação móvel (Mobile Station).
- MSE** erro quadrático médio (Mean Squared Error).
- MuD** detector multiusuário (Multiuser Detection); o termo é empregado tanto para detector como para detecção.
- MUI** interferência multiusuário (Multiuser Interference).
- MUSIC** estimador para atrasos de propagação em sistemas assíncronos (Multiple Signal Classification).
- NBI** interferência de banda estreita (Narrow Band Interference).
- NDDIC** cancelamento de Interferência com decisão não direcionada (Non-Decision Directed Interference Canceller).
- NFR** razão entre a potência do usuário interferente e o de interesse (Near Far Ratio).
- NFRes** resistência ao efeito *near-far* (Near Far Resistance); para MuD, é o resultado de pior caso (todas as possíveis energias interferentes) da AME.
- OE** energia ortogonal (Orthogonal Energy); critério alternativo para ordenação e decodificação dos usuários em um receptor com decisão realimentada baseada na fração da energia do sinal recebido associada ao subespaço ortogonal aos usuários interferentes.
- OSuD** SuD Ótimo (Optimum Single-user Detection).
- PAM** modulação digital binária por amplitude de pulso (Pulse Amplitude Modulation).
- PC/SS** esquema de múltipla taxa por combinação paralela (Parallel Combinatory Spread Spectrum).

PC-OFDM	sistema de múltiplo acesso OFDM associado ao esquema de múltipla taxa combinação paralela (Parallel Combinatory - Orthogonal Frequency Division Multiplex).
PD	Decorrelator parcial(Partial Decorrelator).
PDF	função densidade de probabilidade (Probability Density Function).
Pe	probabilidade de erro de bit (Probability of Bit Error).
PG	ganho de processamento (Processing Gain).
PIC	cancelamento de interferência paralelo (Parallel Interference Cancellation); também denominado cancelamento (cancelador) multiestágio.
PIC-HD	cancelamento de interferência paralelo com decisão "hard" (Hard Decision Parallel Interference Cancellation).
PIC-SD	cancelamento de interferência paralelo com decisão "soft" (Soft Decision Parallel Interference Cancellation).
PN	seqüência de espalhamento pseudo randômica (Pseudorandom Code).
PSD	Densidade Espectral de Potência (Power Spectral Density).
QAM	modulação digital por chaveamento de amplitudes em quadratura (Quadrature Amplitude Modulation).
QoS	qualidade de serviços em sistemas 3G (Quality of Service).
QPSK	modulação digital por chaveamento de fases quaternárias (Quaternary Phase Shift Keying).
QS	condição quase síncrona para as seqüências de espalhamento em um sistema QS-CDMA (Quasi-Synchronous).
QS-CDMA	sistema DS-CDMA com atrasos relativos entre as seqüências confinado ao intervalo de alguns períodos de chip (Quasi-Synchronous CDMA).
RNG	gerador de números randômicos(Random Numbers Generator).
SCF	fator de cancelamento soft ou parcial(Soft Cancellation Factor).
SIC	cancelamento de interferência sucessivo (Sucessive Interference Cancellation).
SIC-SD	cancelamento de interferência sucessivo com decisão "soft" (Soft Decision Successive Interference Cancellation).
SINR	razão entre a energia do sinal e a energia do ruído + interferência(Signal to Interference plus Noise Ratio); análogo à medida de SNR, onde a interferência residual no sistema é associada ao ruído de fundo (térmico).
SIR	razão entre a energia do sinal e a energia da interferência (Signal to Interference Ratio).
SNR	razão entre a energia do sinal e a energia do ruído (Signal to Noise Ratio).
SS	sistema de comunicação por espalhamento espectral (Spread Spectrum).
SUB	limite de desempenho para um sistema com um único usuário(Single-user Bound).
SuD	detector de usuário único (Single-user Detection); o termo é empregado tanto para detector como para detecção.

- TDD** Sistema de comunicação bidirecional baseado na separação temporal das transmissões do canal direto e reverso (Time Division Duplex).
- TDMA** sistema comunicação de acesso múltiplo por divisão de tempo (Time Division Multiple Access).
- UDD** dados empacotados, tráfego insensível ao atraso (Unconstrained Delay Data).
- UL** laço reverso (Uplink).
- US** dispersão de canal não correlacionada (Uncorrelated Scattering).
- UTRA** proposta de padronização visando 3G para comunicações móveis universal . (Universal Terrestrial Radio Access).
- VCR** esquema de múltipla taxa com ganho de processamento fixo e taxa de chip variável (Variable Chip Rate) ou taxa de chip múltipla inteira (MCR, Multiple Chip Rate).
- VCRFS** esquema de múltipla de taxa de chip variável com deslocamento de frequência (Variable Chip Rate Frequency Shifted).
- VPG** esquema de acesso de múltipla taxa com ganho de processamento variável, mantida a mesma taxa de chip para todos os usuários (Variable Processing Gain) ou ganho de processamento múltiplo inteiro (MPG, Multiple Processing Gain) ou ainda comprimento da seqüências de espalhamento variáveis (VSL, Variable Spreading Length).
- W-CDMA** CDMA de banda larga (Wideband Code Division Multiple Access).
- WSS** processo randômico estacionário de sentido amplo (Wide-Sense Stationary).
- ZFE** equalizador zero-forcing (Zero-Forcing Equalizer).

Apêndice B

Definição dos Principais Símbolos

$n(t)$	AWGN de tempo contínuo.
$\mathbf{n}[i]$	vetor AWGN de tempo discreto amostrado.
\mathbf{n}	número de bits de dados sobre o qual se faz a média no processo de estimação das energias dos usuários (ordenação) em um IC.
$e_k(\sigma)$	energia efetiva do usuário k , energia que este usuário requer para obter a BER igual à probabilidade de erro de bit em um canal single-user com AWGN e mesmo nível de ruído de fundo.
\mathbf{E}	matriz diagonal das energias recebidas de todos os usuários ativos, sobre todos os símbolos em um sistema assíncrono.
\mathbf{A}	idem, matriz diagonal das amplitudes recebidas de todos os usuários ativos, sobre todos os símbolos em um sistema assíncrono.
\mathbf{E}	$= \text{diag}(E_1, E_2, \dots, E_K)$ matriz diagonal das energias recebidas de todos os usuários ativos.
\mathbf{A}	$= \text{diag}(A_1, A_2, \dots, A_K)$ idem, matriz diagonal das amplitudes $\mathbf{A} = \sqrt{\mathbf{E}}$.
K	número total de usuários ativos em um sistema.
J	número de vetores de sinais, interferentes e o de interesse, que compõem o sinal recebido no intervalo de interesse. Para S-CDMA, $J = K$; para A-CDMA, $J > K$, e para canal AWGN, $J \leq 2K - 1$.
T	período de bit de informação.
R_k	$= \frac{1}{T}$, taxa de bit par o k -ésimo usuário em um sistema multitaxa.
R_S	taxa de símbolo em um sistema multitaxa; no esquema MM, relaciona-se ao nível de modulação do k -ésimo usuário, M_k .
M_k	$= 2^{R_k/R_S}$ nível de modulação do k -ésimo usuário em um esquema multitaxa MM.
m_k	número de códigos paralelos em um esquema multitaxa MC, ou razão de taxa de dados para o k -ésimo usuário relativo à taxa básica, R em um esquema VSL, ou ainda expressa a razão de taxa de chip em um esquema VCR; excepcionalmente, em alguns modelos para dupla taxa, M é empregado como razão de taxa.
P_k	potência recebida em banda base para o k -ésimo usuário.
Pe_k	probabilidade de erro de bit para o k -ésimo usuário.
$\tilde{\text{Pe}}_k$	aproximação para a probabilidade de erro de bit do k -ésimo usuário
E_{b_k}	$= P_k T$, energia de bit recebida para o k -ésimo usuário.
E_c	energia de chip.
N_0	densidade espectral de potência (PSD) do ruído.
$\frac{E_b}{N_0}$	razão da energia de bit pela PSD do ruído. Em sistemas SS com seqüências de espalhamento não normalizadas pelo PG, vale: $\left. \frac{E_b}{N_0} \right _{dB} = SNR _{dB} + N _{dB}$.
T_c	período de chip.
R_c	taxa de chip.
N	ganho de processamento; em sistemas com códigos curto, $T = NT_c$.

\mathcal{M}	número de símbolos que o receptor é capaz de processar; em sistemas assíncronos, indica o tamanho da janela de observação/processamento, $\mathcal{M} = 2M + 1$, com $M =$ número inteiro positivo. Em certos casos, identifica também o comprimento total da mensagem.
\mathcal{MK}	$= (2M + 1)K$, número total de bits ou usuários equivalentes síncronos (usuários virtuais) em um sistema assíncrono.
N_s	número de amostras por símbolo; tipicamente tem-se $N_s = 3, 4$. ou 5
\mathbf{P}	matriz de espalhamento composta pelos vetores seqüências de espalhamento $\{\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \dots, \mathbf{p}_K\}$.
$\mathbf{0}_L$	matriz zero $L \times L$.
$R_{\ell, m}(\tau)$	(ou $\rho_{\ell, m}$) elemento de correlação cruzada par normalizada entre a seq. ℓ e m .
$\check{R}_{\ell, m}(\tau)$	(ou $\rho_{m, \ell}$) elemento de correlação cruzada ímpar normalizada entre a seq. ℓ e m .
\mathbf{R}	$= \mathbf{P}^H \mathbf{P} = \{\rho_{jk}\}$, matriz de correlação das seqüências de espalhamento normalizada.
\mathfrak{R}	matriz de correlação para as seqüências de espalhamento em um sistema assíncrono, Hermitiana e Toeplitz por blocos com dimensão em função da janela de observação $\mathcal{MK} \times \mathcal{MK}$.
\mathcal{R}	$\triangleq E[\mathbf{r}\mathbf{r}^H] = PEP^H + \sigma_n^2 I_N$, matriz de correlação do sinal recebido, dimensão $N \times N$.
\mathcal{C}_{j+1}	interferência total após j -cancelamentos sucessivos em um SIC e igual a MAI + AWGN + cancelamento imperfeito cumulativo
$C_k(i)$	coeficientes de desvanecimento ou ganho de canal
χ_{j+1}	$= Var[C_{j+1} A_k]$, variância da interferência total condicionada à k -ésima amplitude após j -cancelamentos sucessivos em um SIC.
$\hat{\mathcal{S}}_k^{(s)}$	k -ésimo sinal reconstruído (estimado) no s -ésimo estágio de cancelamento paralelo em um PIC.
$\hat{\mathcal{I}}_k^{(s)}$	MAI reconstruída para o k -ésimo usuário no s -ésimo estágio em IC.
$S_{k, \ell}$	Interferência Multipercurso ou Auto Interferência, devido à influência da ℓ -ésima cópia do sinal do k -usuário em canal multipercurso
ξ_k	fator de cancelamento escalonado em um PIC parcial.
J_{\min}	mínimo valor para o erro MSE em um filtro adaptativo.
$J_{exc}(\infty)$	excesso do erro MSE, quantifica o erro quadrático médio acima daquele valor obtido pelo custo MSE.
\mathfrak{M}	$= \frac{J_{exc}(\infty)}{J_{\min}}$, desajuste em um filtro adaptativo.
λ	autovalor da matriz de correlação.
ζ	$= \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}}$, espalhamento dos autovalores da matriz de correlação do sinal recebido.
$\delta(t)$	função impulso ou delta de Dirac em t .
$p_T(\cdot)$	pulso retangular de amplitude unitária no intervalo $[0, T)$.
t_k	parte inteira, múltiplo de T_c , constituinte do atraso para o k -ésimo usuário.
δ_k	fração do período chip constituinte do atraso para o k -ésimo usuário.
τ_k	$= (t_k + \delta_k) T_c$, atraso para o k -ésimo usuário relativo ao usuário de interesse.
Δ	erro de atraso de sincronismo relativo na obtenção de estimativa para τ_k .
δ_ϕ	erro de fase absoluto na obtenção de estimativa para fase da portadora ϕ em sistemas coerentes.
$\hat{\boldsymbol{\tau}}$	vetor estimativas para os atrasos de propagação, $K \times 1$.

\widehat{R}_{kl}	elemento de correlação cruzada estimada com atraso de propagação estimado para a primeira seqüência, s_k .
$\widehat{\widehat{R}}_{kl}$	elemento de correlação cruzada estimada com atraso de propagação estimado para ambas as seqüências, s_k e s_l .
$\Psi(f)$	função densidade espectral de potência (PSD).
$\Phi_c(t)$	função de autocorrelação da resposta impulsiva do canal.
$\mathfrak{F}\{.\}$	transformada de Fourier.
$(\Delta B)_c$	banda de coerência do canal, aproximadamente igual ao inverso de τ_m
τ_m	atraso de espalhamento multipercurso do canal; intervalo de tempo no qual a função de autocorrelação do canal é essencialmente distinta de zero.
L	número de caminhos de propagação em um canal com desvanecimento.
L'	número de caminhos de propagação resolvíveis com atrasos menores que T_m .
f	razão de MAI intercelular para intracelular (<i>spillover ratio</i>).

Apêndice C

Notação

a, μ, A	Escalar. Caracter em itálico.
\mathbf{v}	Vetor. Negrito, alfabeto minúsculo. Vetor coluna.
\mathbf{M}	Matriz. Negrito, alfabeto maiúsculo.
$\hat{a}, \hat{\mathbf{v}}, \hat{\mathbf{M}}$	Estimativas para o parâmetro escalar a , vetor, v , ou matriz, M
\mathbf{v}_i	i -ésimo elemento do vetor v .
$\mathbf{M}_{i,j}$ ou $m_{i,j}$	Elemento da i -ésima linha e j -ésima coluna da matriz \mathbf{M} .
$\{a_i\}$	Conjunto contendo elementos a_i .
$\text{diag}[\mathbf{M}]$	Vetor contendo elementos da diagonal da matriz \mathbf{M} .
$\text{diag}(A_1, \dots, A_K)$	Matriz diagonal com elementos A_1, A_2, \dots, A_K .
$\min\{\cdot\}$	Valor mínimo assumido pelo argumento.
$\max\{\cdot\}$	Valor máximo assumido pelo argumento.
$\text{sgn}\{\cdot\}$	Função indicadora de sinal do argumento.
$\mathbf{v} \otimes \mathbf{u}$	Convolução dos vetores v e u .
\mathbf{I}_K	Matriz identidade, dimensão $K \times K$.
\mathbb{R}, \mathbb{C}	Conjunto dos números reais e complexos, respectivamente.
$\mathbb{R}^N, \mathbb{C}^N$	Conjunto dos vetores reais e complexos de dimensão N , respectivamente.
$\text{Re}\{\cdot\}, \text{Im}\{\cdot\}$	Operador parte real e imaginária de um número, respectivamente.
$[\cdot]_{kk}$	Elemento da diagonal principal, a_{kk} , da matriz $[\cdot]$, identificado pela posição k -ésima linha e k -ésima coluna.
$[\cdot]^{-1}$	Matriz inversa da matriz $[\cdot]$.
$[\cdot]^+$	Matriz pseudo inversa ou ainda matriz inversa generalizada de Moore-Penrose de $[\cdot]$; define-se a pseudo inversa para matrizes não quadradas.
$[\cdot]^\top$	Matriz transposta de $[\cdot]$.
$(\cdot)^*$	Complexo conjugado de (\cdot) .
$[\cdot]^H$	Operador Hermitiano transposto: $[\mathbf{M}]^H = (\mathbf{M}^*)^\top$.
$[\cdot]^{-H}$	Matriz inversa transposta conjugada de $[\cdot]$.
$\lfloor \bullet \rfloor$	Parte inteira do argumento.
$\lceil \bullet \rceil$	Inteiro imediatamente maior que o argumento.
$\mathbb{E}[x]$	Esperança da variável aleatória x .
$\text{Var}[x]$	Variância da variável aleatória x .
$Q(x)$	Função Q (relacionada à função erro complementar) de uma variável randômica x de média zero e variância normalizada, $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{u^2}{2}} du = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$.
$\mathcal{O}(x)$	Complexidade de um algoritmo, proporcional a x .

\forall	Para todo.
\in	Pertence (elemento de um conjunto).
\exists	Existência.
\triangleq	Por definição.

Palavras em *itálico* são empregadas para identificar termos de língua inglesa não traduzidos.

Apêndice D

Matriz Pseudo Inversa

Seja \mathbf{A} uma matriz de dimensão $K \times M$, isto é $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{K \times M}$, que apresenta decomposição de valor singular descrita por [Golub 96], [Haykin 96]:

$$\mathbf{U}^H \mathbf{A} \mathbf{V} = \begin{bmatrix} \mathbf{\Sigma} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{D.1})$$

com $\mathbf{\Sigma} = \text{diag} [\sigma_1 \ \sigma_2 \ \sigma_3 \ \dots \ \sigma_w] =$ matriz diagonal, com autovalores σ_i ordenados: $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \sigma_3 \geq \dots \geq \sigma_w > 0$; onde $w = \text{rank}$ da matriz \mathbf{A} , número de colunas linearmente independentes de \mathbf{A} ; $(\cdot)^H$ = a matriz transposta complexa conjugada de (\cdot) . Define-se *matriz Pseudo Inversa* ou ainda *matriz Inversa Generalizada de Moore-Penrose de A* à matriz:

$$\mathbf{A}^+ = \mathbf{V} \begin{bmatrix} \mathbf{\Sigma}^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{U}^H \quad (\text{D.2})$$

onde $\mathbf{\Sigma}^{-1} = \text{diag} \left[\frac{1}{\sigma_1} \ \frac{1}{\sigma_2} \ \frac{1}{\sigma_3} \ \dots \ \frac{1}{\sigma_w} \right]$.

Caso 1 - Sistema Sobre Determinado: $K > M$. Assume-se $\text{rank } w = M$, (matriz apresenta rank completo) e portanto existe a matriz inversa $(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1}$. A *matriz Pseudo Inversa* de $\mathbf{A}_{K \times M}$ será dada por:

$$\mathbf{A}_{M \times K}^+ = \left(\mathbf{A}_{M \times K}^H \mathbf{A}_{K \times M} \right)^{-1} \mathbf{A}_{M \times K}^H \quad (\text{D.3})$$

e terá dimensões $M \times K$.

Caso 2 - Sistema Sub Determinado: $K < M$. Assume-se $\text{rank } w = K$, (matriz apresenta rank completo) e portanto existe a matriz inversa $(\mathbf{A} \mathbf{A}^H)^{-1}$. A *matriz Pseudo Inversa* de $\mathbf{A}_{K \times M}$ será dada por:

$$\mathbf{A}_{M \times K}^+ = \mathbf{A}_{M \times K}^H \left(\mathbf{A}_{K \times M} \mathbf{A}_{M \times K}^H \right)^{-1} \quad (\text{D.4})$$

e também terá dimensões $M \times K$.

Obs: Uma matriz \mathbf{A} é dita de *rank* completo (*full rank*) se:

$$w = \min \{K, M\} \quad (\text{D.5})$$

caso contrário, \mathbf{A} será de *rank* deficiente.

O *rank* da matriz \mathbf{A} é simplesmente o número de valores singulares de \mathbf{A} distintos de zero. Formalmente, é definido por:

$$\text{rank}(\mathbf{A}) = \dim(\text{ran}(\mathbf{A})) \quad (\text{D.6})$$

com $\dim(S)$ = número de elementos de qualquer base para o subespaço vetorial S . O *range* de \mathbf{A} é definido por:

$$\text{ran}(\mathbf{A}) = \{\mathbf{y} \in \mathbb{R}^K : \mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{x} \text{ para algum } \mathbf{x} \in \mathbb{R}^M\} \quad (\text{D.7})$$

e espaço nulo de \mathbf{A} definido por:

$$\text{null}(\mathbf{A}) = \{\mathbf{x} \in \mathbb{R}^M : \mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{0}\} \quad (\text{D.8})$$

Pode-se mostrar que $\text{rank}(\mathbf{A}) = \text{rank}(\mathbf{A}^\top)$ e que

$$\dim(\text{null}(\mathbf{A})) + \text{rank}(\mathbf{A}) = M \quad (\text{D.9})$$

Apêndice E

Propriedades da Matriz de Correlação em um Sistema DS/CDMA

A estimativa para os bits de dados do k -ésimo usuário em um receptor MuD linear

$$\hat{b}_k = \text{sgn}(\mathbf{t}_k^H \mathbf{y}) = \text{sgn}(\mathbf{c}_k^H \mathbf{r}) \quad (\text{E.1})$$

será determinada pela escolha ótima do *vetor de coeficientes de um filtro equivalente* operando diretamente sobre o sinal recebido, \mathbf{c}_k e pela *matriz de transformação linear* \mathbf{T} , com sua k -ésima linha dada por \mathbf{t}_k^H . Tanto a matriz de transformação como os coeficientes do filtro são selecionados visando minimizar algum critério de custo. No receptor CDMA *Convencional* faz-se o conjunto de coeficientes igual ao código de espalhamento, portanto $\mathbf{c} \in \{+1, -1\}$. Enquanto que no *Decorrelator* seleciona-se \mathbf{c} de forma a eliminar a interferência de múltiplo acesso e no receptor *MMSE* os coeficientes são selecionados objetivando minimizar o erro quadrático médio total, assumindo nestes dois casos, valores reais.

A *matriz de correlação do sinal recebido*, $N \times N$, é fundamental na obtenção dos coeficientes do filtro otimizado em um MuD. É definida pela *matriz de covariância do vetor recebido*, assumindo-se símbolos de dados independentes e equiprováveis.

$$\mathcal{R} \triangleq \mathbb{E}[\mathbf{r}\mathbf{r}^H] \quad (\text{E.2})$$

De (2.9), resulta

$$\begin{aligned} \mathcal{R} &= \sum_{j=1}^J E_j \mathbf{p}_j \mathbf{p}_j^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_N \\ &= \mathbf{P} \mathbf{E} \mathbf{P}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_N \end{aligned} \quad (\text{E.3})$$

com σ_n^2 = variância do ruído do sinal recebido amostrado; \mathbf{I}_N = matriz identidade $N \times N$.

Assumindo-se, sem perda de generalidade, usuários com energia unitária, $\mathbf{E} = \mathbf{I}_K$, a matriz de correlação do sinal recebido será composta pela adição de duas matrizes de covariância: a dos vetores de espalhamento e a do ruído do canal:

$$\mathcal{R} = \mathbf{P} \mathbf{P}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_N \quad (\text{E.4})$$

$$\mathcal{R} = \mathbf{R}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_N \quad (\text{E.5})$$

Considerando sistemas não sobrecarregados, $K < N$, a matriz \mathcal{R} apresentará as seguintes propriedades, com λ denotando um autovalor arbitrário de \mathcal{R} e \mathbf{v} o correspondente autovetor.

Propriedade 1 - A matriz de correlação R é Hermitiana⁷³ e Toeplitz⁷⁴ por blocos.

De (E.4) é claro que $\mathcal{R} = \mathcal{R}^H$ e portanto \mathcal{R} é Hermitiana. Um sinal DS/CDMA com seqüências de espalhamento curtas ($T_b = NT_c$, com $N =$ ganho de processamento) terá estatísticas cicloestacionárias⁷⁵. Como consequência, \mathcal{R} será Toeplitz por blocos com tamanho do bloco igual ao período do sinal cicloestacionário. Este período é igual ao período de símbolo se as seqüências de espalhamento empregadas forem curtas. Se o receptor for projetado para processar \mathcal{M} períodos de símbolos por vez, então a matriz de correlação é Toeplitz por bloco e dada por:

$$\mathcal{R} = \begin{bmatrix} \mathcal{R}(0) & \mathcal{R}(1) & \cdots & \mathcal{R}(\mathcal{M}-1) \\ \mathcal{R}(1)^H & \mathcal{R}(0) & \cdots & \mathcal{R}(\mathcal{M}-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathcal{R}(\mathcal{M}-1)^H & \mathcal{R}(\mathcal{M}-2)^H & \cdots & \mathcal{R}(0) \end{bmatrix} \quad (\text{E.6})$$

onde $\mathcal{R}(i)$ são matrizes Hermitianas quadradas de tamanho igual ao número de amostras por símbolo.

Propriedade 2 - R é uma matriz definida positiva, caso seja garantido que todos os K usuários ativos resultem em um conjunto de seqüências de espalhamento linearmente independentes.

Propriedade 3 - Os autovalores de R são reais e positivos [Haykin 96].

Propriedade 4 - Os autovalores de R são iguais aos autovalores de $\mathbf{P}\mathbf{P}^H$ mais a variância do ruído, σ_n^2 .

De (E.4), resulta imediatamente

$$(\mathbf{P}\mathbf{P}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}) \mathbf{v} = \lambda \mathbf{v} \quad (\text{E.7})$$

$$\mathbf{P}\mathbf{P}^H \mathbf{v} = (\lambda - \sigma_n^2) \mathbf{v} \quad (\text{E.8})$$

e portanto, uma vez que $\lambda - \sigma_n^2$ é um autovalor de $\mathbf{P}\mathbf{P}^H$, então os autovalores de \mathcal{R} são idênticos ao de $\mathbf{P}\mathbf{P}^H$ mais σ_n^2 . Os autovetores permanecem inalterados.

⁷³ Diz-se que uma matriz de valores complexos é Hermitiana se for igual à sua matriz conjugada transposta.

⁷⁴ Uma matriz será Toeplitz se todos os elementos de sua diagonal principal são iguais e se os elementos de qualquer outra diagonal paralela à principal também forem iguais.

⁷⁵ Qualquer DS/CDMA que empregue seqüências de espalhamento de período finito e múltiplo do período de bit de dados terá estatísticas cicloestacionárias. No entanto, esta característica é melhor explorada na prática quando o período da cicloestacionaridade for suficientemente pequeno, o que sugere o uso de seqüências curtas.

Propriedade 5 - R possui K autovalores acima do patamar de ruído e $N - K$ autovalores iguais ao patamar de ruído. K seqüências de espalhamento linearmente independentes são colunas de \mathbf{P} (2.19), portanto $\text{rank}\{\mathbf{P}\} = K$. Assim, $\mathbf{P}\mathbf{P}^H$ possui K autovalores diferentes de zero e $N - K$ autovalores iguais a zero. Pela propriedade 4 resulta que os autovalores de \mathcal{R} são obtidos simplesmente pela adição de σ_n^2 .

Propriedade 6 - Os autovalores distintos de zero de $\mathbf{P}\mathbf{P}^H$ são iguais aos autovalores de $\mathbf{P}^H\mathbf{P}$. Assim, os coeficientes de correlação das seqüências de espalhamento e σ_n^2 caracterizam completamente os autovalores de R .

Propriedade 7 - Os autovalores de R^n são λ^n . [Haykin 96].

Propriedade 8 - A inversa de R é dada por

$$\mathcal{R}^{-1} = \frac{1}{\sigma_n^2} \left[\mathbf{I}_N - \mathbf{P} (\sigma_n^2 \mathbf{I}_K + \mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H \right] \quad (\text{E.9})$$

Propriedade 9 - Os autovalores de R são limitados por

$$\max \left(\sigma_n^2, 1 + \sigma_n^2 - \sum_{i=1}^K \sum_{j=i+1}^K |\rho_{i,j}| \right) \leq \lambda \leq \min \left(K + \sigma_n^2, 1 + \sigma_n^2 + \sum_{i=1}^K \sum_{j=i+1}^K |\rho_{i,j}| \right) \quad (\text{E.10})$$

onde $\rho_{i,j} = \mathbf{p}_i^H \mathbf{p}_j$, coeficientes de correlação entre as seqüências de espalhamento do usuário i e j .

Propriedade 10 - Um sistema celular levemente carregado ($K \ll N$) pode resultar em um sistema de equações mal condicionado.

Da propriedade 5 resulta que \mathcal{R} possui $N - K$ autovalores acima do patamar de ruído. Em um sistema pouco carregado e pequena variância de ruído, haverá muitos autovalores pequenos e $\frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}}$ será grande. Nestas condições, operações com \mathcal{R} , tal como inversão, podem tornar-se numericamente problemáticas.

Apêndice F

Avaliação de Desempenho via Simulação Monte Carlo

O método de simulação computacional Monte Carlo é empregado quando não for possível determinar a probabilidade de erro de bit nem analiticamente e nem numericamente ou ainda quando se estiver investigando a validade de expressões (semi-) analíticas para o desempenho de estruturas sob análise.

O MCS é simplesmente um conjunto de seqüências de Bernoulli onde são computados o número de sucessos (ou de erros, quando se trata de taxa de erro de bit, considerado aqui) dividido pelo número de realizações [Jeruchim 92]. No contexto explorado ao longo deste estudo, a probabilidade estimada, \hat{P}_e , computada através do método de simulação Monte Carlo é dada por:

$$\hat{P}_e = \frac{n_{\text{erros}}}{TRIALS} \quad (\text{F.1})$$

onde $TRIALS$ = numero de realizações independentes⁷⁶ Monte Carlo e n_{erros} = números de erros obtidos nestas realizações, assumindo-se que todos os símbolos têm a mesma probabilidade de ocorrência, quer seja comparando-se o símbolo transmitido com o símbolo detectado no receptor, quer seja, em problemas de detecção, avaliando a probabilidade com que a variável randômica ou estatística, a excede um limiar γ , $\Pr\{a > \gamma\}$.

Pela lei dos grandes números, \hat{P}_e converge para a P_e quando $TRIALS \rightarrow \infty$. [Jeruchim 92] No entanto, torna-se computacionalmente inviável permitir que $TRIALS \rightarrow \infty$. Assim, escolhendo-se adequadamente o número de iterações Monte Carlo pode-se chegar a uma razoável aproximação para a probabilidade de erro de bit verdadeira. Uma vez que o método MCS apresenta uma distribuição binomial, isto é, escolhendo-se um $TRIALS$ finito, $n_{\text{erros}} \cdot \hat{P}_e$ terá comportamento estatístico binomial, pode-se chegar a uma forma fechada para o *intervalo de confiança* (CI) em termos de distribuição cumulativa Beta. No entanto, como as equações devem ser resolvidas iterativamente e as faixas de valores dos parâmetros nas tabelas para a distribuição Beta disponíveis não cobrirem os casos de interesse da \hat{P}_e , adota-se as aproximação de distribuição Normal para cálculo do intervalo de confiança.

É bem conhecido que quando $TRIALS \rightarrow \infty$, a estimativa para P_e tende a uma distribuição normal de média P_e e variância $P_e \frac{1-P_e}{TRIALS}$. Assim, pode-se construir o intervalo de confiança na

⁷⁶ Variáveis aleatórias independentes. Em geral, as variáveis não precisam ser Gaussianas, apenas IID.

forma

$$\Pr \{y_+ \leq P_e \leq y_-\} = 1 - \alpha \quad (\text{F.2a})$$

$$y_{\pm} = \frac{TRIALS}{TRIALS + d_{\alpha}^2} \left[\hat{P}_e + \frac{d_{\alpha}^2}{2 \cdot TRIALS} \mp d_{\alpha} \sqrt{\hat{P}_e \frac{1 - \hat{P}_e}{TRIALS} + \frac{d_{\alpha}^2}{2 \cdot TRIALS}} \right] \quad (\text{F.2b})$$

onde d_{α} é escolhido de forma a satisfazer

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-d_{\alpha}}^{d_{\alpha}} e^{-t^2/2} dt = 1 - \alpha \quad (\text{F.3})$$

A aproximação normal para CI será aceitável se $P_e \geq d_{\alpha} \sqrt{P_e \frac{1 - P_e}{TRIALS}}$, isto é, o desvio padrão do processo é menor que P_e por um fator d_{α} , um número inteiro pequeno; ou ainda, a desigualdade translada-se para $P_e TRIALS \geq d_{\alpha}^2$.

Afim de se ter uma regra prática para a escolha do número $TRIALS$ para simulação MCS, normaliza-se o intervalo de confiança em relação a própria BER de tal forma a se ter:

$$P_e = 10^{-v}$$

$$TRIALS = \kappa 10^v$$

e as seguintes aproximações, válidas para a maior parte dos casos práticos de interesse:

$$\frac{TRIALS}{TRIALS + d_{\alpha}^2} \cong 1 \quad (\text{F.4})$$

$$\hat{P}_e(1 - \hat{P}_e) \cong \hat{P}_e \quad (\text{F.5})$$

A expressão (F.2b) se reduz a:

$$y_{\pm} = 10^{-v} \left[1 + \frac{d_{\alpha}^2}{2\kappa} \sqrt{1 \pm \frac{4\kappa}{d_{\alpha}^2} + 1} \right] \quad (\text{F.6})$$

A figura F.1 mostra três intervalos de confiança normalizados, 90%, 95% e 99% em relação à BER. Usando-se as aproximações acima, conclui-se que um intervalo de confiança de 95% é equivalente a obter nas simulações BER estimando na faixa $[1, 84; 0, 55] \hat{P}_e$ quando $TRIALS = 10/P_e$. Esta faixa se aproxima lentamente da BER verdadeira, por exemplo, passa para $[1, 21; 0, 82] \hat{P}_e$ quando se aumenta em 10 vezes o número de realizações $TRIALS$. Esta aproximação lenta é devido à dependência $\sqrt{1/TRIALS}$ em (F.2a).

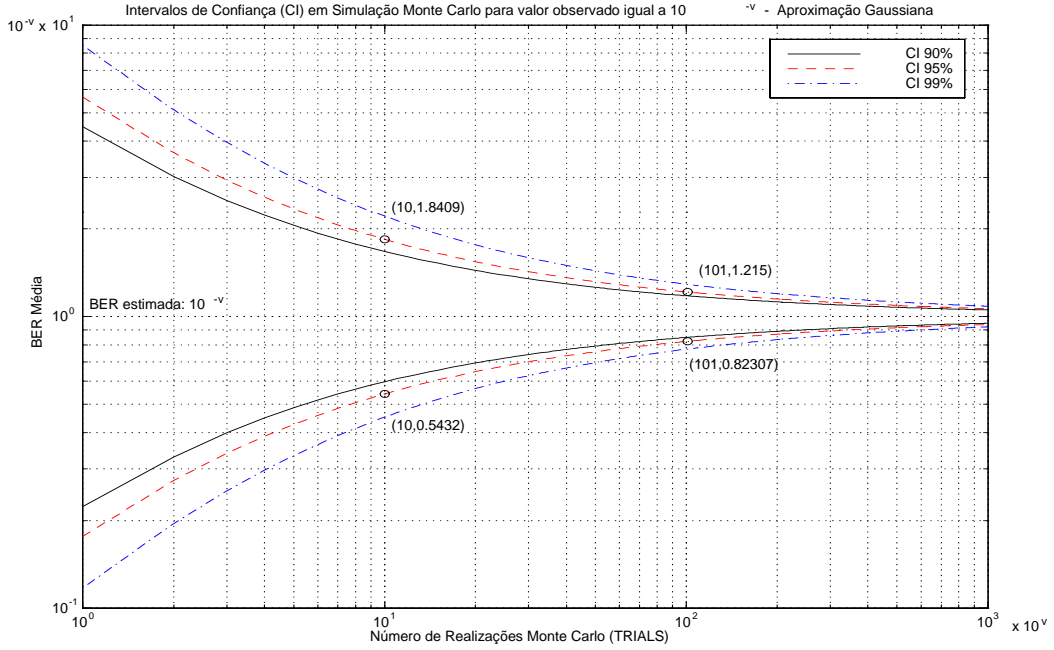


Figura F.1. Bandas de Confiança sobre BER quando o valor observado for igual $P_e = 10^{-v}$ para simulação Monte Carlo baseada na aproximação normal de CI.

Uma vez que o MCS é uma ferramenta computacional para a estimativa de desempenho, a escolha do número de realizações independentes $TRIALS$ afetará a acurácia do resultado. Portanto, $TRIALS$ deve ser gradualmente aumentado até que a probabilidade computada convirja. Se a probabilidade verdadeira for pequena, o número de erros n_{erros} pode resultar muito pequeno. Por exemplo, se $\Pr\{a > \gamma\} = 10^{-6}$, então cerca de apenas 1 em 10^6 realizações excederá o limiar γ . Neste caso, $TRIALS$ deve ser muito maior que 10^6 para garantir que a \hat{P}_e seja estimada com acurácia. Pode-se mostrar que se um erro relativo de

$$\epsilon = \frac{|\hat{P}_e - P_e|}{P_e} \quad (F.7)$$

for desejado para um Intervalo de Confiança $CI = 100(1 - \alpha)$, medido como percentagem das realizações em que o a probabilidade computada não exceda o valor nominal estimado, então pode-se escolher $TRIALS$ tal que satisfaça a [Kay 98]:

$$TRIALS \geq \frac{[Q^{-1}(\alpha/2)]^2 (1 - P_e)}{\epsilon^2 P_e} \quad (F.8)$$

onde P_e é a probabilidade a ser estimada. A figura F.2 apresenta valores de $TRIALS$ para vários casos de interesse. Consideram-se erros relativos da ordem de $\epsilon = 5\%$, 10% e 20% para os intervalos de confiança, $CI = 95\%$ e 98% e probabilidade de erros de bit a ser estimada na faixa de $P_e \in [10^{-1}; 10^{-7}]$.

A figura F.3 apresenta os números de erros médios obtidos em simulações MCS, $\overline{n_erros} = \widehat{P}_e \times TRIALS$, para os correspondentes CI e ϵ anteriores. Note-se que é possível obter deste gráfico uma critério de parada para as realizações das variáveis randômicas em um processo MCS. Por exemplo, deve-se ajustar em um loop de iterações $n_erros = 100$ para se garantir um $\epsilon = 0,2$ com um intervalo de confiança $CI = 95\%$, válido para uma ampla faixa de P_e a serem estimadas.

Quando a abordagem de simulação Monte Carlo for impraticável, pode-se empregar o método *Importance Sampling* (IS) para reduzir o tempo computacional [Jeruchim 92]. O método IS não será tratado aqui.

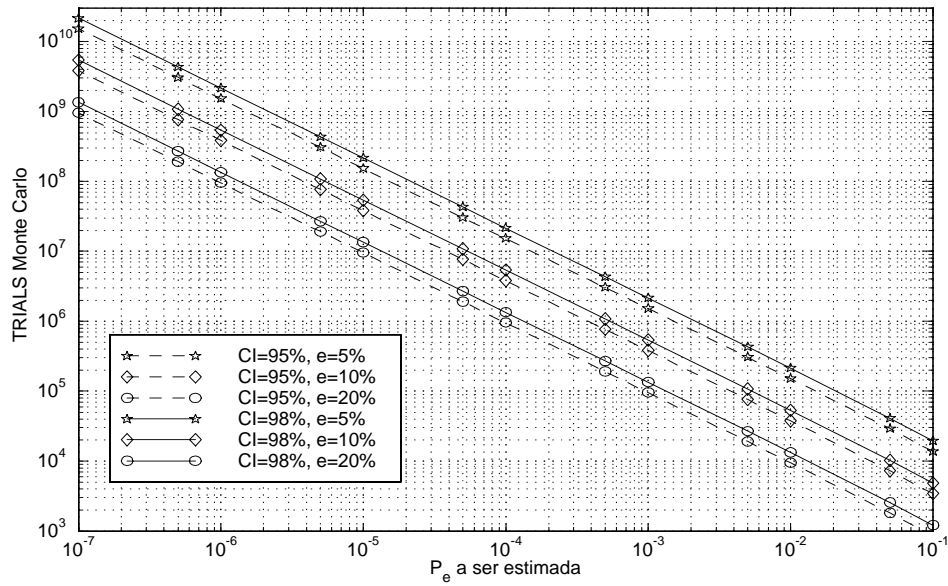


Figura F.2. Número de realizações em simulação Monte Carlo necessárias à obtenção de certo erro relativo máximo ϵ em um intervalo de confiança CI

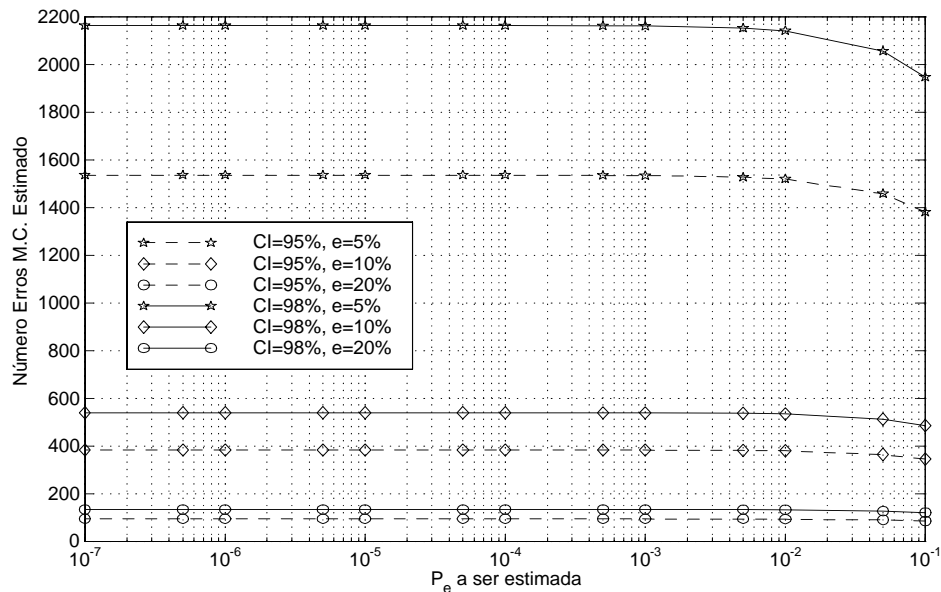


Figura F.3. Número de Erros Estimados em simulação Monte Carlo.

Apêndice G

Procedimentos de Simulação

G.1 Canal AWGN

A adição de ruído branco Gaussiano ao conjunto de sinais transmitidos deve seguir algumas relações afim de se ajustar corretamente o nível de potência deste ruído. Para tanto, adota-se os seguintes procedimentos de simulação Monte Carlo na geração e adição do AWGN:

1. Em um sistema receptor amostrado, para modulação BPSK, códigos curtos e pulsos quadrados, a relação entre as energias de bit e a de ruído é:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P.T}{N_0} = \frac{P.N.T_c}{N_0} = \frac{P.N.N_s.T_s}{N_0}$$

$\sigma_n^2 = \frac{N_0}{2}$ = densidade espectral de potência bilateral do AWGN; E_b = energia de bit de dados; N_s = número de amostras por chip; T_s = período de amostragem; N = ganho de processamento; P = potência recebida; T = período de bit dados, para código curto vale: $T = NT_c$, com T_c = período de chip, assumido normalizado nas simulações MCS.

2. De uma forma mais geral, considerando B = largura de banda unilateral do sinal espalhado em banda base, a potência de AWGN será

$$\sigma_n^2 = N_0.B = \frac{N_0}{2.T_s}$$

considerando que a largura de banda do sinal espalhado em um sistema discreto amostrado é dada por $B = \frac{1}{2.T_s}$. Portanto, a expressão em 1) é equivalente a:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P.N.N_s.T_s}{N_0} = \frac{P.N.N_s}{2.B.N_0} = \frac{P.N.N_s}{2.\sigma_n^2} = \frac{SNR.N.N_s}{2}$$

com $\frac{P}{\sigma_n^2} = SNR$ = relação entre as potências de sinal pré-desespalhado e de ruído. Em dB, torna-se:

$$\left. \frac{E_b}{N_0} \right|_{dB} = SNR|_{dB} + N|_{dB} + N_s|_{dB} - 3$$

3. Considerando potência recebida igual a $2P$, e número de amostras por chip $N_s = 1$, as expressões acima simplificam-se:

$$\frac{E_b}{N_0} = SNR.N; \quad \left. \frac{E_b}{N_0} \right|_{dB} = SNR|_{dB} + N|_{dB}$$

4. Nas simulações MC realizadas, normalizou-se a potência de ruído, $\sigma_n^2 = 1$ e ajustou-se a potência de sinal de interesse (usuário 1) para

$$2P_1 = 2\sigma_n^2 \frac{E_b}{N_0} \frac{1}{N.N_s}$$

adicionalmente, considerou-se para todas as simulações em canal síncrono $N_s = 1$, simplificando ainda mais a relação acima:

$$P_1 = \sigma_n^2 \frac{E_b}{N_0} \frac{1}{N} = \frac{E_b}{N_0} \frac{1}{N} \quad (\text{canal síncrono})$$

$$P_1|_{dB} = \frac{E_b}{N_0}|_{dB} - N|_{dB} \quad (\text{canal síncrono})$$

Esta é a potência para o usuário de interesse, sendo o $\frac{E_b}{N_0}$ a relação de energia de bit pela de ruído em que o sistema receptor para o usuário de interesse opera. Para obter as potências recebidas dos usuários interferentes pelo receptor do usuário de interesse, basta considerar a razão *near-far*. O vetor potência recebida resulta:

$$\mathbf{P} = P_1.\mathbf{NFR}$$

$$\mathbf{P}|_{dB} = P_1|_{dB} + \mathbf{NFR}|_{dB}$$

5. Sinal Recebido: $r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\frac{2P_k}{T}} b_k(t) s_k(t) + n(t)$, com $2P_k = A_k^2$, potência recebida do k -ésimo usuário e A_k a respectiva amplitude recebida; $\sqrt{\frac{1}{T}}$ é devido à normalização para as seqüências de espalhamento no intervalo de 1 bit de informação, considerando código curto; $n(t) = \text{normrnd}(0, \text{sgma}, 1, N)$, onde $\text{normrnd}(md, \sqrt{\text{var}}, \text{lin}, \text{col})$ gera amostras (vetor linha com N colunas) de um processo randômico com distribuição normal de média md , e desvio padrão $\sqrt{\text{var}} = \sigma_n = 1$ (assumido normalizado). Note-se que como o número de amostras por chip, N_s , foi feita igual a 1, são necessárias a geração de N amostras de ruído por período de bit, T . Caso fosse adotado sobre-amostragem ($N_s > 1$), dever-se-ia gerar $N_s.N$ amostras por período de bit. Para se ter certeza da independencia das amostras de AWGN geradas através do comando $\text{normrnd}(md, \text{sgma}, 1, N)$, com $md = 0$; $\text{sgma} = 1$ e $N = 1000$, foram gerados 50 conjuntos de amostras AWGN e calculadas as Autocorrelações Médias de Conjunto de X_1 e X_2 , as Densidades Espectrais de Potencia Médias e a Correlação Cruzada de Conjunto das amostras X_1 e X_2 , figura G.1.
6. Finalmente, foram obtidas curvas de desempenho para o receptor Convencional síncrono em canal AWGN utilizando simulação Monte Carlo, comparando-as às curvas teóricas, figuras G.2 e G.3. A boa concordância entre os valores teóricos e de simulação mostra a validade do procedimento de simulação MCS adotado.

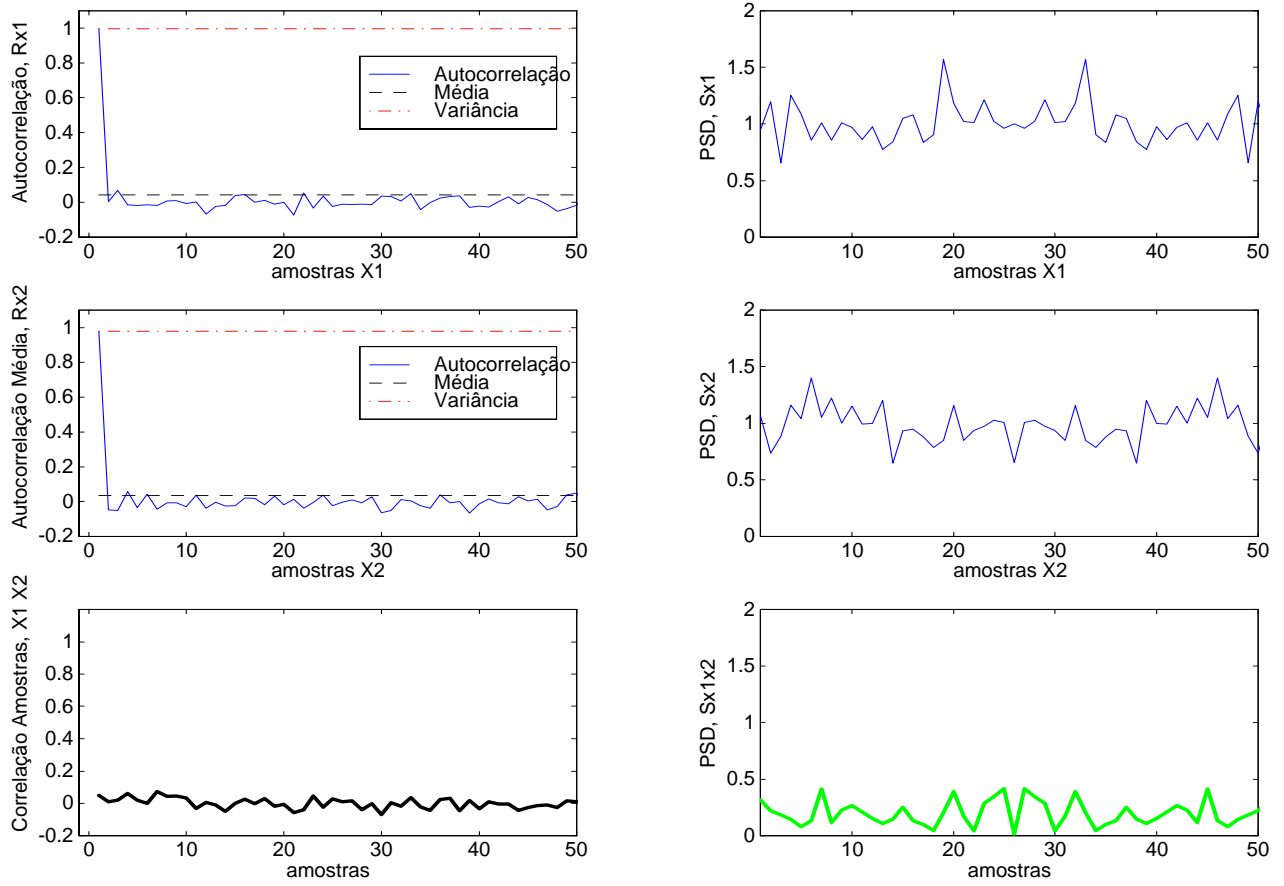


Figura G.1. Correlação e Densidade Espectral de Potência (PSD) de amostras AWGN geradas a partir do comando MatLab $normrnd(md, \sqrt{var}, lin, col)$. Média em 50 conjuntos de amostras.

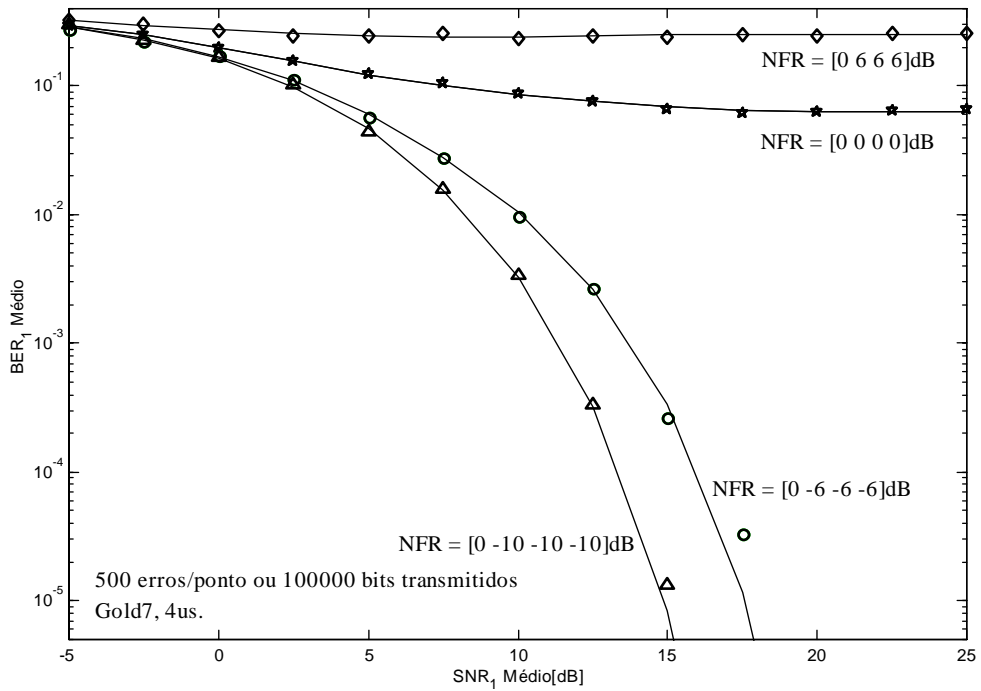


Figura G.2. Resultados de simulação Monte Carlo \times analítico para o desempenho do detector Convencional síncrono com $K = 4us$, Gold7 em canal AWGN e ampla faixa de NFR . Critério de parada na obtenção da \overline{BER} em cada ponto: 500 erros ou 10^5 bits transmitidos.

Note-se que na figura G.1 as amostras de X_1 e X_2 estão totalmente descorrelacionadas, indicando que o comando `normrnd(.)` do MatLab5.0 é capaz de gerar amostras descorrelacionadas sem a necessidade de se ajustar a semente (*Seed*).

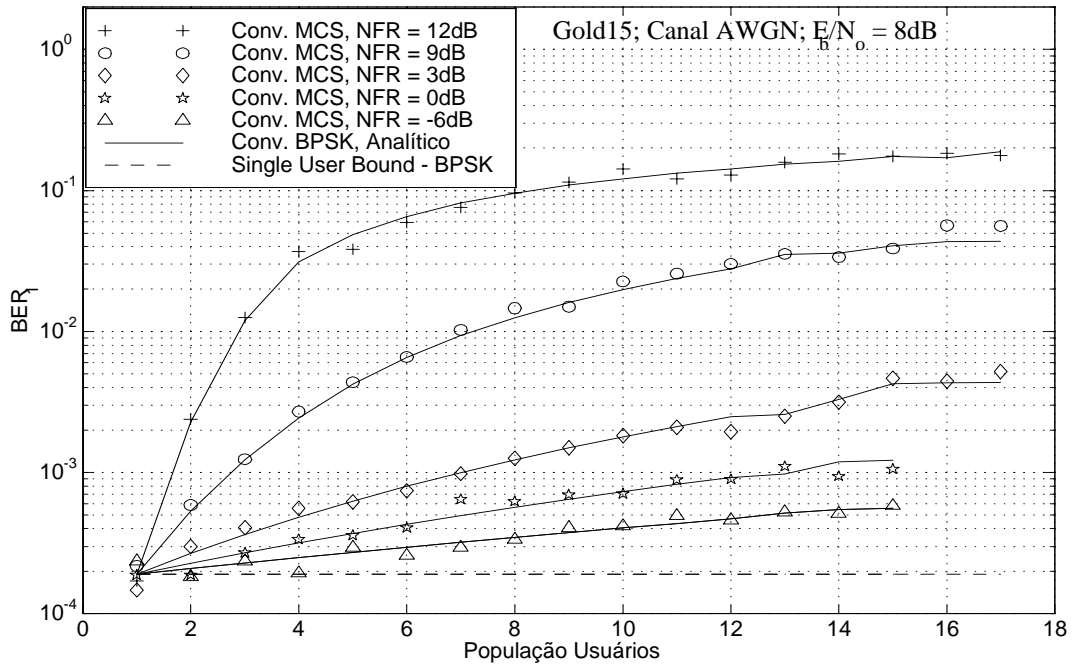


Figura G.3. Resultados de simulação Monte Carlo \times analítico para desempenho do detector Convencional BPSK em canal AWGN síncrono. Gold15 e $\frac{E_b}{N_0} = 8dB$. Parada: 100 erros/ponto; $NFR = 0$.

G.2 Canal com Desvanecimento Rayleigh Lento

A obtenção de um canal com características de desvanecimento Rayleigh Lento em geral e Plano em particular, segue as seguintes condições de simulação:

1. Energia de bit é ajustada para: $E_{bit} = \sigma^2 SNR$ ($SNR = \frac{E_{bit}}{\sigma^2} = \frac{E_{bit}}{N_0}$, com $\sigma^2 = N_0$). A energia de chip será dada por: $E_{chip} = \frac{E_{bit}}{T} = \frac{E_{bit}}{N}$;
2. Em canais com desvanecimento Rayleigh Plano, a matriz Ganho de Canal diagonal, $\mathbf{W}(i)$, terá sua k -ésima componente expressa por:

$$W_{k,k} = \sqrt{E_{b_k}} C_k(i) = \sqrt{E_{b_k}} |C_k(i)| \exp[j\theta_k], \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (G.1)$$

com K = número total de usuários. Assume-se aqui que o desvanecimento do canal é lento o suficiente para que o coeficiente de canal $|C_k(i)| \exp[j\theta_k]$ possa ser considerado constante durante o período de símbolo, T . Para canais com desvanecimento Rayleigh, o coeficiente de canal C_k apresenta média zero e variância complexa unitária, sendo gerado a partir do modelo de Jakes Modificado, seção 2.6.5.2 ou combinando-se geradores de números randômicos no

MatLab, seção 2.6.5.3. C é resultado da composição de duas distribuições: as amplitudes $|C_k|$ terão uma distribuição Rayleigh e as fases, θ_k , terão uma distribuição uniforme no $[0, 2\pi]$.

O outro processo estocástico envolvendo na obtenção do canal com desvanecimento é o do ruído AWGN, n , de média zero e variância função de $\frac{E_b}{N_0}$, dada por $\frac{N_0}{E_b}$ no transmissor, ou equivalente a $\mathbf{R}N_0$ em um receptor CDMA MuD linear, com \mathbf{R} = matriz de correlações das seqüências assinantes. Note-se que a variância do processo de ruído colorido em canal Rayleigh será então $\sigma_{noise}^2 = N_0$. Para a descrição do AWGN pode-se empregar convenientemente o formato retangular ou polar. Caso sejam adotadas coordenadas retangulares, as componentes I e Q do ruído aditivo Gaussiano Branco Complexo terão distribuição normal; caso seja polar, resultará em distribuição uniforme para as fases aleatórias do processo AWGN e o módulo será descrito por uma distribuição normal. Detalhes na seção 2.6.5.3.

Os histogramas contendo a distribuição dos valores das amostras dos processos estocásticos C e n empregados na obtenção do desempenho de um receptor Convencional em canal Rayleigh Plano são vistos na figura G.4 para três valores de $\frac{E_b}{N_0}$: 10, 22 e 36 dB.

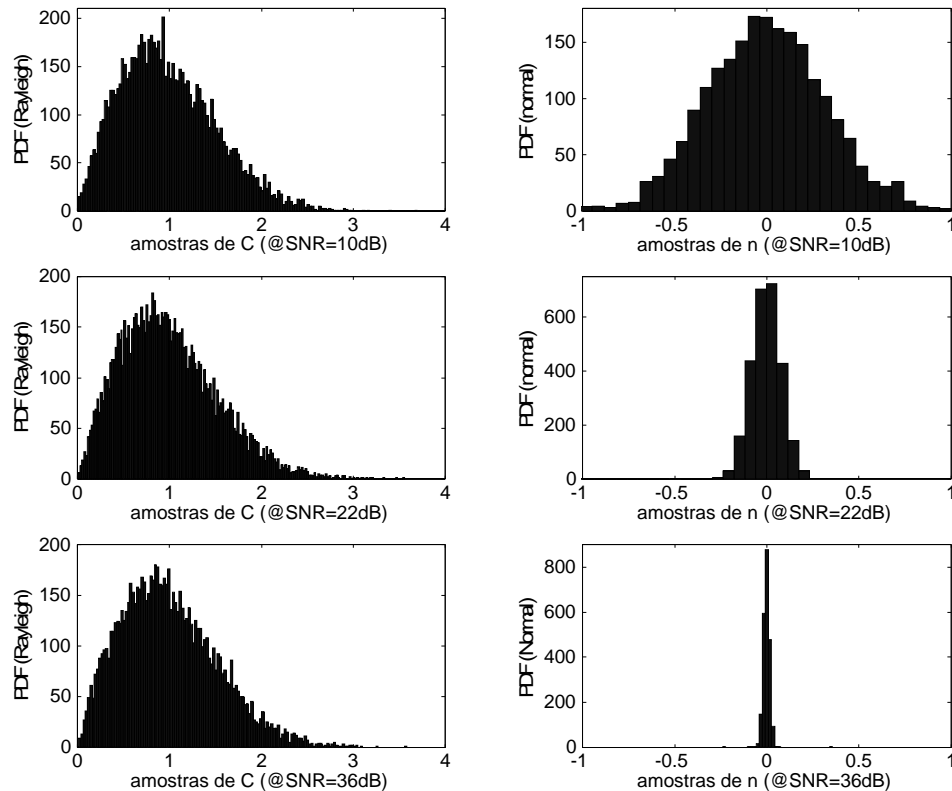


Figura G.4. PDFs para as amostras dos processos estocásticos Rayleigh e Gaussiano empregadas na simulação MCS de um canal com desvanecimento

A figura G.5 mostra o desempenho teórico e por simulação MCS do receptor Convencional em canal Rayleigh Plano para uma ampla faixa de valores de $\frac{E_b}{N_0}$. As amostras para os coeficientes de

canal Rayleigh foram obtidas através do gerador RNG do MatLab, a partir de (2.250). Também para canal com desvanecimento Rayleigh a boa concordância entre os valores teóricos e de simulação mostra a validade do procedimento de simulação MCS adotado.

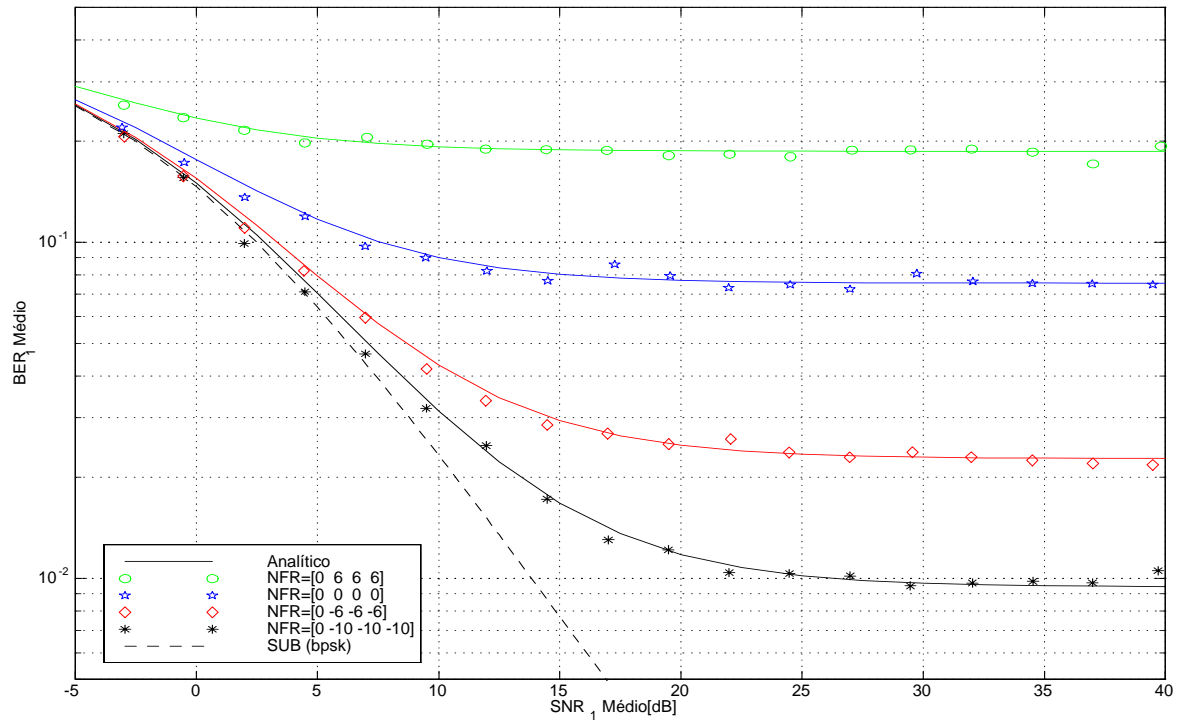


Figura G.5. Detector Convencional $K = 4us$, Gold7 em canal Rayleigh plano e $\sigma_{noise}^2 = N_o/4$. Comparação de desempenho analítico versus simulação Monte Carlo com 1000 erros/pto.

Apêndice H

Efeito do número de Amostra por Chip, N_s , sobre o Desempenho MCS

Em simulações Monte Carlo a representação discreta dos sinais de sistemas CDMA assíncronos deve ser capaz de descrever o assincronismo de todos os sinais recebidos, tornando esta representação a mais próxima da realidade (atraso contínuo). Isto pode ser obtido tomando-se um grande número de amostras por chip, N_s . No entanto, um elevado N_s pode tornar, em muitos casos, as simulações Monte Carlo impraticáveis devido ao excessivo aumento do tamanho das matrizes envolvidas, resultando em elevados tempos de processamento computacionais. Por outro lado, a elevação excessiva do intervalo de discretização dos atrasos pode resultar em uma caracterização infiel de um sistema assíncrono prático. Assim, deve-se buscar um compromisso entre fidelidade na representação do sistema assíncrono a ser simulado e o aumento da complexidade de processamento computacional resultante da elevação do N_s .

Para se ter uma idéia do quanto o N_s afeta a obtenção do desempenho verdadeiro, seja o caso de um sistema bem conhecido, o detector Convencional. A figura H.1 apresenta o efeito do número de amostra por chip sobre o desempenho médio de um detector Convencional assíncrono com seqüências de espalhamento puramente randômicas de comprimento $N = 31$; foram considerados $N_s = [1, 2, 3, 4]$ amostras/chip, sistema operando em $\frac{E_b}{N_0} = 8dB$ e controle perfeito de potência; fases das portadoras com distribuição uniforme em $\phi_k = [-\pi; +\pi]$; parâmetros τ_k e ϕ_k conhecidos perfeitamente no receptor (sem erros nas estimativas). Observe-se que para $N_s = 1$, o desempenho médio simulado se aproxima da \overline{BER}^{Conv} analítico síncrono, enquanto que tomando-se $N_s \geq 3$ nas simulações Monte Carlo obtém-se um desempenho médio muito próximo do analítico assíncrono. Estas diferenças de desempenho em função do valor de N_s se devem aos valores obtidos para as correlações cruzadas nas simulações. Sabe-se que no cálculo da MAI a condição de seqüências com chips desalinhados resulta em correlações cruzadas de valores intermediários em relação ao caso de seqüências com chips perfeitamente alinhados; desta forma a inclusão destes valores intertemediários no cálculo da MAI resultará em uma melhoria do desempenho médio final do sistema [Pursley 77].

O aumento do número de amostras/chip no cálculo de desempenho obtido via simulação Monte Carlo indica o quão próximo os atrasos dos sinais CDMA representados estarão do caso real em um canal assíncrono. Como o valor de N_s influencia diretamente no tempo de simulação MCS, deve-se adotar o menor valor para N_s de tal forma a ainda se ter uma certa fidelidade em relação ao sistema

real. Via de regra, pode-se adotar um valor para N_s entre 3 e 4, para seqüências PN com comprimento $N \geq 31$. Caso o ganho de processamento seja maior, deve-se esperar um número de amostras por chip mínima menor que 3.

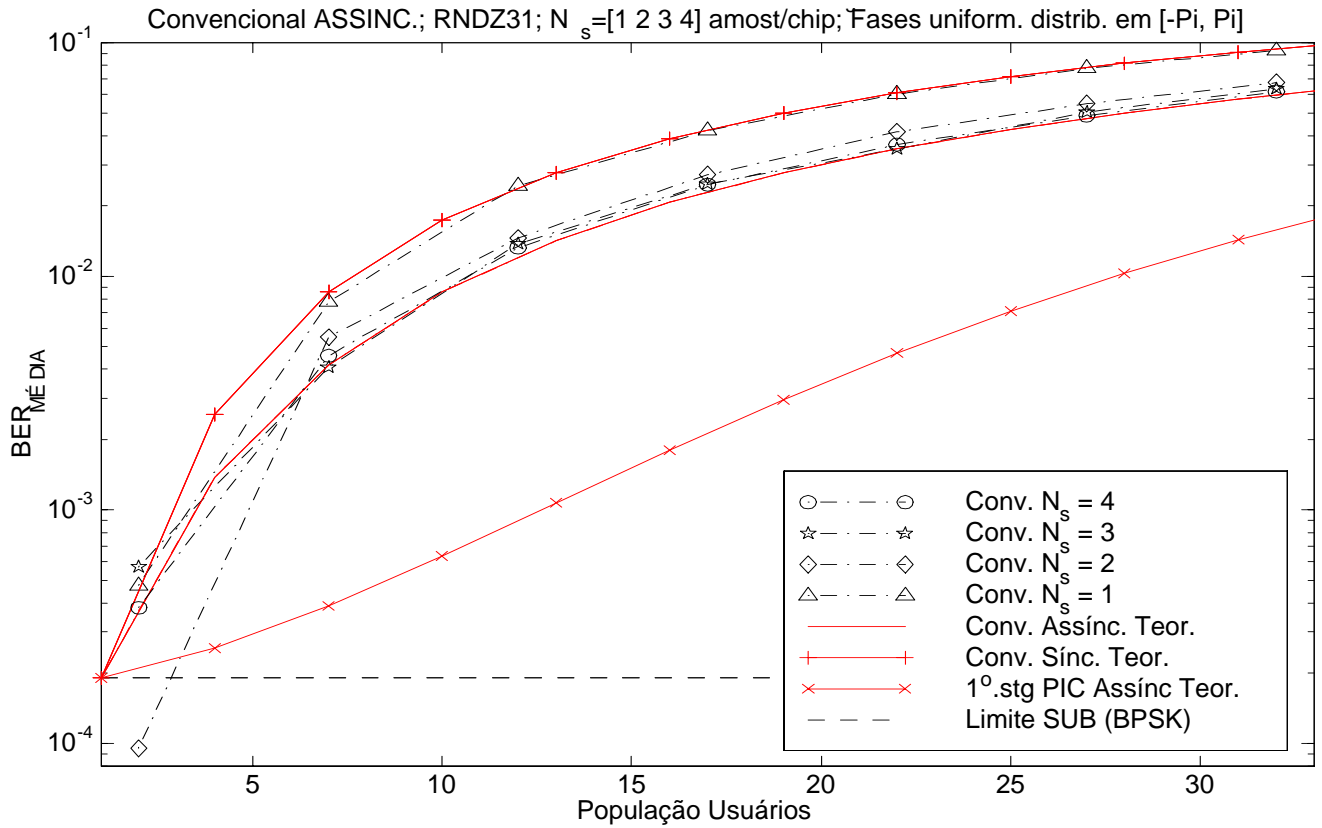


Figura H.1. Influência do número de amostras por chip, N_s , sobre o desempenho médio do detector Convencional em canal AWGN assíncrono. $\frac{E_b}{N_0} = 8dB$, controle perfeito de potência e seqüências randômicas, Rndz31.

Apêndice I

Síntese das Rotinas Implementadas em MatLab

Foram escritas centenas de funções e algumas dezenas de *scripts* empregando linguagem de alto nível MatLab v.5.0. Abaixo, descreve-se sucintamente as principais funções e scripts, utilizados neste trabalho. Os arquivos *.m* podem ser obtidos diretamente com o autor.

I.1 Rotinas Avançadas

Rotinas avançadas incluem funções e scripts escritas em linguagem MatLab5.0 objetivando a validação de novos resultados. Buscou-se com os resultados obtidos a partir destas rotinas comprovar a validade das propostas de novas estruturas receptoras IC-Multitaxa apresentadas no decorrer deste estudo. Estas novas estruturas receptoras associam o princípio do cancelamento de interferência (IC) multusuário aos esquemas multitaxa do tipo código múltiplo (MC) e ganho de processamento múltiplo (MPG) em canais (as-)síncronos AWGN e Rayleigh Plano.

I.1.1 Multitaxa MPG e MC associados aos detectores MuD-IC Tanh (MCS)

Os algoritmos descritos nesta seção foram reunidos em um menu iterativo e integrado afim de facilitar a modificação dos parâmetros de entradas e a comparação dos novos algoritmos propostos, figuras 5.1 e 5.2. Por questões de espaço, são descritas apenas parcialmente as versões para canal assíncrono de três estruturas IC-Multitaxa (das cinco analisadas): MC-PIC Tanh, MPG-PICw Tanh e MPG-GSIC Tanh.

I.1.1.1 MC-PIC Tanh Parcial/Total Pós-Detecção em Canal AWGN

1. **MuRate_MC_PIC_PosDet_Assinc** (*script*) para o cálculo da taxa de erro de bit $\times E_b/N_o$ de um sistema assíncrono multitaxa MC associado ao cancelador de interferência paralelo de 3 estágios com decisor *Tanh* e cancelamento parcial (não otimizado) e total. *Subrotinas*: Tx_MuTaxa_MC_Ass_awgn.m; amostra.m; desloca_fill_0_matriz.m; conv_assinc_n_bits_b.m; pic_estimador_MAI_assinc_a.m.
2. **MuRate_MC_PIC_PosD_Assinc_Kvar** (*script*). Idem, porém para o cálculo da taxa de erro de bit \times população de usuários crescente.

3. **pic_estimador_MAI_assinc_a(b_til, A_chap, Seqs_Sample, Dly, FiCar, Ns)** (*função*) Regenerador/Estimador MAI para PIC em canal assíncrono com dispositivo de decisão soft baseado na função tanh. *Entradas:* b_til : matriz de bits estimado, onde linhas = usuários e colunas é a cadeia de bits de informação em um canal assíncrono (frame variável em função do carregamento do sistema e E_b/N_0). A_chap : Amplitudes estimadas. Assumidas constantes para todo o intervalo de bits analisado. $Seqs_Sample$: seqüências de espalhamento Amostradas N_s vezes/chip; Dly : vetor atraso relativo entre usuários. Assume-se que esteja em ordem crescente em $[0; N_s N - 1]$; $FiCar$: Fases das portadoras recebidas para todas os sinais CDMA. Fases das portadoras são geradas no Tx com distribuição uniforme em $[\pm\pi]$; N_s : número de amostras/chip (típico: $N_s = 3$). *Sadas:* I_chap : estimativa para a interferencia MAI total vista no estágio. Devido ao Assincronismo, descarta-se a estimativa para o primeiro e último bit. Dimensão: $K \times (n_bits - 2)$. *Subrotinas:* cab.m
4. **Tx_MuTaxa_MC_Ass_awgn(EbNo_dB(eb), Seqs_efet, NFR_dB, Ns, Klr, Kmr, Khr, LR, MR, HR)** (*função*) Gera sinais de K_{efet} usuários em um sistema CDMA multitaxa MC assíncrono (= síncrono ao nível de sub-chip, N_s) em canal AWGN. *Entradas:* $EbNo_dB$: escalar, define o ponto de operação do sistema; $Seqs$: matriz com as seqüências de espalhamento, cada linha identifica um usuário. NFR_dB : vetor linha razão *near-far* com que os sinais chegam ao receptor. Ns : número de amostras/chip; Klr , Kmr , Khr : Número de usuários de baixa, média e alta taxa em um sistema MC, respectiv. LR , MR , HR : valores relativos (múltiplos) para as taxas baixa, média e alta, respect. *Sadas:* Rx : vetor linha (repetidas) contendo sinal soma CDMA de todos os usuários ativos, onde cada elemento-coluna indica o sinal soma no intervalo de sub-chip definido por $(T_c/N_s) +$ ruído AWGN. Por conveniência, Rx será repetido K_{efet} linhas. b : vetor dados BPSK, geração randômica, distribuição unif. em $[\pm 1]$. Dly : vetor linha identificado os atrasos relativos entre os usuários, gerados aleatoriamente com distribuição uniforme no $[0, N_s N - 1]$, discretizada em T_c/N_s , com $N =$ ganho process. Atrasos apresentam ordenação crescente com o número de usuários. Atraso do primeiro us. é assumido nulo. A : vetor Amplitudes. n_bits : número de símbolos gerados, variável com E_b/N_o afim de obter melhor ajuste na simulação Monte Carlo, com valores similares aos apresentados na tabela 3.2. $FiCar$: Fases com que os sinais são recebidos; assume-se distribuição uniforme em $[\pm\pi]$. São constantes no intervalo de bit, T (para códigos curtos adotados aqui é, de forma equivalente, igual período da seq, N). Dimensão: $K_{efet} \times n_bits$. *Subrotinas:* amostra.m; desloca_fill_0_matriz.m.

I.1.1.2 MPG-PICw Tanh Parcial/Total em Canal AWGN

1. **MuRate_MPG_PIC_PosDet_Assinc_Kvar.m** (*script*) obtém o desempenho para usuários fracos para cada um dos grupos multitaxa em um sistema MPG–PIC Tanh de 3 taxas (LR, MR e HR) multiestágio com população de usuários de grupo variável. Obtenção dos b_{chap} a partir estimativas soft: sinal (+, -) é obtido via decisão soft integrando-se os "sub-bits" LR e MR em 4 e 2 períodos HR, respectivamente, extraído-se o sinal resultante. Operação é feita a cada estágio, após a aplicação da função $\tanh(\cdot)$, e não apenas no final. **Obs:** estágio estimador + cancelador pré-deteção implementado em duas versões: *Ver. "a"*: (stg_mpg_wplic_predet_assinc_a.m) → obtém a estimação dos sinais interferentes, I_{chap} a partir da integração e reconstrução dos sinais multitaxa em T_{hr} ou N/HR chips, para qualquer taxa. A decisão de bit no estágio é obtida através de estimação soft de bits, resultando em melhor desempenho que a versão "b"; *ver. "b"*: (stg_mpg_wplic_predet_assinc_b.m) → obtém a estimação dos sinais interferentes, I_{chap} a partir da integração e reconstrução dos sinais multitaxa em T_{hr} ($=N/\text{HR}$ chips), T_{mr} ($=N/\text{MR}$ chips) e T_{lr} ($=N/\text{LR}$ chips), respectivamente. A decisão de bit no estágio é obtida de forma convencional: integração em T_{hr} , T_{mr} e T_{lr} . *Subrotinas:* Tx_MuTaxa_MPG_Ass_awgn.m; stg_mpg_wplic_predet_assinc_a.m
2. **MuRate_MPG_PIC_PreDet_Assinc.m** (*script*) ídem ao anterior, porém obtém o desempenho versus E_b/N_0 para os usuários fracos dos três grupos multitaxa.
3. **NFRobz_MPG_PIC_PreD_Assinc.m** (*script*) obtém a robustez *near-far* para um sistema MPG–PIC Tanh de 3 taxas, (LR, MR e HR) com K usuários em cada grupo fixo, tendo 1 ou 2 interferentes com potência variável em uma ampla faixa: -15 a +25 dB (tipicamente) em relação aos demais de potências iguais; E_b/N_0 constante. *Subrotinas:* Tx_MuTaxa_MPG_Ass_awgn.m; stg_mpg_wplic_predet_assinc_a.m
4. **conv_assinc_MuRateMPG(Rx, N, Seqs_Sampl_dupl_dly, Dly, n_bits, FiCar, Ns, LR, MR, HR, Klr, Kmr, Khr)** A função implementa o Banco de Filtros Casados assíncronos (MFB Assinc) com decisão hard para todos os K_{Fis} usuários MuTaxa MPG com taxas LR, MR e HR e retorna o vetor de bits estimados, bem como os valores dos sinais à saída do MFB. *Entradas:* Rx : vetor sinal CDMA assíncrono recebido, duplicado ou não. N : Maior Ganho de process. em um sistema MuRate MPG. $Seqs_Sampl_dupl_dly$: seqüências amostradas e duplicadas por n_bits e atrasadas de Dly . Dly : vetor contendo os atrasos crescentes relativos compreendidos entre $[0; \dots; T/\text{HR} - T_c/N_s]$, admitindo-se código curto. n_bits : número de bits transmitidos por us. do grupo de menor taxa (LR) em uma realização MCS (com os respectivos atrasos relativos). N_s : número de amostras/chip. $FiCar$: fases recebidas para todas os sinais; estas fases são geradas no Tx com distribuição uniforme em $[\pm\pi]$ e constantes no intervalo de um bit do us. de maior Taxa HR, T_{HR} , com dimensão $K \times n_bits * \text{HR}$. A razão de taxa para os usuários multitaxa é definida pelas variáveis LR , MR , HR , para os grupos de baixa, média e alta taxa. Klr , Kmr e Khr : número de usuários do grupo de Baixa, Média e Alta

Taxa, da menor para a maior taxa. Define o intervalo de integração de bit, antes da decisão de bit. *Sadas*: b_chap : vetor bits estimados para cada usuários. Z_chap : saída do MFB. *Subrotinas*: amostra.m.

5. **stg_mpg_wpic_predet_assinc_a**(S_in , Rx , N , $Seqs_Sample_dupl$, Dly , n_bits , $FiCar$, Ns , LR , MR , $idxlr$, $idxmr$, A_Pilot , SCF) a função implementa: 1. Banco de Filtros Casados AS-Síncronos (MFB ASSinc) com decisão hard para todos os us dos 3 Grupos us. MuTaxa MPG, com $Kg=Klr$ ou Kmr ou Khr e respectiva razão de taxa $mg = LR$ ou MR ou HR ; 2. Stg PIC pré-deteccção com decisor Tanh Total e parcial para os 3 grupos multitaxa. SCF é distinto para cada grupo em um mesmo estágio. *Entradas*: S_in : sinal de entrada que alimenta o estágio cancelador, originando o sinal de saída r_til_tot e $parc$; Rx : vetor sinal CDMA assíncrono recebido, duplicado ou não. N : Maior ganho de processamento em um sistema MuRate MPG; $Seqs_Sample_dupl$: seqs. amostradas e duplicadas por n_bits e $Dly=0$ (ainda sem os atrasos); Dly : atrasos entre os us., considetando os 3 grupos MuTaxa. Dly com ordenadas crescentemente para os us. LR, MR e HR; n_bits : número de bits transmitidos por us. do grupo de menor taxa (LR) em uma Realização MCS; Ns : número de amostras/chip (normalmente ≥ 3); $FiCar$: Fases Recebidas para todas os sinais. Fases das portadoras são geradas no Tx com distribuição uniforme no $[-\pi, \pi]$; são constantes no intervalo de um bit do us. de maior Taxa HR, Thr , dimensão: $K \times n_bits * HR$; LR, MR : proporção (ou razão) de taxa dos us. do grupo a ser detectado, podendo assumir os valores $LR = 1, MR > 1, HR > 1$ (baixa, média e alta taxa) $idxlr, idxmr$: índices para os us. do grupo LR e MR; A_Pilot : Amplitudes estimadas; SCF : fatores de cancelamento ponderado para os sinais regenerados, considerando os 3 grupos. *Sadas*: b_stim : bits estimados com decisão Hard após desespalhamento e função Tanh; I_chap_parc : Sinal reconstituído Ponderado por SCF ainda sem os Dlys (introduzido externamente na etapa Subtrator). Para obter sinal reconstituído total, basta fazer $SCF = 1$; r_til_parc : sinal regenerado a partir do cancelamento empregadno estimativas melhoradas obtidas no estágio.

I.1.1.3 MPG–GSIC Tanh Parcial/Total Pré-Deteccção em Canal AWGN

1. **MuRate_MPG_GSIC_PREDet_Assinc_c** (*script*) Versão C para o receptor multitaxa MPG associado ao cancelador sucessivo por grupo de usuários multitaxa (G-SIC). Após o cancelamento sucessivo inicial dos grupos HR, MR e LR, nesta ordem, realiza-se o cancelamento paralelo multiestágios dos usuários de cada grupo através do algoritmo PIC de 3 a 4 estágios com decisor Tanh. Assim, ocorre a deteccção e reconstrução preliminar dos sinais dos usuários pertencentes ao grupo HR, seguido pelo cancelamento sucessivo destes sinais já detectados/estimados dos sinais dos usuários do grupo MR. Novamente, este grupo é detectado e os sinais estimados são subtraídos dos sinais presentes às saídas do MFR do grupo LR, onde

por fim segue-se a detecção deste grupo. Emprega-se o esquema de Pré-Detecção devido à necessidade da subtração ou cancelamento de Grupo Serial (Sucessivo), além dos sinais dos usuários serem multitaxa assíncronos (dificuldade da obtenção de todas as correlações parciais dos usuários intertaxas. Atrasos dos sinais estão uniformemente distribuídos em $[0; \dots; N_s N - 1]$. O Estágio Estimador + Cancelador Pré-Detecção (stg_mpg_pic_predet_assinc.m) obtém a estimativa dos sinais interferentes, I_{chap} , a partir da integração e reconstrução dos sinais multitaxa no intervalo T_{HR} (ou de forma equivalente em $\frac{N_s N}{HR}$ su-chips), para qualquer taxa. A decisão de bit no estágio é obtida através de estimativa *soft* de bits, obtendo-se melhor desempenho que a versão onde se aplica a reconstrução dos sinais interferentes considerando intervalos maiores que T_{HR} (T_{MR} e T_{LR}) e médias temporais sobre estes intervalos. *Subrotinas*: Tx_MuTaxa_MPG_Ass_awgn.m; stg_conv_pic_predet_assinc.m; conv_assinc_MuRateMPG.m.

2. **MuRate_MPG_GSIC_PREDet_Assinc_b** (*script*). Versão B para o receptor multitaxa MPG associado ao cancelador sucessivo por grupo de usuários multitaxa (G-SIC). *Subrotinas*: idem à versão "c".
3. **MuRate_MPG_GSIC_PREDet_Assinc_a** (*script*). Versão A para o receptor multitaxa MPG associado ao cancelador sucessivo por grupo de usuários multitaxa (G-SIC) com decisor *soft Tanh* proposto neste estudo. *Subrotinas*: idem à versão "c".
4. **Tx_MuTaxa_MPG_Ass_awgn(EbNo_dB, Seqs, NFR_dB, Ns, Klr, Kmr, Khr, LR, MR, HR)** A função gera sinais de Kfis usuários em um sistema CDMA MultiTaxa MPG Assíncrono (= discretizado em no intervalo de sub-chip T_c/N_s) em canal AWGN *Entradas*: *EbNo_dB*: escalar, define o ponto de operação do sistema; *Seqs*: matriz com as seqs. de espalhamento não-normalizada. Cada linha identifica us.; *NFR_dB*: vetor linha razão near-far com que os sinais chegam ao receptor; *Ns*: número de amostras/chip: afim de aproximar mais do; *N*: maior ganho de processamento em um sistema MuTaxa MPG, demais ganhos: $GP_{mr} = N/MR$; $GP_{hr} = N/HR$; *Klr*, *Kmr*, *Khr*: número us. de baixa, média e alta taxa; *LR*, *MR*, *HR*: valores relativos (múltiplos) para as taxas baixa, média e alta, respectivamente. *Sadas*: *Rx*: vetor linha (repetidas) contendo sinal soma CDMA de todos os usuários ativos, onde cada elemento-coluna indica o chip + AWGN; por conveniência, *Rx* será repetido K linhas; *b_lmhr*: vetor dados BPSK, geração randômica, distribuição uniforme em $[+1, -1]$, considerando múltiplas taxas de dados: LR, MR e HR; dimensão da matriz Kfis X n_bits_HR (com n_bits_LR = n_bits_HR / HR/LR); *Dly*: vetor linha identificado os atrasos relativos entre os usuários, gerados aleatoriamente com distribuição uniforme no $[0, \dots, NNs - 1]T_c$, com N = maior ganho de processamento; T_c normalizado. Assume-se que todos os atrasos estão confinados no período de bits dos us. de menor taxa $T_{lr} = 1/R_{lr}$; atrasos ordenados e o atraso do primeiro us. igual a 0; *A*: vetor Amplitudes; em MPG, as amplitudes dos us. com menores GP são maiores

afim de manter constante a energia de bit transmitida para todos os us. multitaxa (a cada redução por 2 no GP, amplit. cresce de $\sqrt{2}$); n_bits : número de símbolos gerados: variável com E_b/N_0 afim de obter melhor ajuste na simulação Monte Carlo. *FiCar*: fases com que os sinais são recebidos; assume-se distribuição uniforme no $[-\pi, \pi]$.

5. **stg_conv_pic_predet_assinc(S_in, Rx, N, Seqs_Sampl_dupl, Dly, n_bits, FiCar, Ns, mg, A_Pilot, SCF)** A função implementa o banco de filtros casados assíncrono (MFB Assinc) com decisão hard para todos os K_{grupos} usuários muTaxa do tipo MPG, onde K_{grupos} podendo assumir $K_g = K_{LR}$ ou K_{MR} ou K_{HR} e respectiva razão de taxa $m_g = LR$ ou MR ou HR . Implementa ainda um estágio cancelador PIC Pré-Detecção com decisor soft do tipo função Tanh Total e Parcial. Ao final a função retorna os bits estimados na etapa do MFB, os sinais reconstruídos de todos os usuários do grupo e uma estimativa melhorada de cada sinal recebido a ser empregado na entrada do próximo estágio regenerador. *Entradas*: S_in : sinal de entrada que alimenta o estágio cancelador. Rx : vetor contendo a soma de todos os sinais CDMA assíncronos recebidos. N : ganho de processamento máximo em um sistema MuRate MPG. $Seqs_Sampl_dupl$: seqüências amostradas e duplicadas por n_bits . Dly : vetor atraso experimentado pelos sinais dos usuários até o receptor; o caso síncrono é obtido quando $Dly=0$ ou empregando-se a função "stg_conv_pic_predet_sinc_a.m". n_bits : número de bits transmitidos por us. do grupo de menor taxa (LR) em uma realização MCS. Ns : número de amostras/chip. *FiCar*: fases das portadoras recebidas para todas os sinais com distribuição uniforme e constantes no intervalo, T_{HR} . m_g : razão de taxa do grupo de us. a ser detectado. A_Pilot : Amplitudes estimadas. SCF : fator de cancelamento ponderado para o sinal regenerado. *Sadas*: b_conv : vetor bits estimados para cada usuário. Z_conv : saída do MFB referente à detecção dos sinais estimados no estágio anterior. $I_chap_parc_dly$: Sinal reconstruído assíncrono ponderado por SCF. Para obter Sinal reconstituído Total, basta fazer $SCF = 1$. *Subrotinas*: amostra.m; desloca_fill_0_matriz.m.

I.2 Rotinas Básicas

Rotinas básicas incluem funções e *scripts* escritas em linguagem MatLab5.0 objetivando a comprovação, na maioria dos casos, de resultados já obtidos ou implícitos (extensão de resultados) na literatura.

I.2.1 Modelo de Jakes Modificado para Desvanecimento Multipercurso

1. **Jakes_Model** O *script* gera coeficientes para canal com desvanecimento multieprcurso com distribuição baseado no modelo determinístico de Jakes modificado por Dent [Dent 93]. O script gera múltiplos raios descorrelacionados ou um único raio (*multipath* e *single*, *respectivamente*) a partir da composição de palavras de códigos de Walsh-Hadamard e cossenos dos osciladores de mesma frequência e fases randômicas uniformemente distribuídas. Parâmetros de entrada: frequência Doppler máxima, número de osciladores; frequência da portadora, número de raios, atenuação de cada raio

I.2.2 Funções para Desempenho de Receptores MuD-IC (MCS)

1. **pic_2 (K, N, s, EbNo, var_PdB)** Cálculo otimista para a taxa de BER média do primeiro usuário considerando um sistema PIC com usuários de potências distintas cuja variância é dada pelo escalar *var_PdB*; o cálculo é otimista pois não se está considerando o termo polarização gerado no primeiro estágio Convencional. *K*: número de usuários; *N*: ganho de processamento; *s*: número do estágio de cancelamento paralelo; *EbNo*: relação SNR de interesse. *Subrotinas*: qf.m; gngauss.m

I.2.3 Funções e Scripts para Receptores Convencional e MuD Lineares

1. **conv_assinc_n_bits_b(Rx, N, Seqs_Sampl_dupl_dly, Dly_efet, n_bits, fases_carrier, Ns)** (*função*) Implementa Banco de Filtros Casados assíncronos (MFB Assinc) com decisão hard para todos os *K* us. Difere da versão "conv_assinc_n_bits" apenas na forma de implementar a saída do MFB: substitui a notação $\exp \rightarrow \cos(\cdot)$ e $\sin(\cdot)$. *Entradas*: *Rx*: vetor sinal CDMA assíncrono recebido, duplicado ou não. *N*: Ganho de processamento; *Seqs_Sampl_dupl_dly*: seqüências amostradas e duplicadas por *n_bits* e atrasadas de *Dly*. *Dly*: vetor contendo os atrasos crescentes relativos compreendidos em $[0; N_s N - 1]$, *n_bits*: número de bits transmitidos em uma realização *Ns*: número de amostras/chip; *fases_carrier*: fases recebidas para todas os sinais. *Sadas*: *b_chap*: vetor bits estimados para cada usuários; *Z_chap*: saída do MFB.
2. **efic_decor_busca_rand (seqs)** Otimiza a eficiência assintótica média, $\eta_{média}$, Dependente e Independente do Atraso para usuários na condição Quase Síncrona. *seqs* - conjunto de seqs (Gold, Smc, Hadamard, Randz) com o qual busca-se combinar K_{max} usuários na condição $QS = 1, 2 \dots$ Chips. Assume-se $QS = 1$, atraso máximo entre os usuários. A condição Quase-Síncrona impõe $QS \leq$ alguns T_c . *Sadas*: *Efic_Dep_Med_Opt_rndz* - Eficiência Assintótica Média Dependente dos Atrasos Otimizados, em [dB], após várias iterações (procura randômica para o melhor subconjunto de seqs). *Efic Indep_Med_Opt_rndz* - idem, porém Eficiência Assintótica Média independente dos Atrasos Otimizados. *seqs*: conjunto das seqüências

considerada. *subset* - vetor contendo as linhas de seqs (identificam o subconjunto das seqs) resultante da otimização não exaustiva. Assume-se L^3 buscas. *Subrotinas*: desloca.m

3. **pconv_assinc (SeqsAtiv, Tal, NFR, SNR_dB)** Calcula a P_e exata (binomial) média para Sistema Convencional assíncrono com Energias Distintas e Correlações Cruzadas geradas a partir da Matriz das seqs ativas, SeqsAtiv. SeqsAtiv: Matriz das seqs ativas; cada linha identifica um usuário ativo; usuário 1 é o de interesse; Tal: Atrasos dos usuários, em ordem crescente. Admite-se atrasos múltiplos de T_c ; NFR_dB: Vetor linha contendo as relações Near Far (energias), em dB de todos os usuários. SNR_dB: vetor Sinal-Ruído, em dB. *Subrotinas*: R0.m; R1.m
4. **pconv_assinc_wc (SeqsAtiv, Tal, NFR_dB, SNR_dB)** idem, na condição de pior caso obtido quando todos os bits de informação são iguais para todos os interferentes, resultando em menor argumento para a função $Q(\cdot)$. *Subrotinas*: R0.m; R1.m
5. **pconv_estim_atraso (seqs, Tal, sigma_Tal, M, NFR_dB, SNR_dB)** Calcula a Prob. Erro de Bit Média (sobre todas as combinações dos bits) para o bit central do primeiro usuário em um Sistema Convencional assíncrono com energias distintas e Correlações Cruzadas geradas a partir da Matriz das seqs ativas, seqs. Considera-se janela de observação dada por $N = 2M + 1$ bits. Geram-se todas as 2^{KN-1} combinações de bits no interior da janela. Tal: vetor linha contendo os atrasos relativos verda. sigma_Tal: escalar, desvio padrão para o vetor atraso; reflete erros nas estimativas de atraso no receptor. A rotina implementa apenas uma realização independente de $\tau + \sigma_\tau$. M: inteiro relacionado ao tamanho da janela de observação, N. Considera-se o cálculo de P_e do bit Central, primeiro usuário. NFR_dB: Vetor linha contendo as energias dos usuários, em dB. SNR_dB: vetor linha, relação sinal-ruído de interesse, em dB. [Ström 94], [Parkvall 96a]. *Subrotinas*: gray_bipolar, R0c.m; R1c.m.
6. **pconvsinc3 (SeqsAtiv, A_dB, SNR_dB)** Calcula a Prob. Erro e bit para o receptor Convencional Síncrono com Energias e Correlações Cruzadas Distintas. Correlações geradas a partir da Matriz das seqs ativas, SeqsAtiv = Matriz das seqs ativas, cada linha identifica um usuário ativo. Usuário 1 é o de interesse; A_dB = Vetor linha contendo as Amplitudes, em dB de todos os usuários. SNR_dB: vetor energia em dB. *Subrotinas*: qf.m; binom.m
7. **peMMSE (seqs, AreldB)** Calcula a P_e para Detector MMSE Fixo com as entradas: Seqs: Matriz das seqs de espalhamento bipolarizadas de todos os us.; AreldB: Amplitudes: primeiro us. (absoluta) + amplit relativas dos interferentes. *Subrotinas*: qf.m; matriz_correl.m
8. **pe_s_u(SNR_dB)** Calcula e plota a P_e para o caso Convencional Single-User e S.-U. BPSK, para efeito de comparação. Entradas: vetor contendo as SNR em dB; Saídas: vetor e plot de P_e do Single User e S.U. BPSK *Subrotinas*: qf.m

9. **pe1_decor_sinc (R,SNR_dB)** Calcula valores de P_e para o 1º usuário em um Decorrelator Fixo a partir da matriz de Correlações R dos K usuários síncronos em função dos valores do vetor SNR_{dB} . Plota as P_e para o Single User e Decorrelator Síncrono. *Subrotinas:* qf.m

I.2.4 Seqüências de Espalhamento – Propriedades de Correlação

1. **Correl_Gold_Estend** (*script*) Comparação das propriedades de correlação (auto e cruzada, parcial e periódica) para seqs de Gold, tradicionais com $N = 15; 31; 63; 127$ e 255 e estendidas ($N = 16; \dots; 256$), sendo o último chip dado por: a) -1 (determinístico); b) $+1$ (determinístico); c) ± 1 (randômico e uniformemente distribuído), Síncronos e assíncronos (discretizados em T_c) visando sistemas multitaxa MC e MPG (repetição dos primeiros N/MR e N/HR chips). *Subrotinas:* valores_correl_period.m; valores_correl_parcial.m
2. **Correl_Kasami-L_Estend** (*script*) Idem, porém considerando conjuntos de seqs de Kasami Large.
3. **R0 (Tal,seqs)** Gera a submatriz $R(0)$ em detectores MuD's assíncronos Lineares [Verdú 90] a partir da função de correlação cruzada parcial continua no tempo ímpar entre duas seqüências. *Tal* - Vetor de atrasos dos usuários, em ordem crescente; *seqs* - Matriz contendo as respectivas seqüências durante um período. Usuário de interesse é o 1º. Obs: T_c : normalizado em 1. *Subrotinas:* rkic.m [Fitzgerald 96].
4. **R1 (Tal,seqs)** Idem. Gera a submatriz $R(1)$ a partir da função de correlação cruzada parcial continua no tempo par entre duas seqüências. *Subrotinas:* rki.m [Fitzgerald 96]
5. **R0c (Tal,Talc,seqs)** Idem. Generalização da rotina R0. Gera a submatriz $\hat{R}(0)$ a partir da função de correlação cruzada parcial continua no tempo ímpar entre duas seqüências e seus respectivos vetores Atraso para detectores MuD assíncronos Lineares com estimativa de Parâmetros, [Ström 94], [Parkvall 96b]. *Tal* - 1º vetor de atrasos (verdadeiros ou estimados) dos usuários, em ordem crescente. *Talc* - 2º vetor de atrasos (estimados). *seqs* - Matriz contendo as respectivas seqüências durante um período. Usuário de interesse é o 1º. T_c é normalizado em 1. *Subrotinas:* rkic.m [Fitzgerald 96]
6. **R1c (Tal,Talc,seqs)** Idem. Generalização da rotina R1 (similar a rotina R0c). *Subrotinas:* rki.m [Fitzgerald 96]
7. **valores_correl_parcial(Seqs)** Cálculo exato (exaustivo) de todas as possíveis correlações parciais (ou aperiódicas) e respectivas percentagens entre duas seqs quaisquer pertencentes ao conjunto de seqs dado pela matriz *Seqs*. São considerados todos os atrasos possíveis, discretizados em T_c , entre duas seqüências quaisquer. *Entradas:* *Seqs*: conjunto das seqs. Cada linha identifica um usuário. *Sadas:* *CC_parc_abs*: valores, em módulo, das correlações cruzadas parciais e respectivas percentagens, $[\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_{\max}]$, e $[perc_1, perc_2, \dots, perc_{\max}, \sum \%]$ onde

$\sum_{\%} = 100$ é o número que confirma a obtenção de todas as correlações. *ro_abs_med*: média aritmética para os valores, em módulo, de correlação cruzada obtidas. *nro*: número total (determinístico, dado Seqs) de correlações das cruzadas obtidas. *AC_parc*: vetor com todos os valores de auto correlação parcial obtidas e respectivas percentagens. *ac_abs_med*: média aritmética para os valores, em módulo, das auto correlações parciais obtidas, *n_ac*: número total (determinístico) de AC parciais.

8. **valores_correl_period(Seqs)** Idem, porém considerando correlações periódicas no intervalo N .

I.2.5 Funções Básicas

1. **amostra(Seqs,Ns)** a função cria uma matriz das seqs. amostradas. *Seqs*: é a matriz de entrada, dimensão $K \times N$ e *Ns* o número amostras ou repetições aplicada a cada coluna de Seqs, resultando em uma matriz amostrada, *SeqsAmost* com dimensão $K \times NNs$.
2. **allsmc** Gera todas as seqüências SMC a partir de 1 polinômio [Fitzgerald 96]. *Subrotinas*: cocosets.m; regdesl.m; dizima.m.
3. **binom(n)** calcula o binomial de n. ex: $\text{binom}(6) = 1 \ 5 \ 10 \ 10 \ 5 \ 1$
4. **cab(ℓ ,seqa,seqb)** Calcula a função correlação cruzada aperiódica entre as duas seqüências, seqa e seqb, com deslocamento relativo (em termos de número de chips), ℓ , sendo que estas seqs devem estar normalizadas. [Fitzgerald 96].
5. **crosscor2l(Seq,n)** Calcula o vetor de Correlações Cruzada (e Auto) Periódica, com todos os deslocamentos possíveis, tendo como parâmetro n-ésima linha da matriz que contém as seqs de grau m (SMC, GOLD, KASAMI ...) bipolarizadas dos usuários ativos e as demais linhas. Plota as correlações resultantes. [Fitzgerald 96]. *Subrotinas*: corcsmc.m
6. **desloca(vetor,d)** função rotaciona o vetor de d posições para a direita. d compreendido entre 0 e length(vetor)
7. **desloca_fill_0_matriz(Seqs, Dly)** a função desloca cada linha da matriz Seqs (dimensão $K \times N$) de d posições para a direita, sendo d definido pela i-ésimo elemento do vetor Dly, preenchendo com zeros as d posições iniciais. Preenche também com zeros as posições finais até completar $N + \max \{Dly\}$ colunas. A matriz resultante terá dimensão $K \times N + \max \{Dly\}$
8. **gold.m** Gera seq. de Gold a partir do par de seqs preferenciais.
9. **goldN** Gera todas as seqs de Gold de grau n e comprimento, $N = 2^n - 1$, e retorna a matriz Seqs bipolarizadas *Subrotinas*: allsmc.m; polariza.m; corcsmc.m, gold.m
10. **gngauss(m,sgma)** [vrgs1, vrgs2]=gngauss(m, sgma). Gera duas variáveis gaussianas randômicas independentes com média m e desvio padrão sigma. IN: m e sgma. OUT: vrgs1,vrgs2. Caso um das entradas não for especificada, a função assume média 0 e desvio

padrão dado. Se nem a media, nem o desvio padrão forem dados, a função gera duas variáveis Gaussianas padrão (média zero e variância 1).

11. **goldRN** Gera todas as seqs de Gold de grau n e comprimento, $N = 2^n - 1$, e retorna a matriz de correlações normalizada, R.
12. **gray_bipolar(dim)** Obtém todas as combinações binárias bipolarizadas em $\{+1, -1\}$ de dimensão dim., 2^{dim} . Gera combinações na ordem código Gray. OUT: matriz dimensão: $2^{\text{dim}} \times \text{dim}$.
13. **hadamard(n)** Obtém a matriz de Hadamard de ordem $2^n \times 2^n$, recursivamente. IN: n, escalar OUT: Hn: matriz de Hadamard
14. **matriz_correl(seqs)** Toma a matriz das seqs de espalhamento bipolarizada e obtém Matriz de Correlações normalizada, $R_n = 1/N * \text{Seqs} * (\text{Seq})^{\text{Transp}}$; N= comprimento das seqs = no. de colunas de seqs; Matriz de Correlações normalizada, R.
15. **polariza.m** bi-polariza as seqüências.
16. **qf(x)** Função Probabilidade Gaussiana com variância unitária e média 0, dada pela função: $\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{x^2}{2} \right]$ e calculada aqui a partir da função erro.
17. **randomize(N)** Gera seq. bipolarizada a partir de um critério randômico
18. **rndzN** Gera todas seqs randomicamente de comprimento, $N = 2^n - 1$, e retorna a matriz de correlações normalizada, R e um conjunto igual ao de GoldN ($N+2 \times N$). *Subrotinas*: randomize(N)
19. **smcN** Gera todas as seqs de SMC de grau n e comprimento $N = 2^n - 1$ e retorna a matriz, Seqs bipolarizadas. *Subrotinas*: allsmc.m; polariza.m; corcsmc.m
20. **xorseq** realiza operação EX-OR entre duas seqs.