

ELVIS MIGUEL GALEAS STANCANELLI

**RECEPTORES RAKE EM CANAIS COM
DESVANEÇIMENTOS RÁPIDOS E SELETIVOS
EM FREQUÊNCIA PARA SISTEMAS DS-CDMA**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do Título de
Mestre em Engenharia.

São Paulo
2004

ELVIS MIGUEL GALEAS STANCANELLI

***RECEPTORES RAKE EM CANAIS COM
DESVANECIMENTOS RÁPIDOS E
SELETIVOS EM FREQUÊNCIA PARA
SISTEMAS DS-CDMA***

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São
Paulo para obtenção do Título de
Mestre em Engenharia.

Área de concentração:
Sistemas Eletrônicos

Orientador:
prof. Dr. Paul Jean Etienne Jeszensky

São Paulo
2004

Este exemplar foi revisado e alterado em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com anuência de seu orientador.

São Paulo, de de 2.004

Assinatura do autor

Assinatura do orientador

FICHA CATALOGRÁTICA

Stancanelli, Elvis Miguel Galeas

Receptores Rake em Canais com Desvanecimentos Rápidos e Seletivos em Frequência para Sistemas DS-CDMA. ed. rev. São Paulo, 2.004
133p.

Dissertação (Mestrado) — Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle. Área de Sistemas Eletrônicos

1. Sistemas de comunicação sem fio. 2. DS-CDMA. 3. Receptor TF-RAKE. 4. Diversidade conjunta Multipercorso-*Doppler*. 5. Representação Tempo-frequência do canal rádio. 6. Esquema Multicódigo. 7. Cancelamento de Interferência Paralelo.

I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle. Área de Sistemas Eletrônicos.

*Em memória de minhas
tias Divina e Inês.*

AGRADECIMENTOS

A Deus.

Ao prof. Dr. Paul Jean Etienne Jeszensky, por ter me proporcionado esta oportunidade; pela orientação constante nesses dois anos; pelas discussões técnicas, pelos questionamentos e respostas; pelos proveitosos ensinamentos e aulas, passados com clareza e segurança; pela paciência confirmada nas inúmeras leituras e correções da dissertação; e pelas conversas e conselhos.

Ao prof. Dr. Taufik Abrão, da Universidade Estadual de Londrina, por sua motivação e incentivo já desde o final de minha graduação. Um estágio feito sob sua orientação foi crucial para a escolha deste tema. Agradeço também pelas valiosas sugestões e discussões técnicas que continuaram no mestrado.

Minha gratidão ao responsáveis pelo PTC e LCS, pela infraestrutura disponibilizada e as boas condições de pesquisa oferecidas. Em especial, agradeço aos profs. Dr. F. A. M. Cipparrone, Dr. J. R. A. Amazonas, Dra. R. M. Silveira, Dr. V. H. Nascimento e Dr. L. C. Trintinalia, pelas aulas que valeram de subsídio para alguns tópicos e mesmo para um amadurecimento do tema em uma esfera mais global. Ao prof. Dr. E. B. R. Feris por seus valiosos apontamentos e sugestões colocados no exame de qualificação.

Aos colegas da Escola Politécnica que de alguma forma contribuíram para o avanço deste trabalho. Em especial ao pessoal do LCS – Alberto, André, Beatriz, Bruno, Carlos, Claudio, Gustavo, Herbert, Ivan, Izabel, Javier, Magno, Márcio e Sergio – pela convivência e proveitosas discussões técnicas. Aos amigos das outras faculdades e institutos, com os quais tive um convívio agradável.

A meus pais e meus irmãos, pelo incentivo e apoio incondicional.

À CAPES junto à EPUSP, pelo suporte financeiro.

À USP e ao COSEAS, pela estrutura colocada à disposição, proporcionando tranqüilidade na realização deste trabalho.

A todos aqueles que, direta ou indiretamente, colaboraram para a concretização deste trabalho e, no entanto, não foram citados.

RESUMO

O desvanecimento no sinal devido às variações nas características do canal é uma das principais causas que degradam o desempenho dos sistemas de comunicações móveis. Nesse contexto, as técnicas de diversidade consistem numa solução bem usual para sistemas CDMA. Dessas técnicas, o receptor RAKE Tempo merece destaque, sendo sua teoria publicada há cerca de meio século e implementado já no primeiro padrão (IS-95) dos sistemas DS-SS-SS para a telefonia celular digital. Entretanto, em sua concepção, admitem-se desvanecimentos muito lentos, o que nem sempre reflete a realidade. Para o tratamento de canais rápidos, em alternativa à versão não-coerente, é possível, por meio de processamento digital, explorar essa variação temporal da envoltória do sinal como uma outra forma de diversidade: a diversidade *Doppler*. Ao longo da dissertação, a diversidade conjunta multipercurso-*Doppler* é fundamentada e analisada, definindo-se ainda o receptor RAKE Tempo-frequência coerente, implementado através da STFT. A duração da janela da STFT pode ser alterada de modo a favorecer o aproveitamento da diversidade *Doppler*, sendo que um grande número de sub-canais *Doppler*, todos com energias semelhantes, é o ideal. Deduziu-se uma expressão que fornece uma aproximação dessa alocação de energias. Através de simulações *Monte Carlo*, considerando-se um sistema uncelular e todas estimativas perfeitas, avaliou-se a diversidade *Doppler* para alguns exemplos. Por fim, empregaram-se: (i) o esquema multicódigo para melhor aproveitar a diversidade *Doppler* sem comprometer a taxa de informação transmitida; (ii) e um algoritmo de cancelamento de interferência para desacoplar os canais paralelos criados por esse esquema multitaxa. Em termos gerais, mesmo considerando uma maior complexidade computacional com relação ao RAKE Tempo, o RAKE Tempo-frequência se mostra uma alternativa atraente que merece ser foco de muitos outros trabalhos de pesquisa.

ABSTRACT

One of the main causes that degrades the performance of mobile communication systems is the signal fading due to the channel characteristics variations. In this context, diversity techniques consist in a very usual solution for CDMA systems. The Time RAKE receiver earns eminence in the midst of diversity techniques, whose theory was presented about half century ago, and already implemented in the first DS-CDMA standard (IS-95). Nevertheless, in its original conception a very slow fading channel was assumed, which don't always reflects the reality. As choice to the non-coherent version, it is possible to exploit the signal envelope variations as another form of diversity, which treats the fast channels through a signal processing: it is the *Doppler* diversity. In this dissertation, the joint multipath-*Doppler* diversity is founded and analyzed, and the Time-frequency RAKE receiver is defined and implemented through the STFT. The STFT window length can be adjusted to improve the *Doppler* diversity and it can be stated that a large number of *Doppler* sub-channels with similar energies is the ideal scenario. An expression that provides an approximation for this energy allocation was also deduced. Additionally, the *Doppler* diversity for some examples considering unicellular systems was evaluated, via *Monte Carlo* simulations. Finally, two additional schemes were also considered: (i) the multicode in order to improve the *Doppler* diversity, preserving the information transmission rate; (ii) and an interference canceling algorithm for the parallel channels decoupling (channels created by the adopted multirate scheme). Despite its larger computational complexity, in comparison with the traditional Time RAKE approach, the Time-frequency RAKE receiver can be seen as an attractive alternative that would deserve more research works.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	x
LISTA DE TABELAS	xiii
LISTA DE ABREVIATURAS	xv
LISTA DE NOTAÇÕES E SÍMBOLOS	xvii
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 CDMA	3
1.2 Os contras da mobilidade	4
1.3 Enfoque desta dissertação	6
1.4 Organização do texto	9
2 SISTEMAS CDMA	11
2.1 Espalhamento Espectral	13
2.2 DS-CDMA	14
2.2.1 Detecção convencional	15
2.3 A Modelagem Discreta de um Sistema DS-CDMA	18
2.3.1 O canal e a recepção	19
2.4 As Sequências de Código e suas Propriedades de Correlação	20
2.5 Transmissão Multitaxa	26
3 CANAIS RÁDIO MÓVEIS	29
3.1 Análise do Canal Rádio Móvel	29
3.1.1 Características do meio físico	30
3.1.2 Funções de correlação dos canais de propagação	34
3.1.3 Representação tempo-freqüência da resposta do canal	39
3.2 Modelos de Predição de Canais Rádio Móveis	45
3.2.1 <i>Jakes</i>	45
3.2.2 Amostras em Freqüência	46
4 RECEPÇÃO E DIVERSIDADE	47
4.1 O Receptor RAKE	49

4.2	RAKE Tempo-Frequência	54
4.3	Resolubilidade	58
4.4	Limite Inferior de BER para o RAKE	62
4.5	Complexidade Computacional	70
5	RESULTADOS	73
5.1	Diversidade <i>Doppler</i>	74
5.2	Desempenho do F-RAKE	80
5.3	Desempenho do TF-RAKE	83
5.4	Ambiente Multiusuário	85
5.5	Melhor Aproveitamento da Diversidade <i>Doppler</i> Conservando-se a Taxa de Transmissão	87
6	CONCLUSÕES	95
A	AMOSTRAGEM E TRUNCAMENTO	98
A.1	Amostragem temporal	98
A.2	Amostragem espectral	100
B	TRANSFORMADA DE FOURIER JANELADA	102
B.1	STFT Análise	102
B.2	STFT Síntese	106
B.3	STFT Discreta	106
B.4	STFT discreta em tempo discreto	107
B.4.1	Aplicação a processos estocásticos	108
C	CANCELAMENTO DE INTERFERÊNCIA	111
C.1	Canceladores Subtrativos de Interferência	113
D	MÉTODO DE AVALIAÇÃO DOS RECEPTORES	118
D.1	Medidas de Desempenho	118
D.1.1	Ruído térmico	120
D.2	Método de Avaliação dos Receptores: Simulação	122
D.2.1	Simulação do transmissor e do canal	124
D.2.2	Ferramenta computacional	124
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	125

LISTA DE FIGURAS

2.1	Modelo de um sistema de comunicação por espalhamento espectral. . .	12
2.2	Modelo de um sistema de múltiplo acesso.	12
2.3	Filtro casado.	16
2.4	Correlacionador.	17
2.5	Esquema de um par transmissor-receptor em sistema DS-CDMA com modulação BPSK.	18
2.6	Ilustração da correlação.	21
2.7	Auto-correlação de uma seqüência <i>Gold</i> de comprimento 31 em função do desvio de freqüência contínuo.	24
2.8	Auto-correlação em fase de uma seqüência <i>Gold</i> de comprimento 31 em função de atrasos contínuos.	25
2.9	Auto-correlação tempo-freqüência discreta de uma seqüência <i>Gold</i> de comprimento 31.	25
2.10	Esquema MC.	27
3.1	Valor médio quadrático da resposta de um canal multipercurso a um pulso muito estreito.	31
3.2	Modelo para canal multipercurso para o k -ésimo usuário.	32
3.3	Amplitude e fase de um canal <i>Rayleigh</i> em função do tempo, considerando freqüência da portadora $f_c = 1,8 GHz$, taxa de bits $R = 9.600 bps$ e velocidade de $5 km/h$	34
3.4	Amplitude e fase de um canal <i>Rayleigh</i> em função do tempo, considerando freqüência da portadora $f_c = 1,8 GHz$, taxa de bits $R = 9.600 bps$ e velocidade de $70 km/h$	35
3.5	Coefficientes de um canal <i>Rayleigh</i> considerando freqüência da portadora $f_c = 1,8 GHz$, taxa de bits $R = 9.600 bps$ e velocidade de $70 km/h$. . .	36
3.6	Funções de auto-correlação do canal para um instante de tempo t	36
3.7	Funções de auto-correlação do canal para uma freqüência f	37
3.8	Relação entre as funções de auto-correlação de canal.	39
3.9	Exemplo da função de suavização para a estimação do canal.	41
3.10	Modelo para canal destacando as componentes <i>Doppler</i> para o k -ésimo usuário.	44
4.1	Configuração básica de um receptor RAKE para o k -ésimo usuário. . .	51

4.2	Topologia básica para recepção MD.	52
4.3	Ilustração do efeito <i>Doppler</i> sobre a informação espalhada no espectro.	55
4.4	Ilustração das amostragens devidas às diversidades multipercurso e <i>Doppler</i> separadamente.	56
4.5	Amostragem do plano tempo-freqüência (representação unilateral) para ativar a diversidade multipercurso- <i>Doppler</i> ($L = 4, S = 2$)	56
4.6	Esquema simplificado do receptor RAKE Tempo-Freqüência.	57
4.7	Ilustração da auto-correlação para a primeira seqüência da família de Gold com comprimento 63.	59
4.8	Resposta de um canal com três percursos consecutivos equidistantes, com coeficientes reais $c_{k,1} = 1, c_{k,2} = 0,7$ e $c_{k,3} = 0,5$	60
4.9	Ilustração da resolubilidade para um ramo do RAKE em canal com três percursos consecutivos e equidistantes, para seqüência de espalhamento com propriedades ideais.	61
4.10	Ilustração da resolubilidade de um ramo do RAKE em canal com três percursos consecutivos equidistantes a $\Delta = 3T_c$, para a primeira seqüência da família de Gold com comprimento 63.	62
4.11	Limites inferiores para a BER do T-RAKE em canais <i>Rayleigh</i> multipercursos com perfil exponencial de energias, $\tau_m = 5 \mu s$. $R_b = 9.600 bps$ e $N = 63$	64
4.12	Limites inferiores para a BER do F-RAKE em canais <i>Rayleigh</i> com $2S+1$ sub-canais <i>Doppler</i> de iguais energias ($\psi = 1$).	65
4.13	Razão entre a parcela (média) de energia nos sub-canais <i>Doppler</i> e a no canal central em função do desvio <i>Doppler</i> normalizado.	66
4.14	Limites inferiores para a BER do F-RAKE em canais <i>Rayleigh</i> caracterizado por três sub-canais <i>Doppler</i> ($S = 1$) parametrizados com relação à razão $\psi = \frac{\mathcal{E}_{+1} + \mathcal{E}_{-1}}{2\mathcal{E}_0}$	67
4.15	Limites inferiores para a BER do F-RAKE em canais <i>Rayleigh</i> para valores limites de correlação dos sub-canais <i>Doppler</i>	69
4.16	Parcela de energia em cada sub-canal <i>Doppler</i> . A parcela de energia de cada canal adjacente é contabilizada como a soma das energias dos pares correspondentes (e.g., juntos os sub-canais -1 e $+1$ contabilizam a parcela de energia do sub-canal $ vT = 1$).	70
4.17	Esquema simplificado de um circuito dedicado ao cálculo da DFT com suas principais funcionalidades lógicas e aritméticas.	72
5.1	Verificação dos sub-canais <i>Doppler</i> que podem ser extraídos num canal com desvanecimentos a $d_{Dpl} = 0,1031$	75
5.2	Verificação dos sub-canais <i>Doppler</i> que podem ser extraídos num canal com desvanecimentos a $d_{Dpl} = 0,4966$	76
5.3	Verificação dos sub-canais <i>Doppler</i> que podem ser extraídos num canal com desvanecimentos a $d_{Dpl} = 0,8939$	77
5.4	Verificação dos sub-canais <i>Doppler</i> que podem ser extraídos num canal com desvanecimentos a $d_{Dpl} = 1,6760$	78
5.5	Verificação dos sub-canais <i>Doppler</i> que podem ser extraídos num canal com desvanecimentos a $d_{Dpl} = 2,6817$	79
5.6	Desempenho do T-RAKE de um ramo (equivalente ao correlacionador) em canais rápidos para seis valores diferentes de desvio <i>Doppler</i> normalizados.	80

5.7	Desempenho do F-RAKE em canais rápidos para seis valores diferentes de desvio <i>Doppler</i> normalizados.	81
5.8	Verificação dos limites inferiores para as BER nas condições de canal da Tabela 5.2.	82
5.9	Desempenho do TF-RAKE para canais com distintos números de percursos, considerando um desvio <i>Doppler</i> normalizado de $d_{Dpl} = 0,1031$	83
5.10	Desempenho do TF-RAKE para canais com distintos números de percursos, considerando um desvio <i>Doppler</i> normalizado de $d_{Dpl} = 0,8939$	84
5.11	Desempenho do TF-RAKE para canais com distintos números de percursos, considerando um desvio <i>Doppler</i> normalizado de $d_{Dpl} = 2,6817$	84
5.12	Ilustração da relação entre τ_m e T_c num perfil exponencial de potências médias.	85
5.13	Desempenho do TF-RAKE para canais com distintos números de percursos, considerando perfil de potências médias exponencial regido por $\vartheta(\ell) = e^{-\frac{\ell T_c}{10\tau_m}}$ e normalizado, considerando um desvio <i>Doppler</i> normalizado de $d_{Dpl} = 2,6817$	86
5.14	Desempenhos médios do T-RAKE e do F-RAKE em canais rápidos para três valores diferentes de desvio <i>Doppler</i> normalizados e compartilhado por três usuários.	86
5.15	Desempenhos médios do T-RAKE e do F-RAKE em canais rápidos para três valores diferentes de desvio <i>Doppler</i> normalizados e compartilhado por onze usuários.	87
5.16	Esquema simplificado do transmissor MC e do receptor TF-RAKE para um determinado usuário.	88
5.17	Desempenhos médios do T-RAKE e do TF-RAKE associados ao esquema MC, usando-se seqüências de <i>Gold</i> estendidas.	89
5.18	Desempenhos médios do T-RAKE e do TF-RAKE associados ao esquema MC, usando-se seqüências SMC.	91
5.19	Desempenhos médios do T-RAKE e do TF-RAKE associados ao esquema MC, usando-se seqüências de <i>Gold</i>	92
5.20	Esquema simplificado do transmissor MC e do receptor TF-RAKE associado ao PIC para um determinado usuário.	93
5.21	Desempenhos médios do TF-RAKE associados ao esquema MC e ao detector PIC.	94
A.1	Ilustração do efeito da amostragem temporal.	99
A.2	Ilustração do efeito da amostragem espectral.	100
B.1	A resposta do VCO como um exemplo de sinal com freqüência variante no tempo.	103
B.2	Histogramas sobre 100.000 amostras de uma variável aleatória real com distribuição normal com média 5 e variância unitária.	109
B.3	Histogramas de algumas componentes em freqüência da DFT de comprimento 10 sobre 100.000 amostras de uma variável aleatória real com distribuição normal com média 5 e variância unitária.	109
B.4	Histogramas da fase (<i>a</i>), do módulo (<i>b</i>) e das partes real (<i>c</i>) e imaginária (<i>d</i>) sobre 100.000 amostras de uma variável aleatória com distribuição normal complexa com média $5 - j3$ e variância $1 + j$	110

B.5	Histogramas de algumas componentes em frequência da DFT de comprimento 10 sobre 100.000 amostras de uma variável aleatória com distribuição normal complexa com média $5 - j3$ e variância $1 + j$	110
C.1	Esquemas básicos para o cancelamento de interferência, IC.	114
C.2	Esquemas básicos para os canceladores de interferência sucessivos, SIC.	115
C.3	Esquemas básicos para os canceladores de interferência paralelos, PIC.	117
D.1	Comunicação em simbologia binária	119
D.2	Recepção de 2.000 bits em um sistema BPSK e canal AWGN ($E_b/N_0 = 0dB$).	119
D.3	Recepção de 2.000 bits em um sistema BPSK e canal AWGN ($E_b/N_0 = 10dB$).	120
D.4	Funções densidade de probabilidades condicionais para um sinal anti-podal.	121
D.5	Probabilidade de erro de bit no gráfico da função densidade de probabilidade de um sinal anti-podal	121
D.6	Algoritmo básico de simulação Monte Carlo para um sistema CDMA	123
D.7	Procedimentos adotados na transmissão e geração dos coeficientes de canal	125

LISTA DE TABELAS

1.1	Algumas aplicações e seus requisitos principais	2
2.1	Algumas propriedades das principais famílias determinísticas de códigos de espalhamento de período $2^m - 1$	23
2.2	Tamanhos de algumas famílias de códigos de espalhamento.	23
3.1	Atrasos relativos e ganhos médios típicos para três ambientes distintos.	31
3.2	Classificação dos canais rádio móveis em função de seu tempo e banda de coerência.	39
4.1	Valores de desvio <i>Doppler</i> normalizado d_{Dpl} para uma taxa de transmissão de 9.600 <i>bps</i>	58
4.2	Valores de desvio <i>Doppler</i> normalizado d_{Dpl} para uma taxa de transmissão de 50 <i>bps</i>	58
5.1	Energia relativa normalizada em cada sub-canal <i>Doppler</i> determinadas por simulação.	79
5.2	Energia relativa normalizada em cada sub-canal <i>Doppler</i> calculadas pela teoria.	80
5.3	Plano de escolha de seqüências para o receptor TF-RAKE associado à transmissão MC.	90
B.1	Algumas propriedades do espectrograma.	105

LISTA DE ABREVIATURAS

1G	Sistemas de comunicação móveis de primeira geração.
1xEVDO	<i>One Carrier - Evolution Data Only.</i>
2G	Sistemas de comunicação móveis de segunda geração.
2,5G	Sistemas de comunicação móveis intermediários à segunda e terceira gerações.
3G	Sistemas de comunicação móveis de terceira geração.
AD	Analogico-digital.
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise.</i>
BER	<i>Bit Error Rate.</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying.</i>
CAG	Controle Automático de Ganho.
CDMA	<i>Code Division Multiple Access.</i>
CDMA2000	CDMA 3G multiportadoras.
CDMAONE	primeira geração da telefonia móvel celular digital baseada no CDMA, compreendendo 2G e 2,5G.
DEP	Densidade Espectral de Potência.
DFT	<i>Discrete Fourier Transform.</i>
DS	<i>Direct Sequence.</i>
DSB-SC	<i>Double-sideband Suppressed Carrier.</i>
DS-CDMA	<i>Direct Sequence - Code Division Multiple Access.</i>
EGC	<i>Equal Gain Combining.</i>
ERB	Estação Rádio-base.
FCS	<i>Frequency Domain Generated Channel Simulator.</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access.</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform.</i>
FH	<i>Frequency Hopping.</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response.</i>
FM	<i>Frequency Modulation.</i>
FOMA	<i>Freedom Of Multimedia Access.</i>
F-RAKE	RAKE Frequência.
HIC	<i>Hybrid Interference Cancellation.</i>
IC	<i>Interference Cancellation.</i>
IPI	<i>Inter-Path Interference.</i>
IS-95	<i>Interim Standard.</i> Padrão CDMAONE.
ISI	<i>Inter-Symbol Interference.</i>

ITU	<i>International Telecommunication Union.</i>
LCZ	<i>Low Correlation Zone.</i>
LI	<i>Limite Inferior.</i>
MAI	<i>Multiple Access Interference.</i>
MC	<i>Multiple Codes.</i>
MC-CDMA	<i>Multi-Carrier Code Division Multiple Access.</i>
MCR	<i>Multiple Chip Rate.</i>
MD	<i>Estrutura Receptora Multipercurso-descorrelacionadora.</i>
MIT	<i>Massachusetts Institute of Technology.</i>
MLSE	<i>Maximum Likelihood Sequence.</i>
MM	<i>Multiple Modulation.</i>
MMSE	<i>Minimum Mean Square Error.</i>
MPG	<i>Multiple Processing Gain.</i>
MPSK	<i>Multiple Phase Shift Keying.</i>
MRC	<i>Maximal Ratio Combining.</i>
OL	<i>Oscilador Local.</i>
OVSF	<i>Orthogonal Variable Spreading Factor.</i>
PI	<i>Proper Interference.</i>
PIC	<i>Parallel Interference Cancellation.</i>
PN	<i>Pseudonoise.</i>
QoS	<i>Quality-of-Service.</i>
SC	<i>Selection Combining.</i>
SCDMA	<i>Space Division Multiple Access.</i>
SIC	<i>Successive Interference Cancellation.</i>
SMC	<i>Seqüência linear de Máximo Comprimento.</i>
STFT	<i>Short-Time Fourier Transform.</i>
TCB	<i>Time Complexity per Binary decision.</i>
TDD	<i>Time-Division Duplex.</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access.</i>
TD-SCDMA	<i>Time Division Duplex a/Synchronous Code Division Multiple Access.</i>
TF	<i>Tempo-Freqüência.</i>
TF-RAKE	<i>RAKE Tempo-Freqüência.</i>
TH	<i>Time Hopping.</i>
T-RAKE	<i>RAKE Tempo.</i>
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator.</i>
WCDMA	<i>Wideband Code Division Multiple Access.</i>
ZCZ	<i>Zero Correlation Zone.</i>
ZF-DF	<i>Zero-Forcing Decision-Feedback.</i>

LISTA DE NOTAÇÕES E SÍMBOLOS

\star	operador convolução.
$\{\cdot\}^*$	conjugado complexo.
$\{\cdot\}^{-1}$	operador matriz inversa.
$\{\cdot\}^T$	operador matriz transposta.
$ \cdot $	operador valor absoluto.
$\ \cdot\ $	operador determinante.
$\lfloor \cdot \rfloor$	operador piso.
$\lceil \cdot \rceil$	operador teto.
$[\cdot]_x$	representação de um número na base x .
\tilde{a}	valor estimado de uma dada variável a . No caso da resposta do canal, trata-se de estimativa após seu truncamento no tempo. No caso do cancelamento de interferência, trata-se de estimativas intermediários.
\check{a}	estimativa da resposta do canal após sua limitação na banda.
\hat{a}	estimativa da resposta do canal após seu truncamento no tempo e limitação na banda. No caso do cancelamento de interferência, trata-se da estimativa no último estágio.
a	letra minúscula e negrito: trata-se de um vetor.
A	letra maiúscula e negrito: trata-se de uma matriz.
$\mathbf{a}_z^{(y)}$	y -ésimo elemento do vetor a correspondente ao z -ésimo usuário.
$\mathbf{a}_z^{((y))}$	y -ésimo grupo de elementos do vetor a correspondente ao z -ésimo usuário.
$\text{DFT}_n \{x\}$	n -ésima raia da DFT de $x(t)$.
$\mathbb{E}\{\cdot\}, \overline{\{\cdot\}}$	operador esperança estatística.
$\mathcal{F}_y\{\cdot\}$	transformada de <i>Fourier</i> em termos da variável y .
$\Im\{\cdot\}$	operador parte imaginária.
$\mathcal{O}_{algor}(x)$	complexidade de um algoritmo <i>algor</i> , proporcional a x .
\mathcal{Q}	função “Q”. Relacionada à função erro complementar por: $\mathcal{Q}(x) = \text{erfc}[x/\sqrt{2}]/2$
$\Re\{\cdot\}$	operador parte real.
$\text{STFT}_x^\gamma(t; f)$	STFT de $x(t)$ sobre uma janela de análise γ .
b	bit de informação.
BW	largura de banda.
$c(\tau; t)$	resposta do canal em função do tempo t e atraso τ .

$C(f; t)$	resposta do canal em função da frequência f e do tempo t .
$\underline{c}(\tau; \nu)$	resposta do canal em função do desvio <i>Doppler</i> ν e atraso τ .
$\underline{C}(f; \nu)$	resposta do canal em função da frequência f e do desvio <i>Doppler</i> ν .
d	sinal transmitido em banda-base.
D	número de sub-canais <i>Doppler</i> ; espectro do sinal transmitido.
DC	espectro do sinal transmitido considerando a influência do canal.
E	energia.
E_b	energia de bit.
E_b/N_o	relação energia de bit recebido e densidade espectral de potência de ruído.
f	frequência; função densidade de probabilidade.
FDP	função densidade de probabilidade.
f_c	frequência de portadora.
g_x	envoltória complexa do sinal x .
K	tamanho da população de usuários.
L	número de percursos resolvíveis.
m_k	número de canais paralelos para o k -ésimo usuário.
M	número de <i>ramos</i> .
N	comprimento da seqüência; ganho de processamento.
N_0	densidade espectral unilateral de potência de ruído.
p	probabilidade.
r	sinal à entrada do receptor.
R, R_b	taxa de bits.
s, \mathbf{S}	assinatura(s) ou seqüência(s) de código(s) de espalhamento.
S	número de sub-canais adjacentes (unilateral).
SNR	relação sinal-ruído.
t	tempo.
T, T_b, T_o	período de <i>bit</i>
T_c	período de <i>chip</i>
y	saída amostrada de um correlacionador.
z	variável de decisão.
α	amplitude do coeficiente de canal.
$\tilde{\delta}$	designa sub-canal <i>Doppler</i> de interesse.
δ	delta de <i>Dirac</i> . Função impulso unitário.
$(\Delta f)_c$	largura de banda de coerência do canal.
$(\Delta t)_c$	tempo de coerência do canal.
\mathcal{E}	energia num dado sub-canal <i>Doppler</i> .
\mathcal{E}_r	energia relativa num dado sub-canal <i>Doppler</i> .
$\eta_{k,\ell}$	ruído filtrado na saída do ℓ -ésimo ramo do receptor do ℓ -ésimo usuário.
κ	parâmetro de simulação que relaciona número de TRIALS e BER verdadeira.
ℓ	designa percurso de interesse.
\wp_n	densidade espectral da potência do ruído de entrada n .
$\Phi(\Delta f; \Delta t)$	função de auto-correlação da resposta em frequência do canal.
$\phi(\tau)$	perfil de intensidades dos multipercursos.
$\phi(\nu)$	espectro de potência <i>Doppler</i> .
ψ	razão entre a energia nas componentes <i>Doppler</i> adjacentes e na central.
ϱ_x	auto-correlação parcial.

$\varrho_{x,y}$	correlação cruzada parcial.
ρ	coeficiente de correlação das potências das envoltórias.
\square	formato retangular de pulso.
θ_x	auto-correlação cíclica contínua.
$\theta_{x,y}$	correlação cruzada cíclica contínua.
Θ_x	auto-correlação cíclica discreta.
$\Theta_{x,y}$	correlação cruzada cíclica discreta.
ϑ	perfil de canal.
λ	comprimento de onda.
σ	potência do ruído branco gaussiano.
τ	atraso de percurso.
τ_m	espalhamento temporal do canal.
ν	freqüência <i>Doppler</i> .
ξ	fator de expansão da janela da STFT.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

COMUNICAÇÕES MÓVEIS são uma realidade que traduz bem como o avanço tecnológico pode alterar de maneira rápida e profunda o comportamento das pessoas, dos povos e até mesmo o cotidiano de grandes empresas ou corporações. Originalmente, a telefonia celular se apresentou como uma versão renovada da então telefonia convencional – a telefonia fixa –, com a vantagem de que seus usuários podem usufruir seus recursos a partir de qualquer posição geográfica compreendida na cobertura disponibilizada pela operadora do sistema.

A grande aceitação de tal inovação tecnológica – sobretudo, pela liberdade na utilização do telefone – fez com que a telefonia celular se consolidasse em todo o mundo, a tal ponto de apresentar números de adoção comparáveis aos da telefonia fixa. De fato, tudo indica uma tendência de que ambas as telefonias não concorrerão entre si, mas sim que estas se complementem, convergindo para o oferecimento de uma grade de serviços mista e integrada.

Com efeito, os sistemas de comunicação móveis celulares usufruíram uma enorme evolução empurrada pela extraordinária demanda. A telefonia celular migrou dos sistemas analógicos, em sua primeira geração (1G), para os digitais, já na sua segunda geração (2G) [1].

Para sua terceira geração [2, 3, 4, 5, 6, 7], 3G, os sistemas móveis celulares prometem evoluir nos moldes do que se verificou para a telefonia fixa, devendo acomodar transmissões¹ a múltiplas e altas taxas, com distintas exigências de qualidade [1, 2, 8]. Espera-se que mensagens de voz não sejam o único serviço-chefe disponibilizado: dados, imagens e vídeos também poderão ser trafegados no sistema [2, 4, 8]. A Tabela 1 [1, 2] fornece uma breve amostra de requisitos típicos para a transmissão de alguns serviços multimídia com qualidade mínima aceitável.

¹Na 3G, a comutação por pacotes estará presente [7, 5], podendo implicar em uma forma de cobrança dos serviços diferente da atual: a cobrança em função da quantidade de informação trafegada.

Tabela 1.1: Algumas aplicações e seus requisitos principais

APLICAÇÃO	TAXA DE		REQUISITOS	
	BIT [†]	TÍPICA	BER	INTOLERÂNCIA
		[kbps]	máxima	A ATRASOS
voz	8	– 64	10^{-4}	✓
mensagens curtas	1,2	– 2,4	10^{-6}	
<i>e-mail</i>	1,2	– 64	10^{-6}	
acesso a base de dados	2,4	– 768	10^{-6}	
dados	64	– 1920	10^{-6}	
vídeo telefonia	64	– 384	10^{-7}	✓

[†] no cdma2000 (CDMA 3G multiportadoras), para uma canal de banda 3,75 MHz, o limite superior (na condição de baixa mobilidade) para taxa de bits é de aproximadamente 1 Mbps, enquanto que, para uma banda de 7,5 MHz é de cerca de 2 Mbps [4].

Desta maneira, os sistemas de comunicação celulares da próxima geração poderão atender a uma população heterogênea de usuários em canais com tráfego assimétrico [i.e., enlaces direto (da estação rádio base à unidade móvel) e reverso (da unidade móvel à estação rádio base) podem ser requisitados a trabalhar em taxas distintas, como é o caso típico ao baixar arquivos, quando o enlace direto é muito mais exigido que o reverso] e ainda garantir as especificações mínimas de qualidade, sob as condições críticas do canal móvel, para cada um dos serviços em tráfego. Logo, uma considerável evolução das redes e sistemas de telefonia celular atualmente em uso faz-se necessária para a harmoniosa acomodação das mais variadas aplicações multimídia.

A terceira geração, ao contrário de suas antecessoras, encontra pela frente um enorme mercado consumidor já habituado com a telefonia celular, ou seja, mais exigente que os mercados que absorveram as duas gerações anteriores. Ao mesmo tempo em que os sistemas devem ter uma capacidade impecável (ao menos, aos moldes das duas primeiras gerações), eles serão intensamente exigidos quanto à qualidade dos serviços disponibilizados:

- uma tecnologia eficiente de interface aérea é necessária para o suporte a um grande número de usuários, com taxa de erro de bit na recepção condizente com a exigida para garantir a qualidade de cada serviço;
- uma tecnologia de rede eficiente é tida como peça-chave para o transporte rápido e inteligente do tráfego intenso e heterogêneo, garantindo ainda todos os requisitos de qualidade para cada um dos serviços trafegados.

Isso justifica os vultosos investimentos exigidos para a migração à 3G e o constante adiamento de sua implantação. De fato, a terceira geração dos sistemas de

telefonia celular é um conceito que vem sendo explorado intensamente há cerca de uma década, ainda durante a primeira geração desses sistemas. Previa-se que sua implementação se daria logo no início deste milênio, contudo não foi isto o que aconteceu. Inúmeros fatores relevantes podem ser expostos, abrangendo causas técnicas, econômicas e políticas.

No Brasil, já são comuns sistemas da geração dois-e-meio (2,5G) que permitem o acesso a serviços de dados a taxas de até 144 *kbps*. A 2,5G chegou aqui no final de 2.001, sendo instalada sobre a estrutura 2G existente. No entanto, versões de terceira geração não dão sinal algum no mercado nacional. Porém, isto não é uma realidade apenas brasileira, mas mundial.

Todavia, o Japão e a Coréia do Sul se apresentam como exceções a essa regra. No Japão, tem-se a implementação de um sistema 3G, lançado comercialmente em outubro de 2.001² pela *NTT DoCoMo*, conhecido como FOMA (*Freedom Of Multimedia Access*)³, atingindo a casa de 1 milhão de usuários em setembro de 2.003⁴. O FOMA é baseado em WCDMA (*Wideband CDMA*) com comutação por pacotes, permitindo a transferência de dados em velocidades de até 384 *kbps*.

Hoje em dia o FOMA não é o único sistema 3G comercial, nem mesmo o mais popular. Operadoras sul-coreanas têm implantada a tecnologia CDMA2000 1xEVDO (*One Carrier - Evolution Data Only*). A líder no mercado, *SK Telecom Co.*, já contabilizava 1,8 milhão de assinantes no final de 2.003.

1.1 CDMA

As comunicações móveis passam então a dispor de vários atrativos, sejam na forma de serviços, informações ou mesmo diversão, intensificando ainda mais sua popularização. Assim, uma preocupação constante das operadoras e dos fabricantes de equipamentos para a telefonia celular é acomodar um grande número de usuários oferecendo uma alta qualidade de serviços. O condicionamento da ampliação de capacidade dos sistemas de comunicação móveis à otimização de exploração dos recursos de espectro disponíveis elege como promissoras, e mesmo essenciais, as técnicas de múltiplo acesso, onde vários usuários dispostos por toda uma célula compartilham um mesmo canal.

²WILLIAMS, M. NTT DoCoMo lança serviço de 3G em caráter comercial. **IDG Now!**, 01 Out. 2.001. Disponível em <http://idgnow.terra.com.br/idgnow/telecom/2001/10/0001>. Acesso em 13 Maio 2.004.

³NTT DoCoMo, 3G/FOMA. Japão. Disponível em <http://www.nttdocomo.com/corebiz/foma/index.html>. Acesso em 13 Maio 2.004.

⁴WILLIAMS, M. Serviços 3G da NTT DoCoMo somam um milhão de assinantes. **IDG Now!**, 02 Out. 2.003. Disponível em <http://idgnow.terra.com.br/idgnow/telecom/2003/10/0001>. Acesso em 13 Maio 2.004.

Dentre as técnicas de múltiplo acesso mais usuais na telefonia celular, destaca-se o CDMA (*Code Division Multiple Access*). O CDMA [9,10] é um tipo de sistema baseado no espalhamento espectral [9,11,12] através do qual permite-se que todos os usuários transmitam simultaneamente e ocupem a mesma banda de frequência. Sendo assim, não há recursos do sistema exclusivos a um único usuário, sejam eles temporais ou de canal, o que livra tal sistema de limitações semelhantes às do FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) e do TDMA (*Time Division Multiple Access*). Todavia, no CDMA, a capacidade do sistema tem como maior limitante a interferência de múltiplo acesso: MAI (*Multiple Access Interference*).

No CDMA, tanto o espalhamento espectral da informação como a identificação de cada usuário se dão pela atribuição a este, de uma seqüência de código particular. Uma das técnicas mais usuais para a realização do espalhamento espectral é a da seqüência direta, DS (*Direct Sequence*), em que é realizada a adição módulo-2 entre sinal e assinatura, ambos unipolares. O sistema é então denominado DS-CDMA (*Direct Sequence - CDMA*) [11,9].

Em sistemas DS-CDMA, a recepção convencional consiste na detecção das informações de cada usuário através do cômputo da correlação cruzada entre o sinal recebido e o complexo conjugado da assinatura deste usuário. Visto que os sinais de todos usuários compartilham a mesma banda, ao receber o sinal de um usuário de interesse, depara-se-á com vários outros sinais provindos dos demais usuários, ditos interferentes. As correlações cruzadas entre as seqüências de código bem como a disparidade de potências são responsáveis pela interferência de múltiplo acesso. Estruturas mais aprimoradas, no entanto, ainda baseadas na operação de correlação, conhecidas como multiusuários [13,14,15], são empregadas na recepção realizando o combate à MAI, permitindo assim que sejam alcançados melhores desempenhos para o sistema.

1.2 Os contras da mobilidade

Na telefonia móvel celular de uma maneira geral, a influência do canal é expressiva, sendo normalmente verificada por fortes distorções no sinal recebido. É fato que o canal dos sistemas móveis celulares interage com os sinais transmitidos, atenuando e defasando-os ao longo do percurso entre transmissor e receptor. Outrossim, ondas eletromagnéticas são suscetíveis a interações com superfícies presentes no canal, tornando comum a identificação de fenômenos como reflexão, difração e dispersão [11,16,17]. Criam-se então vários percursos entre um par transmissor-receptor, os quais serão percorridos por réplicas do sinal transmitido. O sinal é recebido com desvanecimentos, que apresentam comportamento estocástico e que muitas vezes levam a envoltória do sinal a níveis críticos.

Todavia, devido ao espalhamento da informação no espectro, nos sistemas DS-CDMA, os desvanecimentos caracterizam o canal como seletivo em frequência [17, 18]: ou seja, a largura de banda de coerência do canal é menor que a largura de banda do sinal. Assim, a limitação na banda do canal possibilita a resolubilidade de réplicas de uma mesma informação separadas no tempo por intervalos múltiplos do inverso da largura de banda do sinal ($\Delta\tau \propto 1/BW$) e desvanecidas independentemente, implementando-se a técnica de diversidade multipercurso. O receptor RAKE [19] possui ramos de recepção capazes de sincronizar réplicas distintas de uma mesma informação (“ecos do sinal transmitido”), combinando suas saídas de modo a obter uma variável de decisão sob a influência mínima de desvanecimentos, portanto, uma variável de decisão mais confiável.

O combate aos desvanecimentos de multipercursos pode ser realizado lançando-se mão de quaisquer técnicas de diversidade, não necessariamente a diversidade em percursos.

*“...se p é a probabilidade de qualquer sinal desvanecer abaixo de algum valor crítico, então p^L é a probabilidade de que todas as L réplicas independentemente desvanecidas do mesmo sinal sejam desvanecidas abaixo do valor crítico...”*⁵ [11, p. 777]

Há várias técnicas de diversidade tais como diversidade de frequência, temporal, espacial, de polarização e de percursos. Estas técnicas podem ser empregadas tanto independentemente como em conjunto. O uso da diversidade é bem difundido na literatura, no entanto, devido ao significativo ganho de desempenho que se pode obter através dessas técnicas surgiram vários ramos de pesquisa destinados à investigação e exploração de um certo tipo em maior profundidade, como a transmissão multiportadoras, emprego de mais de uma antena na recepção e receptores RAKE, dentre outros.

Sendo talvez a mais conhecida técnica de diversidade para sistemas DS-CDMA, o receptor RAKE foi proposto há cerca de meio século [19], surgindo dentro de todo um contexto militar [20] e, desde então, vem marcando forte presença na literatura. Outrossim, o receptor RAKE é parte integrante dos receptores da unidade móvel e da estação rádio base conforme o padrão da segunda geração correspondente à tecnologia CDMA: o IS-95 (*Interim Standard*) [21].

O receptor RAKE é ótimo para sistemas com um único usuário e canais seletivos em frequência e com desvanecimentos lentos. Em sua implementação, admite-se que a potência de cada percurso mantenha-se, ao menos dentro de um período de símbolo,

⁵Trecho original está no idioma inglês: “...if p is the probability that any one signal will fade below some critical value then p^L is the probability that all L independently fading replicas of the same signal will fade below the critical value...”

muito próxima a uma constante. Assim, o RAKE não se mostra hábil à recepção em canais com desvanecimentos rápidos e/ou diante de erros de estimativas. Uma solução imediata consistiria na implementação da versão não-coerente do RAKE, não obstante, a perda na relação sinal-ruído pode chegar a 6 dB [22].

Por outro lado, a rápida variação da envoltória do canal implica num grande desvio *Doppler* máximo [17] que pode ser discernido em frequências múltiplas do inverso do período de símbolo ($\Delta v \propto 1/T$), sendo que sua exploração se dá como um novo grau de liberdade na diversidade [22, 23] à recepção: a diversidade *Doppler*. O ganho de desempenho alcançado através da diversidade *Doppler* em conjunto com a multipercursos foi discutido por Sayeed & Aazhang [22], em 1.999, e uma melhor exploração desta através de técnicas de sinalização foi apresentada após um ano [24].

De fato, a evolução dos sistemas móveis de telefonia para sistemas móveis multimídia carrega a necessidade de técnicas de diversidade mais eficientes, capazes de abrandar ao máximo o efeito dos desvanecimentos multipercursos mesmo diante de condições críticas de desvio *Doppler* normalizado ou ganho de processamento. A terceira geração da telefonia celular, com a transmissão de dados nas mais variadas taxas, vem por confirmar a necessidade de avanços na recepção, inclusive de uma versão melhorada do receptor RAKE, como a proposta por Sayeed & Aazhang [22].

1.3 Enfoque desta dissertação

Esta dissertação de mestrado tem como objetivos gerais principais: (i) a investigação de estruturas de recepção que concernem aos sistemas de telefonia móvel de comunicação digitais de acesso múltiplo baseados no espalhamento espectral por seqüência direta, enfocando-se as técnicas de combate à degradação imposta pelo canal, que se deve à mobilidade típica dos usuários da telefonia móvel celular; e (ii) contribuir para o processo de desenvolvimento e consolidação de plataformas de simulação de tais sistemas.

Na busca de tais objetivos, abrangeram-se o estudo, a modelagem e a implementação computacional de sistemas do tipo DS-CDMA. Nessa concepção, simulou-se o enlace reverso⁶ de um sistema DS-CDMA com modulação BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) e detecção coerente, compreendendo vários usuários móveis desprovidos de qualquer sincronia entre si e isolando-se tão somente uma única célula⁷ de cobertura. O espalhamento espectral se deu através de códigos curtos usando-se alguma(s)

⁶I.e., transmissão da unidade móvel à estação rádio-base.

⁷Esta abordagem tem como principais vantagens simplificar as simulações e a não-dissociação da interferência de múltiplo acesso em duas parcelas – intra e intercelular –, o que inseriria mais um termo (que não é de interesse para o objetivo do trabalho) a ser analisado nas expressões que descrevem a variável de detecção.

família(s) de seqüências lineares típicas, todavia, técnicas de codificação corretoras ou mesmo detectoras de erro são desconsideradas, pois não são pertinentes ao escopo do trabalho.

Como objetivo específico, essa dissertação buscou a investigação – estudo, modelagem e simulação – da técnica de diversidade conjunta multipercurso-*Doppler*, que é relativamente nova, sendo sua exploração divulgada há cerca de meia década. Trata-se de uma forma de diversidade de recepção que dá origem, para canais seletivos em frequência (típicos dos sistemas DS-CDMA), a uma generalização do receptor RAKE: o receptor RAKE Tempo-Frequência.

Um melhor aproveitamento da diversidade *Doppler* (e, conseqüentemente, uma possível melhoria no desempenho do RAKE Tempo-Frequência) é conseguido por meio de longos períodos de símbolo. É através dessa estratégia que se busca a melhoria da detecção num sistema DS-CDMA, entretanto, em conjunto com esquemas multitaxas, de modo a não comprometer a taxa de transmissão. Resultados de simulação visam a confirmação da teoria, bem como quantificar o comportamento estatístico do sistema.

Síntese Bibliográfica

O desenvolvimento de sistemas por espalhamento espectral surgiu em meados do século XX, no entanto, restrito a aplicações militares [20]. Somente em 1.976 que foi lançado o primeiro livro sobre o assunto, por Dixon [25]. Desde então, inúmeras outras publicações foram feitas sobre o assunto e as implementações comerciais de sistemas CDMA conquistaram espantosa popularidade. Como bibliografia clássica sobre comunicação por espalhamento espectral e CDMA é indispensável citar os textos de Pickholtz et al. [9] e de Simon et al. [12].

Um estudo minucioso dos canais rádio móveis é abordado por Sklar [17, 18], Proakis [11] e Biglieri et al. [26] e, em literatura nacional, tem-se conhecimento da dissertação de Guimarães, A. G. [16]. A modelagem preditiva dos canais rádio móveis tem algumas referências bibliográficas célebres, tais como: as de Jakes [27] e de Dent et al. [28], que mostram métodos para a geração de amostras do canal no domínio do tempo tomando como base a implementação de vários osciladores; e as de Gans [29] e de Smith [30] que enfocam a geração de amostras no domínio da frequência, visando reproduzir a densidade espectral de potências de um canal rádio móvel.

O estudo de estruturas receptoras é explanado por Aliftiras [31]. Essa dissertação serve como uma referência a uma visão geral do comportamento de estruturas receptoras num sistema IS-95 através de simulações computacionais, avaliando os desempenhos de técnicas de recepção convencionais e multiusuários em canais multipercursos

e sob disparidade de potências.

Em termos de detecção multiusuário, o livro de Verdú [13] é a referência clássica. Os primeiros trabalhos sobre cancelamento de interferências são atribuídos a Varanasi & Aazhang [32] e a Patel & Holtzman [33]. Uma importante revisão sobre receptores multiusuários é feita nos tutoriais de Abrão & Jeszensky [14, 15].

Quanto à recepção diante de canais multipercursos, têm-se publicações mais específicas. A publicação de Price & Green Jr. [19], a partir da qual a estrutura RAKE é inserida na literatura, é uma referência clássica, assim como o texto de Pickholtz et al. [9] que consiste num tutorial sobre espalhamento espectral que incorpora o receptor RAKE descrevendo seu desempenho diante de canais multipercursos em sistemas espalhados por seqüência direta. Weng et al. [34] fazem a análise do cancelamento de interferências em canais multipercursos. No artigo de Simon et al. [35], apresenta-se um método mais geral de análise e avaliação de sistemas de comunicação digitais sujeitos a desvanecimentos dos mais variados tipos de canais.

Destaca-se também o livro de Proakis [11], onde apresentam-se outras técnicas de diversidade básicas. A diversidade *Doppler*, tema desta dissertação, consiste na exploração da variação temporal da envoltória do sinal, sendo apresentada por Sayeed & Aazhang [23], seguida de uma análise do canal móvel no plano tempo-freqüência [36,37] e da exploração dessa diversidade juntamente com a diversidade multipercurso: trata-se da diversidade multipercurso-*Doppler*, explorada através do receptor RAKE *Tempo-Freqüência* – TF-RAKE [22]. Recentemente, Ma & Giannakis [38] apresentaram um estudo teórico, afirmando que a diversidade conjunta de recepção apresentada por Sayeed et al. [22, 24, 39] não explora todo o potencial de diversidade do canal, mostrando como fazê-lo, inclusive para sistemas que não sejam espectralmente espalhados, através de uma codificação adequada.

Em termos gerais, a diversidade consiste numa amostragem apropriada do sinal recebido de modo a aproveitar réplicas de uma mesma informação independentemente desvanecidas. O teorema da amostragem [40]⁸ estabelece critérios para a reconstituição de um sinal tomando como base informações de sua amostragem e truncamento. Versões desse teorema tanto no domínio do tempo quanto no da freqüência são de grande valia para o estudo da diversidade multipercurso-*Doppler*. O teorema da amostragem é a base de muitos conceitos na Engenharia Elétrica, sendo portanto muito difundido e estudado. A literatura coleciona, por várias décadas, textos que discutem desde as origens [42] do teorema da amostragem quanto algumas de suas peculiaridades [43, 44]. As provas matemáticas podem ser encontradas em inúmeras obras, como por exemplo, o livro de Hsu [45].

⁸A publicação [40] é a referência clássica sobre teorema de amostragem, entretanto, já em [41, Parte III] ele foi apresentado.

A associação com esquemas multitaxas pode ser estabelecida de modo a controlar o melhor aproveitamento da diversidade *Doppler* sem o comprometimento da taxa de transmissão. Então, aspectos como mudança nos ganhos de processamento, nas constelações de modulação, no comprimento do código e na taxa de *chips* deverão ser considerados. As fontes bibliográficas mais expressivas ainda se concentram nas publicações periódicas, nos órgãos de padronização e na rede mundial de computadores, com precedentes de obras ainda na década de '90 [6,7,3,2,46]. Todavia, algumas monografias merecem destaque, como é o caso dos trabalhos de Johansson [47], Ottosson [48] e Fakhrol [49].

1.4 Organização do texto

No segundo capítulo são apresentadas informações gerais e básicas sobre os sistemas de comunicações digitais baseados no espalhamento espectral por seqüência direta. As principais fontes de degradação do desempenho do sistema são brevemente discutidas, dando-se destaque ao canal e à recepção, bem como a uma rápida explanação do conceito de correlação de seqüências e esquemas multitaxas.

No capítulo 3, discorre-se a respeito dos canais rádio móveis, provendo ao leitor uma visão geral e ressaltando-se algumas de suas peculiaridades. As características dos meios físicos típicos de sistemas de telefonia móveis celulares são explanadas. Em seguida, as ferramentas de análise de canais com desvanecimentos são apresentadas e então definidas as principais classificações dos canais empregados. Em adição, a ferramenta de análise conjunta tempo-freqüência é incorporada ao texto. O capítulo é finalizado com uma breve apresentação dos métodos computacionais de simulação de canais rádio móveis.

O quarto capítulo adentra no estudo da diversidade, partindo do conceito do receptor RAKE. Uma variedade de estudos extraídos da literatura, desde sua publicação em meados do século passado, é condensada, dando-se destaque à extensão para a diversidade *Doppler* e a generalização do receptor RAKE: o receptor RAKE Tempo-Freqüência.

Em seguida, no capítulo 5, apresentam-se vários resultados de simulações de um sistema DS-CDMA em seu enlace reverso. A importância do quinto capítulo não se resume apenas a exemplos de aplicações e análises do receptor RAKE Tempo-Freqüência; nesse capítulo são colocados comentários referentes ao desempenho do receptor RAKE Tempo-Freqüência, destacando seus prós e contras, bem como propondo novas técnicas de melhoria.

Por fim, o sexto capítulo traz as principais conclusões da pesquisa realizada,

destacando as vantagens do receptor implementado bem como suas limitações. Além disso, possibilidades para trabalhos futuros são expostas de maneira livre.

Para completar a dissertação, alguns anexos são incluídos, tratando de aspectos sobre os métodos de modelagem e simulação do sistema, definindo as estruturas de cancelamento de interferência e apresentando as ferramentas de análise tempo-freqüência e os teoremas da amostragem.

CAPÍTULO 2

SISTEMAS CDMA

CDMA [9,10] é uma técnica de comunicação digital baseada na teoria do espalhamento espectral [9, 11, 12] para implementação de sistemas de múltiplo acesso. O CDMA possui características muito atraentes para projetos de sistemas digitais de comunicações móveis, sendo uma das tecnologias empregadas na telefonia celular mais aceitas em todo o mundo¹. Além do mais, o CDMA é a tecnologia base de muitas propostas 3G.

No CDMA, uma seqüência de código particular² é atribuída a cada usuário, servindo tanto para o espalhamento espectral da informação como a identificação desse dentro de uma população de usuários. Torna-se necessário que o conjunto de seqüências seja ortogonal, ou ao menos tenha boas propriedades de correlação cruzada, de modo que não exista, ou seja mínima, a interferência entre os usuários. Tal interferência consiste num problema muito sério tratado largamente na literatura e é mais conhecida como interferência de múltiplo acesso, MAI. Porém, como a MAI não é a única fonte de degradação de um sistema CDMA, boas propriedades de correlação cruzada não são a única característica desejável do conjunto de seqüências: faz-se necessário que as propriedades de auto-correlação também sejam boas, de modo a favorecer principalmente o processo de sincronismo no receptor.

Um sistema digital genérico baseado na teoria do espalhamento espectral pode ser modelado conforme a Figura 2.1 [11], onde representam-se transmissor, canal e receptor, bem como, através das seqüências de códigos, os espalhamentos e desespa-

¹A tecnologia CDMA representa cerca de 30% dos acessos aos serviços de telefonia celular no Brasil, conforme dados de março último da Agência Nacional de Telecomunicações – ANATEL: Dados relevantes do SMC/SMP. Disponível em http://www.anatel.gov.br/comunicacao_movel/smc/dados_relevantes_smc_smp.pdf. Acesso em 15 Maio 2004.

²A seqüência de código pode também ser denominada assinatura, visto que funciona como uma identidade para cada usuário, essencial quando da detecção de suas informações. A aparente aleatoriedade dessas seqüências, no caso de grandes comprimentos, também abre margem para a denominação código PN (*Pseudo-noise*).

lhamentos espectrais.

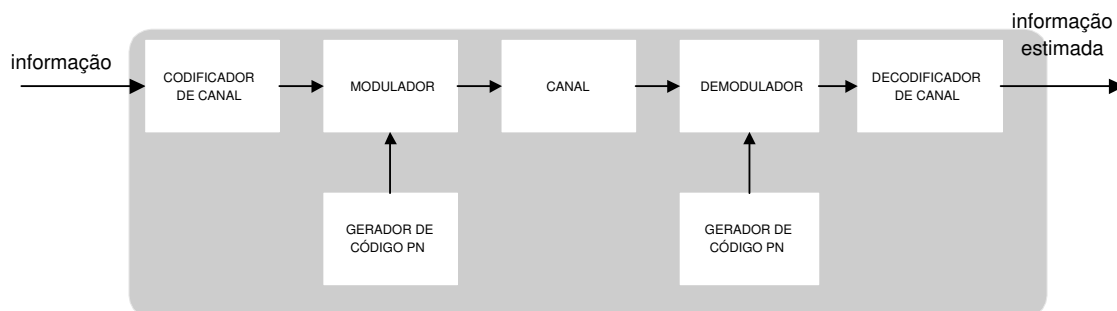


Figura 2.1: Modelo de um sistema de comunicação por espalhamento espectral.

A tecnologia CDMA implementa uma forma sofisticada de comunicação por múltiplo acesso que torna possível o compartilhamento do canal por um grande número de usuários [10]. Através do CDMA não são feitas reservas de recursos de tempo e nem de banda do sistema para determinados usuários, mas tais recursos são continuamente compartilhados, independentemente do número de usuários. Assim, em sistemas CDMA, o limite do número de usuários é estabelecido pela tolerância do sistema à interferência entre esses.

De uma forma geral, em sistemas de múltiplo acesso (Figura 2.2), para cada um dos receptores ter-se-á o mesmo sinal de entrada, composto pelas informações de todos usuários que compartilham o sistema, acompanhadas de ruído e distorções de canal. Nesses sistemas, os receptores tornam-se mais complexos para que sejam capazes de identificar o usuário de interesse, ao mesmo tempo em que rejeitam a interferência causada pelos demais usuários.

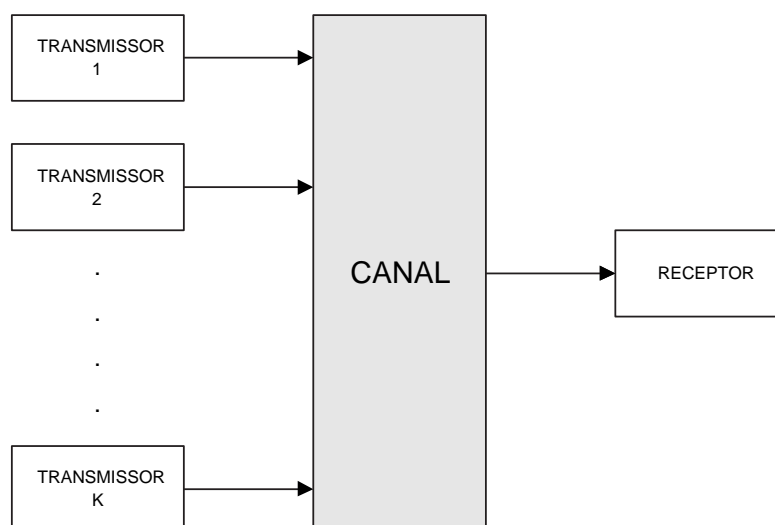


Figura 2.2: Modelo de um sistema de múltiplo acesso.

2.1 Espalhamento Espectral

Um sinal espalhado espectralmente é aquele cuja largura de banda W [Hz] é significativamente maior que a taxa de informação R [bps]. A razão $N = W/R$, comumente denominada *ganho de processamento*, quantifica o quanto a largura de banda do sinal espectralmente espalhado é maior que a taxa de informação. Segundo Couchi [50], para que um sistema seja do tipo espalhamento espectral:

- a largura de banda do sinal espectralmente espalhado $d(t)$ deve ser muito maior que a da mensagem $m(t)$;
- a expansão do espectro deve ser causada por um sinal modulante independente, $s(t)$, que deve ser de conhecimento do receptor para que seja possível recuperar a mensagem, $m(t)$.

A característica de pseudo-aleatoriedade fornecida pela assinatura e os baixos valores de densidade espectral de potência - DEP -, fazem com que o sinal espectralmente espalhado assemelhe-se a um ruído, dificultando a demodulação a partir de receptores que não disponibilizem tal seqüência de código. De uma forma geral, o espalhamento espectral da informação fornece ao sistema de comunicação algumas qualidades muito interessantes, tais como [10, 50]:

- alta tolerância à interferência, seja ela intencional (*jamming*) [12] ou não (MAI), e à auto-interferência, devida à propagação multipercurso [11, 9];
- baixa probabilidade de detecção do sinal por um receptor, a princípio, não envolvido na comunicação [10], garantindo um alto nível de privacidade.

O sinal espectralmente espalhado pode ser descrito em função de sua seqüência de código, sendo semelhantes as representações de ambos no domínio da freqüência. Denominando de $d_{bp}(t)$ o sinal banda-passante gerado pelo espalhamento espectral, pode-se descrevê-lo como a seguir [50]:

$$d_{bp}(t) = \Re\{g_m(t)g_s(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.1a)$$

$$= \Re\{g_m(t)g_s(t)\} \cos 2\pi f_c t - \Im\{g_m(t)g_s(t)\} \sin 2\pi f_c t \quad (2.1b)$$

onde f_c refere-se à freqüência da portadora; e $g_m(t)$ e $g_s(t)$ são as envoltórias complexas da mensagem e da seqüência de código de espalhamento, respectivamente, que descrevem os tipos de modulação empregados.

Comumente, os sistemas de comunicação por espalhamento espectral são classificados conforme o tipo de modulação da seqüência de código, $g_s(t)$ [50, 51]:

Seqüência Direta - DS (*Direct Sequence*): Considerando $m(t)$ e $s(t)$ unipolares, $\{1, 0\}$, implementa-se uma adição módulo-2 entre o sinal e a seqüência. Uma forma equivalente pode ser implementada para $m(t)$ e $s(t)$ polares, $\{-1; +1\}$, sendo a modulação por espalhamento espectral, $g_s(t)$, do tipo DSB-SC (*Double-sideband Suppressed Carrier*), onde $g_s(t) = s(t)$;

Saltos de Frequência - FH (*Frequency Hopping*): a modulação por espalhamento espectral, $g_s(t)$, é do tipo FM (*Frequency Modulation*) [50], onde a seqüência de código $s(t)$ determina o padrão dos saltos na frequência portadora. Há duas classes de FH, a rápida e a lenta, definidas com base na relação entre a taxa de saltos e a de dados;

Saltos de Tempo - TH (*Time Hopping*): é o dual no tempo do FH. No TH, um intervalo de tempo é dividido em um grande número de *slots* de tempo e a seqüência de código determina o *slot* usado.

Há ainda técnicas de espalhamento espectral conhecidas como híbridas que associam algumas das acima citadas. Para a comunicação móvel celular a técnica DS foi a que ganhou maior maior popularidade, devido tanto à robustez desta quando se trata de canais multipercursos, quanto a questões complexas envolvendo a implementação do FH e à vulnerabilidade à interferência do TH [31]. Desta forma, apenas os sistemas DS-CDMA foram tomados como objeto de estudo neste trabalho.

2.2 DS-CDMA

A rejeição à interferência, característica herdada do espalhamento espectral [12], torna o CDMA uma tecnologia atraente para cenários com grande demanda por canal. As propriedades de correlação entre os códigos é que definem, em grande parte, a interferência que um usuário sofrerá dos demais. Há casos particulares em que é possível empregar códigos capazes de tornar os sinais de todos usuários ortogonais, no entanto, em geral, é necessário considerar a presença da MAI.

Na transmissão, a informação é multiplicada³ por um código de maior taxa e período de repetição igual ao período do bit de informação⁴, resultando num sinal banda-base $d(t)$:

$$d(t) = \sqrt{2\frac{E}{T_b}} b(t)s(t) \quad (2.2)$$

³A multiplicação se aplica para informação e código com sinalizações polares. Para informação e código unipolares, aplica-se equivalentemente a adição complemento-de-2.

⁴Neste caso, o código é dito curto, em contrapartida ao código longo cujo período de repetição extrapola o período do bit de informação.

sendo $b(t)$ a função temporal do bit de informação; E a energia por bit; T_b é o período de bit e $s(t)$ é a seqüência de código. Assim,

$$D(f) = \sqrt{2\frac{E}{T_b}} B(f) \star S(f) \quad (2.3)$$

onde \star denota o operador convolução, mostrando que o espectro $B(f)$ será espalhado, resultando em $D(f)$ [50].

Na recepção convencional, um filtro casado com o código do usuário de interesse é capaz de recuperar sua informação. Justamente as propriedades de correlação cruzada é que ditarão o sucesso do receptor em rejeitar os demais usuários. Boas propriedades de auto-correlação das seqüências de código são importantes para o sincronismo do receptor.

2.2.1 Detecção convencional

A figura de mérito mais apropriada para sistemas de comunicação digitais é a probabilidade de erro na decisão (vide Anexo D), e não diretamente a relação sinal-ruído, como nos sistemas analógicos. Entretanto, probabilidade de erro de detecção e relação sinal-ruído apresentam entre si um estreito vínculo, sendo que um aumento na relação sinal-ruído reduz a probabilidade de erro. Nesta concepção, a recepção ótima é realizada através da maximização da relação sinal-ruído imediatamente antes da decisão do símbolo, SNR_o :

$$SNR_o = \frac{d_o^2(t)}{\mathbb{E}[n_o^2(t)]}$$

onde d_o e n_o são, respectivamente, o sinal útil de período T_o e o ruído à saída do receptor; $\mathbb{E}[\cdot]$ denota o operador esperança estatística.

Na recepção convencional, a maximização da relação sinal-ruído SNR_o é buscada por meio de um filtro que realce o sinal de interesse e abrande o ruído de canal. Os receptores conhecidos na literatura por *filtros casados* [52, 11, 50] (Figura 2.3) têm justamente tal propriedade. A função de transferência do filtro casado é dada por

$$H(\omega) = \epsilon \frac{D^*(\omega)}{\varphi_n(\omega)} e^{-j\omega t_m}$$

onde ϵ é uma constante arbitrária, real e não-nula; $D(\omega)$ é a transformada de *Fourier* do sinal útil $d(t)$ de entrada; $\varphi_n(\omega)$ é a densidade espectral da potência do ruído de entrada n ; e t_m é o instante de amostragem. Por meio dos filtros casados, maximiza-se a relação sinal-ruído para

$$SNR_o = \int \frac{|D(\omega)|^2}{\varphi_n(\omega)} d\omega$$

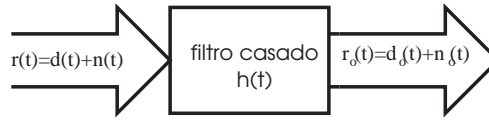


Figura 2.3: Filtro casado.

Em casos onde o ruído de fundo do canal é gaussiano e branco, a densidade espectral é mais comumente expressa por $\varphi_n(\omega) = N_0/2$, sendo N_0 a densidade unilateral do ruído de fundo. Assim, a função de transferência do filtro casado é expressa como:

$$H(\omega) = 2\epsilon \frac{D^*(\omega)}{N_0} e^{-j\omega t_m}$$

Considerando-se o sinal $d(t)$ como sendo real, pela simetria espectral [50], a resposta impulsiva do filtro casado no domínio do tempo pode ser expressa como:

$$h(t) = \beta d(t_m - t) \quad (2.4)$$

sendo β uma constante arbitrária, real e positiva.

Portanto, o receptor que maximiza a relação sinal-ruído SNR_o diante de um canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) é aquele cuja resposta impulsiva está casada ao sinal $d(t)$ conforme a expressão (2.4), consistindo na solução para a recepção ótima⁵.

Para que o filtro casado, conforme descrito pela expressão (2.4), seja realizável, é necessário que $t_m \geq T_o$ para que se obtenha uma resposta impulsiva causal [53]. De forma equivalente [54], o filtro casado pode ser realizado através de um arranjo alternativo, conforme ilustrado na Figura 2.4. Este arranjo é mais conhecido por *receptor correlacionador*.

O correlacionador é o receptor convencional utilizado em sistemas DS-SS-SS, sendo $d(t)$ determinado pela seqüência de código do usuário cuja informação deseja-se detectar. À saída do filtro casado e, conseqüentemente, do correlacionador, conforme apresentados, tem-se um sinal cuja amplitude é proporcional à energia do sinal recebido. No entanto, admitindo-se que a seqüência $d(t)$ seja normalizada e multiplicada pelo fator $\frac{1}{\sqrt{T}}$, obtém-se um sinal de saída com amplitude proporcional à do sinal transmitido.

Vulnerabilidade do correlacionador

À medida que se generaliza o receptor correlacionador para o ambiente multiusuário, típico dos sistemas CDMA, tem-se uma degradação de seu desempenho, não

⁵Vale salientar que até este momento não foi considerado o ambiente multiusuário e nem mesmo o surgimento de vários percursos, características típicas dos sistemas CDMA na telefonia celular, alvo deste estudo, que são abordadas mais à frente.

mais se caracterizando uma recepção ótima. Isso ocorre quando do emprego de um conjunto de seqüências de códigos com propriedades não-ideais de correlação, que é justamente o caso das implementações comerciais.

Valores não-nulos de correlação cruzada repercutem na existência da MAI. No cálculo da correlação com uma determinada seqüência, haverá uma parcela de contribuição das seqüências do conjunto de usuários interferentes e não mais apenas a parcela devida à seqüência do usuário de interesse.

Evidentemente, escolhidas famílias de código adequadas, a MAI se apresentará a níveis toleráveis. Contudo, mesmo com famílias de códigos com boas propriedades de correlação, essa tolerância se perde na situação de sistemas extremamente carregados (muitos usuários compartilhando a mesma banda de freqüência).

De forma análoga, a recepção convencional é fortemente degradada quando o sistema não realiza o controle perfeito das potências de todos usuários. A disparidade nas potências pode chegar a um nível em que o detector se torne inapropriado. Essa disparidade está fortemente ligada às diferenças de posicionamento dos usuários na célula, sendo denominada de *efeito Near-Far* [13].

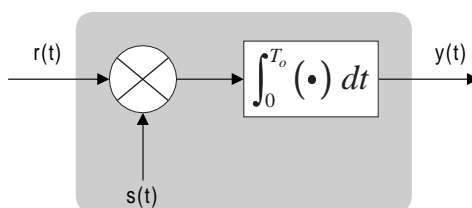


Figura 2.4: Correlacionador.

Outro agravante típico dos sistemas DS-CDMA é justamente a mobilidade de seus usuários. Tratando-se de um esquema de comunicação celular, permite-se que cada um dos usuários esteja localizado num ponto distinto na área de cobertura e ainda possa locomover-se durante a comunicação. Desta mobilidade, juntamente com fatores ambientais, resulta o surgimento e desaparecimento dinâmicos de vários percursos entre um mesmo par de antenas transmissora-receptora.

Dessa maneira, na recepção, ter-se-ão várias réplicas com atrasos distintos e parcelas da energia transmitida. Além disso, cada percurso estará sujeito a uma flutuação de amplitude independente, apresentando desvanecimentos profundos da ordem de 40 dB [27]. Portanto, o sincronismo a apenas um dos percursos, qualquer que seja, resulta num aproveitamento incompleto da energia do bit presente no espectro e, portanto, na redução do SNR_o . O SNR_o não mais se mantém constante no tempo, passando a assumir valores instantâneos distintos em função dos desvanecimentos multipercursos.

A interferência entre percursos, IPI (*Inter-Path Interference*), proveniente da transmissão de um único usuário também é denominada *auto-interferência*, visto ser fortemente determinada pela auto-correlação da seqüência de código. Em casos extremos, a auto-interferência resulta na interferência entre símbolos adjacentes - ISI (*Inter-Symbol Interference*).

Assim, para um determinado usuário em canal multipercurso a quantidade de sinais interferentes multiplica-se. Equivalentemente, pode-se considerar todos os demais percursos de todos usuários como sinais interferentes virtuais. Dessa maneira, a IPI passa a ter um significado similar ao da MAI. Muitas pesquisas já foram concluídas e inúmeras outras vêm sendo realizadas com o objetivo de se encontrar um detector robusto à MAI (vide Anexo C) e adequado a canais com desvanecimentos (vide Cap. 4), com complexidade aceitável.

2.3 A Modelagem Discreta de um Sistema DS-CDMA

A técnica de espalhamento espectral por seqüência direta utiliza uma seqüência de código para modular o sinal de informação. Adotando-se a modulação BPSK, de tal maneira que o sinal modulado seja uma réplica banda-passante polarizada ($\{-1, +1\}$) do sinal modulante, o espalhamento espectral passa a ser realizado através do produto entre o sinal modulado e uma seqüência de código também polarizada. Na Figura 2.5 é ilustrado um esquema simplificado do transmissor e do receptor num sistema DS-CDMA com modulação BPSK.

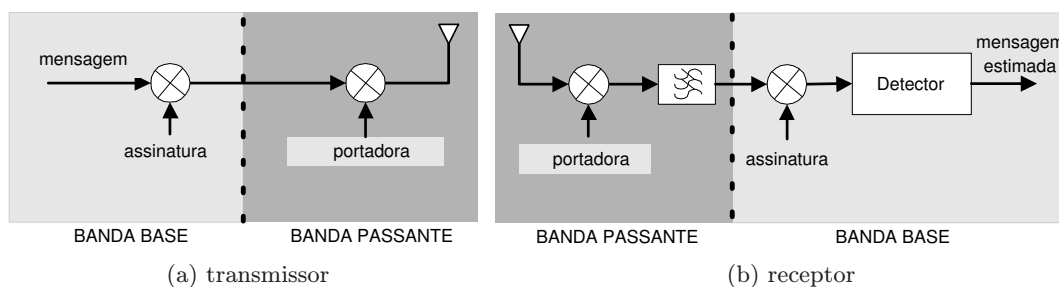


Figura 2.5: Esquema de um par transmissor-receptor em sistema DS-CDMA com modulação BPSK.

É válido e equivalente para os fins pretendidos, analisar a informação polarizada em banda-base em lugar do sinal banda-passante. A representação em banda-base do sinal transmitido é dada pela expressão (2.2). Definindo T_c como o período de *chip* da seqüência, o ganho de processamento pode ser escrito como:

$$N = \frac{T_b}{T_c}$$

No espalhamento por seqüência direta, a taxa de *chip* é muito maior que a de *bit*. Torna-se conveniente, portanto, explicitar o intervalo de amostragem dos sinais envolvidos no processo de espalhamento. A informação polarizada pode ser descrita como

$$b_j(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \mathbf{b}_j^{(m)} \square \left(\frac{t - mT_b}{T_b} \right) \quad (2.5)$$

e a seqüência de código

$$s_j(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathbf{s}_j^{(n)} \square \left(\frac{t - nT_c}{T_c} \right) \quad (2.6)$$

onde $\mathbf{b}_j^{(m)}$ é o m -ésimo bit da informação polarizada do j -ésimo usuário, sendo por exemplo, $\mathbf{b}_j^{(m-1)}$ e $\mathbf{b}_j^{(m+1)}$, as designações para os bits imediatamente atrasado e adiantado, respectivamente. Da mesma forma, $\mathbf{s}_j^{(n)}$ representa o n -ésimo elemento da seqüência de assinatura do j -ésimo usuário, \mathbf{s}_j ; e \square é a representação matemática da forma do pulso retangular:

$$\square(x) \triangleq \begin{cases} 1, & |x| < 1/2 \\ 1/2, & |x| = 1/2 \\ 0, & |x| > 1/2 \end{cases} \quad (2.7)$$

É conveniente, para as posteriores análises, amostrar T_b ao mesmo nível de T_c . Dessa forma, a eq. (2.5) pode ser reescrita como:

$$b_j(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathbf{b}_j^{\left(\lfloor \frac{nT_c}{T_b} \rfloor\right)} \square \left(\frac{t - nT_c}{T_c} \right) \quad (2.8)$$

sendo que o operador piso, $\lfloor \cdot \rfloor$, fornece o maior valor inteiro menor que seu argumento.

Assim, o sinal espalhado em um sistema DS-CDMA, dado por $b_j(t)s_j(t)$, pode ser calculado através do produto, amostra a amostra, ao nível de T_c , entre \mathbf{b} e \mathbf{s} . Neste trabalho, reproduziu-se este procedimento de espalhamento por meio de simulação computacional (Seção D.2).

2.3.1 O canal e a recepção

Em virtude do compartilhamento de banda característico dos sistemas CDMA, o sinal presente à entrada de todos os K receptores, \mathbf{r} , corresponde a uma sobreposição das informações espectralmente espalhadas dos K usuários, conforme o modelo apresentado na Figura 2.2. Dessa maneira, para qualquer dos receptores, podemos expres-

sar o sinal total transmitido (considerando todos usuários) como:

$$\mathbf{d}(t) = \sum_{j=1}^K d_j(t) = \sum_{j=1}^K \sqrt{2 \frac{E_j}{T}} b_j(t) s_j(t) \quad (2.9)$$

ou matricialmente,

$$\mathbf{d} = \mathbf{SAb} \quad (2.10)$$

onde

\mathbf{S} é a matriz de assinaturas $N \times K$;

\mathbf{A} é a matriz de amplitudes $K \times K$ dada por

$$\text{diag} \left\{ \sqrt{2 \frac{E_1}{T}}, \sqrt{2 \frac{E_2}{T}}, \dots, \sqrt{2 \frac{E_K}{T}} \right\};$$

\mathbf{b} é o vetor (coluna) de informação $K \times 1$.

Além do mais, devido aos efeitos de canal, o sinal recebido \mathbf{r} é uma versão de \mathbf{d} distorcida, tanto em fase quanto em amplitude, e acompanhada de uma parcela de ruído de fundo AWGN. As estruturas receptoras passam então a ter a árdua tarefa de detectarem diante de toda essa distorção e ruído, sem erro, a mensagem proveniente de cada usuário de interesse.

Em sistemas DS-CDMA, as informações de cada usuário são detectadas através do cômputo da correlação entre o sinal recebido e a assinatura desse. A correlação corresponde à forma mais simples de recepção em sistemas onde a informação é espectralmente espalhada, podendo ser computacionalmente realizada através da operação produto escalar entre o vetor sinal recebido \mathbf{r} e a seqüência de código \mathbf{s}_j do usuário de interesse j . Estruturas de detecção mais aprimoradas, no entanto, ainda baseadas na operação de correlação, são empregadas na recepção realizando o combate à MAI e à distorção do canal, permitindo obter menores razões de energia por bit por DEP de ruído, E_b/N_0 , para uma mesma figura de desempenho.

2.4 As Seqüências de Código e suas Propriedades de Correlação

Em sistemas CDMA, a escolha adequada de um conjunto de seqüências de código é essencial na determinação da interferência causada por um usuário em outro. Para a análise das seqüências de código e a conseqüente interferência em sistemas de múltiplo acesso por espalhamento espectral, é fundamental o conceito de correlação.

Basicamente, a função de correlação fornece o grau de similaridade entre duas funções $x(t)$ e $y(t)$ e, admitindo estas funções reais com períodos iguais a T , pode ser definida como:

$$\theta_{x,y}(\tau) \triangleq \int_0^T x(t - \tau)y(t)dt \quad (2.11)$$

Para o domínio de tempo discreto, define-se como correlação cíclica (ou periódica) a eq. (2.12); a correlação parcial (ou aperiódica) é apresentada na eq. (2.13), sendo N o período tanto de x como de y . Tais expressões são equivalentes ao produto escalar entre \mathbf{x} e \mathbf{y} ou entre trechos desses, respectivamente. A Figura 2.6 ilustra as correlações, cíclica e parcial, entre dois vetores \mathbf{x} e \mathbf{y} .

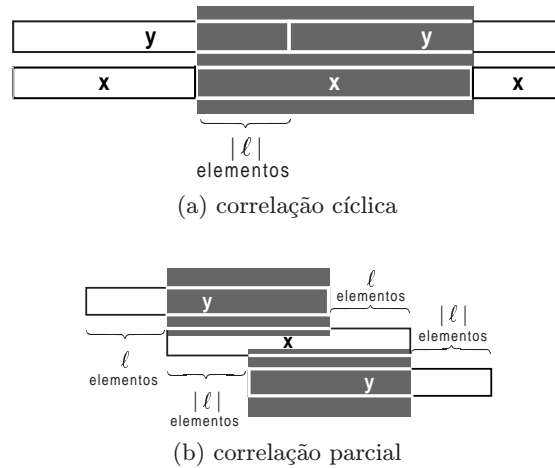


Figura 2.6: Ilustração da correlação.

$$\Theta_{x,y}(\ell) = \sum_{j=0}^{N-1} x_j y_{j+\ell} \quad (2.12)$$

$$\varrho_{x,y}(\ell) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-\ell} x_j y_{j+\ell}, & 0 \leq \ell < N \\ 0, & |\ell| \geq N \\ \sum_{j=-\ell}^{N-1} x_j y_{j+\ell}, & -N < \ell \leq 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

Quando as seqüências \mathbf{x} e \mathbf{y} , das expressões de $\Theta_{x,y}$ (2.12) e de $\varrho_{x,y}$ (2.13), são distintas, tais correlações são ditas *cruzadas*, e, caso contrário, são denominadas *auto-correlações* cíclica Θ_x e parcial ϱ_x , respectivamente.

A recepção convencional do sinal de um certo usuário nos receptores CDMA se dá pela correlação entre o seu sinal e a seqüência de código (admitida como estando em sincronia com o sinal recebido) pela qual foi espalhado. A partir de então a informação estará espectralmente desespalhada ressaltando de forma significativa os valores de

sua DEP em relação aos sinais dos demais usuários. Porém, junto à informação de interesse estarão presentes também as informações de todos os demais usuários ativos. A determinação da MAI pode ser feita a partir do cálculo das correlações cruzadas entre as seqüências de todos usuários e do conhecimento das potências de transmissão.

Nos modelos de sistemas em que os sinais de todos usuários chegam ao receptor alinhados no tempo, lança-se mão do cálculo das correlações cruzadas cíclicas, que é o caso, por exemplo, do enlace direto de um sistema celular móvel. Já, em modelos assíncronos, i.e., sinais desalinhados no tempo, aplica-se o cálculo das correlações parciais, como por exemplo no enlace reverso onde os sinais das unidades móveis chegam ao receptor da ERB assincronamente, devido justamente à aleatoriedade e independência na mobilidade de cada um dos usuários.

A correlação no receptor deve ser realizada com o sinal recebido e a cópia da seqüência de código sincronizados. O sincronismo é conseguido rastreando-se a fase da réplica na qual obtém-se um pico de auto-correlação. A etapa de sincronismo é, normalmente, separada em duas [9]: (a) *aquisição*, onde se tem a tarefa de busca da fase e da freqüência do sinal recebido; e (b) *tracking*, onde através de um controle de malha fechada realiza-se a manutenção e o refinamento do sincronismo.

O conjunto de seqüências disponibilizadas para os usuários simultâneos pode ser denominado de *família de seqüências*. A quantidade de códigos que se disponibiliza, denominada de *tamanho da família*, é de grande importância. Em DS-CDMA, a disponibilização de um grande número de códigos é crucial para que o sistema não tenha um limite muito restritivo quanto ao número de usuários, o que poderia implicar na perda de uma de suas maiores vantagens perante o FDMA e o TDMA.

As propriedades de correlação cruzada ideais de uma família de seqüências a ser empregada consistem simplesmente em valores nulos para quaisquer defasagens que ditarão o sucesso do receptor em rejeitar os demais usuários. Boas propriedades de auto-correlação se resumem à existência de um único valor não-nulo, justamente na defasagem nula. Para conjuntos de seqüências de código ortogonais, por exemplo, a correlação cruzada em fase ($\ell = 0$) é nula, o que significa, para sistemas síncronos, que não há influência de um determinado usuário sobre os demais, e vice-versa. Entretanto, esses bons valores não valem para as correlações fora de fase.

Em suma, o fator principal para a determinação de uma família de seqüências é que sua matriz de auto-correlações deva apresentar um forte pico em fase, e a de correlações cruzadas dos códigos dos usuários ativos deve ser o mais próxima possível de zero. Quanto ao tamanho da família, o ideal é que seja o maior possível.

Portanto, a escolha adequada de uma família de seqüências de espalhamento é um dos itens decisivos na obtenção de desempenhos melhorados dos sistemas DS-CDMA.

Há famílias consagradas que combinam boas características de correlação associadas à fácil geração. Dentre essas é indispensável citar as seqüências lineares de máximo comprimento - SMC, as de *Gold* e as de *Kasami* (Conjuntos Pequeno e Grande). Na Tabela 2.1 são sintetizados o tamanho e os possíveis valores de correlação cíclicas de algumas das principais famílias de seqüências, admitindo período $N = 2^m - 1$. Alguns tamanhos dessas famílias são também apresentados na Tabela 2.2.

Tabela 2.1: Algumas propriedades das principais famílias determinísticas de códigos de espalhamento de período $2^m - 1$.

Família	Tamanho	Valores de Θ
SMC	$\ll 2^m - 1$	-
<i>Gold</i> , m ímpar	$2^m + 1$	$-1; \pm 2^{(m+1)/2} - 1$
<i>Gold</i> , m par ($\neq 0 \pmod{4}$)	$2^m + 1$	$-1; \pm 2^{(m+2)/2} - 1$
<i>Kasami</i> (Peq.), m par	$2^{m/2}$	$-1; \pm 2^{m/2} - 1$
<i>Kasami</i> (Gde.), $m = 2 \pmod{4}$	$2^{3m/2} + 2^{m/2}$	$-1; \pm 2^{m/2} - 1; \pm 2^{\lfloor (m+2)/2 \rfloor} - 1$
<i>Kasami</i> (Gde.), $m = 0 \pmod{4}$	$2^{3m/2} + 2^{m/2} - 1$	$-1; \pm 2^{m/2} - 1; \pm 2^{\lfloor (m+2)/2 \rfloor} - 1$

As seqüências acima são ditas lineares, tendo como principal característica desfavorável a facilidade na reconstrução de toda a seqüência a partir da observação de uma parcela de um período. A linearidade se refere à forma de geração das seqüências e não às seqüências propriamente ditas. Por exemplo, uma SMC pode ser gerada através de um registrador de deslocamento associado a uma adição módulo-2 de determinadas posições⁶ de memória realimentada para a primeira posição. As famílias de *Gold* e *Kasami* são geradas a partir de uma adequada combinação de alguns geradores de SMC. Outra classe de seqüências, a das não-lineares, é representada pelas famílias de seqüências de *Bent*, *GMW*, *No*, *LCZ* (*Low Correlation Zone*), *ZCZ* (*Zero Correlation Zone*) etc. Qualquer destas seqüências pode ser construída através de um gerador equivalente linear, conforme a construção de uma SMC, entretanto, o número de posições de memória do registrador de deslocamento é maior. Seqüências não-lineares se sobressaem justamente por recaírem numa grande expansão do equivalente linear, dificultando tentativas de decifrar as seqüências de código.

Tabela 2.2: Tamanhos de algumas famílias de códigos de espalhamento.

Família	Período									
	7	15	31	63	127	255	511	1023	2047	4095
SMC [56]	2	2	6	6	18	16	48	60	176	144
<i>Gold</i>	9	-	33	65	129	-	513	1025	2049	-
<i>Kasami</i> (Peq.)	-	4	-	8	-	16	-	32	-	64
<i>Kasami</i> (Gde.)	-	68	-	520	-	4112	-	32800	-	262208

Uma generalização da função de correlação contínua (2.11) é feita calculando também suas componentes em frequência, através da STFT (*Short-Time Fourier Trans-*

⁶As posições a serem realimentadas para a geração de um SMC são ditas por um polinômio primitivo. Uma tabela de polinômios primitivos pode ser obtida no livro de Peterson & Weldon Jr. [55].

form) (Anexo B):

$$\begin{aligned}\theta_{x,y}(\tau; f) &= \int_{-T/2}^{T/2} x(\tau' - \tau)y(\tau')e^{-j2\pi f\tau'} d\tau' \\ &= \text{STFT}_y^x(\tau; f)\end{aligned}\quad (2.14)$$

A função $\theta_{x,y}(\tau; f)$ fornece o grau de similaridade entre duas funções $x(t)$ e $y(t)$ reais com períodos iguais a T , para os mais diversos atrasos τ e desvios em frequência f entre essas. Comparando-se as eqs. (2.11) e (2.14), é imediato notar que, para um desvio nulo na frequência, $\theta_{x,y}(\tau; f) = \theta_{x,y}(\tau)$. É interessante também considerar o caso em que se tem o perfeito sincronismo de uma seqüência, ou seja, trata-se da auto-correlação em fase. Nessa situação, considerando $x(t)$ e $y(t)$ como tendo energias unitárias, pode-se obter que o correlacionador tem uma resposta a esse desvio de frequências que segue a função *sinc*:

$$\theta_x(0; f) = T \text{sinc}(Tf) \quad (2.15)$$

A Figura 2.7 ilustra a auto-correlação em frequência contínua e em fase, $\theta_x(0; f)$, para a primeira⁷ seqüência da família de *Gold* de comprimento 31 (gerada através do par preferencial de polinômios $[45]_8$ e $[75]_8$).

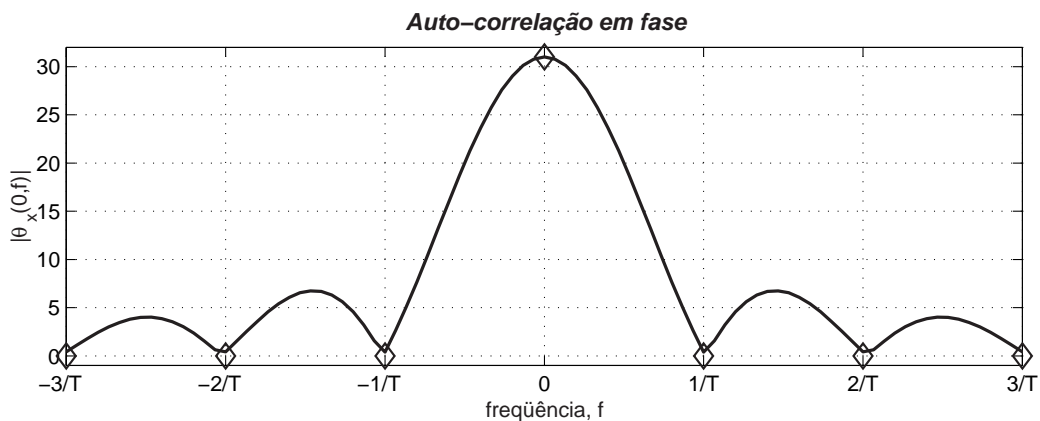


Figura 2.7: Auto-correlação de uma seqüência *Gold* de comprimento 31 em função do desvio de frequência contínuo.

Já, a Figura 2.8 ilustra a auto-correlação em tempo contínuo na frequência central, i.e., em desvio nulo, $\theta_x(\tau; 0)$, para a mesma seqüência de *Gold*.

Nota-se que a auto-correlação temporal é linear em trechos entre atrasos inteiros. Isso ocorre devido à formatação retangular do *chip*. Assim, nessa situação é suficiente calcular a correlação no domínio de tempo discreto (múltiplos de T_c). Tomando-

⁷Nesta dissertação, convencionou-se como primeira seqüência da família de *Gold* aquela gerada com os dois geradores de SMC (registradores de deslocamento) carregados inicialmente com $[0 \cdots 01]_2$.

se também a versão discreta na frequência (múltiplas de $1/T$), a auto-correlação da Figura 2.7 terá valor não-nulo somente na frequência central, conforme indicado com marcadores. A Figura 2.9 ilustra a auto-correlação sobre o plano tempo-frequência discreto.

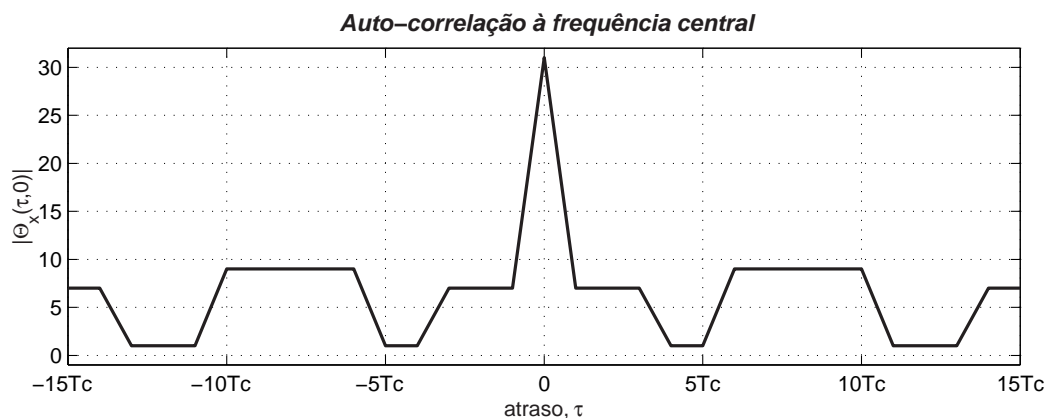


Figura 2.8: Auto-correlação em fase de uma seqüência *Gold* de comprimento 31 em função de atrasos contínuos.

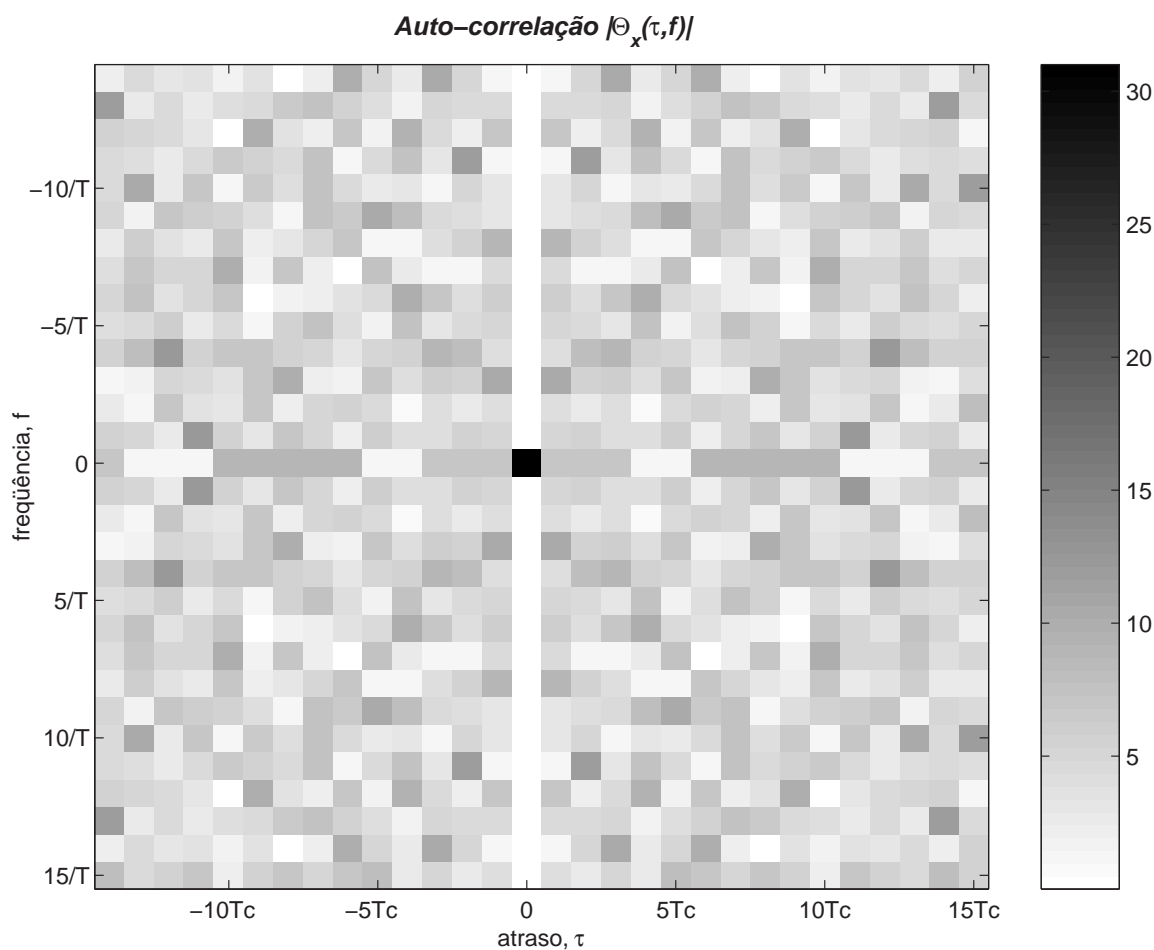


Figura 2.9: Auto-correlação tempo-frequência discreta de uma seqüência *Gold* de comprimento 31.

2.5 Transmissão Multitaxa

Os novos sistemas de comunicações móveis 3G devem acomodar usuários simultâneos, transmitindo a distintas taxas em canais com tráfego assimétrico, e ainda garantir as especificações mínimas de qualidade para cada um dos serviços em tráfego. Logo, uma significativa evolução das redes e sistemas atualmente em uso (entenda-se 2G) faz-se necessária para a harmoniosa conciliação das mais variadas aplicações multimídia corriqueiras.

Na literatura [48,57,58,59,47,60,61,62,63,64] são apresentadas e estudadas várias soluções para a transmissão de sinais de distintas taxas em sistemas CDMA. Essas soluções são mais apropriadamente denominadas esquemas *multitaxas de transmissão* e têm como principal finalidade possibilitar o tráfego de serviços multimídias com a menor complexidade e a máxima eficiência possíveis. Pode-se identificar ao menos quatro estratégias básicas para se dar suporte a aplicações multimídia num sistema DS-CDMA:

Múltiplos Ganhos de Processamento (*Multiple Processing Gain*) – é o esquema baseado na realização de ganhos de processamento distintos conforme a taxa do serviço, de modo que a banda ocupada pelos sinais espalhados no espectro sejam iguais, independentemente da taxa de símbolos;

Múltiplas Taxas de Chip (*Multiple Chipping Rate*) – esquema em que diferentes taxas de serviço são tratadas espalhando os respectivos sinais no espectro através de seqüências de código de distintas taxas de *chip*, de modo a manter o mesmo ganho de processamento para todas as aplicações;

Códigos Múltiplos (*Multicode*) – esquema em que sinais de distintas taxas, superiores a uma taxa básica, são transmitidos utilizando-se uma quantidade de seqüências de códigos dada pela razão entre a taxa de símbolos da aplicação e a taxa básica;

Modulações Múltiplas (*Multimodulation Scheme*) – esquema baseado no emprego de modulações com dimensões de constelação distintas para suprir as diferentes taxas trafegadas.

Foge do escopo desta dissertação discutir ou comparar tais esquemas de transmissão multitaxa, entretanto, quanto ao esquema de códigos múltiplos, MC, serão apresentados os principais conceitos, visto tratar-se do esquema multitaxa adotado para as simulações nesta dissertação.

Na estratégia de acesso de múltipla taxa por código múltiplo, MC, cada usuário multiplexa seus bits de informação utilizando várias seqüências de espalhamento, trans-

mitindo-os paralela e sincronamente através de modulação binária (Figura 2.10). Assim, todos os canais paralelos de um determinado usuário terão as mesmas características, i.e., idênticos desvanecimentos, desvios de fases e atrasos de propagação. Todos os usuários transmitem num mesmo formato de modulação, mesma taxa básica e mesmo ganho de processamento, possibilitando o uso de um conjunto de seqüências de espalhamento com boas propriedades de correlação cruzada que seja capaz de acomodar um grande número de sinais interferentes.

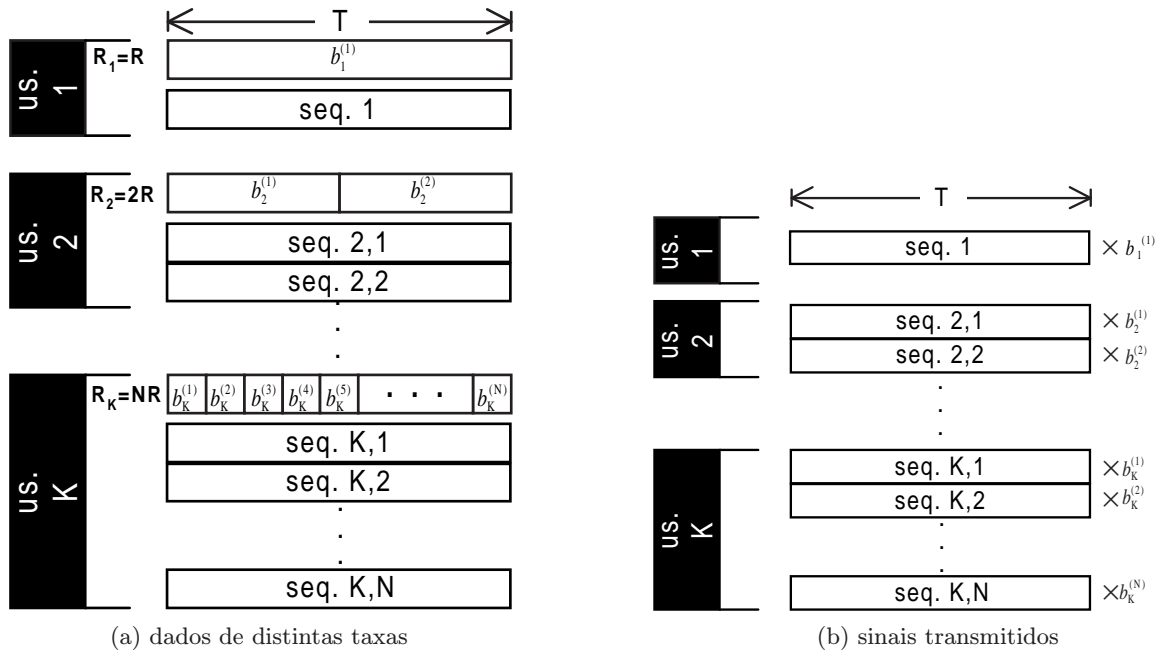


Figura 2.10: Esquema MC.

O q -ésimo grupo de bits transmitidos sobre os $m_j = \frac{R_j}{R}$ canais paralelos são:

$$\mathbf{b}_j^{((q))} = \left[\mathbf{b}_j^{(qm_j+1-m_j)}, \mathbf{b}_j^{(qm_j+2-m_j)}, \dots, \mathbf{b}_j^{(qm_j)} \right]^T \quad (2.16)$$

com R_j sendo a taxa de dados do j -ésimo usuário, R a taxa básica (menor taxa de dados, admitida sub-múltipla inteira de R_j), e as seqüências empregadas por esse usuário:

$$\mathbf{S}_j = [\mathbf{s}_{j,1}, \mathbf{s}_{j,2}, \dots, \mathbf{s}_{j,m_j}] \quad (2.17)$$

Admitindo-se o emprego de modulação BPSK, o sinal transmitido pelo j -ésimo usuário, \mathbf{d}'_j , referente ao q -ésimo grupo de bits, pode ser expresso por:

$$\begin{aligned} \mathbf{d}'_j^{(q)} &= \sum_{i=(q-1)m_j+1}^{qm_j} \mathbf{d}_j^{(i)} \\ &= \sqrt{2 \frac{E_j}{T}} \sum_{i=(q-1)m_j+1}^{qm_j} \mathbf{b}_j^{(i)} \mathbf{s}_{j,i} \end{aligned} \quad (2.18)$$

Diante de certas situações, pode ser vantajoso empregar um conjunto de seqüências de espalhamento como o de *Walsh-Hadamard*, de *Gold Estendido* ou OVSF (*Orthogonal Variable Spreading Factor*) de mesmo nível. As propriedades de correlação cruzada destes conjuntos de seqüências são ótimas apenas quando for possível o sincronismo entre os sinais de todos os usuários, como por exemplo no tráfego direto do sistema CDMA, e o canal não apresente vários percursos ou desvanecimentos rápidos. Fora destas condições, as boas propriedades de correlação não são garantidas. Além disso, estas seqüências têm comprimento da forma $N = 2^n$, podendo ser bem adequadas para a acomodação de serviços de taxas distintas. Em especial, os códigos de *Gold Estendido* podem ser construídos adicionando-se um chip “+1” ou “-1” ao final de cada seqüência de “*Gold* tradicional”.

Um cuidado especial a ser tomado na implementação do esquema multitaxa MC é a significativa variação na envoltória do sinal, devida à composição do sinal transmitido como soma de vários sinais independentes espalhados espectralmente e modulados [cf. eq. (2.18)] [65]. Estas variações na envoltória podem levar a distorções não-lineares no amplificador de potência do transmissor, reduzir a eficiência espectral e degradar o desempenho. O problema é mais crítico no canal de tráfego reverso, especialmente devido à limitação de energia das baterias das unidades móveis. No texto de Ottosson [66] estuda-se um pré-codificador não-linear para reduzir essa variação da envoltória.

CAPÍTULO 3

CANAIS RÁDIO MÓVEIS

O CANAL DE COMUNICAÇÃO consiste no meio físico através do qual se estabelece a conexão entre transmissor e receptor. Existem diversos meios físicos que podem ser usados como canal de comunicação, e.g., cabos coaxiais, fibras ópticas e enlaces de rádio. Cada meio físico apresenta características que o tornam mais apropriado para um determinado tipo de sistema de comunicações. No caso dos sistemas de telefonia móveis, a comunicação é estabelecida através do *canal rádio*, em que a energia eletromagnética correspondente à mensagem é acoplada ao meio de propagação através de antenas.

O estudo dos canais rádio móveis é muito amplo e este trabalho não tem como intenção fazê-lo em profundidade. O que se pretende neste capítulo é, tão somente, apresentar alguns conceitos básicos essenciais ao estudo dos receptores e justificar os modelos matemáticos considerados em suas simulações. Alguns trabalhos clássicos nessa área foram publicados por Proakis [11], Biglieri et al. [26] e Sklar [17, 18].

3.1 Análise do Canal Rádio Móvel

O canal de comunicação pode ser fundamentalmente explicado segundo suas características físicas. Grande parte do comportamento do canal, como por exemplo, a ocorrência de desvanecimentos no sinal e a criação e extinção dinâmicas de percursos, pode ser explicada do ponto de vista do estudo de fenômenos atmosféricos em conjunto com a mobilidade entre transmissor e receptor [67]. Por outro lado, um estudo adequado do canal também é alcançado a partir de uma análise matemática apropriada ao contexto das comunicações móveis [11, 17, 18]. A seguir, apresentam-se alguns conceitos básicos sobre o comportamento de canais rádio móveis, essenciais ao estudo dos receptores.

3.1.1 Características do meio físico

A composição gasosa do canal do sistema móvel celular interage com o sinal transmitido, atenuando e defasando-o ao longo do percurso do sinal – do transmissor ao receptor. Além disso, ondas eletromagnéticas são suscetíveis a interações com superfícies presentes no canal, sendo comum a identificação de fenômenos como reflexão, difração e dispersão. Criam-se, então, vários percursos de comunicação entre um par transmissor-receptor, os quais serão percorridos por réplicas do sinal transmitido.

Cada um dos percursos estabelecidos entre um par transmissor-receptor tem características próprias de atenuação de sinal e atraso de propagação. Percursos são criados e extintos constantemente, caracterizando a resposta do canal como variável no tempo. Num determinado ponto do espaço, o sinal resultante da composição dos vários percursos terá flutuações apreciáveis em sua envoltória. Essas flutuações são designadas na literatura por desvanecimentos ou *fading*, sendo que comumente os desvanecimentos profundos chegam em torno de 40 dB, comprometendo seriamente o processo de detecção em receptores convencionais¹. Esses desvanecimentos caracterizam pontos de mínimo locais no módulo da resposta do canal, também chamados de nulos, que ocorrem em média a cada meio-comprimento de onda [27], $\frac{1}{2}\lambda_c$, com uma frequência aproximada de [68]

$$f_{nulo} \approx 2f_m \text{ [nulos/s]}$$

onde λ_c é o comprimento de onda da portadora e f_m é a frequência *Doppler* máxima.

Pode-se afirmar que o desvanecimento multipercurso sofre forte influência da disposição dos obstáculos num determinado ambiente, bem como da interação deste com o par de antenas transmissora-receptora. Assim, para a modelagem de um canal em um sistema de telefonia móvel, deve-se levar em conta o cenário como um todo, distinguindo dois quesitos principais:

- o movimento entre transmissor e receptor;
- o movimento dos objetos entre ambos.

A disposição, bem como as dimensões, das superfícies no canal são determinantes no comportamento deste. Assim, para cada tipo de ambiente, o canal terá características muito particulares. Na Tabela 3.1 [69] estão sintetizados alguns valores típicos para atraso de percurso, τ , e ganho médio, $\bar{\alpha}$, em três ambientes distintos. O perfil de potências médias do canal (Figura 3.1) é resultado de um somatório das

¹Nesta dissertação, recepção convencional faz menção às soluções em que nenhum tipo de diversidade é explorada.

respostas de todos percursos existentes,

$$h(t) = c_0\delta(t - t_0) + c_1\delta(t - t_0 - \tau_1) + \dots + c_{\ell-1}\delta(t - t_0 - \tau_{\ell-1}) \quad (3.1)$$

sendo que cada uma possui atraso, τ , e coeficiente complexo de distorção (compreendendo atenuação e defasagem), c , particulares.

Tabela 3.1: Atrasos relativos e ganhos médios típicos para três ambientes distintos.

zona rural		típico urbano		terreno montanhoso	
$\tau[\mu s]$	$\bar{\alpha}[dB]$	$\tau[\mu s]$	$\bar{\alpha}[dB]$	$\tau[\mu s]$	$\bar{\alpha}[dB]$
0,0	0	0,0	-3	0,0	0
0,1	-4	0,2	0	0,1	-1,5
0,2	-8	0,5	-2	0,3	-4,5
0,3	-12	1,6	-6	0,5	-7,5
0,4	-16	2,3	-8	15,0	-8,0
0,5	-20	5,0	-10	17,2	-17,7

FONTE: [69]

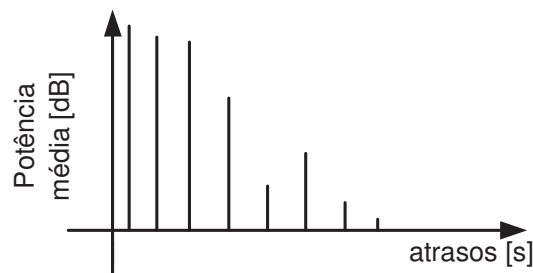


Figura 3.1: Valor médio quadrático da resposta de um canal multipercursos a um pulso muito estreito.

Convém salientar que na literatura os desvanecimentos são distinguidos entre aqueles de grande escala e de pequena escala. Desvanecimentos de grande escala representam a atenuação da potência média do sinal ou perda de percursos. Os desvanecimentos de pequena escala referem-se às flutuações na amplitude e na fase do sinal. Nesta dissertação, dá-se enfoque aos desvanecimentos de pequena escala. Na Figura 3.2 é apresentado o modelo de canal multipercursos adotado.

Um fato implícito no modelo da Figura 3.2 é que os percursos de propagação são gerados e extintos dinamicamente; ou seja, o número de percursos é imprevisível. Devido justamente à indeterminação de suas características, o canal rádio móvel é modelado como um processo estocástico. Geralmente, associa-se a um determinado canal uma função densidade de probabilidade, sendo a *Rice* e a *Rayleigh* as mais utilizadas para a modelagem de desvanecimentos multipercursos na existência ou não de linha de visada, respectivamente. Nesse trabalho serão empregados apenas modelos de canais regidos por uma distribuição gaussiana complexa, onde a envoltória resulta

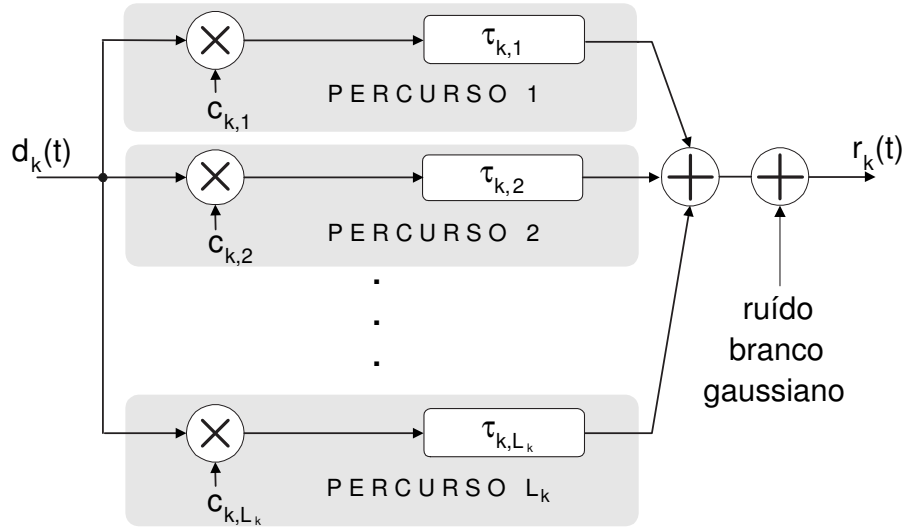


Figura 3.2: Modelo para canal multipercursos para o k -ésimo usuário.

em desvanecimentos com função densidade probabilidade *Rayleigh* [70]

$$p(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma_x^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}}, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

onde x é a amplitude da envoltória e σ_x^2 sua variância; e a fase segue uma distribuição uniforme. Elevando a envoltória ao quadrado resulta numa variável aleatória com distribuição *Qui-quadrado central* com 2 graus de liberdade.

O sinal banda-base que chega ao receptor, $r(t)$, pode ser escrito como:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{\ell=1}^{L_k} c_{k,\ell}(t) d_k[t - \tau_{k,\ell}(t)] + n(t) \quad (3.3)$$

onde K é o número de usuários; L_k , o número de percursos existentes no canal para o k -ésimo usuário; $c_{k,\ell}(t)$ denota os coeficientes complexos que modelam a atenuação e desvio de fase sofridos pelo sinal do k -ésimo usuário em seu ℓ -ésimo percurso; $\tau_{k,\ell}(t)$ é o atraso na propagação do sinal recebido pelo k -ésimo usuário através de seu ℓ -ésimo percurso; $d_k(t)$ é o sinal banda-base transmitido pelo k -ésimo usuário; $n(t)$ é o ruído branco aditivo Gaussiano, AWGN, caracterizado por distribuição estatística normal de média nula, sendo $N_0/2$ sua densidade espectral de potência bilateral.

Por sua vez, $c_{k,\ell}(t)$ provém de uma função do tempo e do atraso de propagação do ℓ -ésimo percurso:

$$c_{k,\ell}(t) = c_k[\tau_{k,\ell}(t); t] \quad (3.4)$$

onde c_k denota a resposta impulsiva do canal para o k -ésimo usuário, dada por:

$$c_k(\tau; t) = \alpha_k(\tau; t) e^{-j2\pi f_c \tau} \quad (3.5)$$

onde $\alpha_k(\tau; t)$ denota a atenuação das componentes do sinal a um atraso τ e instante t .

Segundo Proakis [11], é necessária uma grande mudança dinâmica no meio para causar uma significativa alteração no sinal recebido. Por outro lado, as fases das réplicas recebidas podem facilmente sofrer rotações de 2π [rad] com uma pequena movimentação do transmissor e/ou receptor. Considerando tal liberdade de movimentação característica da comunicação móvel celular, reconhece-se a necessidade de um estudo cuidadoso dos canais de propagação.

Comumente, a classificação do canal rádio móvel toma como base duas manifestações de pequena escala: espalhamento e variação temporais. Conforme o espalhamento temporal seja grande ou pequeno, o canal pode ser classificado em seletivo ou não-seletivo em frequência, respectivamente. Por outro lado, tomando-se como base o período de símbolo transmitido, os desvanecimentos do canal são classificados em rápidos ou lentos, segundo sua taxa.

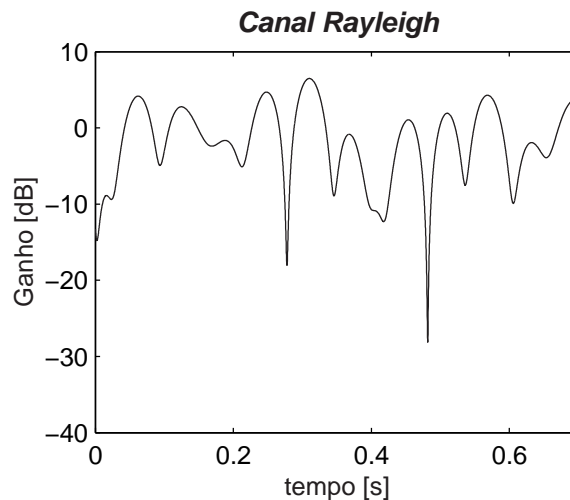
A seguir é ilustrado, durante um intervalo de 700 ms, o comportamento de um canal *Rayleigh*, seletivo em frequência, para uma frequência de portadora de 1,8 GHz, em duas situações de velocidade de deslocamento da unidade móvel – pedestre (Figura 3.3) e veicular (Figura 3.4). No caso da comunicação estabelecida entre a ERB e um pedestre, caracterizam-se desvanecimentos a uma frequência de $f_{nulos} = 17$ [nulos/s], e, no caso da comunicação veicular, $f_{nulos} = 233$ [nulos/s]; para qualquer um dos casos constata-se a relação entre os nulos de aproximadamente $\lambda_c/2$.

Na Figura 3.5, lançando-se mão de um plano complexo, ilustram-se os coeficientes do canal, no trecho dos primeiros 1,7 s, à frequência de portadora $f_c = 1,8$ GHz, taxa de bits $R = 9.600$ bps e velocidade do móvel de 70 km/h.

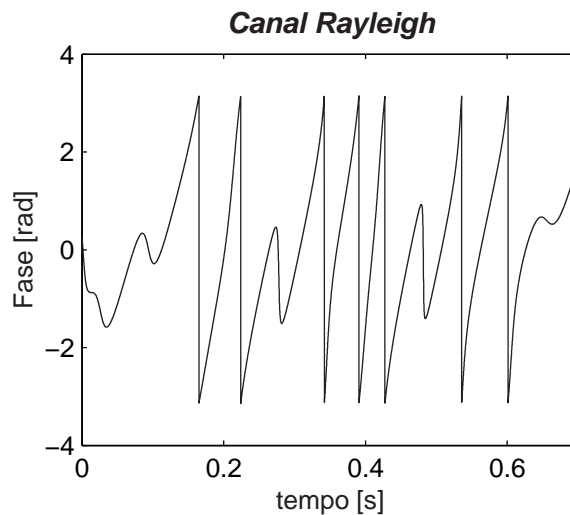
Para um sistema CDMA, o canal móvel tornará ainda mais crítico o problema da interferência. Junto a uma certa informação de interesse estarão adicionados não apenas réplicas atrasadas da mesma informação como também sinais de usuários interferentes. Desta forma, o sinal para o k -ésimo usuário pode ser escrito:

$$\begin{aligned}
 r(t) = & \overbrace{d_k[t-\tau_{k,1}(t)]c_{k,1}(t) + \sum_{\ell \neq 1} d_k[t-\tau_{k,\ell}(t)]c_{k,\ell}(t)}^{\text{k-ésimo usuário de interesse}} \\
 & \underbrace{\hspace{10em}}_{\text{sinal de interesse}} \underbrace{\hspace{10em}}_{\text{réplicas do sinal de interesse}} \\
 & + \overbrace{\sum_{j \neq k} \sum_{\ell} d_j[t-\tau_{j,\ell}(t)]c_{j,\ell}(t)}^{\text{usuários interferentes}} + n(t)
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

Assim, em um sistema CDMA, como a correlação cruzada define a interferência



(a) Módulo da resposta do canal



(b) Fase da resposta do canal

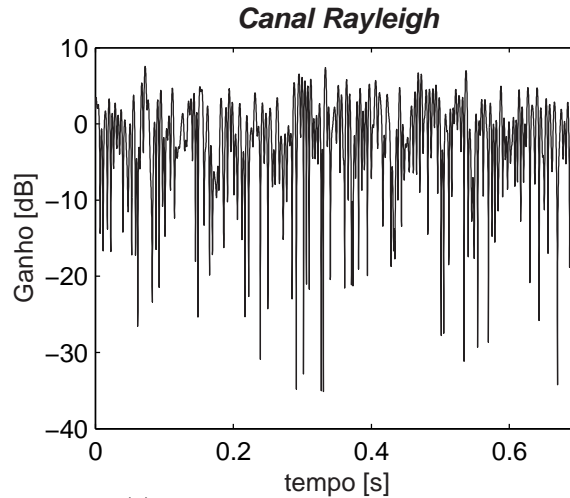
Figura 3.3: Amplitude e fase de um canal *Rayleigh* em função do tempo, considerando frequência da portadora $f_c = 1,8 \text{ GHz}$, taxa de bits $R = 9.600 \text{ bps}$ e velocidade de 5 km/h .

entre os usuários, a auto-correlação fora de fase determinará as interferências entre réplicas de uma mesma informação - a *auto-interferência*.

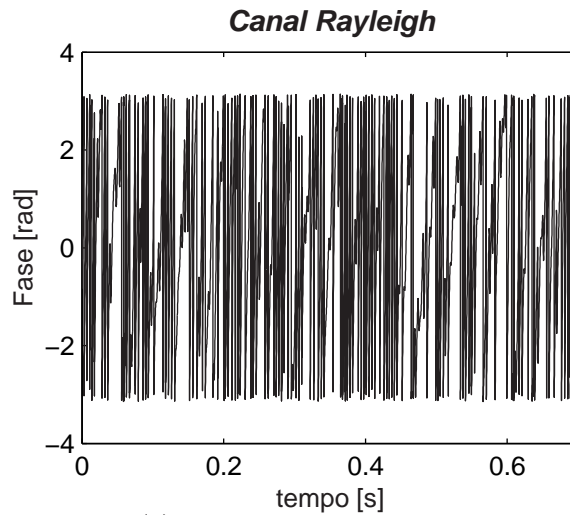
3.1.2 Funções de correlação dos canais de propagação

Um estudo satisfatório do canal rádio móvel é realizado considerando-se, além das duas variáveis da função de transferência dos canais móveis, tempo e atraso de percurso, suas correspondentes em frequência [11, 17, 18]. A partir de então, surgem novas abordagens à questão, que permitem estabelecer uma caracterização alternativa, e mais precisa, do canal móvel.

Através da *transformada de Fourier* da resposta do canal, em termos da variável



(a) Módulo da resposta do canal



(b) Fase da resposta do canal

Figura 3.4: Amplitude e fase de um canal *Rayleigh* em função do tempo, considerando frequência da portadora $f_c = 1,8 \text{ GHz}$, taxa de bits $R = 9.600 \text{ bps}$ e velocidade de 70 km/h .

atraso de propagação τ , obtém-se os coeficientes de canal no domínio da frequência f , mantendo-se ainda a dependência temporal.

$$\begin{aligned} C(f;t) &= \mathcal{F}_\tau\{c(\tau;t)\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau;t)e^{-j2\pi f\tau} d\tau \end{aligned} \quad (3.7)$$

Admitindo que o canal seja *estacionário no sentido amplo*² [27] e os percursos modifiquem um mesmo sinal de forma independente, define-se $\Phi(\Delta f; \Delta t)$ como função de auto-correlação do canal, em diferentes instantes, $\Delta t = t_2 - t_1$, e frequências,

²Um processo estocástico é denominado *estacionário no sentido amplo* quando sua média for independente da variável tempo e sua auto-correlação não depender de instantes de tempo (t_1 e t_2 , por exemplo) específicos, mas sim de um intervalo ($t_2 - t_1$) [11, 50].

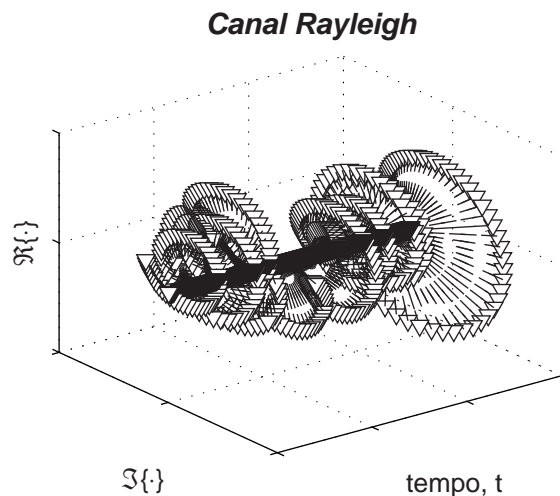


Figura 3.5: Coeficientes de um canal *Rayleigh* considerando frequência da portadora $f_c = 1,8 \text{ GHz}$, taxa de bits $R = 9.600 \text{ bps}$ e velocidade de 70 km/h .

$\Delta f = f_2 - f_1:$

$$\Phi(\Delta f; \Delta t) = \frac{1}{2} \mathbb{E}\{C^*(f; t)C(f + \Delta f; t + \Delta t)\} \tag{3.8}$$

Vista a dupla dependência da função de auto-correlação $\Phi(\Delta f; \Delta t)$ e o sentimento abstrato que se tem do canal móvel, torna-se conveniente desenvolver uma análise criteriosa, estudando a influência de uma variável por vez.

Inicialmente, considera-se a auto-correlação num determinado instante de tempo ($\Delta t = 0$). Valores de Δf para os quais a auto-correlação seja significativa, ou seja, $\Phi(\Delta f; 0)$ apresente valores consideráveis, definem a *largura de banda de coerência do canal*, $(\Delta f)_c$, conforme ilustrado na Figura 3.6(a).

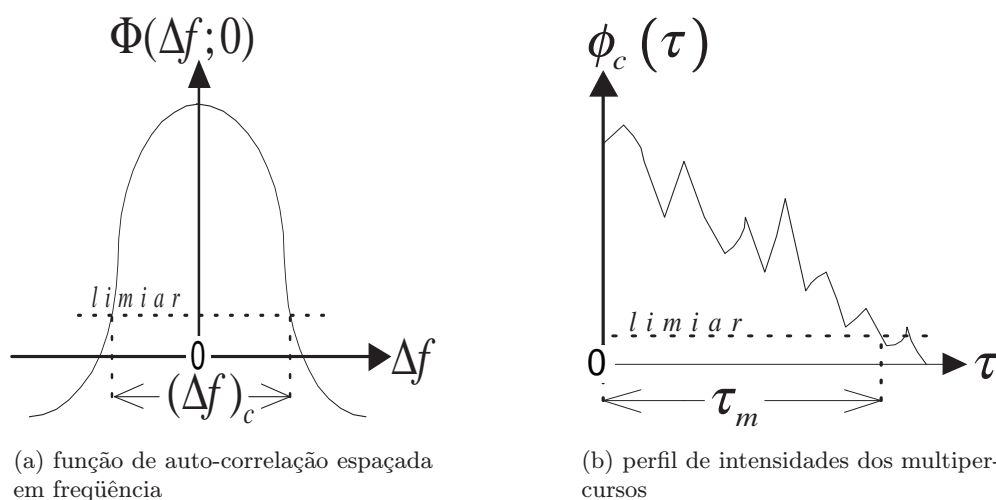


Figura 3.6: Funções de auto-correlação do canal para um instante de tempo t .

Isto significa, por exemplo, que dois tons cuja diferença das frequências seja

menor que a largura de banda de coerência do canal sofrerão distorções distintas, no entanto, correlacionadas, sendo, nesta situação, o canal classificado como *não-seletivo em frequência*. Por outro lado, quando a separação das frequências dos tons supera a largura de banda de coerência, implica em distorções distintas e descorrelacionadas, ou mesmo fracamente correlacionadas. Neste tipo de situação classifica-se o canal como *seletivo em frequência*.

Estendendo a análise, pode-se aplicar a transformada inversa de *Fourier* em $\Phi(\Delta f; 0)$ a fim de obter a auto-correlação $\phi_c(\tau)$, que, por sua vez, corresponde ao *perfil de intensidades dos multipercursos* [Figura 3.6(b)]. De forma análoga à largura de banda de coerência, define-se o espalhamento temporal, τ_m , como a faixa de valores de τ para os quais a auto-correlação $\phi_c(\tau)$ seja significativa. Um valor como 10 *dB* (ou mesmo 20 *dB*) abaixo do valor de pico [17] de $\phi_c(\tau)$ é considerado um bom limiar para decidir se um certo valor de auto-correlação é significativo, e desta forma determinar o espalhamento temporal.

Espalhamento temporal e largura de banda de coerência são relacionados entre si por:

$$(\Delta f)_c \propto \frac{1}{\tau_m}$$

No entanto, uma relação exata entre ambos é difícil de ser generalizada. Depende do limiar adotado na definição da largura de banda e, conseqüentemente, da aplicação considerada e condições de canais envolvidas.

Outra análise importante do canal é iniciada quando se obtém sua auto-correlação $\Phi(\Delta f; \Delta t)$ para $\Delta f = 0$ [Figura 3.7(a)]. A partir de então são feitas considerações análogas às anteriores. Define-se como tempo de coerência do canal, $(\Delta t)_c$, a faixa de valores de Δt para os quais a auto-correlação seja significativa.

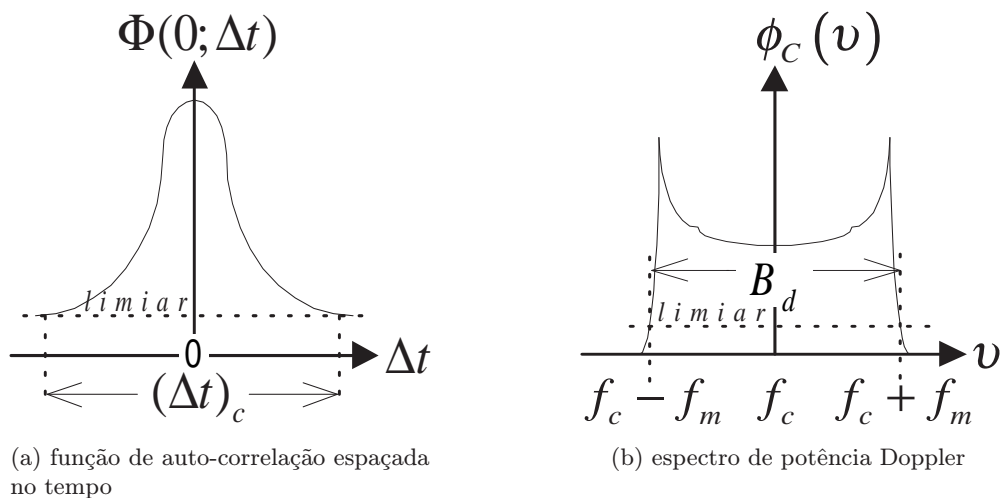


Figura 3.7: Funções de auto-correlação do canal para uma frequência f .

Novamente empregando-se a transformada de *Fourier*, agora porém em $\Phi(0; \Delta t)$, obtém-se o *espectro de potência Doppler* $\phi_C(v)$. A variação temporal do canal implica numa taxa de variação dos desvios de fase, pronunciando assim o efeito *Doppler*. A faixa de valores de frequência *Doppler*, v , para os quais $\phi_C(v)$ seja significativo denomina-se espalhamento *Doppler*, B_d , e f_m a frequência *Doppler* máxima, conforme ilustrados na Figura 3.7(b). Dada uma frequência de portadora f_c e velocidade de deslocamento v , a frequência *Doppler* máxima é dada por

$$f_m = f_c \frac{v}{c}$$

onde c é velocidade de propagação da luz no vácuo.

O tempo de coerência do canal contém informações sobre a velocidade de mudança de suas características. O espectro de potência *Doppler*, por sua vez, dá uma idéia dos picos de alteração na frequência do sinal, estando ambos os parâmetros inversamente relacionados por:

$$(\Delta t)_c \propto \frac{1}{f_m}$$

e um valor prático, no entanto aproximado, é dado por [17]:

$$(\Delta t)_c = \frac{0,423}{f_m} \quad (3.9)$$

O tempo de coerência do canal, $(\Delta t)_c$, é determinado pelo período em que a correlação $\Phi(0; \Delta t)$ apresenta valores significativos, sendo normalmente comparado ao tempo de bit, T_b . Daí origina-se a classificação do canal quanto à rapidez dos desvanecimentos. O parâmetro de canal, *desvio Doppler normalizado*, d_{Dpl} , quantifica essa rapidez:

$$d_{Dpl} = f_m T_b \approx \frac{T_b}{(\Delta t)_c} \quad (3.10)$$

O atraso de percurso, τ , e a frequência, f , são variáveis duais, bem como o tempo, t , e a frequência *Doppler*, v . As análises de $\Phi(\Delta f; \Delta t)$ aqui apresentadas considerando, cada uma, $\Delta t = 0$ ou $\Delta f = 0$, apresentam grande semelhança, tratando-se de operadores duais. A transformada de *Fourier* e sua inversa podem ser aplicadas em ambas análises, conservando a dualidade também para $\phi_c(\tau)$ e $\phi_C(v)$.

Em geral, para a classificação de um canal móvel levam-se em consideração tempo e largura de banda de coerência. A Tabela 3.2 resume as possíveis classificações segundo os critérios apresentados, considerando sistema CDMA, canal com tempo de coerência $(\Delta t)_c$, largura de banda de coerência $(\Delta f)_c$ e sinal cuja largura de banda seja BW.

Por fim, a auto-correlação do canal pode ser calculada em termos apenas da

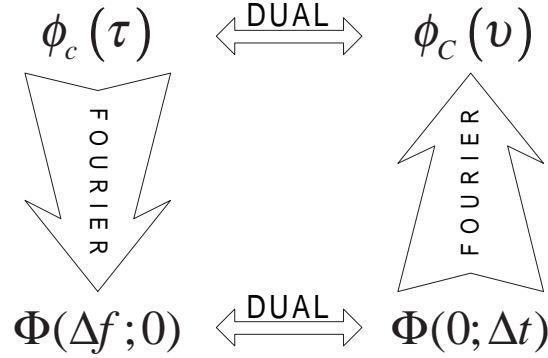


Figura 3.8: Relação entre as funções de auto-correlação de canal.

Tabela 3.2: Classificação dos canais rádio móveis em função de seu tempo e banda de coerência.

	$(\Delta t)_c < T_b$	$(\Delta t)_c > T_b$
$(\Delta f)_c > BW$	rápido não-seletivo em frequência	lento, não-seletivo em frequência
$(\Delta f)_c < BW$	rápido, seletivo em frequência	lento, seletivo em frequência

variável tempo t [17, 16]:

$$\mathbb{E}\{c^*(\tau; t)c(\tau; t + \Delta t)\} = J_0\left(\frac{2\pi v \Delta t}{\lambda_c}\right) \quad (3.11)$$

onde $J_0(x)$ é a função de *Bessel* de primeiro tipo e ordem zero.

A transformada de *Fourier* da função de auto-correlação descrita na eq. (3.11) fornece a densidade espectral de potência da resposta do canal em termos do desvio *Doppler* [17] [Figura 3.7(b)]:

$$\phi(v) = \begin{cases} \left[\pi f_m \sqrt{1 - \left(\frac{v}{f_m}\right)^2} \right]^{-1}, & |v| < f_m \\ 0, & |v| > f_m \end{cases} \quad (3.12)$$

3.1.3 Representação tempo-freqüência da resposta do canal

Na modelagem adotada, admite-se que o sinal recebido de um usuário k passe por um filtro passa-faixa com resposta em frequência ideal, portanto, restringindo a largura de banda desse sinal a $1/T_c$, sendo sua representação banda-base dada por (3.3). Na notação adotada, a resposta do canal, quando sublinhada, refere-se a uma dependência com relação à frequência v , tal como em $\underline{c}(\tau; v)$ e $\underline{C}(f; v)$; a dependência com relação à frequência f é salientada com o uso da letra maiúscula C , tal como em $C(f; t)$ e $\underline{C}(f; v)$.

Evidenciando-se a transformada inversa de *Fourier* dos coeficientes do canal com respeito ao tempo t ,

$$c_k(\tau; t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \underline{c}_k(\tau; \nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu \quad (3.13)$$

e, no intuito de incorporar (3.13) em (3.3), nota-se a necessidade de se conhecer $\underline{c}_k(\tau; \nu)$. Contudo, faz-se necessário o conhecimento de $c_k(\tau; t)$ ao longo de todo o eixo dos tempos, já que o canal não apresenta qualquer padrão de repetição periódica. Assim, estimativas suavizadas, \tilde{c}_k , podem ser obtidas tomando-se um trecho de $c_k(\tau; t)$ compreendendo, por exemplo, um período de símbolo (semelhante à detecção do tipo *one-shot*³):

$$\begin{aligned} \tilde{c}_k(\tau; \nu) &= \int_0^T c_k(\tau; t) e^{-j2\pi\nu t} dt \\ &= T \int_{-f_m}^{+f_m} \underline{c}_k(\tau; \nu') \text{sinc}[(\nu - \nu')T] e^{-j\pi(\nu - \nu')T} d\nu' \end{aligned} \quad (3.14)$$

onde $\text{sinc}(x) \triangleq \frac{\text{sen}(\pi x)}{\pi x}$. As estimativas \tilde{c}_k resultam da convolução de $\underline{c}_k(\tau; \nu)$, no domínio da frequência, com uma função *sinc*. Este *sinc* tem o efeito de uma função de suavização no domínio da frequência.

Truncando-se o sinal também no domínio da frequência, restringindo-se f na faixa de $-1/2T_c$ a $1/2T_c$, obtém-se uma nova estimativa suavizada, \hat{c}_k :

$$\begin{aligned} \hat{c}_k(\tau; \nu) &= \int_{-\frac{1}{2T_c}}^{+\frac{1}{2T_c}} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{c}_k(\tau; \nu) e^{-j2\pi\nu\tau} d\tau \right] e^{j2\pi f\tau} df \\ &= \frac{1}{T_c} \int_0^{\tau_m} \tilde{c}_k(\tau'; \nu) \text{sinc}\left(\frac{\tau - \tau'}{T_c}\right) d\tau' \\ &= N \int_0^{\tau_m} \int_{-f_m}^{+f_m} \underline{c}_k(\tau'; \nu') e^{-j\pi(\nu - \nu')T} \\ &\quad \cdot \text{sinc}[(\nu - \nu')T] \cdot \text{sinc}\left(\frac{\tau - \tau'}{T_c}\right) d\nu' d\tau' \end{aligned} \quad (3.15)$$

Neste caso, a função de suavização, $\text{sinc}[(\nu - \nu')T] \cdot \text{sinc}\left(\frac{\tau - \tau'}{T_c}\right)$, tem efeito conjunto nos domínios do tempo e da frequência. Um exemplo dessa função de suavização é ilustrado na Figura 3.9, onde $\nu' = 0$ e $\tau' = 3T_c$.

Assim, da mesma maneira que uma limitação do sinal à banda de $1/T_c$ permite⁴ uma representação em que os percursos estão separados no tempo por múltiplos inteiros de T_c , truncar o processamento numa janela temporal de T permite⁵ representar o sinal em função de componentes *Doppler* espaçadas de $1/T$. Então, a expressão (3.3)

³I.e., a detecção de cada um dos símbolos é realizada de maneira independente.

⁴Segundo o Teorema da Amostragem Temporal [eq. (A.3)].

⁵Segundo o Teorema da Amostragem Espectral [eq. (A.5)].

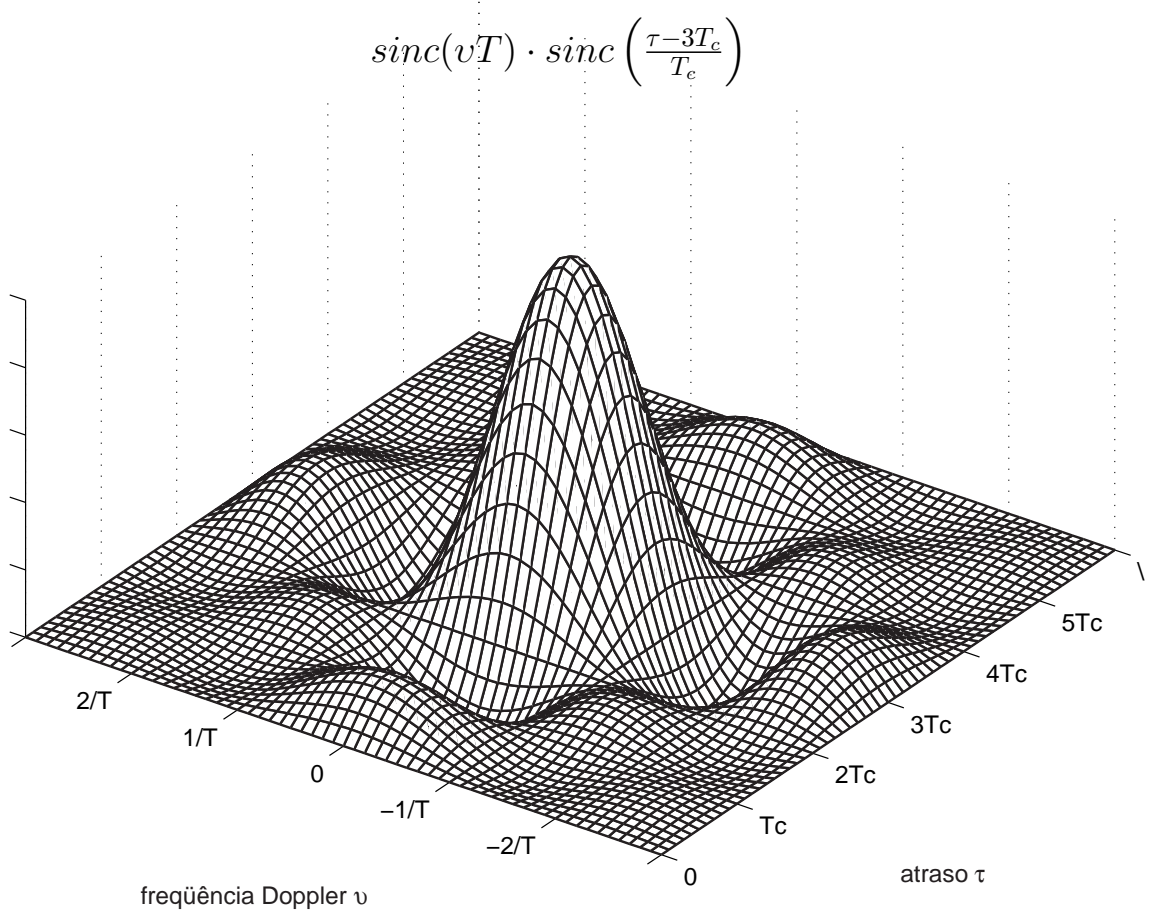


Figura 3.9: Exemplo da função de suavização para a estimação do canal.

é reescrita de modo a ressaltar tanto as componentes multipercursos quanto as *Doppler* [22]:

$$r(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^K \sum_{\ell=1}^{L_k} \sum_{v=-\Upsilon}^{\Upsilon} \hat{c}_k[\tau_{k,\ell}(t), v] e^{j2\pi vt} d_k[t - \tau_{k,\ell}(t)] + n(t) \quad (3.16)$$

onde $\Upsilon = \lceil f_m T \rceil / T$.

As expressões (3.15) e (3.16) resumem a decomposição canônica proposta por Sayeed et al. [36, 22]. Virtualmente, toda a energia do sinal é capturada em seus $\lceil \frac{\tau_m}{T_c} \rceil$ percursos e $\lceil f_m T \rceil$ sub-canais *Doppler*.

Para análises futuras, é conveniente definir também a estimativa suavizada do canal truncado tão somente no domínio da frequência, \check{c}_k , restringindo-se f na faixa de $-1/2T_c$ a $1/2T_c$, obtendo uma nova estimativa suavizada:

$$\begin{aligned} \check{c}_k(\tau; v) &= \int_{-\frac{1}{2T_c}}^{+\frac{1}{2T_c}} \underline{c}_k(f; v) e^{j2\pi f\tau} df \\ &= \frac{1}{T_c} \int_0^{\tau_m} \underline{c}_k(\tau'; v) \text{sinc}\left(\frac{\tau - \tau'}{T_c}\right) d\tau' \end{aligned} \quad (3.17)$$

O erro que surge da aproximação de $c_k(\tau; v)$ por $\tilde{c}_k(\tau; v)$, ou mesmo por $\hat{c}_k(\tau; v)$ ou $\check{c}_k(\tau; v)$, tem origem no truncamento das amostras do canal. Do mesmo modo que o cômputo da série de *Fourier* com poucos harmônicos resulta em erro (evidenciado por picos nas descontinuidades) quando da síntese do sinal, o cômputo da transformada de *Fourier* sobre um pequeno trecho de um dado sinal recai num erro no cálculo do espectro. No estudo das séries de *Fourier*, esse erro existe mesmo para grandes quantidades de componentes harmônicos na síntese do sinal, mantendo-se um valor de ultrapassagem na transição em cerca de 9% [45, 53] – trata-se do fenômeno de *Gibbs* [45, 53, 71].

Considerando, por exemplo, o projeto de um filtro passa-baixas, o simples ato de truncar no tempo sua resposta impulsiva causa uma dispersão do espectro a partir de suas bordas, caracterizando uma transição gradual entre a banda de passagem e a de rejeição. Além disso, na banda de rejeição, o espectro apresenta uma oscilação que decai lentamente com a frequência caracterizando uma espécie de vazamento no espectro [71].

O fenômeno de *Gibbs* pode ser amenizado implementando-se janelas de análise não tão abruptas quanto a retangular, diminuindo assim o peso dos harmônicos mais distantes; entretanto, alarga-se o lóbulo principal. Exemplos dessas janelas são a *Barklett*, a *Hanning*, a *Hamming* e a *Blackman*. Entretanto, foge do escopo desta dissertação explorar tais janelas.

Amostragem do canal rádio móvel

Suponha um sinal banda-passante de um certo usuário k , com largura de banda W , passando por um canal rádio móvel sem ruído aditivo. Seja então $d_k(t)$ seu equivalente banda-base; o sinal correspondente presente à entrada do receptor é $r_k(t)$, que pode ser expresso como:

$$r_k(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \check{C}_k(f; t) D_k(f) e^{j2\pi ft} df \quad (3.18)$$

sendo $\check{C}_k(f; t)$ uma versão limitada à banda W de $C_k(f; t)$. Sua transformada inversa de *Fourier* em relação à frequência f resulta em $\check{c}_k(\tau; t) = \mathcal{F}_f^{-1}\{\check{C}_k(f; t)\}$.

Da transformada de *Fourier* da eq. (A.3),

$$D(f) = \frac{1}{W} \square\left(\frac{f}{W}\right) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d\left(\frac{n}{W}\right) e^{-j2\pi fn/W} \quad (3.19)$$

sendo $\Pi(\cdot)$ definido em (2.7). O sinal $r_k(t)$ pode ser reescrito como:

$$\begin{aligned} r_k(t) &= \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_k\left(\frac{n}{W}\right) \int_{-\infty}^{+\infty} \check{C}_k(f; t) e^{j2\pi f(t-n/W)} df \\ &= \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_k\left(\frac{n}{W}\right) \check{c}_k\left(t - \frac{n}{W}; t\right) \\ &= \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_k\left(t - \frac{n}{W}\right) \check{c}_k\left(\frac{n}{W}; t\right) \end{aligned} \quad (3.20)$$

mostrando que o equivalente banda-base do sinal recebido, proveniente de um sinal banda-passante limitado a uma banda W , é constituído por réplicas de $d_k(t)$ atrasadas no tempo de múltiplos inteiros de $1/W$, com pesos dados pelos coeficientes do canal a tais atrasos.

Considerando que o máximo espalhamento multipercursos é τ_m , uma resolução de $1/W$ no perfil de intensidades multipercursos permite limitar o modelo do canal para um máximo de $L = \lceil W\tau_m \rceil$ percursos. Assim, a expressão (3.20) pode ser simplificada para:

$$r_k(t) = \frac{1}{W} \sum_{n=1}^L d_k\left(t - \frac{n}{W}\right) \check{c}_k\left(\frac{n}{W}; t\right) \quad (3.21)$$

e o modelo do canal com ruído aditivo pode ser representado como na Figura 3.2.

Agora, considera-se um sinal, também de um certo usuário k , mas ilimitado na frequência e presente apenas durante uma janela de tempo finita de $-T/2$ a $T/2$. Então, o sinal correspondente à entrada do receptor tem espectro denotado por $R_k(v)$ que pode ser expresso como:

$$R_k(v) = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{c}_k(\tau; t) d_k(t) e^{-j2\pi v t} dt \quad (3.22)$$

Da transformada inversa de *Fourier* da eq. (A.5),

$$d(t) = \frac{2\pi}{T} \Pi\left(\frac{2\pi t}{T}\right) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} D\left(\frac{n}{T}\right) e^{j2\pi t n/T} \quad (3.23)$$

o sinal $R_k(v)$ pode então ser reescrito como:

$$\begin{aligned}
 R_k(v) &= \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} D_k\left(\frac{n}{T}\right) \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{c}_k(\tau; t) e^{-j2\pi\tau(v-n/T)} dt \\
 &= \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} D_k\left(\frac{n}{T}\right) \tilde{c}_k\left(\tau; v - \frac{n}{T}\right) \\
 &= \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} D_k\left(v - \frac{n}{T}\right) \tilde{c}_k\left(\tau; \frac{n}{T}\right)
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

mostrando que o sinal recebido através de um canal proveniente de um sinal ilimitado em banda e truncado numa janela temporal de T é constituído por réplicas de $D_k(v)$ deslocadas na frequência de múltiplos inteiros de $1/T$, com pesos dados pelos coeficientes do canal nessas frequências.

Sendo a largura do espectro *Doppler* o dobro do desvio *Doppler* máximo, uma resolução de $1/T$ permite limitar o modelo do canal para um máximo de $D = 2S + 1$ sub-canais, sendo $S = \lfloor (f_m + \frac{1}{T}) T \rfloor = \lceil T f_m \rceil$. Assim, a expressão (3.24) pode ser simplificada para:

$$R_k(v) = \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-S}^{+S} D_k\left(v - \frac{n}{T}\right) \tilde{c}_k\left(\tau; \frac{n}{T}\right) \tag{3.25}$$

O modelo do canal com ruído aditivo pode ser representado como na Figura 3.10, onde $\Upsilon = S/T$.

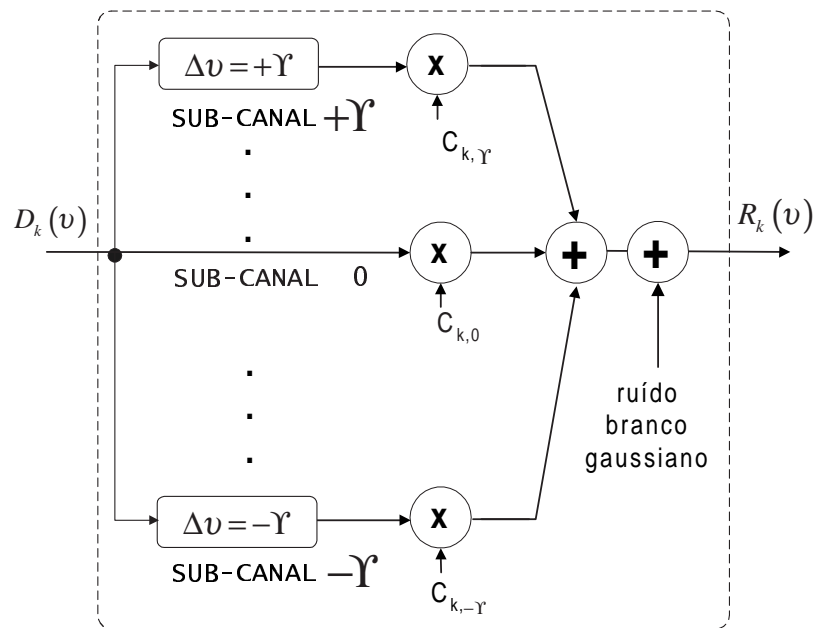


Figura 3.10: Modelo para canal destacando as componentes *Doppler* para o k -ésimo usuário.

3.2 Modelos de Predição de Canais Rádio Móveis

Para realizar simulações de canais rádio móveis existem modelos matemáticos capazes de descrever os fenômenos físicos típicos que governam este tipo de canal. Muitas vezes a literatura se refere a tais modelos como modelos de predição do canal. Os modelos de predição se mostram úteis quando da simulação dos canais para fins de estudos, por exemplo, de um sistema de comunicação CDMA.

Os modelos de predição do canal podem ser tanto determinísticos quanto estocásticos. Os modelos estocásticos buscam gerar amostras conforme a função densidade de probabilidade que rege o comportamento do canal móvel. No entanto, estatísticas de mais alta ordem são comumente desconhecidas. Neste aspecto, modelos preditores determinísticos são mais fiéis, visto que facilmente, informações de velocidade de deslocamento do móvel podem ser inseridas numa simulação.

Os modelos preditores determinísticos para simulação de canal rádio móvel classificam-se, basicamente, quanto ao domínio em que são geradas as amostras: tempo ou frequência. A seguir são apresentados os principais conceitos associados aos modelos preditores de canal rádio móvel determinísticos clássicos empregados na simulação dos sistemas CDMA sob análise neste trabalho.

3.2.1 Jakes

A partir do modelo de canal de *Jakes* [27] pode-se obter facilmente um método de predição de canais com desvanecimentos, capaz de gerar, diretamente no domínio do tempo, amostras de coeficientes cuja amplitude segue uma distribuição *Rayleigh* e a fase uma distribuição uniforme.

No modelo de *Jakes*, admite-se que diversos raios (P) chegam ao receptor por diferentes ângulos $\alpha_p = 2\pi p/P$, $p = 1, 2, \dots, P$, cada qual experimentando um desvio *Doppler* $f_p = f_m \cos(\alpha_p)$. Os coeficientes do canal são gerados pela composição de P_{osc} osciladores nas frequências f_p , $p = 1, 2, \dots, P_{osc}$, e de um oscilador na frequência de desvio *Doppler* máxima. O número de osciladores P_{osc} é dado por $P_{osc} = \frac{P}{4} - \frac{1}{2}$. Fazendo-se nulas as fases de todos os osciladores e seus pesos determinados por $e^{j\beta_p}$ – onde $\beta_p = \pi p/(P_{osc} + 1)$, $p = 0, 1, \dots, P$ – resulta num canal cujas partes real e imaginária sejam descorrelacionadas [28]. Contudo, o modelo de *Jakes* não se mostra totalmente adequado para simulações de canais multipercursos.

Ao modelo de *Jakes*, foram propostas pequenas modificações para evitar problemas na geração de fases inadequadas. No modelo de *Jakes* modificado por Dent et al. [28], os ângulos de chegada dos osciladores são rotacionados de π/P [i.e., $\alpha_p = 2\pi(p - 1/2)/P$] e $P_{osc} = P/4$. Além disso, seqüências de código ortogonais *Walsh*-

Hadamard são empregadas para promover o desacoplamento entre dois ou mais percursos. Todavia, o emprego de seqüências de código *Walsh-Hadamard* faz com que as correlações não sejam muito boas fora de fase [68].

3.2.2 Amostras em Frequência

Uma abordagem análoga para predição de um canal rádio móvel consiste na geração dos coeficientes de canal no domínio da frequência e, em seguida, realiza-se a transformada inversa de Fourier, obtendo as amostras no domínio do tempo. Aplicando esta idéia, Smith [30], utilizando-se do espectro de potência de um sinal desvanecido [29], gerou amostras no domínio do tempo, em fase e quadratura.

Silva et al. [68] apresentam um método alternativo, denominado *Frequency Domain Generated Channel Simulator* – FCS, que parte do mesmo princípio seguido por Smith. O modelo FCS se mostra adequado para a simulação de canais multipercursos, apresentado bons valores de correlação, não apenas na origem, e menor tempo computacional que implementações do método de Smith [68].

CAPÍTULO 4

RECEPÇÃO E DIVERSIDADE

DIANTE dos empecilhos criados pelo canal rádio móvel, no projeto de um sistema de comunicação é necessário considerar as características do meio, de modo a alcançar o desempenho desejado para uma dada aplicação e, ao mesmo tempo, satisfazer determinadas especificações, tais como energia transmitida, largura de banda disponível e custo. A investigação de estruturas receptoras é um dos principais caminhos que propiciam o alcance de tais metas.

O receptor é o bloco de um sistema de comunicação encarregado de extrair a informação desejada do sinal recebido, considerando que esta informação tenha sido modulada, codificada e transmitida através de um canal que atenua, defasa e adiciona ruído.

Em geral, a estrutura receptora pode ser sub-dividida em processamento analógico e demodulação digital. O processador analógico pode incluir amplificadores e filtros analógicos, OLS (osciladores locais), CAGs (controle automático de ganho) e conversores AD (analógico-digitais). O demodulador digital contém correlacionadores, decodificadores, filtros e circuitos digitais de uma forma geral. Diretamente ao demodulador digital, está associado o detector, cuja função é decidir com base na informação processada e demodulada, qual o símbolo transmitido.

Nos sistemas de telefonia celulares, por conta justamente da mobilidade do canal rádio, o bloco receptor é exigido de forma imoderada. Devido aos obstáculos comumente presentes no canal móvel, um certo sinal transmitido dividir-se-á por vários percursos antes de chegar ao receptor. Assim, para uma dada transmissão, as várias réplicas chegarão ao receptor em diferentes instantes e com distorções (em amplitude e fase) independentes.

Estruturas receptoras capazes de tratar de forma adequada a multiplicidade de percursos nesses tipos de canais se fazem necessárias para que se realize uma detecção

eficiente. Uma solução simples e geral pode ser rapidamente deduzida: pode-se considerar que na recepção tem-se a combinação dinâmica de várias réplicas do mesmo sinal transmitido ponderadas por coeficientes complexos, visto que os canais podem ser interpretados como sistemas FIR [53] (*Finite Impulse Response*); assim, a inserção de um filtro com a resposta inversa à do canal, que em conjunto com a resposta do canal resulte numa resposta em frequência plana, pode ser um primeiro método para o combate à IPI. Trata-se do conceito de *equalização*. Equalizadores com resposta em frequência adaptativa [72] são exigidos no caso de canais móveis. Dessa maneira, poder-se-á detectar uma informação como se não tivesse sido corrompida por desvanecimentos.

Em particular, nos sistemas CDMA usuais, a largura de banda ocupada pela informação espalhada é grande o suficiente, comparada à largura de banda de coerência do canal, para caracterizá-lo como sendo seletivo em frequência. Esta seletividade do canal rádio significa que várias réplicas do sinal, com distorções e atrasos distintos, são disponibilizadas na recepção a partir de uma filtragem adequada numa banda BW . Assim, receptores capazes de sincronizar em vários atrasos (i.e., a vários percursos), para a detecção de uma mesma informação, permitem minimizar o efeito danoso dos desvanecimentos.

Os dispositivos que demodulam cada um dos percursos são freqüentemente citados na literatura como os *ramos* de um receptor conhecido por RAKE. Nos sistemas comerciais DS-CDMA, o algoritmo RAKE é o mais comumente empregado para tratar o sinal recebido di diante de canais seletivos em frequência. De fato, o RAKE é similar ao conceito de equalização; no entanto, no RAKE processa-se um trecho NT_c do sinal a cada derivação do filtro, enquanto mantém-se os atrasos múltiplos de T_c .

Através do RAKE, também é possível implementar estruturas receptoras capazes de suprimir, além da IPI, a MAI. É interessante notar que há uma semelhança entre a MAI e a interferência de percursos, IPI, entretanto, esta semelhança não se mantém para as respectivas soluções [73]. Tanto a MAI quanto a mobilidade do canal são fatos nos sistemas de telefonia celular. As soluções de recepção multipercurso e as de detecção multiusuários devem ser associadas para a formação de estruturas receptoras que permitam maiores capacidade e mobilidade do sistema.

Como mostrado mais adiante, a concepção do receptor RAKE advém de um conceito mais geral de diversidade e pode ser estendida para a ativação de outra forma de diversidade, no caso, a diversidade *Doppler*. Isso é validado por meio de uma analogia (por dualidade) entre as versões tempo e frequência do teorema da amostragem, explanadas no Anexo A. A dualidade permite o aproveitamento de vários conceitos bem estabelecidos, transferindo-os para um novo domínio. Por exemplo, muito da teoria que se tem acerca da avaliação do receptor RAKE pode ser empregado

para a análise de seu dual, o receptor RAKE Freqüência, e da versão conjunta, o receptor RAKE Tempo-freqüência.

4.1 O Receptor Rake

Na Figura 3.1 foi apresentada a potência média da resposta impulsiva num ponto do espaço de um canal multipercurso. Devido às características do canal rádio móvel (Cap. 3), essa resposta é variante no tempo, relatando quais percursos estão presentes num determinado instante e o quão são significativos, em termos de potência média ou energia.

Cada um dos percursos identificados no canal possui características físicas particulares e, portanto, uma resposta própria: cada percurso compreende uma réplica do sinal transmitido, com atenuação, fase e atraso próprios. Comumente, a faixa mais provável de atrasos depende do ambiente (Tabela 3.1), os desvios de fase apresentam distribuição uniforme, enquanto que as atenuações seguem uma distribuição de *Rice* ou de *Rayleigh*, conforme a existência ou não de linha de visada na comunicação, respectivamente.

A recepção adequada perante canais rádio móveis exige maior quantidade de circuitos ou de processamento quando comparada à tarefa semelhante para canais apenas com AWGN. A maior exigência dessas estruturas se dá, sobretudo, devido aos desvanecimentos profundos que podem atenuar o sinal em níveis críticos de amplitude. Caso sejam disponibilizadas e adequadamente aproveitadas algumas réplicas do sinal transmitido que sofreram desvanecimentos independentes, o efeito de uma relação sinal-ruído instantânea muito baixa numa das réplicas provavelmente não será tão danoso quanto o seria com a recepção tão somente desta réplica, visto que uma melhor relação sinal-ruído instantânea em alguma outra réplica pode fazer tal compensação.

Considerando que a probabilidade de um sinal sofrer um desvanecimento profundo seja p , p^L será a probabilidade de as L réplicas do sinal sofrerem tal desvanecimento independente e simultaneamente [11]. Assim, a multiplicidade de percursos no canal passa a ser uma vantagem em potencial, e sua exploração eficiente, de maneira a obter ganho de desempenho no sistema, é denominada *diversidade*. Ao contrário do que foi enfocado até então, o conceito de diversidade não se restringe à caracterização de vários percursos no canal. Esta se trata, tão somente, de uma das formas de diversidade: a diversidade multipercurso. Genericamente, as réplicas a serem aproveitadas constituem os braços de diversidade que podem estar relacionados, por exemplo, com as portadoras num esquema de diversidade em freqüência ou com as antenas quando da diversidade espacial.

A diversidade multipercurso pode ser ativada caso sejam implementados receptores correlacionadores acompanhando no tempo cada uma das réplicas, e capazes de fazê-lo dinamicamente; dessa maneira, alcançar-se-á ganho apreciável de desempenho na recepção. Para tanto, faz-se necessário estimar os atrasos de todas as réplicas a serem aproveitadas através da diversidade multipercurso. É preciso também estabelecer uma regra pela qual será feita a combinação dos resultados dos correlacionadores¹. A Figura 4.1 apresenta uma estrutura receptora que tira proveito da diversidade multipercurso, destacando-se os diversos correlacionadores, o estimador e o combinador. A saída y amostrada, para o correlacionador do k -ésimo usuário sincronizado com o ℓ -ésimo percurso associado, é dada por:

$$y_{k,\ell}(nT_b) = \int_{nT_b}^{(n+1)T_b} r[t + \tau_{k,\ell}(t)] s_k^*(t) dt + \eta_{k,\ell} \quad (4.1)$$

onde $\eta_{k,\ell}$ é o ruído filtrado na saída do ℓ -ésimo ramo.

A partir da eq. (3.6) é possível identificar as parcelas interferentes, referentes à auto-interferência IPI e à MAI:

$$y_{k,\ell} = y_{k,\ell}^{(k)} + y_{k,\ell}^{(IPI)} + y_{k,\ell}^{(MAI)} \quad (4.2)$$

Do mesmo modo que a MAI tem origem nos valores de correlação cruzada não-nulos entre as seqüências dos usuários ativos, a auto-interferência é oriunda de valores não-ideais de auto-correlação de cada uma dessas seqüências.

Assim, diante de canais multipercursos, a recepção de um único percurso resulta em perda de energia, visto que parte do sinal transmitido não estará sendo aproveitada. Desvanecimentos profundos (≈ 40 dB) ocorrem freqüentemente, comprometendo a relação sinal-ruído instantânea à entrada do detector. Além disso, os percursos não captados interferirão na recepção do percurso captado. Assim, quanto maior o número de percursos interferentes, pior o desempenho [73, 74].

Os receptores RAKE [19] são projetados justamente para combinarem os sinais recebidos através dos diversos percursos num canal seletivo em freqüência, implementando correlacionadores em janelas de intervalo de símbolo, T_b , posicionadas nos instantes correspondentes aos atrasos de cada um dos percursos julgados significativos (Figura 4.1). Cada um destes correlacionadores corresponde a um *ramo*.

“...os desvanecimentos seletivos são confrontados detectando-se ecos do sinal individualmente por meio do uso de um método de correlação e adicionando-os algebricamente (com a mesma polaridade) ao invés de vetorialmente; e a

¹Apesar de as réplicas dos sinais de um mesmo usuário resultarem em distintos atrasos, suas correlações à saída do receptor devem estar sincronizadas entre si, garantindo que a combinação destes sinais seja realizada considerando réplicas recebidas de um mesmo símbolo de informação.

*interferência intersimbólica é tratada reintroduzindo-se diferenças de atrasos entre os vários ecos detectados de tal modo que seus máximos estejam alinhados a um mesmo instante...*² [19, p. 555]

O surgimento do RAKE é inerente à história do espalhamento espectral, oriundo de interesses militares. O RAKE foi desenvolvido, em meados do século passado, pelo *Lincoln Laboratory* do MIT (*Massachusetts Institute of Technology*) para a *Army Signal Corp*, sendo patenteado por R. Price e P. E. Green Jr. com o título de “*Anti-multipath receiving system*” [20]. Detalhes sobre a concepção e a realização experimental do RAKE podem ser encontrados no artigo de Price & Green Jr. [19].

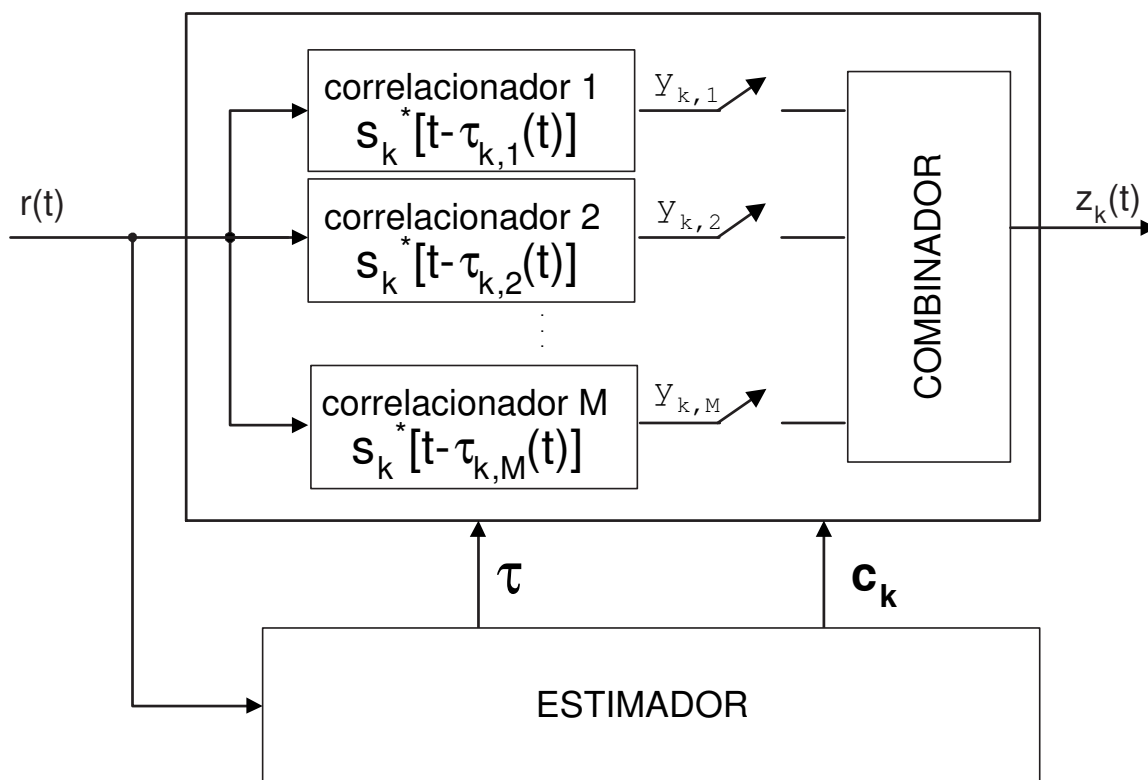


Figura 4.1: Configuração básica de um receptor RAKE para o k -ésimo usuário.

Receptores³ RAKE são ótimos para canais multipercursos, entretanto, somente quando o sistema envolver um único usuário. Sua estrutura é tipicamente conven-

²Trecho original está no idioma inglês: “...selective fading is opposed by detecting the echo signals individually, using a correlation method, and adding them algebraically (with the same sign) rather than vectorially, and intersymbol interference is dealt with by reinserting different delays into the various detected echoes so that they fall into step again...”

³O RAKE, em sua concepção original, adequa-se aos sistemas de recepção; no entanto, um conceito semelhante vem mostrando sua utilização sob uma ótica mais ampla. Esmailzadeh & Nakagawa [75] sugeriram uma estrutura denominada pré-RAKE empregada na transmissão de um sistema CDMA TDD (*Time-Division Duplex*). Desde que estimativas do canal podem estar disponíveis para o transmissor em sistemas TDD, o transmissor pode “pré-distorcer” o sinal de uma forma conveniente à recepção, funcionando de maneira equivalente ao receptor RAKE. O pré-RAKE passa a ser interessante, sobretudo, para o enlace direto da comunicação móvel, onde a complexidade admitida pelos receptores é mais limitada.

cional, portanto, o RAKE tem seu desempenho fortemente degradado pela MAI. No entanto, uma estrutura multiusuário apropriada para canais multipercursos pode ser obtida simplesmente associando-se ao RAKE a matriz de transformação [13] decorrelacionadora [76,77,74,73] ou a MMSE (*Minimum Mean Square Error*), ou incorporando-o num receptor cancelador de interferências [78], por exemplo. Uma forma de associar uma matriz de transformação linear à estrutura RAKE consiste num banco de correlacionadores (os ramos) seguido por uma transformação linear (Figura 4.2); outras topologias são apresentadas por Teuscher [79, Cap. 3]. Tratam-se, desta maneira, usuários e percursos indistinta e independentemente, desacoplando-os antes de realizar a combinação para cada usuário. A estrutura na qual a resolução multipercursos é seguida pela matriz de decorrelação é denominada genericamente de multipercursos-decorrelacionadora, ou simplesmente MD.

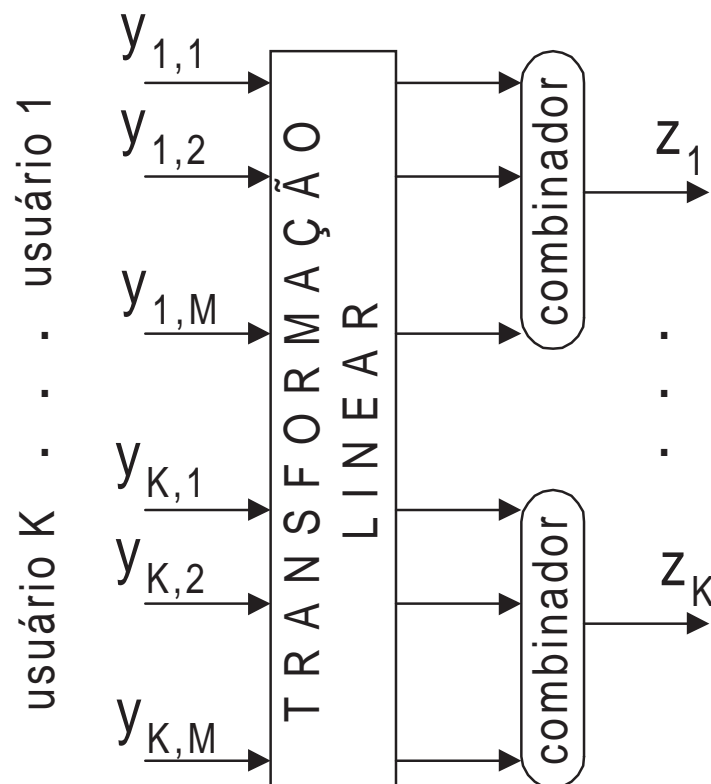


Figura 4.2: Topologia básica para recepção MD.

Idealmente, para cada percurso deve-se dispor de um ramo. Com uma quantidade de ramos inferior à de percursos, estar-se-á desperdiçando energia de sinal útil. Por outro lado, uma quantidade de ramos maior que de percursos também não é interessante, visto que os ramos estarão inativos ou ter-se-ão réplicas já captadas por outro ramo [73, 74]. Para que um ramo esteja ativo é preciso que esteja corretamente sincronizado à réplica e que a potência média do sinal ultrapasse um determinado limiar. O tempo de vida de um ramo é o tempo durante o qual este estará ativo. A

distância de vida para o L -ésimo ramo é definida como a distância percorrida pelo móvel durante a qual pelo menos L ramos estejam ativos [80].

Os canais de sistemas móveis CDMA são compostos por vários percursos, os quais são criados e extintos constantemente, exigindo das estruturas receptoras a capacidade de se adequar a essa situação de modo a manter um máximo de ramos com longa vida. Neste ponto recai uma importante limitação na implementação de estruturas multipercursos, visto que sua complexidade cresce com o número máximo de percursos que podem ser tratados e sua capacidade em acompanhar o dinamismo do canal.

Em grande parte dos sistemas comerciais, o número de ramos está compreendido entre três e cinco. Nos padrões IS-95, utilizam-se três ramos no receptor da unidade móvel e quatro no da ERB. Em média⁴, três ramos são suficientes para captar cerca de 87% da energia transmitida; com 4 ramos pode-se captar cerca de 94% dessa energia.

A forma com que as saídas $y_{k,i}$ dos correlacionadores serão combinadas para constituir a saída do RAKE é estabelecida no bloco COMBINADOR da Figura 4.1. Pode-se citar como as principais regras de combinação:

SC (*Selection Combining*) - faz-se da saída y de maior intensidade, a saída do receptor RAKE;

EGC (*Equal Gain Combining*) - simplesmente somam-se todas as y 's saídas dos ramos;

MRC (*Maximal Ratio Combining*) - a saída do receptor é dada pela soma de todas as saídas dos ramos atribuindo a cada uma pesos próprios. Esse pesos são atribuídos conforme uma estimativa atual do canal.

No MRC, os pesos para a saída de cada ramo são os valores absolutos dos coeficientes de canal naquele instante. Portanto, o MRC exige estimativas da potência de cada percurso, atualizadas a cada bit, dificultando sua utilização em sistemas operando em canal caracterizado por desvanecimentos rápidos ou para sistemas não-coerentes [31]. Um importante estudo comparativo entre algumas técnicas de combinação, tanto em detecção coerente quanto não-coerente, é apresentado por Eng et al. [81].

Para qualquer das formas de combinação apresentadas, num RAKE com detecção coerente são necessárias estimativas de atraso e desvio de fase para cada um dos percursos. O conhecimento dos atrasos e fases é fundamental para que os ramos estejam adequadamente sincronizados com as respectivas réplicas e para a recuperação da fase inicial destas. No bloco ESTIMADOR, ilustrado na Figura 4.1, são geradas tais estimativas. O estimador mais simples para o RAKE é composto de um correlacionador que

⁴Tomando-se como base a Tabela 3.1.

realiza uma varredura de atrasos sobre uma determinada faixa, identificando quais (M) atrasos resultam em uma alta correlação, i.e., identificam-se quais são os M percursos mais fortes, onde M é o número de ramos do receptor. No entanto, para que seja alcançada maior velocidade de processamento de estimativas devem ser implementados vários correlacionadores que fazem a busca simultaneamente.

Salienta-se ainda que o receptor RAKE foi concebido para um canal lento, utilizando-se de estimativas do canal obtidas a cada período de bit. Mesmo em canais rápidos, as estimativas são tomadas bit-a-bit. Nesses cenários, é necessário considerar estimadores que forneçam estimativas consistentes. Nesta dissertação, as estimativas fornecidas para o RAKE consistem em médias tomadas no período do bit correspondente.

4.2 Rake Tempo-Freqüência

Os receptores RAKE aproveitam a variedade de percursos em canais seletivos em freqüência e com desvanecimentos lentos de tal sorte a obter uma detecção mais confiável se comparada a que seria obtida através de um simples correlacionador. Sob condições ideais de estimativa dos coeficientes de canal, o RAKE é tido como um receptor ótimo para canais lentos, seletivos em freqüência e de simples acesso.

De fato, os canais típicos dos sistemas DS-CDMA usuais são seletivos em freqüência, no entanto, por conta da mobilidade, os desvanecimentos não se caracterizam como sendo lentos a ponto de serem considerados constantes durante um período de símbolo. Uma rapidez insuficiente do estimador de canal recai numa alta probabilidade de erros em tais estimativas para esses tipos de canais, prejudicando o funcionamento do receptor RAKE coerente. Uma alternativa consiste no emprego do receptor RAKE não-coerente, em que, ao invés de estimativas instantâneas do canal (símbolo-a-símbolo), o conhecimento de estatísticas de segunda ordem é suficiente. Entretanto, o uso da versão não-coerente do RAKE acarreta uma perda de até 6 dB na relação sinal-ruído [22].

Sayed & Aazhang [22] propuseram uma nova forma de diversidade para combater desvanecimentos rápidos no canal. São justamente as variações temporais no canal que possibilitam essa nova forma de diversidade. Na Figura 4.3, mostra-se o espectro de um determinado sinal transmitido espectralmente espalhado onde, por simplicidade, o aspecto do espectro $D(f)$ é aproximado para uma forma retangular. Na Figura 4.3(b), ilustra-se o espectro desse sinal logo após passar por um canal rádio móvel. Como se pode notar, o espectro não mais se posiciona em torno de uma certa freqüência central, mas sim se espalha em torno de uma “banda central”, visto que se caracteriza uma forte auto-correlação do canal entre desvios de freqüência de $-f_m$ a

f_m .

O efeito multiplicativo, no tempo, dos desvanecimentos sobre o sinal espectralmente espalhado está ilustrado simplificadaamente, no domínio da frequência, na Figura 4.3, onde $DC(f) = D(f) \star C(f)$, sendo $C(f)$ [conforme eq. (3.12)] o espectro de potência *Doppler* com uma largura de banda $2f_m$. Nos sistemas DS-SS usados para a telefonia celular, $R_c \gg f_m$, sendo que tipicamente (para o CDMAONE, por exemplo) a razão $R_c/(2f_m)$ é da ordem de 10^4 .

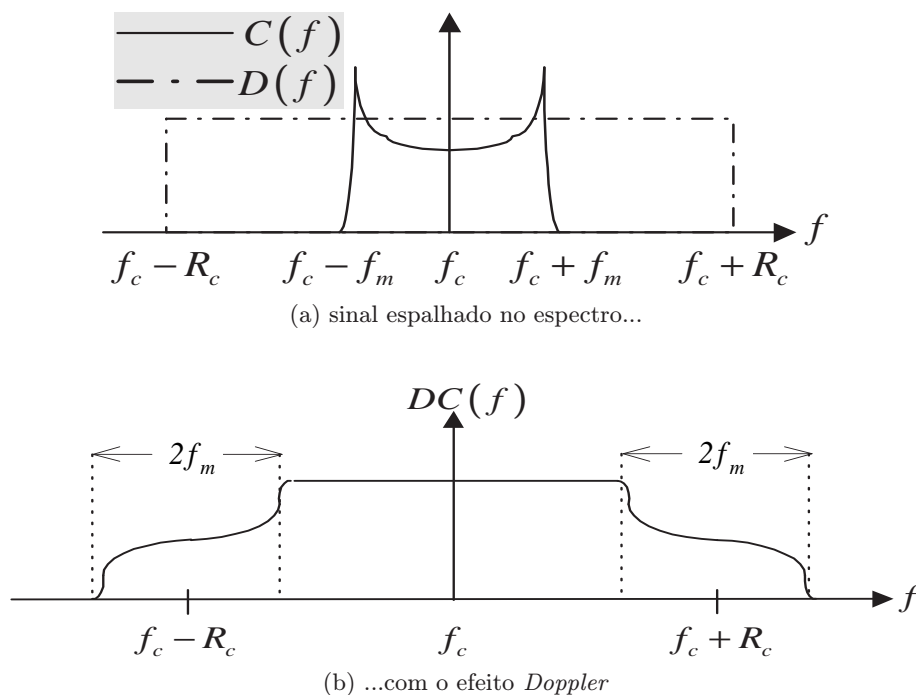


Figura 4.3: Ilustração do efeito *Doppler* sobre a informação espalhada no espectro.

Determina-se então uma forma de diversidade dual à diversidade multipercurso: a diversidade *Doppler* [23]. Receptores que realizam a diversidade *Doppler* são adequados para canais não-seletivos em frequência e com desvanecimentos rápidos [22], justamente as características contrárias às do canal para o qual o receptor RAKE se destina.

A diversidade *Doppler* pode ser implementada através de uma modificação da estrutura RAKE, fazendo-se uma analogia entre os atrasos no tempo e os desvios *Doppler*. Aliadas, as técnicas de diversidade multipercurso e *Doppler* permitem projetar uma estrutura receptora robusta à volatilidade típica dos canais rádio móveis [22]. Este conceito baseia-se na representação canônica do canal [eqs. (3.16) e (3.15)] que o decompõe em vários sub-canais *Rayleigh* planos e independentes.

Enquanto que o receptor RAKE *Tempo*, T-RAKE (i.e., o receptor RAKE original [19, 9, 11]), amostra o sinal recebido no domínio do tempo τ [Figura 4.4(b)] de modo

a perfazer a diversidade multipercurso [11], o receptor RAKE *Frequência*, F-RAKE, amostra-o no domínio da frequência ν [Figura 4.4(a)], de modo a perfazer a diversidade *Doppler*. Da associação de ambas estruturas surge um outra, que amostra no plano *tempo-frequência* (Figura 4.5), denominada RAKE *Tempo-Frequência*, TF-RAKE, mais versátil e robusta às condições de volatilidade do canal rádio móvel, justamente devido à exploração conjunta das diversidades *Doppler* e multipercurso (Figura 4.6). O TF-RAKE é implementado através da STFT, seguida pelo combinador, assim como no T-RAKE, entretanto, as estimativas para a combinação são tomadas no plano tempo-frequência.

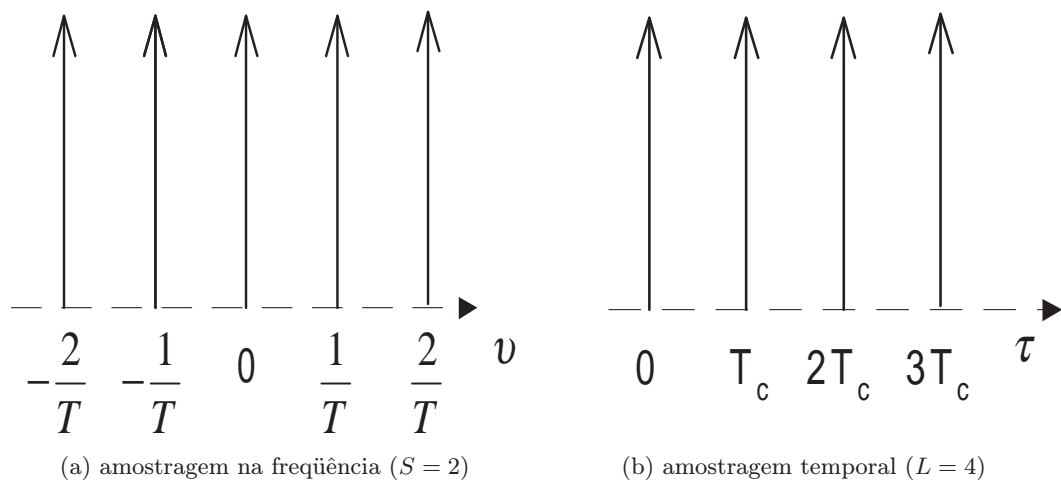


Figura 4.4: Ilustração das amostragens devidas às diversidades multipercurso e *Doppler* separadamente.

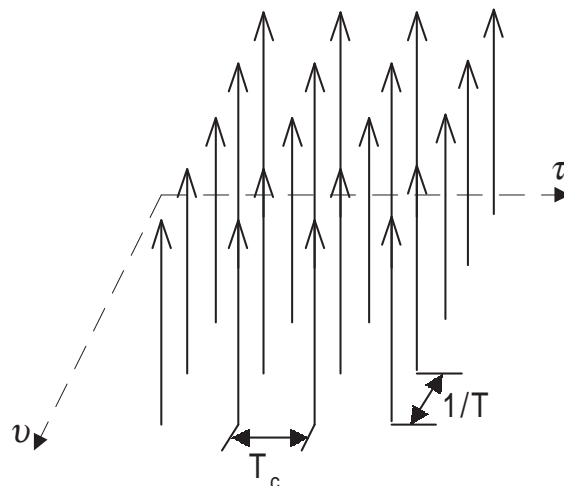


Figura 4.5: Amostragem do plano tempo-frequência (representação unilateral) para ativar a diversidade multipercurso-*Doppler* ($L = 4, S = 2$)

Um alto valor de frequência *Doppler* máxima não implica por si só numa degradação significativa de desempenho do receptor. Deve-se levar em conta sua relação com o período de símbolo, já que os desvanecimentos rápidos comprometem mais a

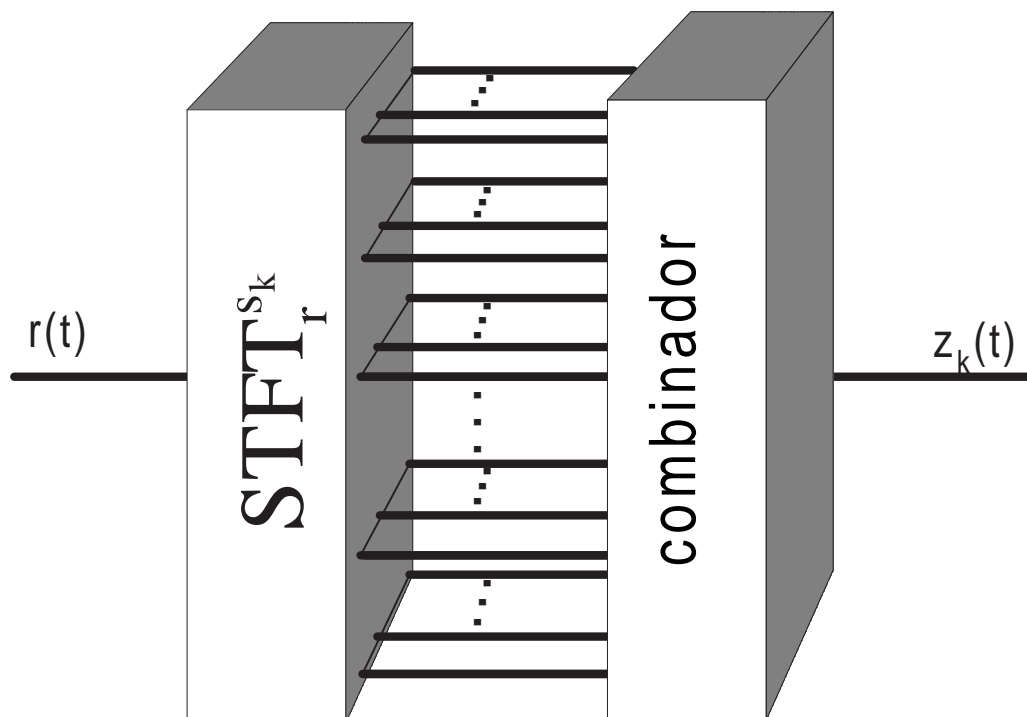


Figura 4.6: Esquema simplificado do receptor RAKE Tempo-Freqüência.

deteção de símbolos de longa duração. Essa medida da influência da taxa de desvanecimentos é quantificada pelo parâmetro desvio *Doppler* normalizado, d_{Dpl} .

A princípio, o número de sub-canalos *Doppler* obtidos da decomposição canônica pode ser qualquer positivo ímpar. Em situações típicas dos sistemas DS-CDMA em uso, tem-se que $0 \leq d_{Dpl} < 1$, resultando em três ($S = 1$) sub-canalos *Doppler*. Aumentando-se a janela de detecção, conseqüentemente a da STFT, aumenta-se o valor do “período de símbolo efetivo”. A detecção conjunta de um quadro de informação do IS-95 (192 *bits*)⁵, com valores típicos de freqüência *Doppler* máxima na faixa de 60 a 100 *Hz*, leva à caracterização de cinco ou sete sub-canalos *Doppler*. A diversidade *Doppler* versa pela robustez do receptor à rapidez das flutuações de amplitude no canal. Quanto maior o desvio *Doppler* normalizado maior a degradação sofrida pelos receptores convencionais e, portanto, maior é o ganho obtido quando da realização da diversidade *Doppler*. Assintoticamente, as técnicas de diversidade devem levar o receptor a ter um comportamento semelhante ao apresentado para canais unicamente com AWGN [11].

As Tabelas 4.1 e 4.2 exemplificam alguns valores para d_{Dpl} . Notar a relação de proporção direta com o valor da freqüência portadora. Nota-se também que os desvios *Doppler* normalizados são maiores quão menores as taxas de transmissão, ou seja,

⁵No canal reverso do IS-95, o quadro de informação dura 20 *ms* (correspondendo a 192 *bits* à taxa de dados de 9.600 *bps* e a 24 *bits* à taxa de 1.200 *bps*.) com períodos de controle de potência de 1,25 *ms* [21] realizado em malha fechada.

aumentando-se o período de bit os desvanecimentos profundos ocorrem um número maior de vezes nesse período.

Tabela 4.1: Valores de desvio *Doppler* normalizado d_{Dpl} para uma taxa de transmissão de 9.600 *bps*.

$f_c[MHz]$	$v[km/h]$	
	5	100
900	$0,434 \times 10^{-3}$	$8,68 \times 10^{-3}$
1.800	$0,868 \times 10^{-3}$	$17,4 \times 10^{-3}$

Assim, o número de sub-canais *Doppler* disponíveis é maior para maiores janelamentos da STFT. Para uma taxa de dados de 9.600 *bps*, conforme Tabela 4.1, não se disponibilizam mais do que três sub-canais *Doppler*. Já, diminuindo a taxa de dados para 50 *bps*, conforme Tabela 4.2, disponibilizam-se até nove sub-canais.

Tabela 4.2: Valores de desvio *Doppler* normalizado d_{Dpl} para uma taxa de transmissão de 50 *bps*.

$f_c[MHz]$	$v[km/h]$	
	5	100
900	0,083	1,67
1.800	0,167	3,33

4.3 Resolubilidade

Admitindo que a forma de onda do *chip* seja um pulso retangular, sua função de auto-correlação será uma composição de semi-retas nos intervalos entre defasagens múltiplas do período de *chip*, T_c , e consecutivas [82]. Como exemplo, a auto-correlação para a primeira seqüência da família *Gold* de comprimento 63 (gerada através do par preferencial de polinômios $[103]_8$ e $[147]_8$) é ilustrada na Figura 4.7, podendo-se identificar duas parcelas: a auto-correlação fora-de-fase e a em fase. Uma seqüência com propriedades ideais de auto-correlação, importantes, sobretudo, para o sincronismo do receptor à informação, apresenta uma auto-correlação cuja parcela fora-de-fase é constante e nula.

Em um canal rádio móvel, a expressão da resposta impulsiva é dada pela eq. (3.1) (Figura 3.1). Assim, quando da presença de um único usuário no canal, à saída de um dos ramos do RAKE ter-se-á:

$$y(t) = \left[c_0 \delta(t - t_0) + c_1 \delta(t - t_0 - \tau_1) + \dots + c_{\ell-1} \delta(t - t_0 - \tau_{\ell-1}) \right] \star \theta_s(t) \quad (4.3)$$

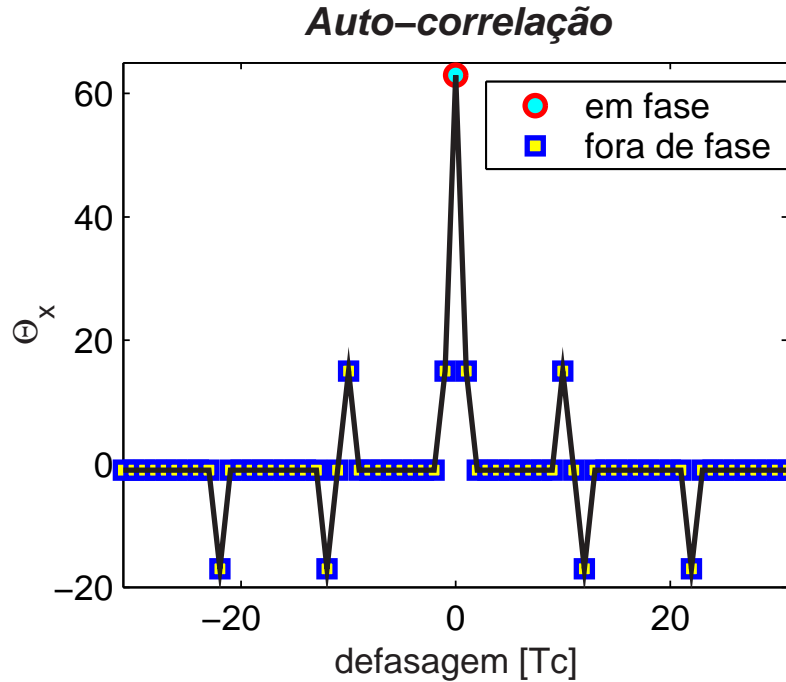


Figura 4.7: Ilustração da auto-correlação para a primeira seqüência da família de Gold com comprimento 63.

Nas Figuras 4.9(a) e 4.9(b), ilustra-se, para o k -ésimo usuário, a saída de um correlacionador para um canal com três percursos cujos coeficientes sejam todos reais, dados por $c_{k,1} = 1$, $c_{k,2} = 0,7$ e $c_{k,3} = 0,5$, e em que as réplicas consecutivas estão equidistantes, ou seja, $\tau_{k,\ell} - \tau_{k,\ell-1} = \Delta$, para $\ell = 1, 2, \dots, L_k$. Na primeira configuração, Figura 4.8(a), os percursos consecutivos estão distanciados a $\Delta = 3T_c$, e, na segunda, Figura 4.8(b), a $\Delta = T_c$. Admite-se que as seqüências empregadas tenham propriedades ideais de correlação, tanto auto quanto cruzada.

Observa-se que a resposta a cada percurso evidencia-se para maiores taxas de *chip* [82]. De fato, para $T_c > \Delta/2$ [Figura 4.9(b)], as componentes multipercursos se sobrepõem, prejudicando, desta maneira, o aproveitamento da diversidade de percursos. A degradação da detecção é dependente do perfil de potências médias dos multipercursos, que pode variar a cada instante. Por outro lado, para $T_c \leq \Delta/2$ [Figura 4.9(a)], para os mais diversos perfis de intensidades, mantém-se resolvíveis as componentes multipercursos e, portanto, permite-se a ativação da diversidade multipercurso.

Na prática, o sistema fica muito restrito caso limite-se à sincronia apenas a percursos separados por $\Delta \geq 2T_c$, pois isso implicaria em aumentar a banda do canal. Além do mais, o critério de $\Delta \geq 2T_c$ não se torna tão seguro quando do emprego de seqüências usuais, cuja auto-correlação não seja ideal, tais como as de *Gold*. Na Figura 4.10 está ilustrada a resposta de um ramo do RAKE, em termos de sincronização, num ambiente com um único usuário, utilizando-se da primeira seqüência de *Gold* de comprimento 63, a um canal com três percursos (cujos coeficientes são reais:

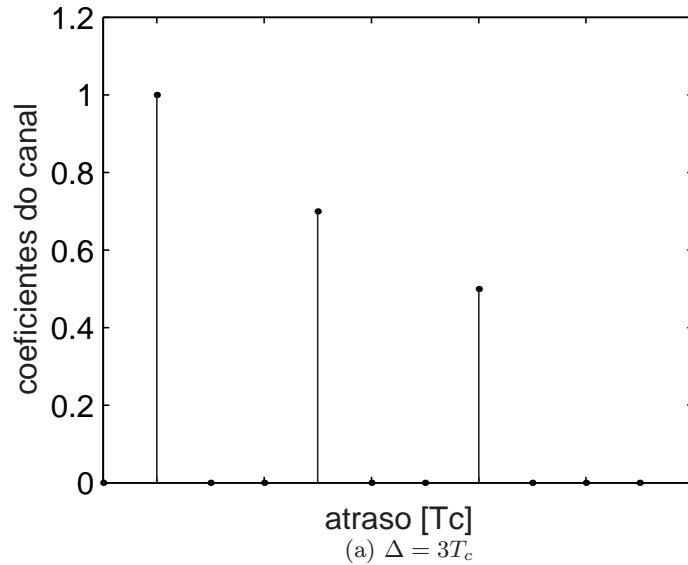
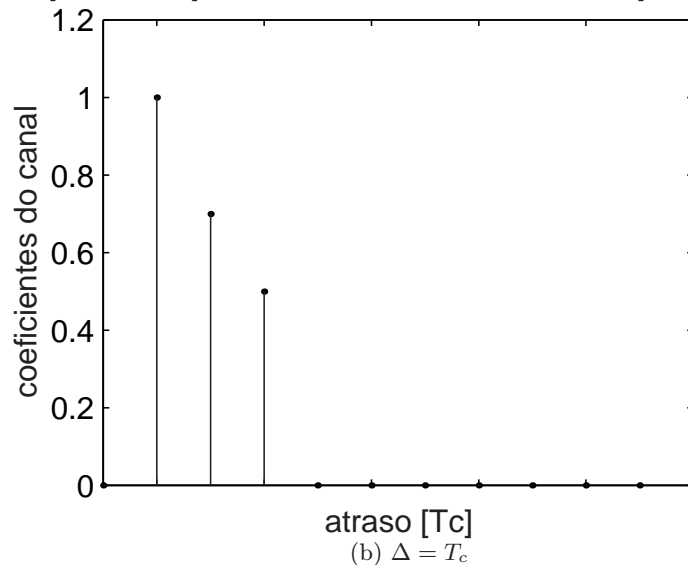
resposta impulsiva de um canal com 3 percursos**resposta impulsiva de um canal com 3 percursos**

Figura 4.8: Resposta de um canal com três percursos consecutivos equidistantes, com coeficientes reais $c_{k,1} = 1$, $c_{k,2} = 0,7$ e $c_{k,3} = 0,5$.

$c_{k,1} = 1$, $c_{k,2} = 0,7$ e $c_{k,3} = 0,5$) consecutivos equidistanciados de $\Delta = 3T_c$. Boujemaa & Siala [83] apresentaram resultados para distintos valores de Δ , concluindo que é interessante trabalhar com percursos separados por mais de $T_c/4$. Na literatura, é comum adotar $\Delta_{min} = T_c$.

Certamente, a resolubilidade de sub-canais *Doppler* não desempenha papel de mesma importância que o da diversidade multipercursos. Enquanto que os atrasos absolutos dos percursos são desconhecidos, as frequências dos sub-canais *Doppler* não são, já que estarão determinadas com exatidão no cálculo da STFT, admitindo-se

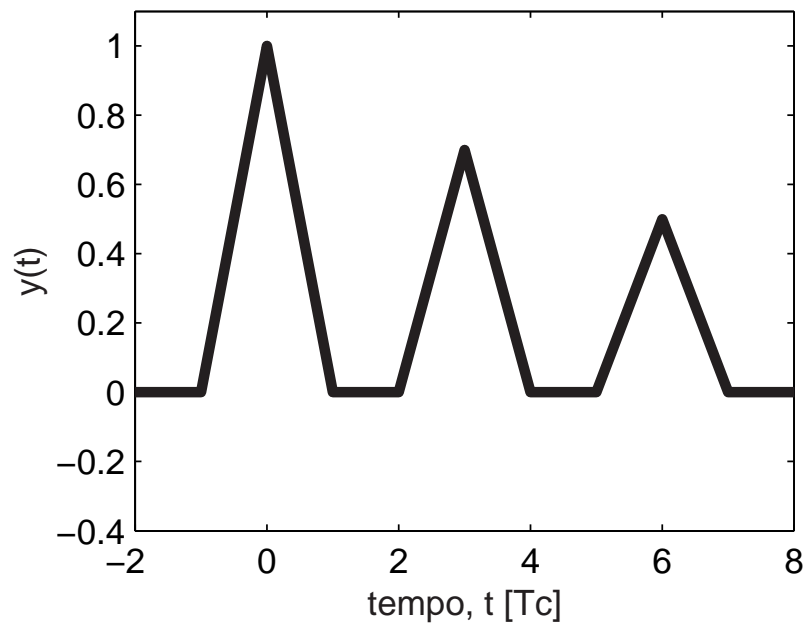
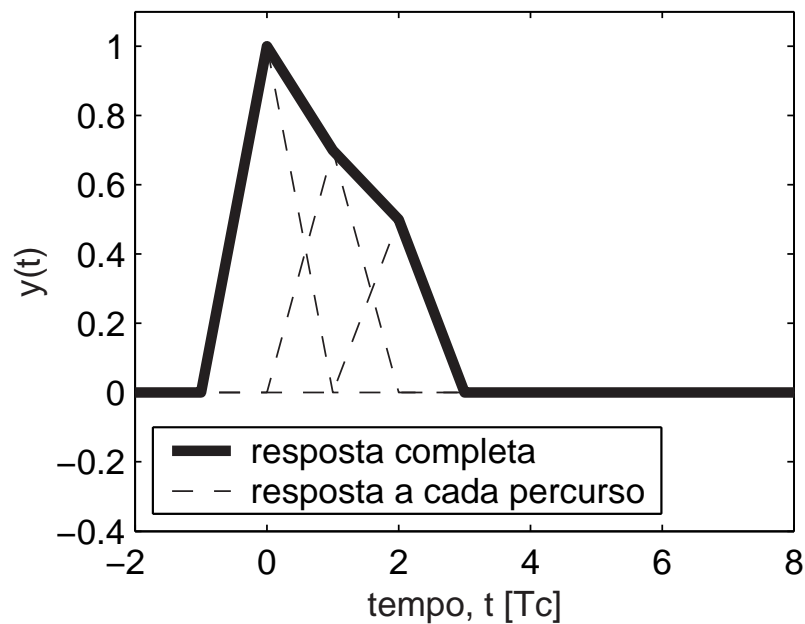
(a) resposta de um ramo do RAKE para uma alta taxa de *chip*(b) resposta de um ramo do RAKE para uma baixa taxa de *chip*

Figura 4.9: Ilustração da resolubilidade para um ramo do RAKE em canal com três percursos consecutivos e equidistantes, para seqüência de espalhamento com propriedades ideais.

que o receptor seja provido de um circuito de recuperação da frequência insensível ao desvio *Doppler* na frequência. Além do mais, é de praxe discriminar quais os percursos de maior importância a serem processados através do T-RAKE e sincronizar o receptor a estes. Para tanto, é importante o conhecimento da função de auto-correlação θ_x da seqüência. O F-RAKE, ao contrário, tem pré-determinados os sub-canais aos quais deve se sintonizar, bastando, portanto, analisar a auto-correlação na frequência da seqüência em múltiplos de $1/T$: tratando-se de funções do tipo *sinc* [cf. eq. (2.15)], a

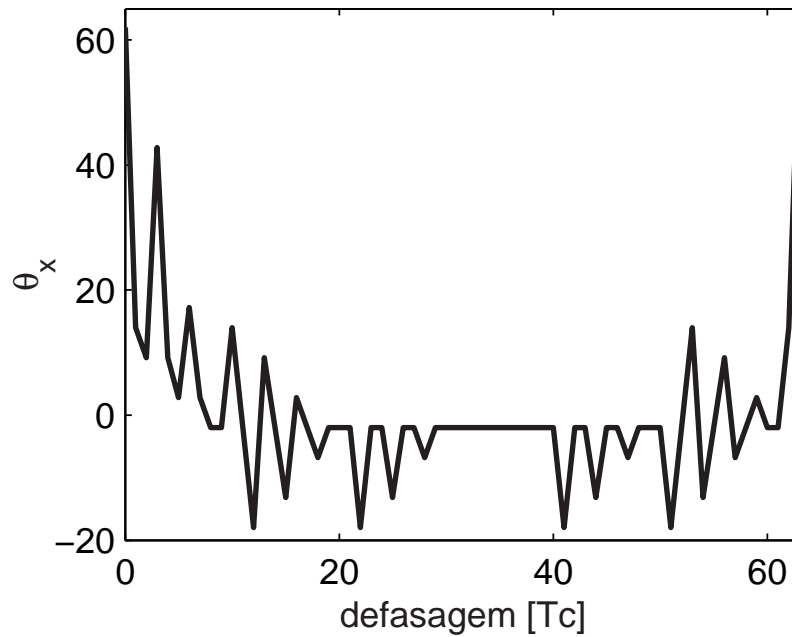


Figura 4.10: Ilustração da resolubilidade de um ramo do RAKE em canal com três percursos consecutivos equidistantes a $\Delta = 3T_c$, para a primeira seqüência da família de Gold com comprimento 63.

interferência em canais distanciados de $1/T$ é nula.

4.4 Limite Inferior de BER para o Rake

Limites inferiores para o desempenho de receptores RAKE em canais rádio móveis podem ser obtidos por meio de uma expressão que despreze a interferência entre usuários. De fato, essa análise é válida para técnicas de diversidade em geral, tais como diversidade multipercurso, *Doppler*, espacial, de frequência, polarização e temporal [11].

Admitindo-se LD braços de diversidade, i.e., L percursos e D sub-canais *Doppler*, e combinação MRC, para modulação BPSK, tem-se que a probabilidade condicionada às amplitudes dos desvanecimentos é dada por [11, 35]:

$$P_{E|\gamma_{\ell\tilde{\delta}}} = \mathcal{Q}\left(\sqrt{2\gamma}\right) \quad (4.4)$$

sendo $\gamma = \sum_{\ell\tilde{\delta}} \gamma_{\ell\tilde{\delta}}$ a relação sinal-ruído por símbolo, $\gamma_{\ell\tilde{\delta}}$ a relação sinal-ruído instantânea para o ℓ -ésimo percurso e $\tilde{\delta}$ -ésimo sub-canal *Doppler*, expressa por:

$$\gamma_{\ell\tilde{\delta}} = \frac{E_b}{N_0} \alpha_{\ell\tilde{\delta}}^2$$

conseqüentemente, a relação sinal-ruído média para cada percurso ℓ e sub-canal *Dopp-*

ler $\bar{\delta}$ é dada por

$$\bar{\gamma}_{\ell\bar{\delta}} = \frac{E_b}{N_0} \mathbb{E}\{\alpha_{\ell\bar{\delta}}^2\}$$

A solução clássica para a probabilidade de erro de bit é:

$$P_E = \int_0^\infty \mathcal{Q}(\sqrt{2\gamma}) p_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (4.5)$$

Considerando-se uma distribuição gaussiana complexa, independente e com relações sinal-ruído médias dos braços de diversidade todas distintas, a amplitude de desvanecimentos para cada um desses braços apresentará distribuição *Rayleigh*. Assim, a taxa de erro de bit, BER (*Bit Error Rate*), poderá ser calculada por [11, 24]:

$$P_E = \frac{1}{2} \sum_{\ell\bar{\delta}} \left\{ \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_{\ell\bar{\delta}}}{\bar{\gamma}_{\ell\bar{\delta}} + 1}} \right] \prod_{q \neq \ell\bar{\delta}} \frac{\bar{\gamma}_{\ell\bar{\delta}}}{\bar{\gamma}_{\ell\bar{\delta}} - \bar{\gamma}_q} \right\} \quad (4.6)$$

Supondo uma situação de boa relação sinal-ruído média, $\bar{\gamma}_{\ell\bar{\delta}} \gg 1$, a probabilidade de erro poderá ser aproximada por [11]:

$$P_E \approx \binom{2LD-1}{LD} \prod_{\ell\bar{\delta}} \frac{1}{4\bar{\gamma}_{\ell\bar{\delta}}} \quad (4.7)$$

A eq. (4.7) pode ser interpretada como uma aproximação assintótica da BER para altos valores de $\bar{\gamma}_{\ell\bar{\delta}}$. Esta expressão é semelhante à do caso em que se têm todos percursos e sub-canais com relações sinal-ruído médias iguais $\bar{\gamma}_{\ell\bar{\delta}} = \bar{\gamma}$, para $\ell\bar{\delta} = 1, 2, 3, \dots, LD$, simplificando-se em:

$$P_E \approx \binom{2LD-1}{LD} \left(\frac{1}{4\bar{\gamma}} \right)^{LD} \quad (4.8)$$

Alguns resultados, para a diversidade multipercurso, são apresentados na Figura 4.11 para quatro situações distintas de diversidade. Considerou-se $\tau_m = 5 \mu s$. Os percursos se dispõem em atrasos consecutivos múltiplos inteiros de T_c e o perfil de potências médias dos multipercursos do canal é exponencial e normalizado, sendo descrito por:

$$\mathbb{E}\{\alpha_\ell^2\} = \frac{\vartheta(\ell)}{\sum \vartheta}, \quad \ell = 0, 2 \dots L-1 \quad (4.9)$$

$$\vartheta(\ell) = e^{-\ell \frac{T_c}{\tau_m}} \quad (4.10)$$

Através da Figura 4.11 constata-se que quanto maior o número de ramos, M (igual ao número de percursos, L), melhor o desempenho. Uma avaliação dos recep-

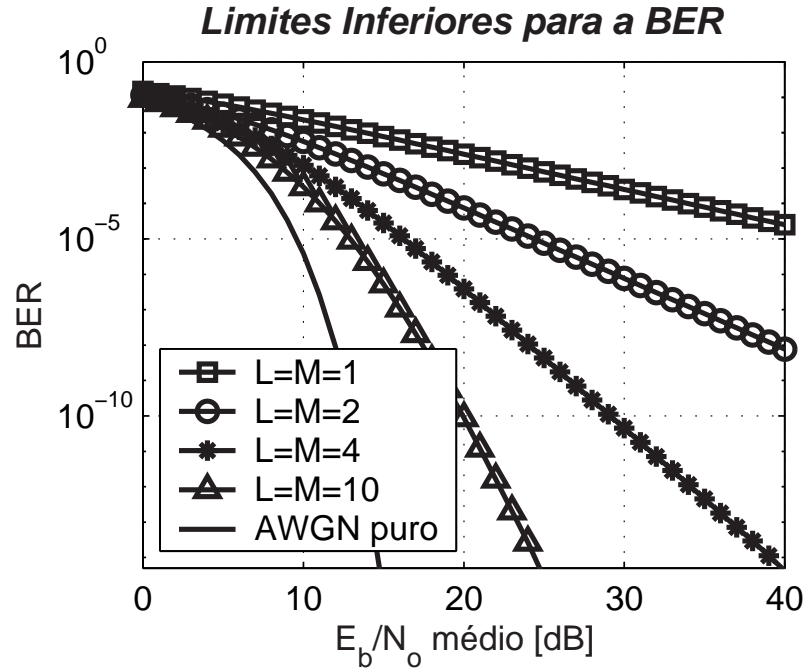


Figura 4.11: Limites inferiores para a BER do T-RAKE em canais *Rayleigh* multipercursos com perfil exponencial de energias, $\tau_m = 5 \mu s$. $R_b = 9.600 \text{ bps}$ e $N = 63$.

tores RAKE considerando números de ramos e percursos distintos é apresentada por Stancanelli et al. [73,74].

Salienta-se, porém, que a expressão (4.6) não se aplica a casos mais gerais. O fato de esta expressão ser não-definida para quando quaisquer braços tenham a mesma relação sinal-ruído média traz alguns problemas no estudo de perfis de intensidades com simetria par, como no caso daqueles obtidos através da STFT. Com base na representação (D.4) da função \mathcal{Q} , Simon & Alouini [35] apresentam um método de análise de desempenho de sistemas digitais sujeitos aos mais variados tipos de desvanecimentos de canal. A probabilidade de erro de bit pode ser expressa como:

$$P_E = \int_0^\infty \dots \int_0^\infty \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} e^{-\frac{E_b \sum \alpha_{\ell\bar{\delta}}^2}{N_0 \text{sen}^2(\varpi)}} p_{\alpha_1}(\alpha_1) \dots p_{\alpha_{LD}}(\alpha_{LD}) d\varpi d\alpha_1 \dots d\alpha_{LD} \quad (4.11)$$

Para uma modulação BPSK, braços de diversidade com desvanecimentos *Rayleigh* independentes e combinação MRC, por exemplo, a probabilidade de erro de bit média pode ser facilmente calculada por [35]:

$$P_E = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \prod_{\ell\bar{\delta}} \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_{\ell\bar{\delta}}}{\text{sen}^2 \varpi}\right)^{-1} d\varpi \quad (4.12)$$

A diversidade *Doppler* é avaliada através da expressão (4.12). A Figura 4.12 ilustra alguns limites inferiores para a probabilidade de erro de bit para um receptor

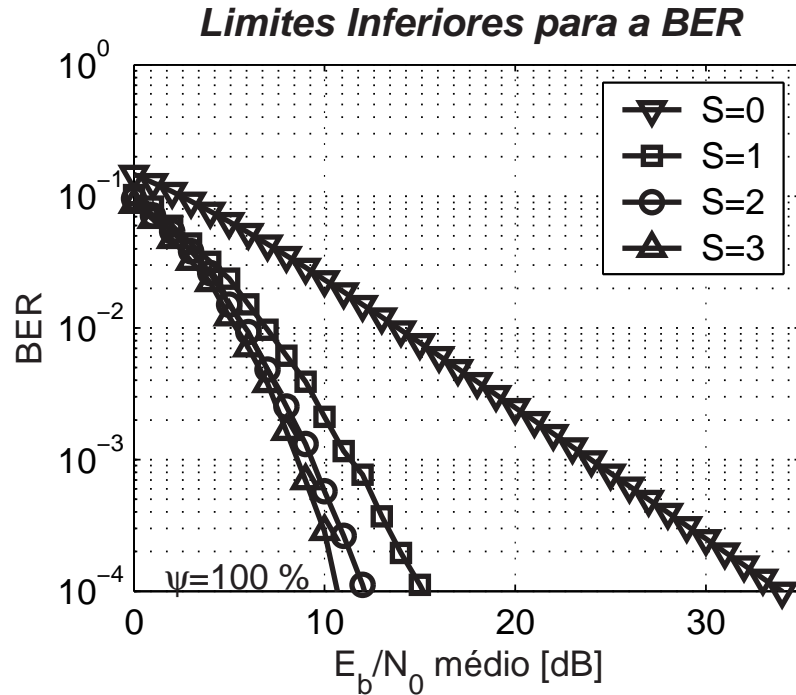


Figura 4.12: Limites inferiores para a BER do F-RAKE em canais *Rayleigh* com $2S + 1$ sub-canais *Doppler* de iguais energias ($\psi = 1$).

diante de canal não-compartilhado com desvanecimentos *Rayleigh* rápidos e seletivos em frequência, podendo, conforme a decomposição canônica [36], caracterizar diferentes quantidades de sub-canais *Doppler* de igual parcela de energia \mathcal{E} . Para sete sub-canais *Doppler* de mesma energia e $P_E = 10^{-4}$, o ganho de diversidade na razão E_b/N_0 , com relação ao receptor convencional ($S = 0$), passa dos 23 dB. O ganho da diversidade obtido com o incremento de S é maior para menores valores deste, sendo que com apenas três sub-canais *Doppler* o ganho já é significativo, ficando próximo dos 19 dB.

Por sua vez, a energia presente no j -ésimo sub-canal, \mathcal{E}_j , varia com o desvio *Doppler* normalizado (vide mais adiante, nesta seção e na 5.1). Define-se então o parâmetro ψ , representando um fator que quantifica a parcela de energia \mathcal{E} distribuída entre as componentes *Doppler* adjacentes com relação à parcela na componente central:

$$\psi = \frac{\sum_{j \neq 0} \mathcal{E}_j}{2S\mathcal{E}_0} \times 100(\%) \quad (4.13)$$

A Figura 4.13, obtida através de cálculos computacionais [vide eq. (4.22)], representa o parâmetro ψ em função do desvio *Doppler* normalizado, considerando a velocidade do móvel $v = 80,45 \text{ km/h}$. A função $\psi(d_{Dpl})$ é estritamente crescente nos trechos entre valores inteiros de d_{Dpl} . Isto significa que, para um determinado número

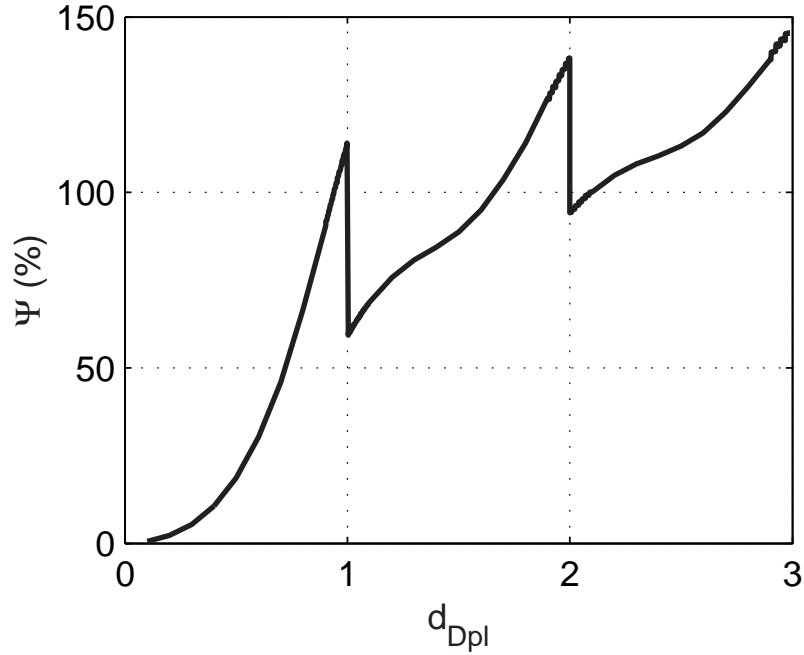


Figura 4.13: Razão entre a parcela (média) de energia nos sub-canais *Doppler* e a no canal central em função do desvio *Doppler* normalizado.

de sub-canais *Doppler*, a parcela de energia nos canais adjacentes cresce com o desvio *Doppler* normalizado (ou a velocidade do móvel).

A Figura 4.14 ilustra alguns limites inferiores para a probabilidade de erro de bit [conforme eq. (4.12)] para um receptor diante de canal, não-compartilhado, com desvanecimentos *Rayleigh* rápidos e seletivos em frequência, caracterizando três sub-canais *Doppler*, parametrizados com alguns valores do fator ψ .

Constata-se que a melhoria no desempenho cresce com ψ , de forma favorável aos baixos valores deste, podendo o ganho da relação E_b/N_0 chegar aos 19 *dB* para $P_E = 10^{-4}$. Mesmo com um valor modesto de $\psi = 2,63\%$, o ganho já se aproxima dos 12 *dB*. Além disso, considerando-se probabilidade de erro de bits ainda menores, o ganho obtido com a diversidade *Doppler* torna-se maior.

Situações em que os sub-canais não são independentes podem ser tratadas, e as probabilidades de erro de bit médias para braços exponencialmente ($\rho_{i,j} = |\rho|^{i-j}|$) e equi-correlacionados ($\rho_{i,j} = |\rho|$) podem ser obtidas [84]:

$$P_E^{(exp)}(\bar{\gamma}_b) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left[1 + \frac{\bar{\gamma}_b r}{LD \text{sen}^2 \varpi} \right]^{-\frac{(LD)^2}{r}} d\varpi \quad (4.14a)$$

$$P_E^{(equ)}(\bar{\gamma}_b) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{\left[1 + \frac{\bar{\gamma}_b}{\text{sen}^2 \varpi} (1 - \sqrt{|\rho|}) \right]^{1-LD}}{\left[1 + \frac{\bar{\gamma}_b}{\text{sen}^2 \varpi} (1 - \sqrt{|\rho|} + LD \sqrt{|\rho|}) \right]} d\varpi \quad (4.14b)$$

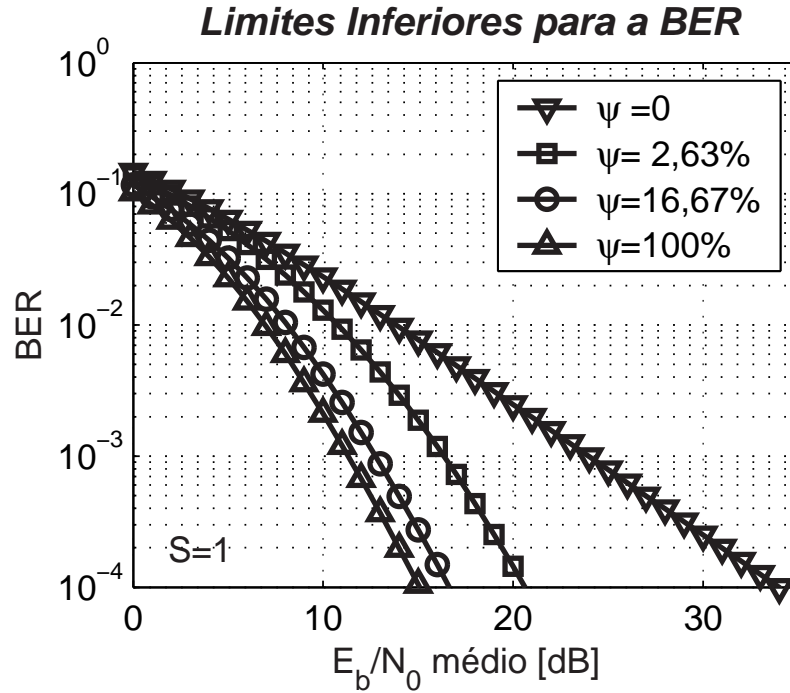


Figura 4.14: Limites inferiores para a BER do F-RAKE em canais *Rayleigh* caracterizado por três sub-canais *Doppler* ($S = 1$) parametrizados com relação à razão $\psi = \frac{\mathcal{E}_{+1} + \mathcal{E}_{-1}}{2\mathcal{E}_0}$.

onde

$$-1 \leq \left(\rho_{i,j} = \frac{\text{cov}(\alpha_i^2, \alpha_j^2)}{\sqrt{\text{var}(\alpha_i^2)\text{var}(\alpha_j^2)}} \right) \leq 1 \quad (4.15)$$

é o coeficiente de correlação das potências das envoltórias [85, 86]⁶,

$$r = LD + \frac{2\sqrt{|\rho|}}{1 - \sqrt{|\rho|}} \left(LD - \frac{1 - |\rho|^{\frac{LD}{2}}}{1 - \sqrt{|\rho|}} \right)$$

e $\bar{\gamma}_b$ é a relação sinal-ruído média igual para todos os braços de diversidade.

Alouini & Simon [87] deduzem ainda uma expressão mais geral da BER que leva em conta a correlação entre os braços e não se restringe à igualdade de suas relações sinal-ruído médias:

$$P_E = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \mathcal{M}[-\text{sen}^{-2}(\varpi)] d\varpi \quad (4.16)$$

⁶Nota-se que, neste contexto, o uso do operador valor absoluto, $|\cdot|$, nas expressões (4.14a), (4.14b) e (4.17) para o cálculo da BER recai numa aproximação pessimista, visto que não será tirada vantagem de prováveis valores de correlação negativos.

sendo $\mathcal{M}(s)$ a função geradora de momento:

$$\begin{aligned} \mathcal{M}(s) &\triangleq \int_0^\infty p_\gamma(\gamma) e^{s\gamma} d\gamma \\ &= \prod_{\ell\bar{\delta}} (1 - s\bar{\gamma}_{\ell\bar{\delta}})^{-1} \\ &= \left\| \begin{array}{cccc} 1 & \sqrt{|\rho_{1,2}|} \left(1 - \frac{1}{s\bar{\gamma}_2}\right)^{-1} & \cdots & \sqrt{|\rho_{1,LD}|} \left(1 - \frac{1}{s\bar{\gamma}_{LD}}\right)^{-1} \\ \sqrt{|\rho_{1,2}|} \left(1 - \frac{1}{s\bar{\gamma}_1}\right)^{-1} & 1 & \cdots & \sqrt{|\rho_{2,LD}|} \left(1 - \frac{1}{s\bar{\gamma}_{LD}}\right)^{-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{|\rho_{1,LD}|} \left(1 - \frac{1}{s\bar{\gamma}_1}\right)^{-1} & \sqrt{|\rho_{2,LD}|} \left(1 - \frac{1}{s\bar{\gamma}_2}\right)^{-1} & \cdots & 1 \end{array} \right\|^{-1} \end{aligned} \quad (4.17)$$

onde $\|\cdot\|$ denota o operador determinante.

A Figura 4.15 apresenta o desempenho de um receptor F-RAKE sob três situações distintas de canal:

perfil A – $S = 1$ e $\mathcal{E}_r(0) = 40\%$ e $\mathcal{E}_r(\pm\frac{1}{T}) = 30\%$;

perfil B – $S = 2$ e $\mathcal{E}_r(0) = 40\%$, $\mathcal{E}_r(\pm\frac{1}{T}) = 20\%$ e $\mathcal{E}_r(\pm\frac{2}{T}) = 10\%$;

perfil C – $S = 3$ e $\mathcal{E}_r(0) = 30\%$, $\mathcal{E}_r(\pm\frac{1}{T}) = 20\%$, $\mathcal{E}_r(\pm\frac{2}{T}) = 10\%$ e $\mathcal{E}_r(\pm\frac{3}{T}) = 5\%$;

onde $\mathcal{E}_r(\cdot)$ denota a energia relativa num dado sub-canal, contrastando os limites assintóticos com relação a $|\rho_{i,j}|$, i.e., quando não há correlação entre as potências das envoltórias e quando esta é máxima. Como se pode notar, a diferença de desempenho é grande nessas duas situações, sendo que a degradação sofrida na correlação máxima é suficiente para anular o ganho devido ao aproveitamento da diversidade *Doppler*.

Para a avaliação analítica da probabilidade de erro de bit com diversidade e combinador MRC, é necessário conhecer a energia de cada braço de diversidade. No caso da diversidade multipercurso, essa informação é mais convenientemente obtida por estimativas feitas sobre o canal, visto que o ambiente determina o perfil de potências médias dos multipercursos. Já, no caso da diversidade *Doppler*, o perfil de potências depende unicamente do desvio *Doppler* normalizado que, por sua vez, é influenciado basicamente pela velocidade do móvel, frequência de portadora e período de bit (conseqüentemente, janela da STFT). Assim, é possível determinar uma expressão que ao menos aproxime o valor da parcela de energia em cada sub-canal. A energia disponível em cada sub-canal, considerando um certo percurso de atraso τ , pode ser calculada por:

$$\mathcal{E}\left(\tau; \frac{n}{T}\right) = \mathbb{E} \left\{ \left| \tilde{c}\left(\tau; \frac{n}{T}\right) \right|^2 \right\} \quad (4.18)$$

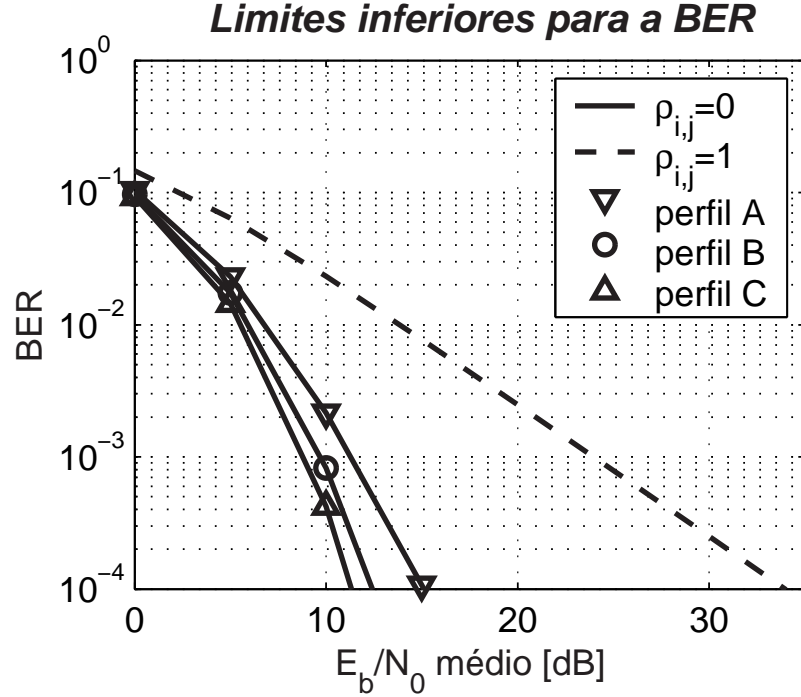


Figura 4.15: Limites inferiores para a BER do F-RAKE em canais *Rayleigh* para valores limites de correlação dos sub-canais *Doppler*.

sendo que a função de auto-correlação, para um janelamento temporal $w(t)$,

$$\begin{aligned} \tilde{c}^*(\tau; \nu_1) \tilde{c}(\tau; \nu_2) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} w^*(t_1) c^*(\tau; t_1) w(t_2) c(\tau; t_2) \cdot \\ &\quad \cdot e^{-j(\nu_2 t_2 - \nu_1 t_1)} dt_1 dt_2 \end{aligned} \quad (4.19)$$

tem média dada por

$$\begin{aligned} \tilde{\phi}(\nu_1; \nu_2) &\triangleq \mathbb{E} \{ \tilde{c}^*(\tau; \nu_1) \tilde{c}(\tau; \nu_2) \} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} w^*(t_1) w(t_2) \mathbb{E} \{ c^*(\tau; t_1) c(\tau; t_2) \} e^{-j(\nu_2 t_2 - \nu_1 t_1)} dt_1 dt_2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} w^*(t_1) w(t_2) J_0 \left[\frac{2\pi \nu (t_2 - t_1)}{\lambda_c} \right] e^{-j(\nu_2 t_2 - \nu_1 t_1)} dt_1 dt_2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} w^*(t_1) e^{j\nu_1 t_1} W(\nu_2 - \nu') \phi_C(\nu') e^{-j\nu' t_1} d\nu' dt_1 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} W^*(\nu_1 - \nu') W(\nu_2 - \nu') \phi_C(\nu') d\nu' \end{aligned} \quad (4.20)$$

Assim,

$$\mathbb{E} \{ |\tilde{c}(\tau; \nu)|^2 \} = \int_{-\infty}^{\infty} |W(\nu - \nu')|^2 \phi_C(\nu') d\nu' \quad (4.21)$$

e, para janelamento retangular $w(t) = \Pi\left(\frac{t-T/2}{T}\right)$

$$\mathbb{E} \{ |\tilde{c}_k(\tau; \nu)|^2 \} = |T \text{sinc}(T\nu)|^2 \star \phi_C(\nu) \quad (4.22)$$

A Figura 4.16, obtida através de cálculos computacionais, ilustra a parcela de energia em cada sub-canal *Doppler* em função do desvio *Doppler* normalizado, considerando a velocidade do móvel $v = 80,45 \text{ km/h}$. Nessa figura, fica claro o surgimento de um novo par de sub-canais nos valores inteiros de d_{Dpl} , crescendo sua contribuição de energia enquanto a dos outros canais decai até o próximo valor inteiro de d_{Dpl} , quando o decaimento de energia vale para todos esses sub-canais e um novo par de sub-canais surge e passa a ter uma importância crescente em termos de energia.

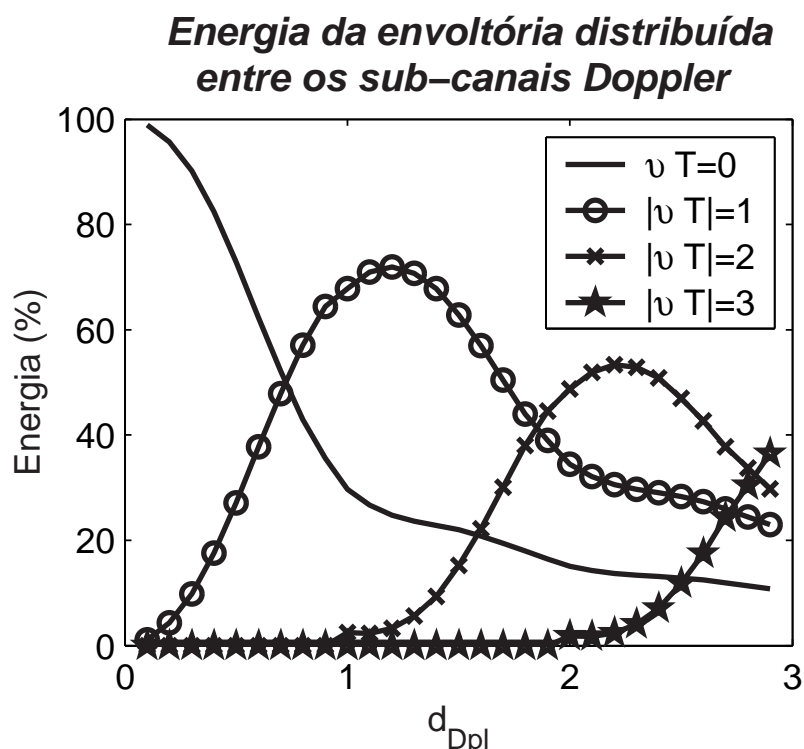


Figura 4.16: Parcela de energia em cada sub-canal *Doppler*. A parcela de energia de cada canal adjacente é contabilizada como a soma das energias dos pares correspondentes (e.g., juntos os sub-canais -1 e $+1$ contabilizam a parcela de energia do sub-canal $|vT| = 1$).

4.5 Complexidade Computacional

Uma característica dos detectores que merece destaque é a quantidade de processamento computacional exigido. O processamento executado por um detector pode ser quantificado por meio de sua *complexidade computacional*; esta, por sua vez, normalmente inferida através do TCB (*time complexity per binary decision*), que é uma medida do tempo necessário para a decisão por bit [13].

A análise da complexidade computacional de um receptor é crucial quando do estudo da viabilidade de sua implementação digital. Por exemplo, o detector coerente *Maximum Likelihood Sequence* (ou simplesmente MLSE) de Verdú [88], ótimo para um

cenário que comporta K usuários assíncronos, tem sua implementação praticamente inviável, visto que sua complexidade computacional cresce de forma exponencial com o número de usuários.

No caso do receptor RAKE Tempo-Frequência de uma ERB com capacidade para até K usuários, é imediato que sua complexidade seja K vezes a do cálculo da STFT. O cálculo da STFT por sua vez, pode ser simplificado pelo cálculo da DFT (*Discrete Fourier Transform*) (cf. eq. B.10) para cada um dos L atrasos de percursos e para $2S + 1$ frequências, correspondente aos sub-canais *Doppler*. Uma simplificação de um circuito digital que calcula a DFT é apresentado na Figura 4.17. No caso da DFT para N amostras de um sinal real, a cada frequência calculada, $2N$ multiplicações e $2(N - 1)$ somas reais são necessárias (cf. Figura 4.17). Já, para um sinal complexo, $4N$ multiplicações e $4(N - 1/2)$ somas reais são necessárias (cf. Figura 4.17) para cada frequência calculada. Assim, a DFT para um sinal complexo necessita $(2S + 1)(8N - 2)$ operações aritméticas, ou seja, $\mathcal{O}_{DFT}(SN)$.

Para o receptor RAKE Tempo-Frequência esta análise é estendida para o caso de uma janela de observação, constatando que $KL(2S + 1)(8N - 2)$ operações aritméticas reais se fazem necessárias, ou seja, $\mathcal{O}_{TF-Rake}(SKLN)$. Como o RAKE Tempo realiza, a cada ramo de cada usuário, N multiplicações e $N - 1$ somas, fica evidente que o crescimento de complexidade devido à incorporação da diversidade *Doppler* se dá por um fator de S .

No entanto, essa complexidade pode ser reduzida sob certas condições. O uso adequado da FFT (*Fast Fourier Transform*), em lugar da DFT, é uma maneira de agilizar o processo de detecção. No emprego de seqüências de espalhamento com comprimento $p = 2^n$, sendo n um inteiro positivo, essa modificação é feita com sucesso. Já, quando do uso de seqüências de espalhamento com comprimento de $p = 2^n - 1$, a STFT poderá ser calculada por meio da FFT desde que a janela de observação seja estendida por um chip. Isso traz maior rapidez à detecção, entretanto, torna-a menos exata.

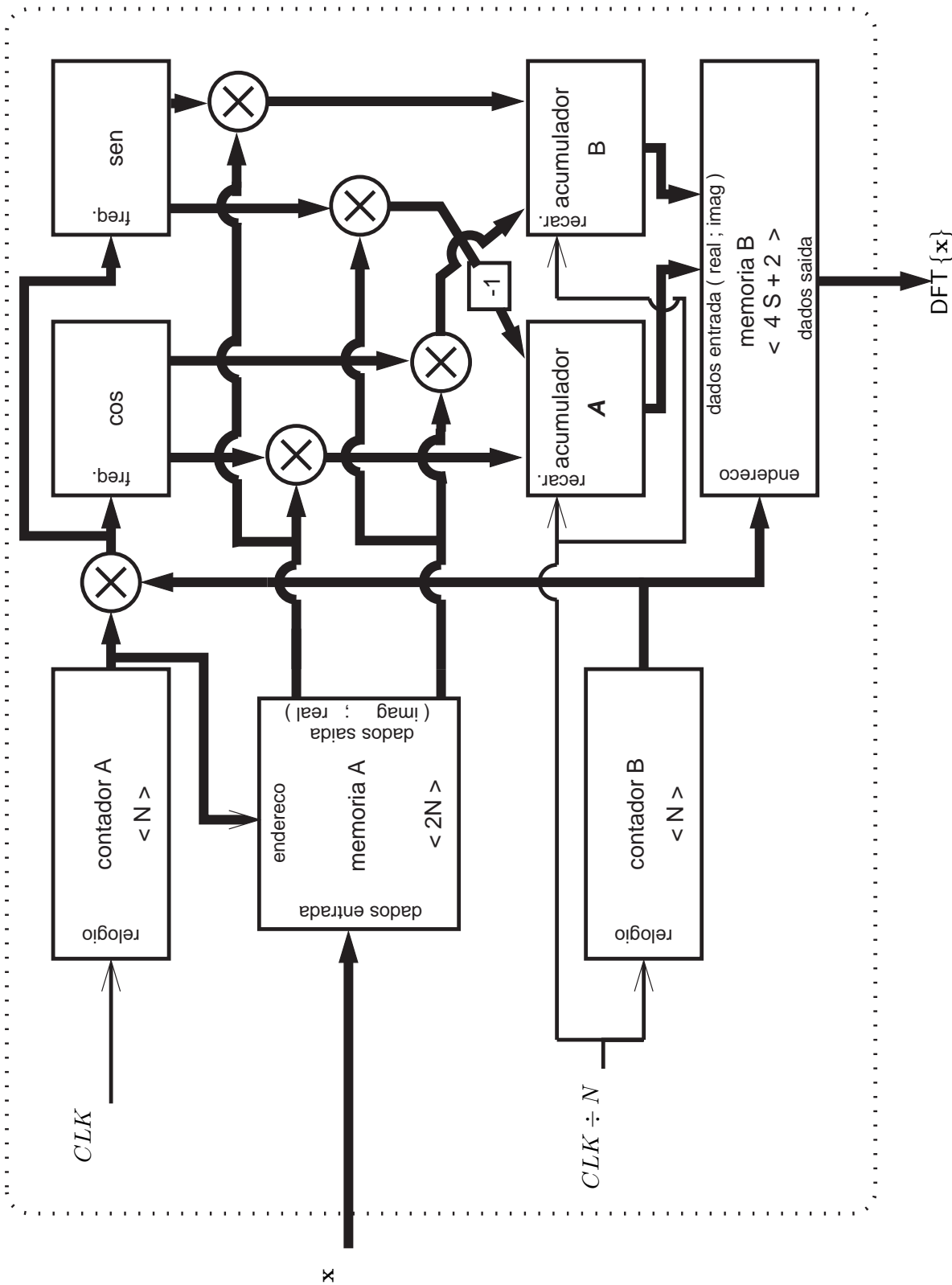


Figura 4.17: Esquema simplificado de um circuito dedicado ao cálculo da DFT com suas principais funcionalidades lógicas e aritméticas.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS

UMA AVERIGUAÇÃO adequada do receptor TF-RAKE deve trazer a confirmação de grande parte dos conceitos e teorias discutidos nos capítulos anteriores. Uma maneira de realizar essa tarefa consiste em simular a ativação da diversidade conjunta multipercurso-*Doppler*, assim, tornando possível investigá-la e avaliá-la experimentalmente. Neste capítulo, ilustram-se, a título de exemplo, a determinação da diversidade *Doppler* e a verificação do desempenho do receptor TF-RAKE, sob determinadas condições, feitas através de simulação computacional (Anexo D). Através do método *Monte Carlo*, simulou-se um sistema DS-CDMA assíncrono com uma única célula, modulação BPSK e formatação de pulso retangular. Todas as situações simuladas são pertinentes ao canal de tráfego reverso, focando-se o receptor da ERB. A análise de desempenho da detecção está restrita às estruturas coerentes T-RAKE, F-RAKE e TF-RAKE, com combinação MRC.

Empregaram-se famílias de seqüências lineares, tais como a SMC e as de *Gold*, e admitiu-se que todas estimativas necessárias à recepção (incluindo o cálculo da média feito para o receptor T-RAKE) sejam perfeitamente conhecidas. Assim, para cada percurso e sub-canal do sinal a ser tratado, é posicionado com exatidão um, e apenas um, ramo.

O canal simulado é seletivo em freqüência e rápido, com desvanecimentos seguindo a distribuição de *Rayleigh*. A freqüência de portadora, f_c , é de $1,8 \text{ GHz}$ e a velocidade do móvel $v = 80,45 \text{ km/h}$, sendo o desvio *Doppler* normalizado dependente ainda do período de bit ou duração da janela da STFT. Em todas simulações, utilizou-se o preditor de canal de *Jakes* modificado com $P_{osc} = 32$ osciladores (Cap. 3).

5.1 Diversidade *Doppler*

Nesta seção, ilustra-se, de distintas formas, a diversidade *Doppler* inerente num canal caracterizado por uma envoltória com rápida variação temporal. Considerando-se um sistema DS-CDMA com ganho de processamento 31 e códigos curtos, aplicou-se a STFT para a identificação das componentes de frequência fundamental (sub-canal central) e harmônicas (sub-canais adjacentes), amostrando-se o sinal chip-a-chip. Dessa maneira, avalia-se a parcela de energia localizada em cada uma das componentes *Doppler*.

Através de um preditor de canal *Jakes* modificado, simulou-se a situação em que a frequência da portadora é de $1,8 \text{ GHz}$ e há apenas um percurso entre transmissor e receptor. Admite-se que o usuário esteja num veículo com velocidade constante ($v = 80,45 \text{ km/h}$) e, então, varia-se o período de *bit*, T , de modo a verificar os sub-canais *Doppler* em distintas situações de desvio *Doppler* normalizado. Em termos do número de sub-canais *Doppler*, isso é equivalente à situação em que é fixado o período de bit e a velocidade do móvel é variável.

Na Figura 5.1(a) considerou-se uma situação de mobilidade e taxa de transmissão tais que o desvio *Doppler* normalizado seja de $d_{Dpl} = 0,1031$. Calculando-se a STFT, identificam-se três componentes de frequências espaçadas de $1/T$, entre as quais está dividida a potência da envoltória, sendo a componente fundamental a mais significativa. A contribuição conjunta do par de sub-canais $vT = 1$ e -1 (sub-canais adjacentes), bit-a-bit, pode ser comparada a do sub-canal 0 (sub-canal central), em termos de energia percentual, através de um gráfico do tipo *áreas empilhadas* [Figura 5.1(b)]. Confirma-se então, nessa situação de baixo desvio *Doppler* normalizado, a maior importância do sub-canal central. Além disso, observa-se que há uma parcela da energia não localizada nos sub-canais *Doppler*. Trata-se da energia dispersa nas demais componentes calculadas com a STFT. Parte da energia se localiza nessas 28 componentes devido ao fato de a largura de banda *Doppler* de um canal real não ser perfeitamente limitada, como considerado na teoria [eq. (3.12)]. Na Figura 5.1(c), através do cálculo da média temporal da energia em cada sub-canal, confirmam-se essas mesmas conclusões, quantificando as contribuições dos sub-canais central (95%) e adjacentes (3% em conjunto), bem como uma perda¹ de 2% de energia.

Na Figura 5.2(a) considerou-se uma situação em que o desvio *Doppler* seja maior: $d_{Dpl} = 0,4966$. Novamente, através da STFT, identificam-se três componentes de frequências espaçadas de $1/T$, entre as quais está dividida a potência da envoltória. Agora, o par de componentes adjacentes apresenta uma contribuição um pouco mais significativa que na situação anterior. Na Figura 5.2(b) pode ser observada a con-

¹A perda ocorre visto que, nesta abordagem, parte da energia não estará sendo captada. Entretanto, essa perda pode ser reduzida ou eliminada caso se consiga aproveitar essas 28 outras componentes.

tribuição dos sub-canais adjacentes, bit-a-bit, em comparação a do sub-canal central. Na Figura 5.2(c) têm-se ilustradas as contribuições dos sub-canais adjacentes e do central, constatando que cerca de 13% da energia total está localizada em cada um dos sub-canais adjacentes considerados e que a perda de energia chega a 10%.

Na Figura 5.3(a) fixou-se uma situação de mobilidade e taxa de *bits* tal que o desvio *Doppler* normalizado seja mais próximo à unidade: $d_{Dpl} = 0,8939$. Nessa situação, o cálculo da STFT permite identificar também três componentes de frequências espaçadas de $1/T$; entretanto, agora, cada um dos sub-canais adjacentes aloca um nível de potência bem próximo ao do sub-canal central. A contribuição conjunta dos sub-canais $vT = 1$ e -1 , bit-a-bit, em contraste a do sub-canal central, está ilustrada na Figura 5.3(b). Por fim, na Figura 5.3(c) confirma-se que os sub-canais *Doppler*

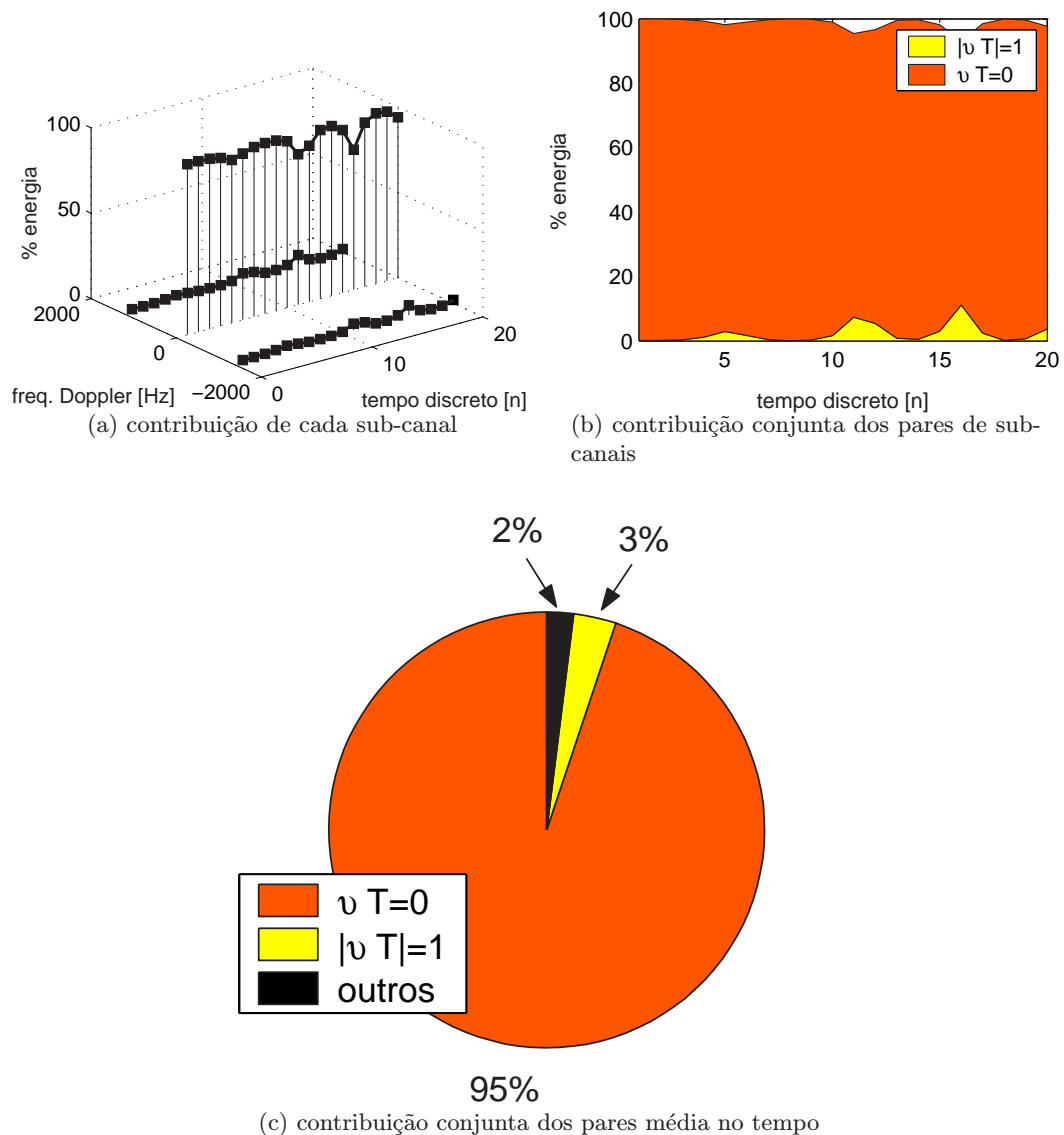


Figura 5.1: Verificação dos sub-canais *Doppler* que podem ser extraídos num canal com desvanecimentos a $d_{Dpl} = 0,1031$.

adjacentes alocam mais energia do que o central, sendo que em cada um desses adjacentes, $vT = 1$ ou -1 , está concentrado, em média, 29,5% da energia, contra 34% no sub-canal central; outros 7% constituem-se em perda.

Na Figura 5.4(a) supôs-se uma situação onde o desvio *Doppler* normalizado resulta em $d_{Dpl} = 1,676$. Agora, calculando-se a STFT, identificam-se cinco componentes de frequências espaçadas de $1/T$, entre as quais está dividida a potência da envoltória. As contribuições bit-a-bit dos sub-canais $vT = 1$ e -1 , dos sub-canais $vT = 2$ e -2 e do sub-canal central podem ser contrastadas com base na Figura 5.4(b). Nota-se que agora o sub-canal central é ligeiramente menos expressivo em termos de alocação de energia do que alguns sub-canais adjacentes. Na Figura 5.4(c) confirma-se que a energia alocada no sub-canal central é a menor se comparada a contribuição conjunta dos pares de sub-canais $|vT| = 1$ e 2, correspondendo a menos de 1/5 do total, se con-

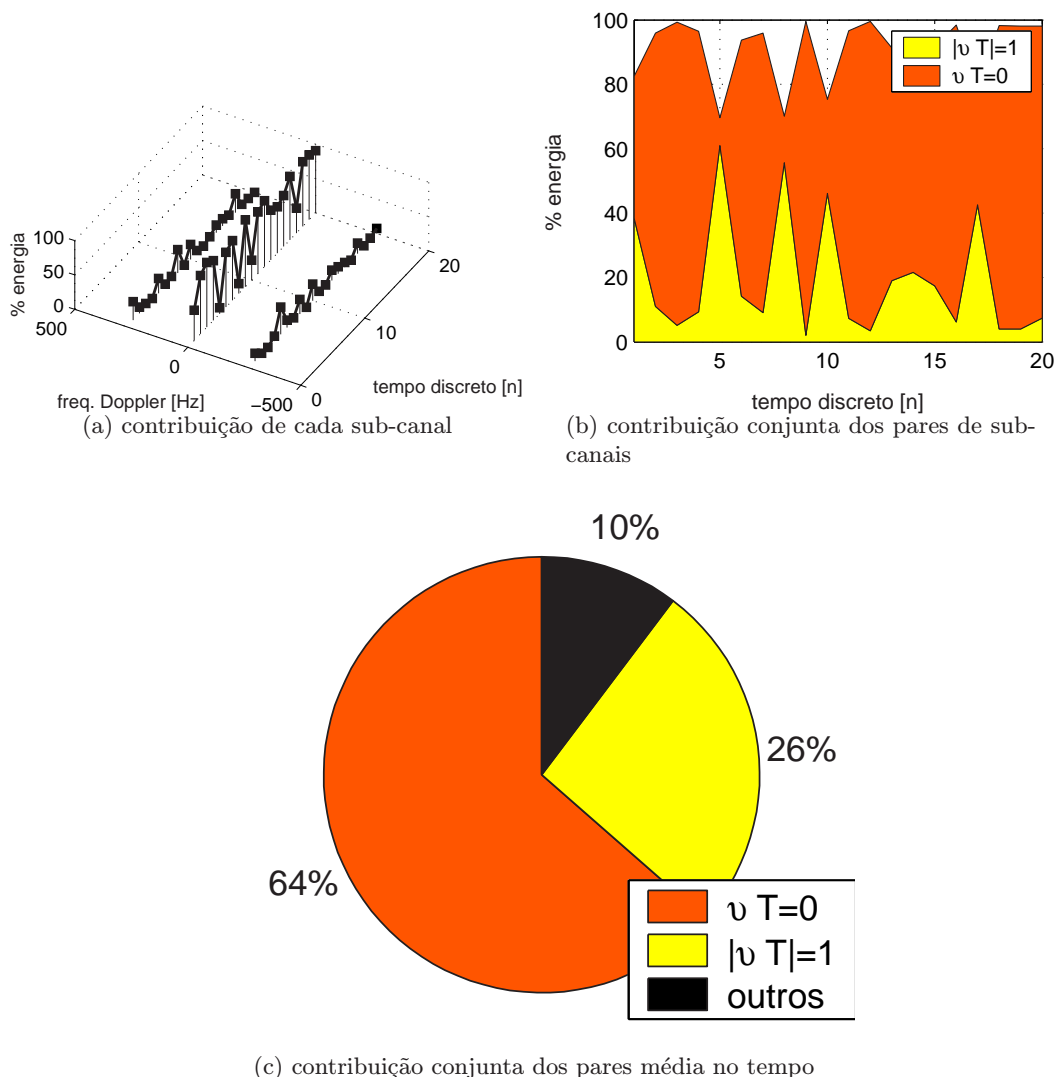


Figura 5.2: Verificação dos sub-canais *Doppler* que podem ser extraídos num canal com desvanecimentos a $d_{Dpl} = 0,4966$.

siderada a perda de energia que é de aproximadamente 7%. Neste exemplo, a maior contribuição é devida aos sub-canais $|\nu T| = 1$, que em conjunto concentram cerca da metade da energia total.

Na Figura 5.5 fixou-se uma situação em que há sete sub-canais *Doppler*, conforme ilustrado nas Figuras 5.5(a) e 5.5(b). O desvio *Doppler* normalizado é de $d_{Dpl} = 2,6817$. É justamente o sub-canal central que apresenta a contribuição mais modesta: a alocação de energia nesse sub-canal não chega a 1/8 da total [Figura 5.5(c)], se considerada a perda de 5%. Nesse exemplo, a maior contribuição é devida aos sub-canais $|\nu T| = 2$.

Mesmo em desvanecimentos rápidos, cada um dos sub-canais apresentará um único coeficiente de canal por janela de observação. Tratam-se de sub-canais indepen-

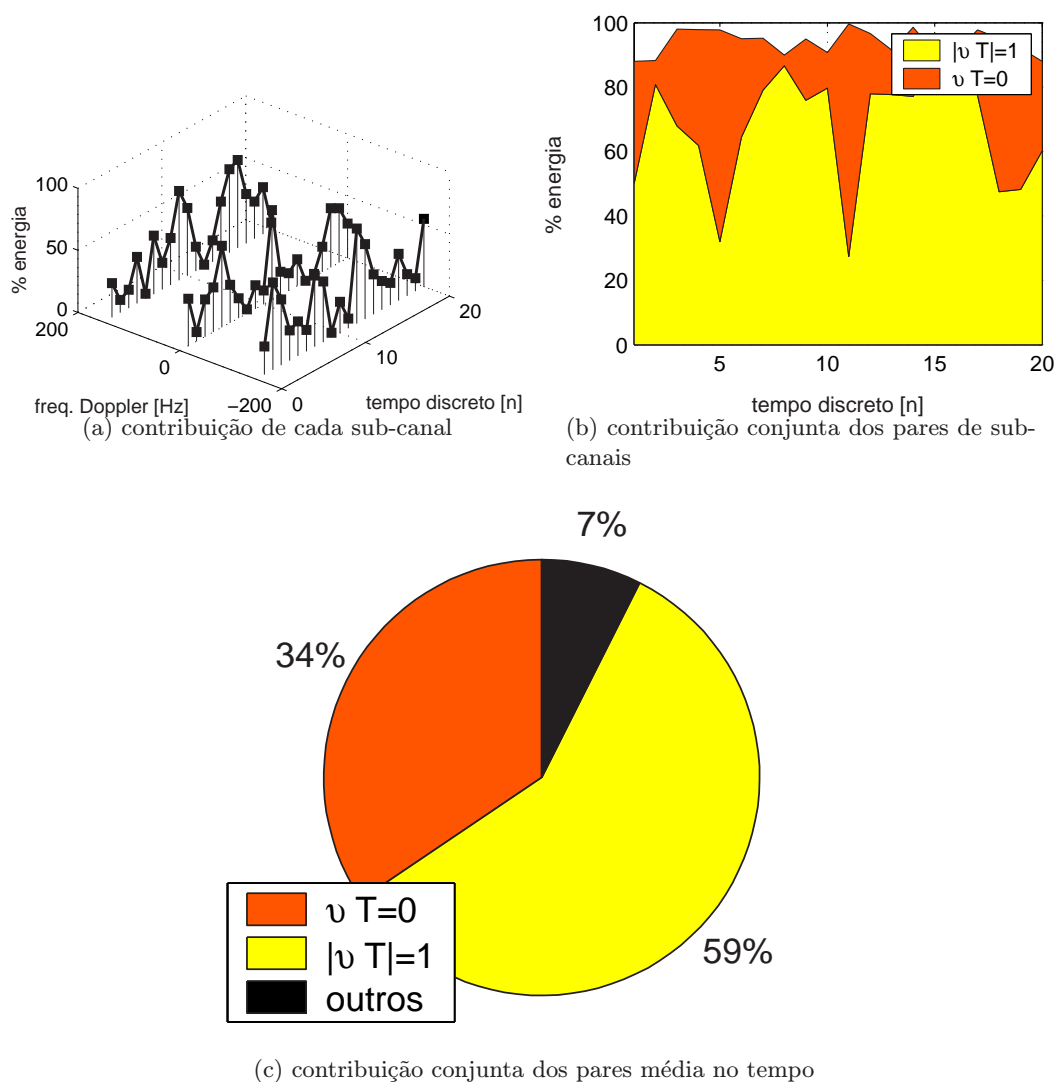


Figura 5.3: Verificação dos sub-canais *Doppler* que podem ser extraídos num canal com desvanecimentos a $d_{Dpl} = 0,8939$.

dentos, todos mais lentos que o canal obtido da análise puramente temporal. É a independência desses sub-canais que permite obter vantagem da decomposição canônica tempo-freqüência. A probabilidade de que todos os sub-canais estejam sob desvanecimento profundo a um mesmo instante é muito menor que a probabilidade de que um dado sub-canal esteja nessa situação. Nas Figuras 5.1(b), 5.2(b), 5.3(b), 5.4(b) e 5.5(b) está ilustrado de uma forma mais clara, que muitas vezes um nível baixo de potência num dado sub-canal é compensado por níveis altos nos demais sub-canais. Na Tabela 5.1 resumem-se os valores de energia relativa (normalizados com relação às $D = 2S + 1$ componentes *Doppler*) para cada sub-canal nas situações de desvio *Doppler* normalizado simuladas; enquanto que na Tabela 5.2 são apresentados os valores obtidos da teoria descrita no Cap. 4 [eq. (4.18)].

Salienta-se que não necessariamente o sub-canal central corresponde ao principal.

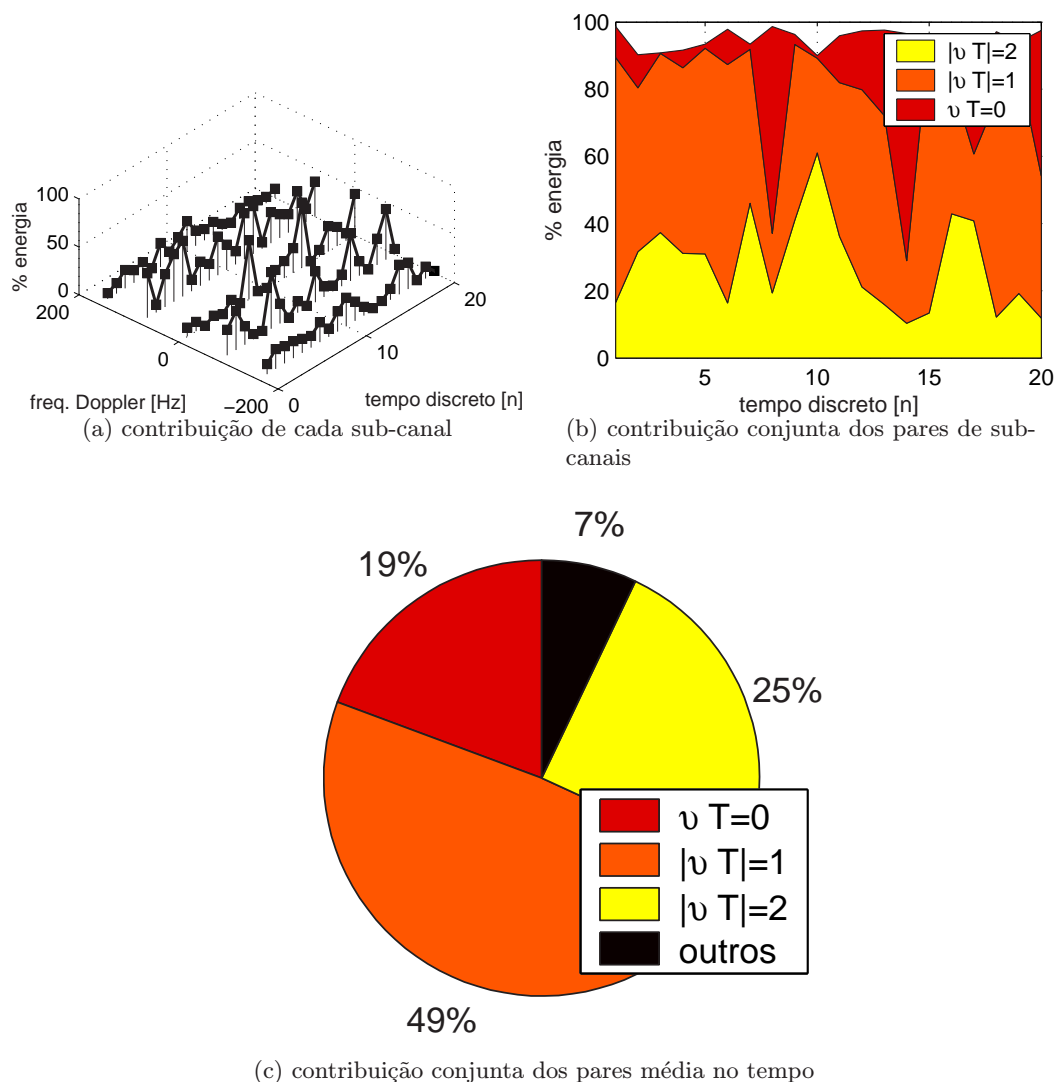


Figura 5.4: Verificação dos sub-canais *Doppler* que podem ser extraídos num canal com desvanecimentos a $d_{Dpl} = 1,6760$.

À medida que se aumenta o desvio *Doppler* normalizado, a tendência é que sub-canais mais distantes do central tenham um papel mais expressivo (ressaltado em **negrito** nas Tabelas 5.2 e 5.1). Essa alternância de expressividade dos sub-canais está melhor ilustrada na Figura 4.16.

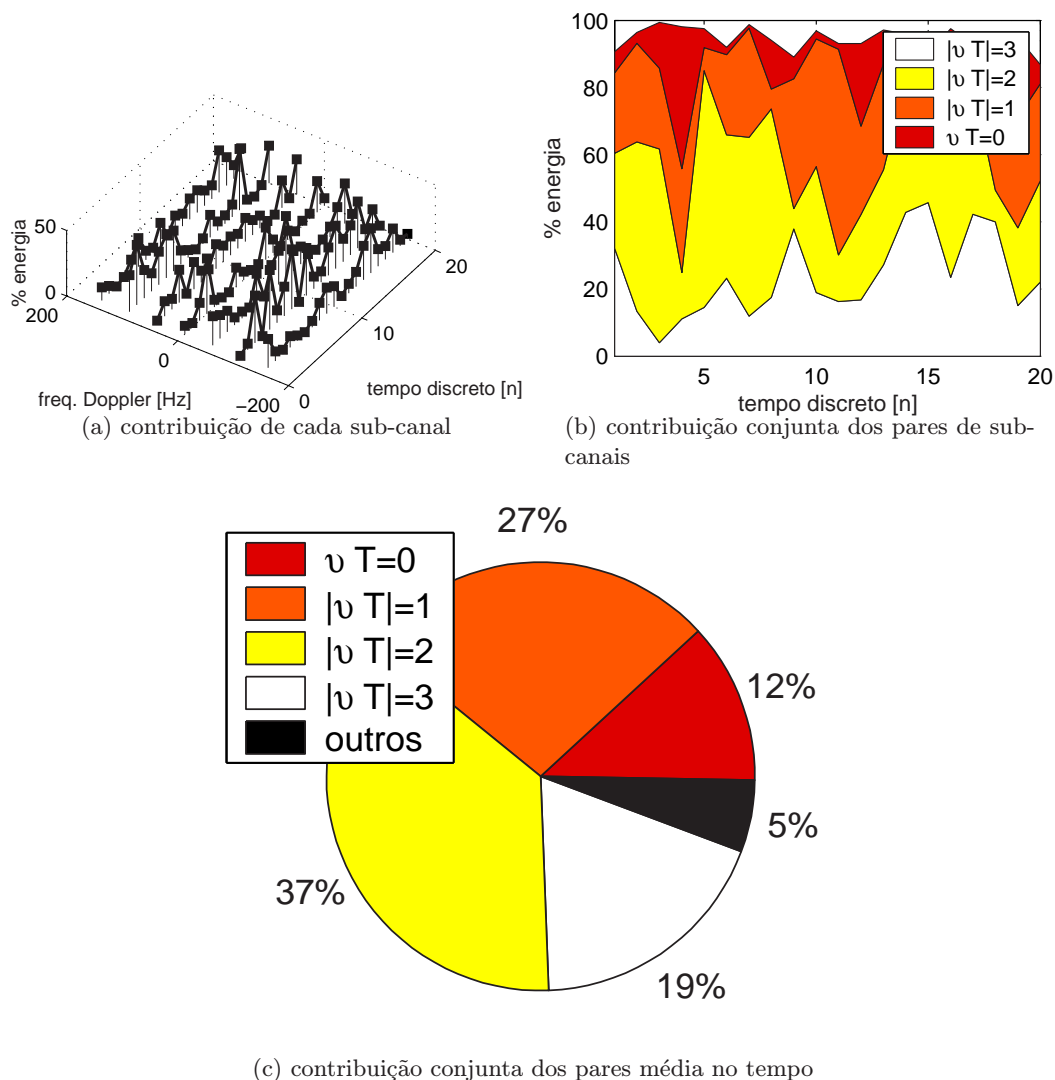


Figura 5.5: Verificação dos sub-canais *Doppler* que podem ser extraídos num canal com desvanecimentos a $d_{Dpl} = 2,6817$.

Tabela 5.1: Energia relativa normalizada em cada sub-canal *Doppler* determinadas por simulação.

d_{Dpl}	energia [%] por sub-canal							simul
	-3	-2	-1	0	1	2	3	
≈ 0				100				-
0,1031			1,7	96,6	1,7			A
0,4966			15,7	68,8	15,5			B
0,8939			31,6	37,1	31,3			C
1,6760		13,3	26,2	21,0	26,3	13,2		D
2,6817	10,0	19,3	14,1	13,2	14,1	19,3	10,0	E

A aproximação conseguida com a expressão (4.18) se mostra suficiente para determinar o quão significativo é cada sub-canal em termos de energia, tornando possível prever a BER analiticamente, conforme seção 4.4.

5.2 Desempenho do F-Rake

Na Figura 5.6 estão ilustrados alguns resultados de simulações para o receptor correlacionador em canais rápidos. Usam-se seqüências de *Gold* de comprimento 31. Considerando o móvel se deslocando com velocidade constante de $80,45 \text{ km/h}$, realizam-se várias simulações testando-se a duração de bit como sendo $769 \mu\text{s}$, $3,70 \text{ ms}$, $6,67 \text{ ms}$, $12,5 \text{ ms}$ e $20,0 \text{ ms}$, caracterizando-se desvios *Doppler* normalizados de $0,1031$, $0,4966$, $0,8939$, $1,6760$ e $2,6817$, respectivamente.

Conforme os desvanecimentos se tornam mais rápidos, maior será a degradação

Tabela 5.2: Energia relativa normalizada em cada sub-canal *Doppler* calculadas pela teoria.

d_{Dpl}	energia [%] por sub-canal						
	-3	-2	-1	0	1	2	3
≈ 0	100						
0,1031			0,57	98,86	0,57		
0,4966			13,35	73,30	13,35		
0,8939			32,01	35,98	32,01		
1,6760		14,23	25,90	19,74	25,90	14,23	
2,6817	11,54	19,39	13,06	12,01	13,06	19,39	11,54

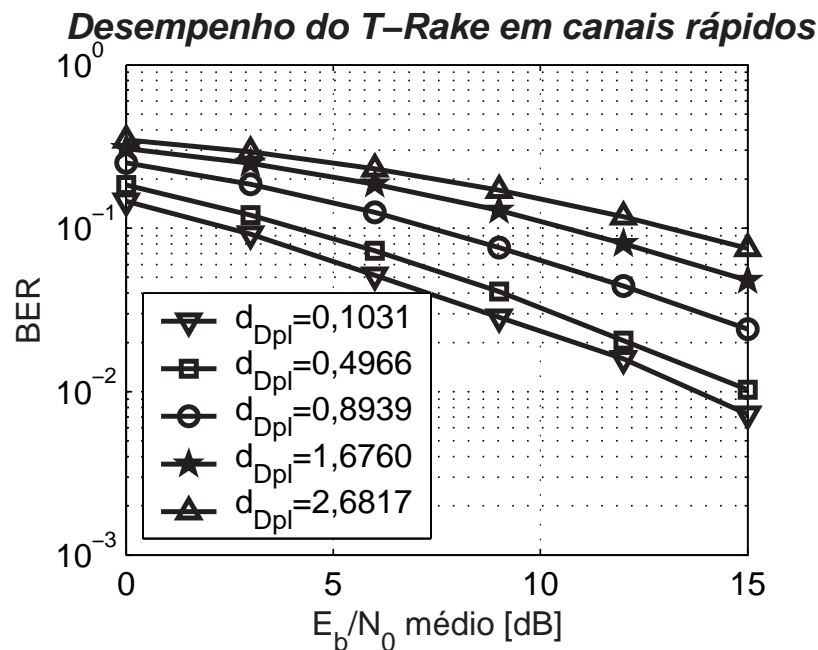


Figura 5.6: Desempenho do T-RAKE de um ramo (equivalente ao correlacionador) em canais rápidos para seis valores diferentes de desvio *Doppler* normalizados.

no desempenho do correlacionador. Enquanto lentos, os desvanecimentos atenuam o sinal de maneira quase que uniforme durante pelo menos o período de bit, isso prejudica basicamente a relação sinal-ruído do sinal recebido. Já, quando rápidos, os desvanecimentos prejudicam, sobretudo, as correlações calculadas nos circuitos de detecção e sincronismo. A degradação de desempenho é expressiva, podendo ser verificada através da Figura 5.6.

Na Figura 5.7 encontram-se resultados de simulação do F-RAKE nas mesmas condições. Visivelmente, o desempenho foi melhorado para todas as situações de desvio *Doppler* normalizado, sendo que a melhoria se mostrou mais significativa quanto maior o valor de d_{Dpl} . Para $E_b/N_0 = 12$ dB, a probabilidade de erro de bit vai de $1,2 \times 10^{-1}$ (correlacionador) para $2,6 \times 10^{-4}$ (F-RAKE), quando $d_{Dpl} = 2,6817$. Com $d_{Dpl} = 0,1031$, a melhoria leva a probabilidade de erro de $1,6 \times 10^{-2}$ para $1,1 \times 10^{-2}$.

De fato, o F-RAKE faz proveito da rapidez dos desvanecimentos, sendo que o efeito destrutivo visto para o correlacionador dá lugar a um efeito benéfico à detecção. Isso se deve à ativação da diversidade *Doppler*. Para os valores de d_{Dpl} inferiores à unidade, dispõe-se de dois sub-canais independentes adicionais, os adjacentes; para $d_{Dpl} = 1,6760$, são quatro sub-canais adicionais; e para $d_{Dpl} = 2,6817$ são seis.

Resultados muito próximos a esses foram obtidos por meio da expressão (4.16), como mostrado na Figura 5.8. Consideraram-se os valores de energia dos sub-canais da Tabela 5.2 e as correlações entre as potências das envoltórias dos sub-canais foram

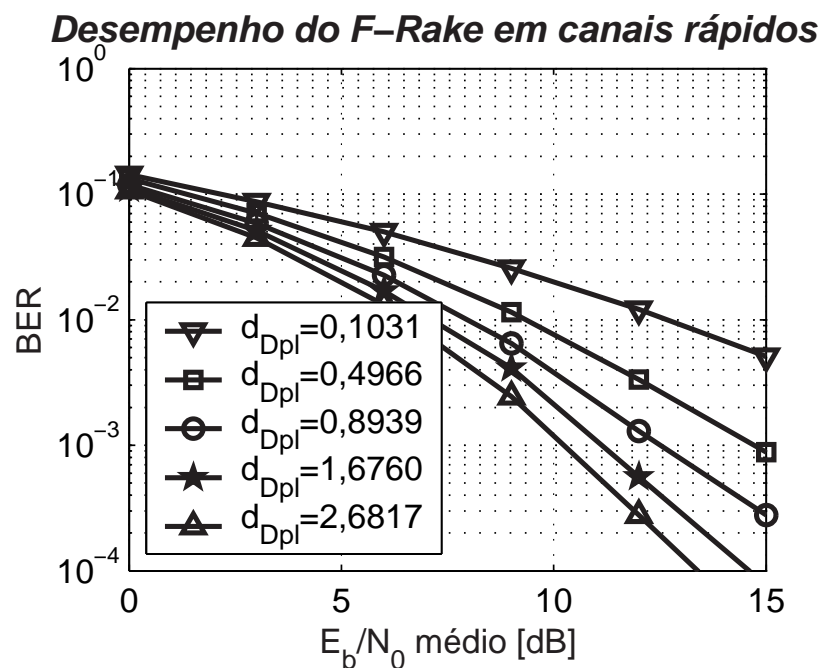


Figura 5.7: Desempenho do F-RAKE em canais rápidos para seis valores diferentes de desvio *Doppler* normalizados.

obtidas de uma simulação do canal (com a nomenclatura da Tabela 5.1) sob as mesmas condições; os valores obtidos para estas estão apresentados nas eqs. (5.1)–(5.5):

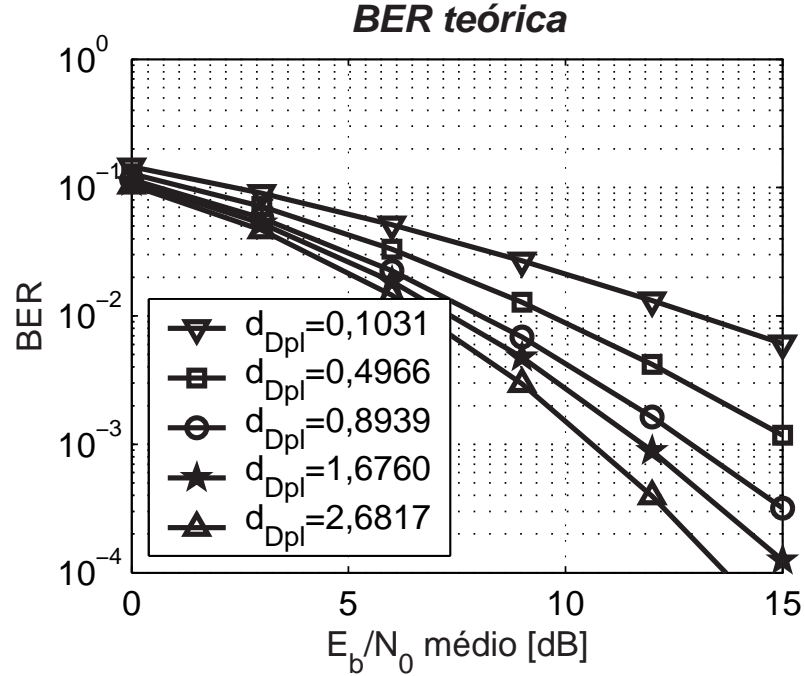


Figura 5.8: Verificação dos limites inferiores para as BER nas condições de canal da Tabela 5.2.

$$\rho_A = \begin{bmatrix} 1 & -0,008 & -0,008 \\ -0,008 & 1 & 0,998 \\ -0,008 & 0,998 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$\rho_B = \begin{bmatrix} 1 & 0,040 & -0,031 \\ 0,040 & 1 & 0,965 \\ -0,031 & 0,965 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

$$\rho_C = \begin{bmatrix} 1 & 0,101 & 0,070 \\ 0,101 & 1 & 0,742 \\ 0,070 & 0,742 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$$\rho_D = \begin{bmatrix} 1 & 0,034 & 0,057 & 0,031 & 0,017 \\ 0,034 & 1 & 0,156 & 0,110 & 0,112 \\ 0,057 & 0,156 & 1 & 0,910 & 0,840 \\ 0,031 & 0,110 & 0,910 & 1 & 0,986 \\ 0,017 & 0,112 & 0,840 & 0,986 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

$$\rho_E = \begin{bmatrix} 1 & -0,014 & 0,060 & 0,035 & 0,017 & 0,008 & 0,003 \\ -0,014 & 1 & 0,009 & 0,053 & 0,023 & 0,010 & 0,004 \\ 0,060 & 0,009 & 1 & 0,171 & 0,084 & 0,067 & 0,068 \\ 0,035 & 0,053 & 0,171 & 1 & 0,901 & 0,816 & 0,757 \\ 0,017 & 0,023 & 0,084 & 0,901 & 1 & 0,982 & 0,952 \\ 0,008 & 0,010 & 0,067 & 0,816 & 0,982 & 1 & 0,993 \\ 0,003 & 0,004 & 0,068 & 0,757 & 0,952 & 0,993 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

5.3 Desempenho do TF-Rake

Nas figuras a seguir, apresenta-se o desempenho do TF-RAKE em canais multi-percursos de perfil de potências médias exponencial e normalizado [conforme eqs. (4.9) e (4.10)] com $\tau_m = 5 \mu s$ e seqüência de *Gold* de comprimento 1.023 (gerada através do par preferencial de polinômios $[2011]_8$ e $[2415]_8$). A velocidade de deslocamento é de 80,45 km/h. As Figuras 5.9, 5.10 e 5.11 referem-se a d_{Dpl} de 0,1031, 0,8939 e 2,6817, respectivamente. Para canal com um único percurso, fica evidente o ganho de desempenho promovido pela diversidade *Doppler*. Tendo como meta uma probabilidade de erro de bit de 10^{-2} e comparando-se ao desempenho obtido a $d_{Dpl} = 0,1031$, o ganho na relação E_b/N_0 é de pouco mais de 4 dB na condição de $d_{Dpl} = 0,8939$ e de 6 dB para $d_{Dpl} = 2,6817$.

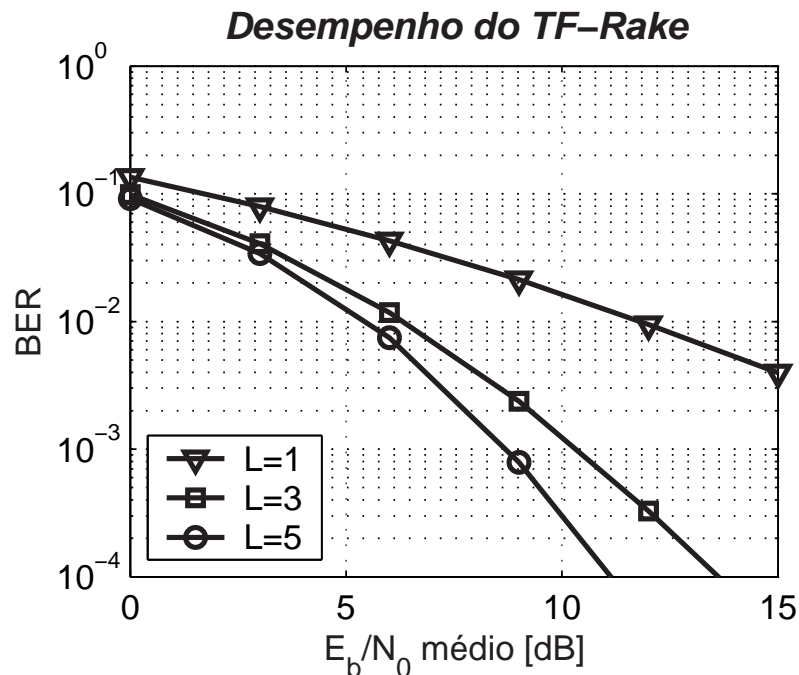


Figura 5.9: Desempenho do TF-RAKE para canais com distintos números de percursos, considerando um desvio *Doppler* normalizado de $d_{Dpl} = 0,1031$.

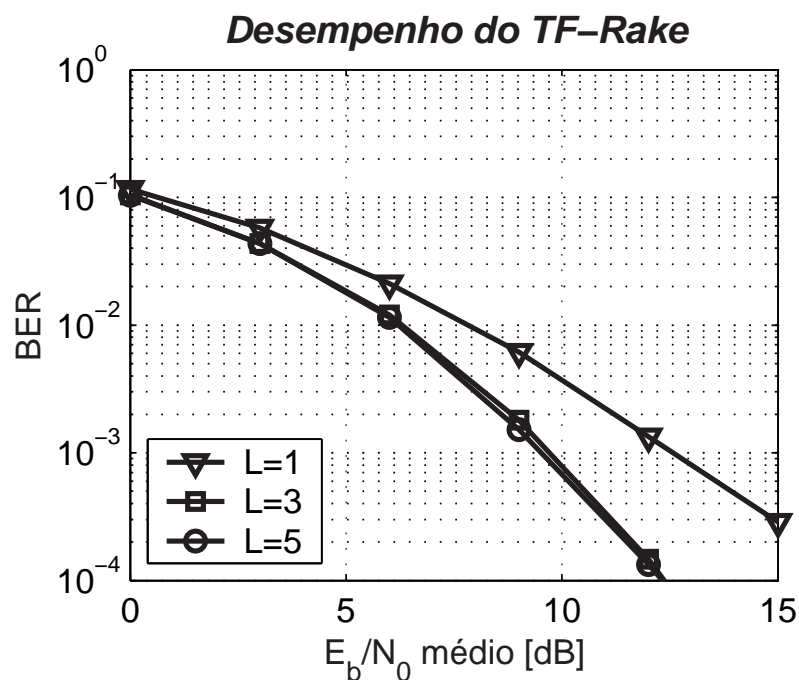


Figura 5.10: Desempenho do TF-RAKE para canais com distintos números de percursos, considerando um desvio *Doppler* normalizado de $d_{Dpl} = 0,8939$.

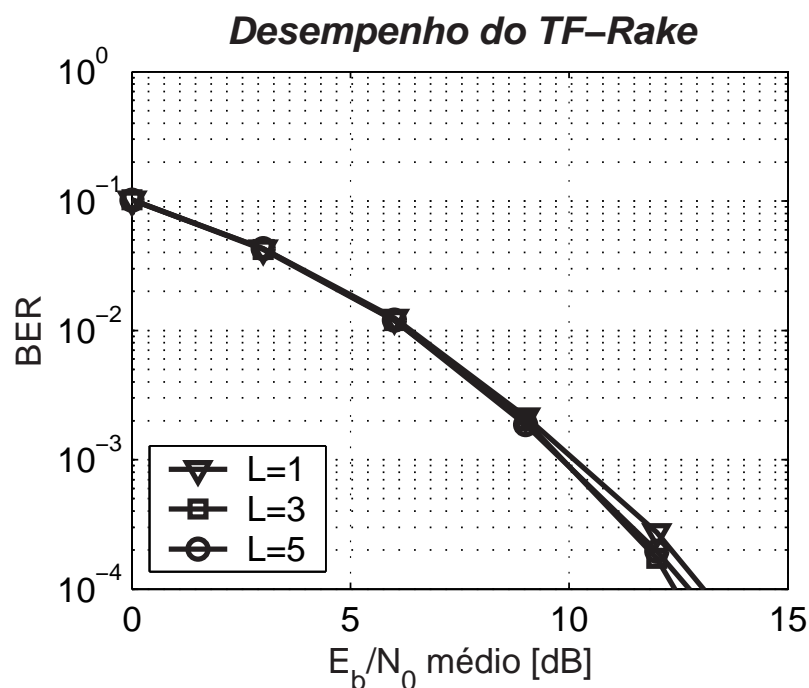


Figura 5.11: Desempenho do TF-RAKE para canais com distintos números de percursos, considerando um desvio *Doppler* normalizado de $d_{Dpl} = 2,6817$.

Entretanto, à medida que vão surgindo mais percursos, esse ganho se torna mais modesto, nulo ou até mesmo negativo. Por exemplo, para $L = 3$, o ganho é pequeno; para $L = 5$ é necessário aumentar a energia do sinal de quase 1 dB para manter a $P_E = 10^{-2}$, quando o desvio *Doppler* passa de 0,1031 para 2,6817.

Um perfil exponencial dita basicamente que os percursos de maiores atrasos sofrerão atenuações mais fortes. Lembrando-se que os atrasos dos percursos resolvíveis são múltiplos de $T_c = T_b/N$, é razoável esperar que o percurso mais curto tenha maior energia e os demais com maior atenuação (Figura 5.12). No limite de $T_c \rightarrow \infty$, prevalece unicamente esse percurso mais curto. Assim, para o TF-RAKE com ganho de processamento constante, conforme aumenta-se a diversidade *Doppler*, a diversidade multipercurso vai sendo perdida e o desempenho tende ao do canal com um único percurso. Nota-se que apesar de ser usado um N grande, o período de chip, $T_c = 19,6 \mu s$, é ainda significativo em relação a τ_m . O efeito pode ser amenizado reduzindo-se T_c . Um método mais criterioso da escolha de N é apresentado na seção 5.5.

Se, por exemplo, considerar-se $\tau_m = 17,2 \mu s$ e um perfil multipercursos menos rigoroso, como $\vartheta(\ell) = e^{-\frac{\ell T_c}{10\tau_m}}$, constata-se a ativação da diversidade multipercursos mesmo numa janela de longa duração da STFT. Nesse perfil de canal e com $d_{Dpl} = 2,6817$ (Figura 5.13), obtém-se um ganho entre 1 – 2 dB para uma $P_E = 10^{-2}$ e de cerca de 3 dB para $P_E = 10^{-4}$.

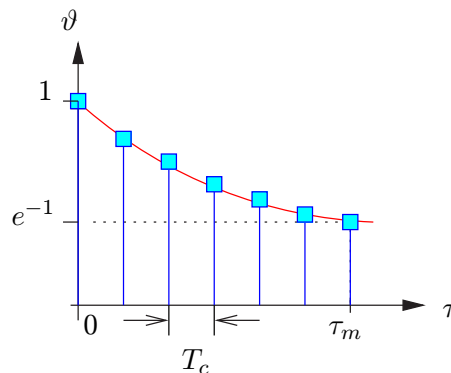


Figura 5.12: Ilustração da relação entre τ_m e T_c num perfil exponencial de potências médias.

5.4 Ambiente Multiusuário

Nas Figuras 5.14 e 5.15 são apresentados alguns resultados de simulação do T-RAKE e do F-RAKE para um canal com um único percurso compartilhado por vários usuários assíncronos, todos a uma velocidade idêntica de deslocamento: $v = 80,45 \text{ km/h}$. Usaram-se seqüências *Gold* de comprimento 31. Novamente, os resultados obtidos para as probabilidades de erro de bit estão parametrizados com três valores de desvio *Doppler* normalizado.

Em geral, o desempenho do F-RAKE é superior. Com três usuários e para $E_b/N_0 = 15 \text{ dB}$, a probabilidade de erro passa de $1,0 \times 10^{-1}$ para $3,7 \times 10^{-4}$ quando se substitui o correlacionador (T-RAKE com $L = M = 1$) pelo F-RAKE em canal com $d_{Dpl} = 2,6817$. Esse ganho diminui à medida que se tem um canal mais lento, sendo

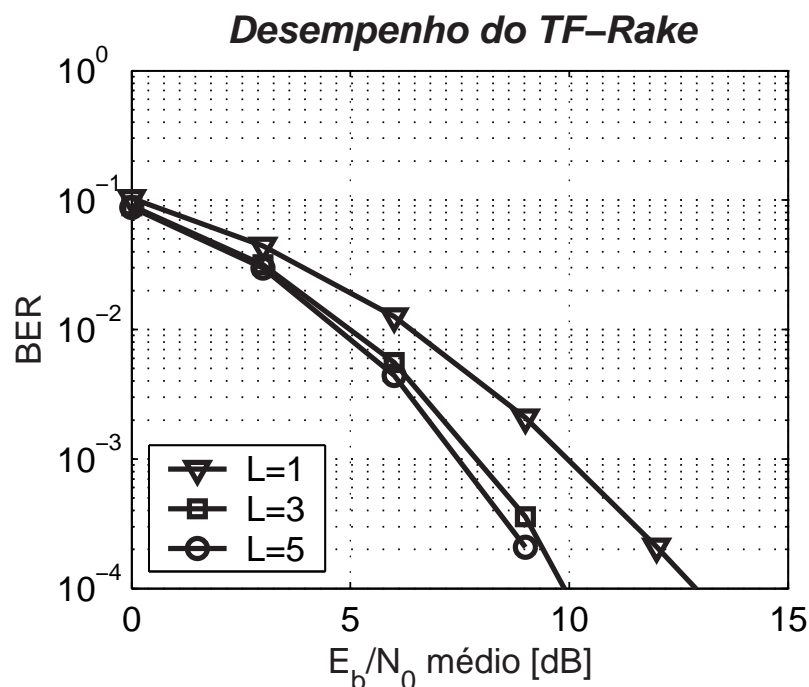


Figura 5.13: Desempenho do TF-RAKE para canais com distintos números de percursos, considerando perfil de potências médias exponencial regido por $\vartheta(\ell) = e^{-\frac{\ell T_c}{10\tau_m}}$ e normalizado, considerando um desvio *Doppler* normalizado de $d_{Dpl} = 2,6817$.

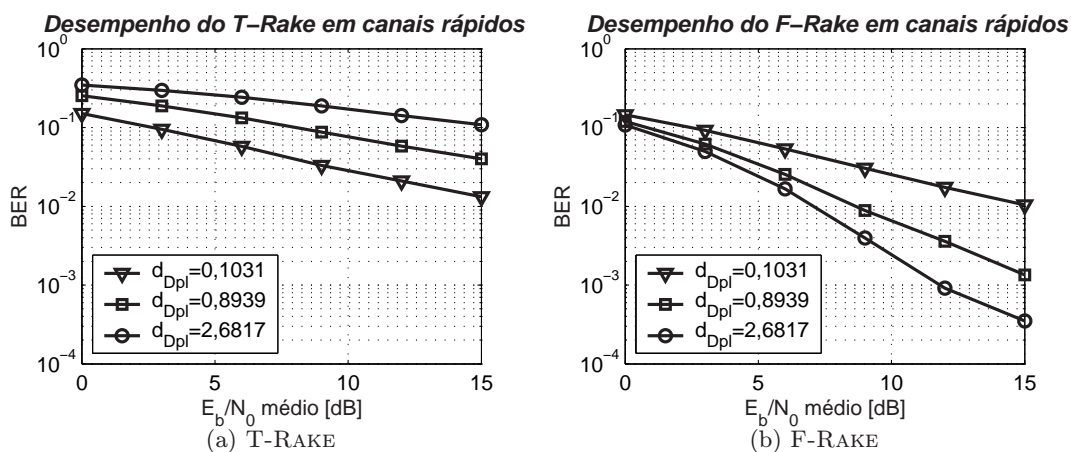


Figura 5.14: Desempenhos médios do T-RAKE e do F-RAKE em canais rápidos para três valores diferentes de desvio *Doppler* normalizados e compartilhado por três usuários.

que já para $d_{Dpl} = 0,1031$ o ganho é pequeno, reduzindo a probabilidade de erro de $1,3 \times 10^{-2}$ para $1,0 \times 10^{-2}$. Com onze usuários e para $E_b/N_0 = 15 \text{ dB}$, a probabilidade de erro passa de $2,0 \times 10^{-1}$ para $6,3 \times 10^{-3}$ quando se substitui o correlacionador pelo F-RAKE em canal com $d_{Dpl} = 2,6817$.

Nota-se que, tanto o receptor correlacionador quanto o F-RAKE têm seus desempenhos prejudicados por usuários interferentes. A MAI está presente, visto que a seqüência de *Gold* não apresenta correlações cruzadas nulas. Comparando-se os dois

carregamentos do sistema, as perdas de desempenho se mostram semelhantes para os dois receptores, sendo maiores quão maior é o período de bit ou a duração da STFT; isto porque a piora na correlação cruzada torna-se mais patente quando dos desvanecimentos rápidos.

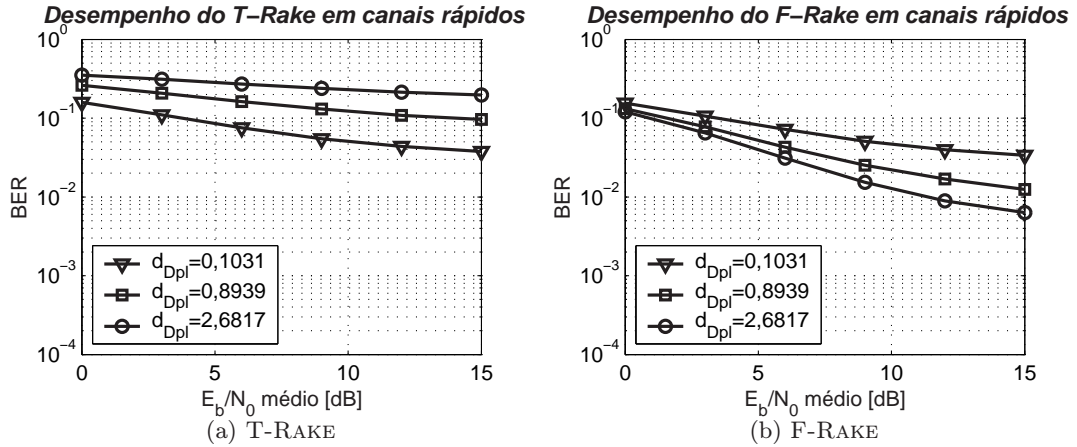


Figura 5.15: Desempenhos médios do T-RAKE e do F-RAKE em canais rápidos para três valores diferentes de desvio *Doppler* normalizados e compartilhado por onze usuários.

5.5 Melhor Aproveitamento da Diversidade *Doppler* Conser-vando-se a Taxa de Transmissão

Conforme as simulações apresentadas, a diversidade *Doppler* se mostra mais proveitosa em canais mais rápidos. Essa rapidez pode ser realçada com o aumento do período da janela da STFT², entretanto, isso segue no sentido contrário à tendência de transmissão multimídia para as próximas gerações da telefonia móvel celular. Torna-se necessário encontrar soluções que permitam o aumento da janela da STFT sem prejudicar a taxa de transmissão. De fato, a redução na taxa de bits no canal pode ser realizada sem reduzir a taxa de transmissão: transmitindo-se bits em paralelo através, por exemplo, de esquemas multitaxas MC ou multiportadoras. A utilização do esquema multiportadoras junto ao TF-RAKE foi cogitada já na publicação de Sayeed & Aazhang [22] e não é explorada aqui.

Através do esquema multitaxas MC, pode-se compensar a redução da taxa de bits no canal dispondo-se de vários destes canais em paralelo. Por exemplo, um usuário k transmitindo à taxa R_k terá conservada esta taxa caso o sistema utilize-se de m_k canais paralelos, cada um com taxa de R_k/m_k . Deve-se então dispor de m_k detectores, casados com as seqüências de código de comprimento N . Na Figura 5.16 estão

²Salientando-se que, neste texto, a rapidez do canal foi quantificada através do desvio *Doppler* normalizado [eq (3.10)] que é determinado pelo período de bit e pela frequência *Doppler* máxima.

apresentadas a transmissão MC com m_k canais paralelos (CP) e a recepção TF-RAKE de um determinado usuário de um sistema DS-CDMA.

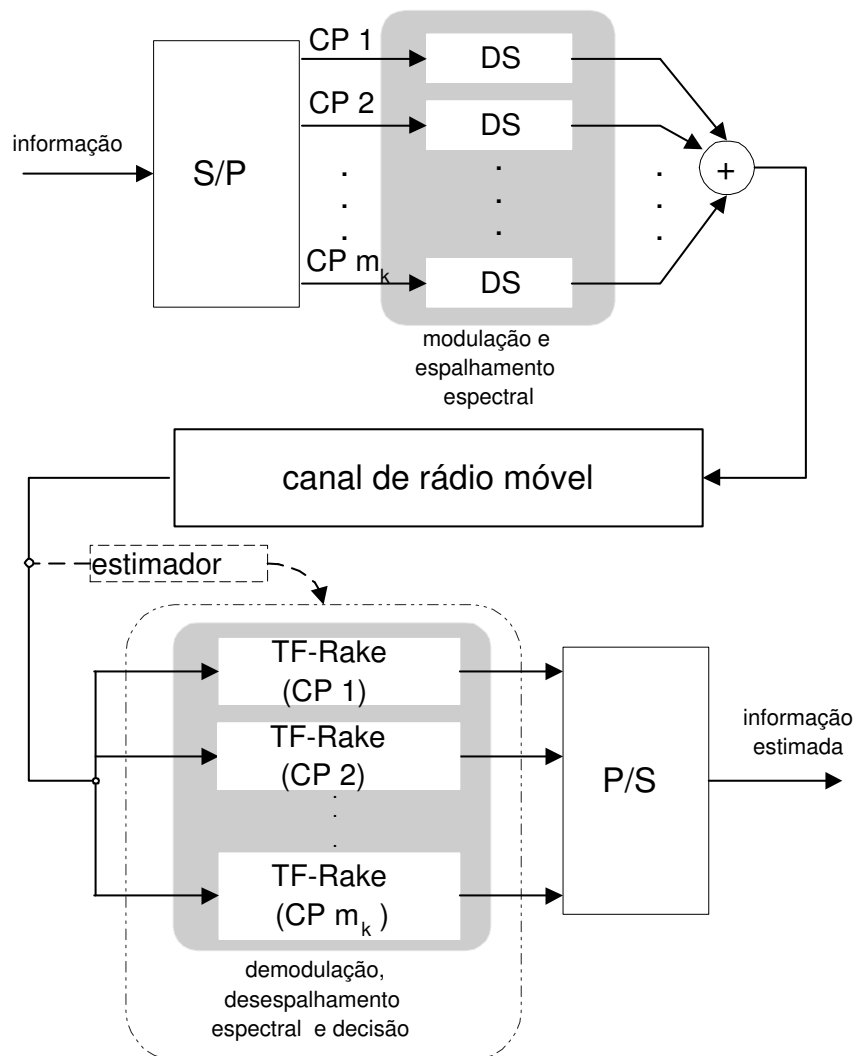


Figura 5.16: Esquema simplificado do transmissor MC e do receptor TF-RAKE para um determinado usuário.

A redução na taxa de bits em cada um dos canais poderá ser revertida em ganho de desempenho por meio do receptor F-RAKE ou do TF-RAKE. No entanto, deve-se levar em conta também que a interferência entre esses canais paralelos, denominada *interferência própria* ou PI (*Proper Interference*), e a MAI se tornam significativas, sobretudo, para grandes valores de m_k . Porém, esse efeito pode ser amenizado caso se disponha de seqüências de código maiores, o que é uma solução plausível já que o período de bit foi aumentado. Dispondo-se de uma seqüência com comprimento aumentado de um fator ξ_k para o k -ésimo usuário, implicará que a banda ocupada pelo sinal espalhado espectralmente em cada um dos canais paralelos passa de NR_k para $\xi_k NR_k / m_k$, i.e., seja expandido de um fator ξ_k / m_k . O comportamento do sistema pode ser modificado através desse fator: para valores de ξ_k maiores que m_k , pode-se

reduzir a PI e a MAI, entretanto, a custo de uma aumento na largura de banda; para o caso inverso, reduz-se a largura de banda ocupada, o que implica numa menor rejeição à interferência, tanto a PI quanto a MAI.

Nota-se que essa razão pode ser controlada, sendo seu valor unitário perfeitamente possível de ser obtido: bastando que uma redução no período de bit pelo fator $1/m_k$ em cada canal paralelo seja compensada com o emprego de uma seqüência com comprimento aumentado pelo fator m_k . Por exemplo, considerando-se uma taxa de transmissão de 9.600 *bps*, pode-se aumentar o período de símbolo por um fator $\xi_k = 4$ desde que também $m_k = 4$, implicando numa taxa de bits de 2.400 *bps* em cada canal paralelo. Na Figura 5.17 estão apresentados os desempenhos obtidos para $\xi_k = m_k = 4$ e 32, considerando seqüência de *Gold* estendidas de comprimento 128 e 1.024, respectivamente, e perfil exponencial de potências médias dos multipercursos com $\tau_m = 20 \mu s$.

Para $E_b/N_0 = 12 \text{ dB}$, os valores obtidos para a probabilidade de erro de bit são de $1,3 \times 10^{-2}$ e de $3,8 \times 10^{-3}$ para o TF-RAKE com *Gold* estendida de comprimentos $N = 128$ e 1.024, respectivamente, num canal com um único percurso. Para um canal com três percursos, o TF-RAKE com $N = 128$ apresenta uma probabilidade de erro de bit de $6,0 \times 10^{-4}$, e para $N = 1.024$, $P_E = 2,4 \times 10^{-4}$. De fato, quão maior $\xi_k = m_k$ melhor o desempenho, no entanto, mais complexa se torna a tarefa de sincronismo.

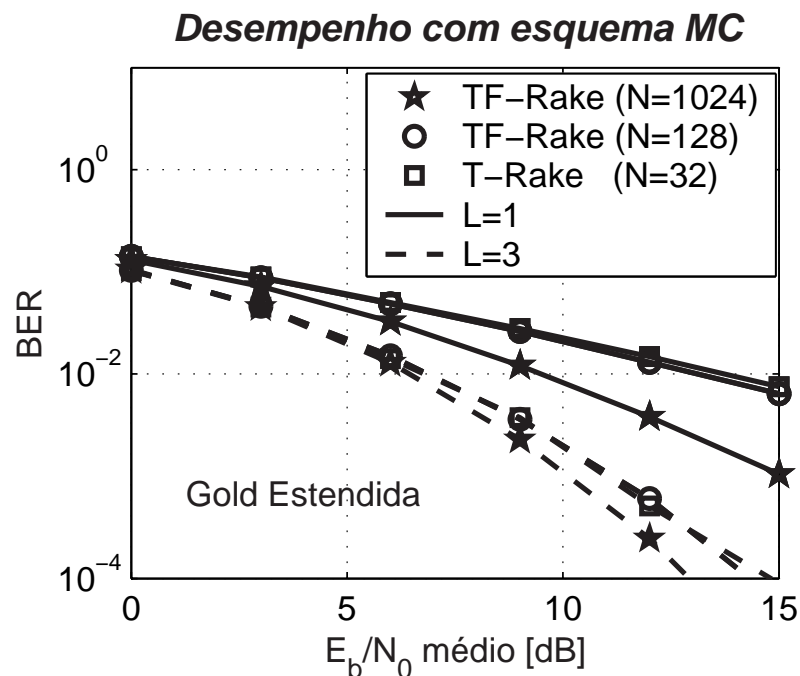


Figura 5.17: Desempenhos médios do T-RAKE e do TF-RAKE associados ao esquema MC, usando-se seqüências de *Gold* estendidas.

Esses desempenhos podem ser comparados também com o do T-RAKE para um período de bit $T_b = 1/9.600 \text{ s}$ e *Gold* estendida de comprimento $N = 32$. O ganho

de desempenho do TF-RAKE com $N = 1.024$ fica bem evidente, enquanto que para $N = 128$ é modesto. O ganho promovido pela diversidade *Doppler* torna-se mais claro para maiores energias do sinal. Com baixos valores de E_b/N_0 , tanto o desvanecimento quanto o ruído aditivo prejudicam a recepção de maneira significativa; para altos valores de E_b/N_0 , prevalece a degradação devida aos desvanecimentos. Assim, técnicas que tratam dos desvanecimentos têm seus ganhos melhor comprovados para maiores valores da relação E_b/N_0 . O ganho alcançado através da diversidade multipercurso é ligeiramente inferior para o TF-RAKE, visto que o número de canais paralelos multiplica-se no caso de canal multipercurso.

Um novo problema que surge consiste na indisponibilidade de seqüências de código típicas (e.g., *Gold* e *Kasami*) para qualquer valor de m_k . Visto que para tais seqüências o período é $N = 2^n - 1$, não se tem ξ_k inteiro para quaisquer dois graus n_1 e n_2 . Dessa maneira, o número de canais paralelos não pode ser arbitrariamente escolhido. Considerando um receptor convencional ou T-RAKE funcionando com uma família de seqüências de período N , a implementação do TF-RAKE será possível através de uma família de seqüência de período N' . Fazendo-se, através do esquema MC, com que o número de canais paralelos seja $m_k = N + 2$, será possível encontrar uma seqüência determinística linear de período $N' = N(N + 2)$ que mantenha a largura de banda do sinal espalhado. A Tabela 5.3 apresenta o número de usuários que podem ser acomodados através desse esquema, com algumas famílias de seqüências³.

Tabela 5.3: Plano de escolha de seqüências para o receptor TF-RAKE associado à transmissão MC.

N	N'	m_k	K_{max}		
			SMC	<i>Gold</i>	<i>Kasami</i> Conj. Gde.
7	63	9	0	7	57
15	255	17	0	15	241
31	1.023	33	1	31	993
63	4.095	65	2	63	4.033

Dessa maneira, simularam-se o T-RAKE e o TF-RAKE novamente, considerando uma taxa de transmissão de bits de 9.600 *bps*, um único usuário e velocidade de deslocamento de 80, 45 *km/h*. No T-RAKE emprega-se uma seqüência SMC de comprimento 31, enquanto que no TF-RAKE utilizam-se 33 canais paralelos, cada qual provido por uma seqüência SMC de comprimento 1.023. Na Figura 5.18 confirma-se o ganho da diversidade *Doppler* para quando um único percurso caracterizar o canal. No entanto, a degradação devida à interferência própria é maior que o ganho de diversidade *Doppler* para o caso de canal multipercurso. Isto porque a correlação cruzada das SMCs

³Salienta-se que, para o esquema proposto, o conjunto pequeno de *Kasami* não acomoda nem mesmo um único usuário.

apresenta valores altos a ponto de tornar crítico o desempenho do TF-RAKE.

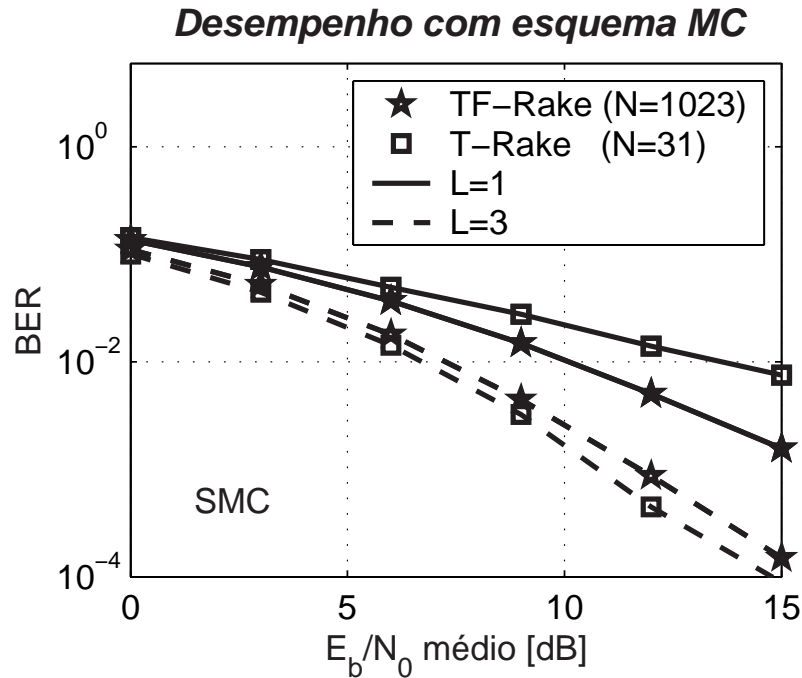


Figura 5.18: Desempenhos médios do T-RAKE e do TF-RAKE associados ao esquema MC, usando-se seqüências SMC.

Através de resultados obtidos com seqüências SMC (Figura 5.18) e de *Gold* (Figura 5.19), mostra-se que uma escolha adequada das seqüências adotadas é crucial para que o ganho da diversidade *Doppler* não seja encoberto pelo aumento da interferência própria.

As simulações feitas para um usuário e m_k canais paralelos servem como uma estimativa pessimista do desempenho do sistema com K usuários, cada um usando m_k^* canais paralelos, desde que $Km_k^* \leq m_k$. De fato, para seqüências aleatórias, o valor absoluto das correlações cruzadas e, portanto, da MAI são menores para quando do não alinhamento dos chips dos usuários [89].

Algoritmos de detecção multiusuário podem ser usados como estratégias eficientes para amenizar o efeito da correlação entre os canais paralelos. Como exemplo, pode-se adicionar uma estrutura PIC (*Parallel Interference Cancellation*) ao sistema simulado, como ilustrado na Figura 5.20.

Obtém-se assim a BER para o TF-RAKE como apresentada na Figura 5.21, considerando três percursos.

Como pode-se notar, o desempenho torna-se melhor que nas mesmas condições anteriores, sem o PIC, visto que a principal fonte de degradação, a interferência própria, foi combatida. No caso do uso da seqüência de *Gold*, a probabilidade de erro de bit,

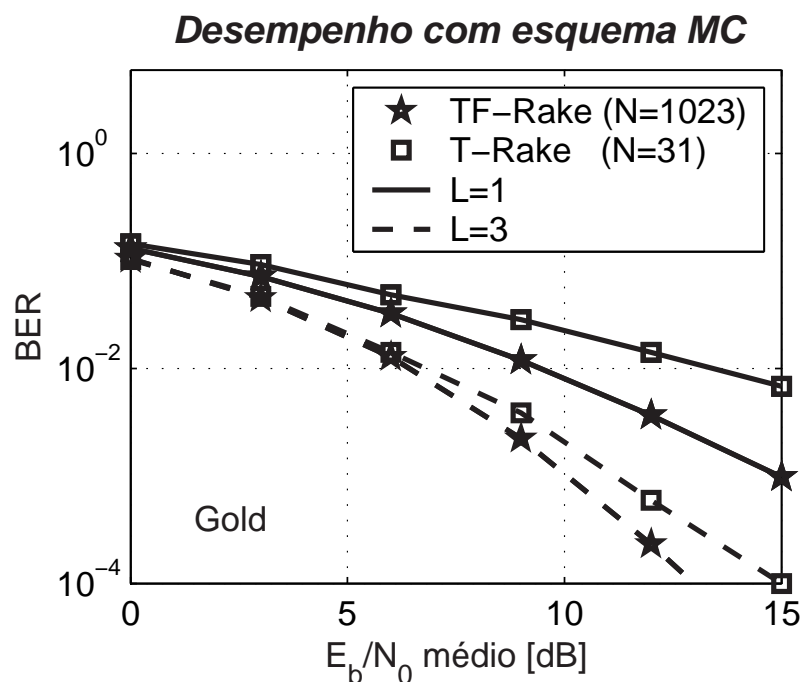


Figura 5.19: Desempenhos médios do T-RAKE e do TF-RAKE associados ao esquema MC, usando-se seqüências de *Gold*.

para $E_b/N_0 = 12 \text{ dB}$, passou de $2,3 \times 10^{-4}$ (Figura 5.19) para $1,0 \times 10^{-4}$. No caso do uso de SMC, a melhoria obtida com o PIC foi mais significativa, levando o desempenho de $8,7 \times 10^{-4}$ (Figura 5.18) para $1,0 \times 10^{-4}$. Assim, com a estrutura PIC, a escolha da seqüência passa a influir menos no desempenho do receptor TF-RAKE.

O desempenho obtido para apenas um dos canais paralelo isolado do TF-RAKE ($m_k = 1$), com seqüência de *Gold* com $N = 1.023$, também é apresentado na Figura 5.21. Dessa maneira, fica evidente a influência isolada da PI na estrutura TF-RAKE associada ao esquema PIC, correspondendo a uma perda na relação E_b/N_0 , para $P_E = 1 \times 10^{-4}$, de cerca de 1 dB , com a seqüência de *Gold* $N = 1.023$, e de mais de 3 dB , com SMC $N = 1.023$. Certamente, a PI se torna mais significativa para baixos ganhos de processamento. Constata-se que o desempenho obtido com o PIC está muito próximo ao da condição em que a PI é nula, ou seja, o cancelamento de interferência realizado foi eficiente.

Com o auxílio das expressões (4.9), (4.10) e (4.22), calcula-se a energia em cada braço de diversidade: para o sub-canal central, a parcela de energia no primeiro, segundo e terceiro percursos é de 30,0%, 25,4% e 21,6%, respectivamente, e em cada um dos adjacentes é de 4,5%, 3,8% e 3,2%. Com isso, calcula-se a probabilidade de erro de bit através de (4.12). Pelo fato de nesta expressão ser desprezada a correlação entre os percursos e sub-canais *Doppler*, o resultado obtido pode ser considerado como um limite inferior de desempenho (LI), como apresentado na Figura 5.21.

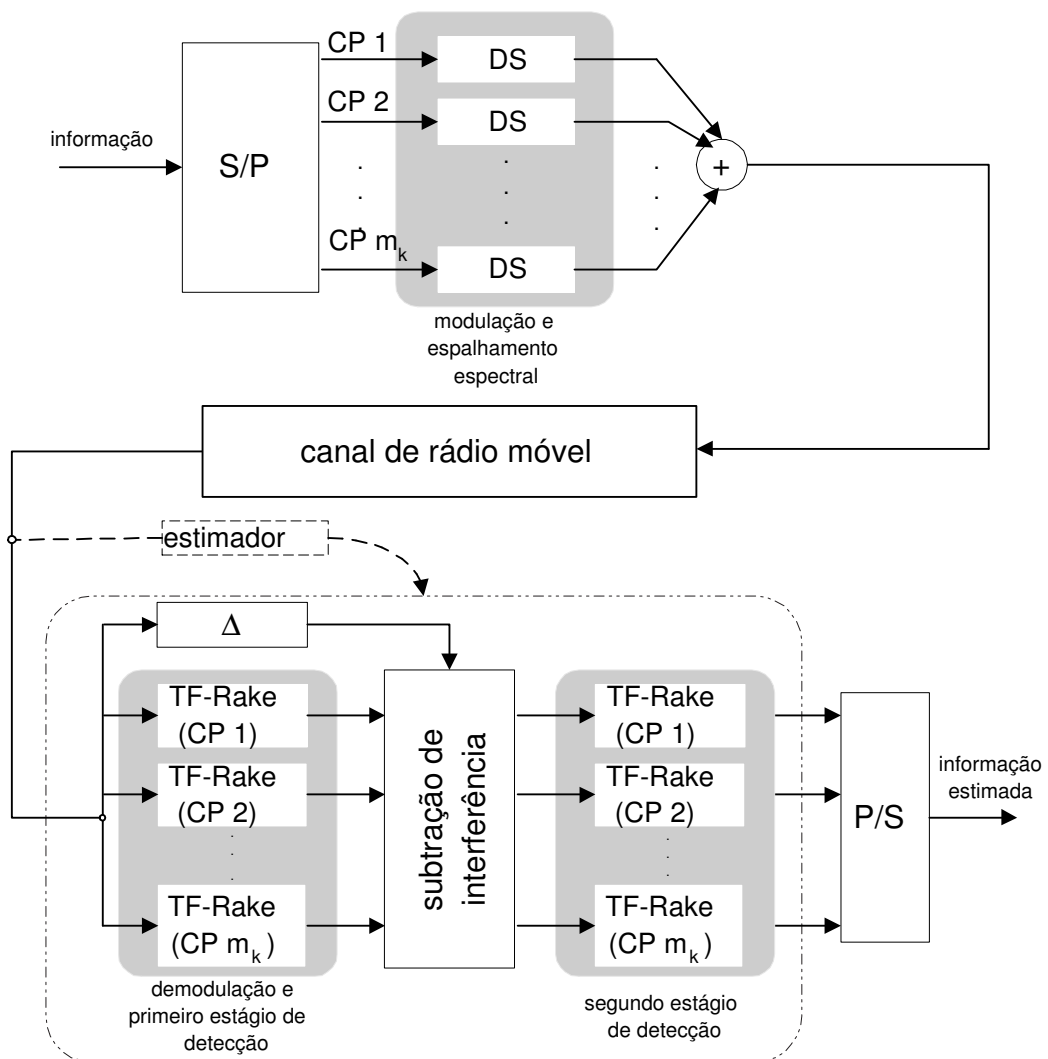


Figura 5.20: Esquema simplificado do transmissor MC e do receptor TF-RAKE associado ao PIC para um determinado usuário.

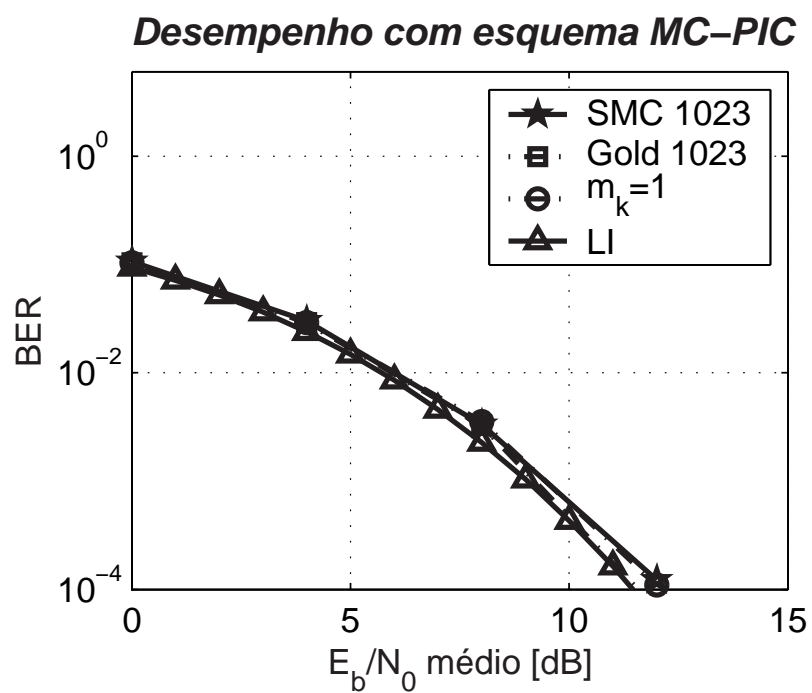


Figura 5.21: Desempenhos médios do TF-RAKE associados ao esquema MC e ao detector PIC.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES

COM A EVOLUÇÃO dos sistemas de comunicação móveis, o serviço de voz dá espaço a vários outros, como *e-mail*, fotos e vídeo. Assim, os sistemas das próximas gerações deverão suprir as mais variadas aplicações multimídias, satisfazendo cada um dos requisitos de qualidade. Entretanto, isso não consiste numa tarefa simples, sobretudo, devido aos problemas de canal e de múltiplo acesso.

Na literatura, o combate aos desvanecimentos do canal e à MAI são as principais frentes de pesquisa para que se obtenha uma probabilidade de erro de bit aceitável. Para o combate à MAI é conveniente considerar algoritmos de detecção multiusuário, enquanto que, para tratar os desvanecimentos, é usual lançar mão das técnicas de diversidade. Nesta dissertação, deu-se enfoque ao estudo das técnicas de diversidade, mais especificamente, a diversidade *Doppler*.

A diversidade *Doppler* é inerente ao desvio *Doppler* normalizado, podendo ser explorada por meio de processamento digital, por exemplo, com o uso da STFT. A diversidade *Doppler* pode ser explorada em conjunto com outras formas de diversidade, funcionando como uma dimensão adicional quando da disponibilização de réplicas independentemente desvanecidas.

Como mostrado, a STFT pode ser incorporada ao desespalhamento espectral de maneira simples, dando origem ao receptor TF-RAKE. Assim como o T-RAKE, o TF-RAKE não se mostra robusto à interferência de múltiplo acesso. Sua estrutura é típica de uma detecção em canal não-compartilhado, em que a eliminação ou mesmo a redução da MAI não é buscada. A degradação em ambos receptores é tão mais severa quanto mais rápido o canal se caracterizar, já que nessa situação as propriedades de correlação cruzada das seqüências típicas são pioradas. De fato, a ativação da diversidade *Doppler* visa a redução tão somente do problema de desvanecimentos no canal.

A complexidade computacional do TF-RAKE cresce de um fator $2S + 1$. Esse fator pode ser qualquer positivo ímpar, sendo mais comum um fator de três vezes, entretanto, podendo facilmente obter-se sete ou nove por meio de um processamento digital adequado. Esse aumento na complexidade faz com que a implementação do TF-RAKE seja mais aceitável no enlace reverso, onde tanto o poder computacional quanto o consumo de energia são menos restritos.

Considerando-se que na diversidade *Doppler* não há problemas semelhantes aos do sincronismo na diversidade multipercurso, a implementação do F-RAKE torna-se atraente, com ganhos de desempenho expressivos, sobretudo, para canais com um único percurso. O aumento do ganho promovido através do TF-RAKE pode ser conseguido através de maiores valores de desvio *Doppler* normalizado, visto que o aproveitamento da diversidade *Doppler* é função da energia em cada braço de diversidade. De fato, uma melhor exploração da diversidade *Doppler* é realizada com o aumento da janela da STFT, fazendo com que o canal se torne (em termos relativos a T_b) mais rápido. Além disso, os ganhos podem ser maiores para aplicações mais exigentes em termos de probabilidade de erro.

Todavia, o simples aumento da janela da STFT, atrelada ao período de símbolo, traz a limitação da taxa de transmissão e da diversidade multipercurso. Em muitas aplicações, essas limitações podem ser problemáticas. A solução encontrada consiste no emprego de seqüências de código maiores, resolvendo o problema da redução da diversidade multipercurso. Entretanto, para tanto é necessário se dispor de circuitos de sincronismo mais rápidos.

Numa extensão dessa solução, o aumento na janela da STFT é acompanhado de uma transmissão paralela de bits por meio do esquema MC, mantendo assim taxas mais altas de transmissão. Esse esquema tem como principal ponto negativo, o aumento da interferência. Além do mais, o esquema fica limitado a algumas famílias de código, como por exemplo, *Gold* e conjunto grande de *Kasami*. As seqüências SMC são capazes de acomodar muito poucos usuários e, para alguns valores de ganho de processamento, nenhum. Neste mesmo quesito, o conjunto pequeno de *Kasami* é inusual.

Mesmo assim, com seqüências de código apropriadas, o desempenho do TF-RAKE associado ao MC mostra-se superior ao do T-RAKE. Essa superioridade torna-se incondicional quando se aplica um algoritmo de cancelamento de interferência, no caso, a interferência própria do usuário existente entre seus canais paralelos.

De uma maneira geral, a diversidade TF-RAKE mostrou-se atraente, podendo fornecer um ganho significativo mesmo para canais lentos. O ganho pode ser maior em aplicações onde o canal seja muito rápido ou que não se disponham de múltiplos percursos.

Nesta dissertação, investigaram-se a diversidade *Doppler* e o receptor TF-RAKE, utilizando-se de teorias bem estabelecidas e de simulações computacionais para a obtenção de resultados experimentais. Muito há de ser estudado sobre o tema, sendo sugeridas as seguintes direções para trabalhos futuros:

- investigação da versão não-coerente do TF-RAKE;
- investigação de seqüências de espalhamento e esquemas de codificação apropriados para canais com desvanecimentos rápidos;
- caracterização das funções de correlação para o canal transformado pela STFT;
- estudo de novas funções de janelamento para a STFT ou mesmo de outras transformadas;
- estudo de circuitos estimadores para o canal em sua representação tempo-frequência;
- avaliação da qualidade de aplicações multimídias.

Até o momento, esta dissertação deu origem às seguintes publicações: [73], [74] e [78].

ANEXO A

AMOSTRAGEM E TRUNCAMENTO

A realização de sistemas digitais para o processamento de sinais contínuos traz algumas considerações a serem incorporadas a tais projetos. Primeiramente, é necessário que o sinal contínuo seja amostrado de maneira que possa ser armazenado em dispositivos de memória digitais e, segundo, o sinal deve ser truncado, já que para que se obtenha alguma resposta ou resultado estará se determinando os instantes inicial e final no processo. Muito difundido nas telecomunicações [11, 54] e no processamento de sinais [53, 71], o teorema da amostragem [41, 40] estabelece critérios para a reconstrução de um sinal tomando como base informações após sua amostragem e truncamento. A frequência da amostragem do sinal deve respeitar um valor mínimo para que, posteriormente, tais amostras possam ser aproveitadas quando da recuperação do sinal com o auxílio de um filtro. De forma análoga, a janela de observação deve respeitar uma duração mínima.

A seguir são apresentadas, de maneira sucinta, as versões do teorema da amostragem essenciais para este trabalho. As provas matemáticas estão disponibilizadas em inúmeras obras, podendo, como exemplo, dar destaque à referência [45]. Ademais, a literatura coleciona há décadas textos que discutem desde as origens [42] do teorema da amostragem quanto algumas de suas peculiaridades [43, 44].

A.1 Amostragem temporal

Considere um sinal $d(t)$ com espectro de banda limitada a W . Da amostragem do sinal à taxa f_s , obtém-se sua versão amostrada $\bar{d}(t)$:

$$\bar{d}(t) = \sum_n d\left(\frac{n}{f_s}\right) \delta\left(t - \frac{n}{f_s}\right) \quad (\text{A.1})$$

cujo espectro, $\bar{D}(f)$, consiste de $D(f)$ repetido a períodos de f_s (Figura A.1):

$$\bar{D}(f) = f_s \sum_n D(f - nf_s) \quad (\text{A.2})$$

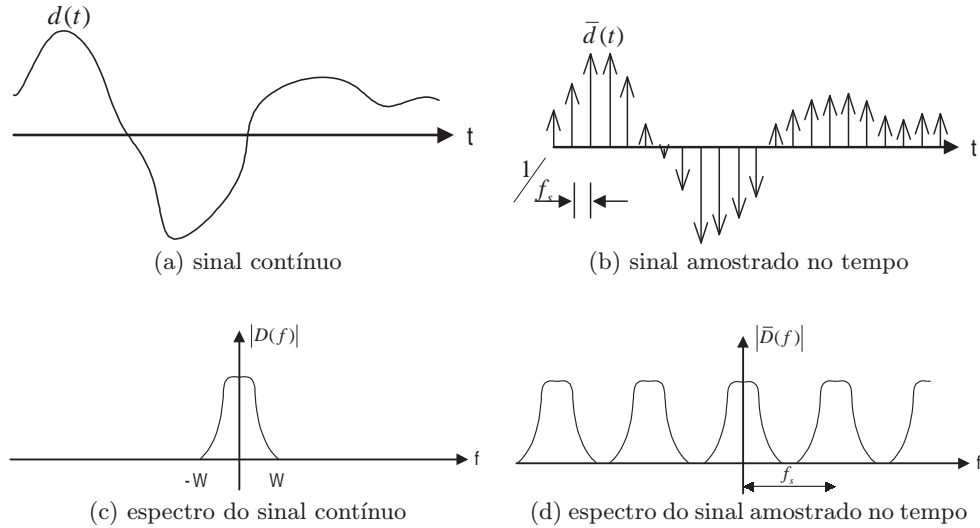


Figura A.1: Ilustração do efeito da amostragem temporal.

O sinal $d(t)$ pode então ser reconstruído a partir de $\bar{d}(t)$. Para tanto, basta passar o sinal $\bar{d}(t)$ por um filtro passa-baixas ideal com largura de banda W . No domínio da frequência, observa-se um sinal resultante cujo espectro é idêntico a $D(f)$; no tempo, verifica-se uma interpolação dos valores amostrais de $\bar{d}(t)$ a tal ponto de se obter um sinal idêntico a $d(t)$. Para que tal procedimento assim valha, restringe-se $f_s > 2W$ de modo que se garanta que as parcelas de $\bar{D}(f)$, $D(f - nf_s)$ sendo $n \in \mathbb{N}$, não estejam sobrepostas.

O teorema da amostragem temporal de um sinal banda-passante [40] é uma extensão daquele para sinais banda-base, podendo ser enunciado conforme em [11].

Teorema da Amostragem Temporal: *seja um sinal banda-passante ilimitado no tempo, ocupando uma banda finita W . Seu equivalente banda-base, $d(t)$, tem a banda limitada por $|f| \leq W/2$. Então, o sinal $d(t)$ pode ser univocamente representado como uma composição apenas de amostras suas uniformemente espaçadas de $1/W$,*

$$d(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d\left(\frac{n}{W}\right) \frac{\text{sen}\left[\pi W\left(t - \frac{n}{W}\right)\right]}{\pi W\left(t - \frac{n}{W}\right)} \quad (\text{A.3})$$

A taxa de amostragem $f_N = 2W$ é a mínima requerida para uma posterior reconstrução do sinal, e é denominada de *freqüência de Nyquist*. Filtros práticos fazem com que a taxa de amostragem necessária seja maior que a freqüência de *Nyquist*, de

modo que pelo filtro não passe nem mesmo parte das parcelas $D(f - nf_s)$ sendo $n \forall \mathbb{N}^*$. Quando os filtros não proporcionam tal desempenho, ou mesmo quando a banda de $d(t)$ excede $W/2$, implica numa sobreposição das parcelas de $\bar{D}(f)$, e, portanto, segundo o Teorema da Amostragem Temporal (A.3), impossibilita a reconstituição de $d(t)$ a partir de $\bar{d}(t)$.

A.2 Amostragem espectral

Mais conhecido no meio acadêmico, o Teorema da Amostragem no domínio do tempo (A.3) está presente em grande parte de projetos de sistemas digitais que processam sinais contínuos. Nesse teorema afirma-se ser possível reconstruir um sinal contínuo utilizando apenas amostras deste, e que essas amostras devem ser uniformemente tomadas no tempo a uma taxa de pelo menos o dobro da largura de banda do sinal.

O teorema dual da amostragem temporal é o da amostragem espectral. Este teorema se aplica a sinais limitados no tempo (sinais truncados), afirmando que o espectro do sinal truncado num período T pode ser reconstruído a partir de amostras desse espectro tomadas a intervalos menores que o inverso da largura do sinal, $1/T$.

Em analogia à ilustração da amostragem temporal, Figura A.1, a Figura A.2 ilustra a amostragem espectral. Pode-se observar um sinal com largura T [Figura A.2(a)] e seu espectro [Figura A.2(c)], em contraste ao sinal resultante [Figura A.2(b)] da amostragem do espectro do sinal truncado [Figura A.2(d)].

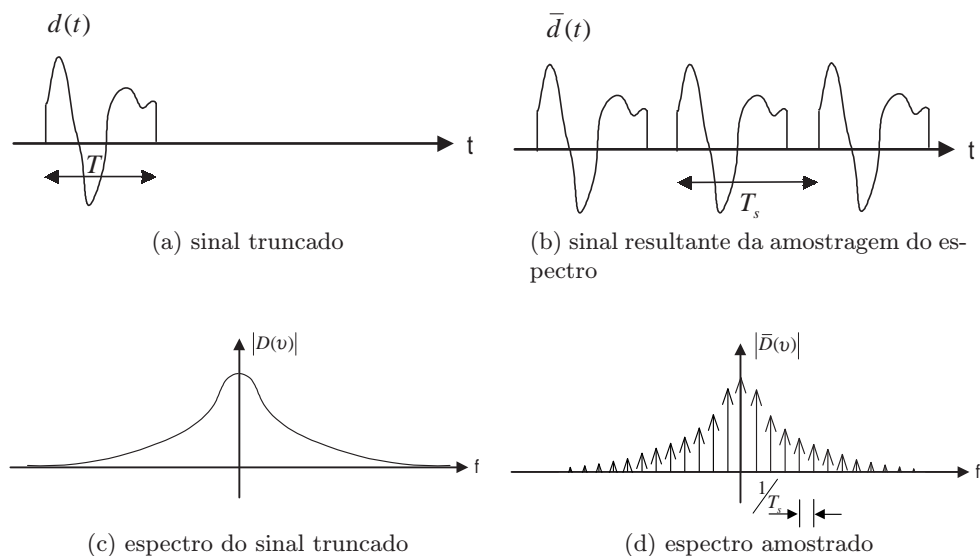


Figura A.2: Ilustração do efeito da amostragem espectral.

O sinal resultante da amostragem espectral a $1/T_s$, $\bar{d}(t)$, consiste numa repetição

periódica do sinal truncado, $\bar{d}(t)$, podendo então relacioná-los por:

$$\bar{d}(t) = \frac{1}{T_s} \sum_n D(nv) e^{jn2\pi t/T_s} \quad (\text{A.4})$$

O teorema da amostragem espectral pode ser enunciado em analogia ao da amostragem temporal [45].

Teorema da Amostragem Espectral: seja $d(t)$ um sinal ilimitado na frequência, presente apenas durante uma janela de tempo finita de $-T/2$ a $T/2$. Então, $D(v)$ pode ser univocamente representado como uma composição apenas de amostras suas uniformemente espaçadas de $1/T$,

$$D(v) = 2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} D\left(\frac{n}{T}\right) \frac{\text{sen} \left[\frac{1}{2}(vT - n) \right]}{vT - n} \quad (\text{A.5})$$

O espectro $D(v)$ pode então ser reconstruído a partir de $\bar{D}(v)$. Para tanto, basta passar $\bar{d}(t)$ através de uma janela temporal com largura T . O espaçamento espectral das amostras de $1/T$ é o máximo permitido para uma posterior reconstrução do espectro. Isso significa que o sinal resultante da amostragem não terá suas parcelas de repetição de $d(t)$ sobrepostas. Em analogia à amostragem temporal, a amostragem espectral deve ser realizada fazendo-se $T_s > T$.

ANEXO B

TRANSFORMADA DE FOURIER JANELADA

Os domínios do tempo e da frequência constituem-se em alternativas importantes de análise de um sinal. É através desses domínios que se torna possível analisar de forma clara, por exemplo, o espalhamento espectral num sistema DS-CDMA, a banda de guarda em versões multiportadoras, assim como muitos outros aspectos de sistemas CDMA. Foi justamente lançando-se mão desse recurso que o canal de rádio móvel foi caracterizado neste trabalho. Um outro exemplo da versatilidade em relacionar tempo e frequência é a relação de dualidade que se pode estabelecer entre os sistemas DS-CDMA e MC-CDMA (*Multi-Carrier Code Division Multiple Access*): a seletividade em frequência produz o mesmo efeito num sistema MC-CDMA que a variação temporal num sistema DS-CDMA, e vice-versa [90].

Há diversas ferramentas analíticas úteis para a representação de sinais tanto no domínio do tempo quanto no da frequência. A transformada de *Fourier* e sua inversa permitem a passagem de um domínio a outro [45, 71], no entanto, não permitem uma combinação dos dois domínios. Uma análise conjunta nos dois domínios é útil quando da representação do comportamento temporal do espectro de um sinal: (a) revelando as componentes espectrais presentes a cada pequeno intervalo de tempo; e (b) descrevendo a evolução de cada uma dessas componentes.

B.1 STFT Análise

De uma maneira geral, a análise tempo-frequência consiste numa combinação das análises no domínio do tempo e no domínio da frequência, indicando as componentes espectrais num eixo e os instantes de tempo no outro (formando assim um plano tempo-frequência). Como exemplo, pode-se imaginar a saída de um oscilador senoidal

controlado por tensão [Figura B.1(b)], vco (*Voltage Controlled Oscillator*), em resposta a um sinal triangular [Figura B.1(a)]. O cálculo da STFT [Figura B.1(c)] mostra o comportamento das componentes em frequência do sinal à saída do vco como uma função do tempo¹.

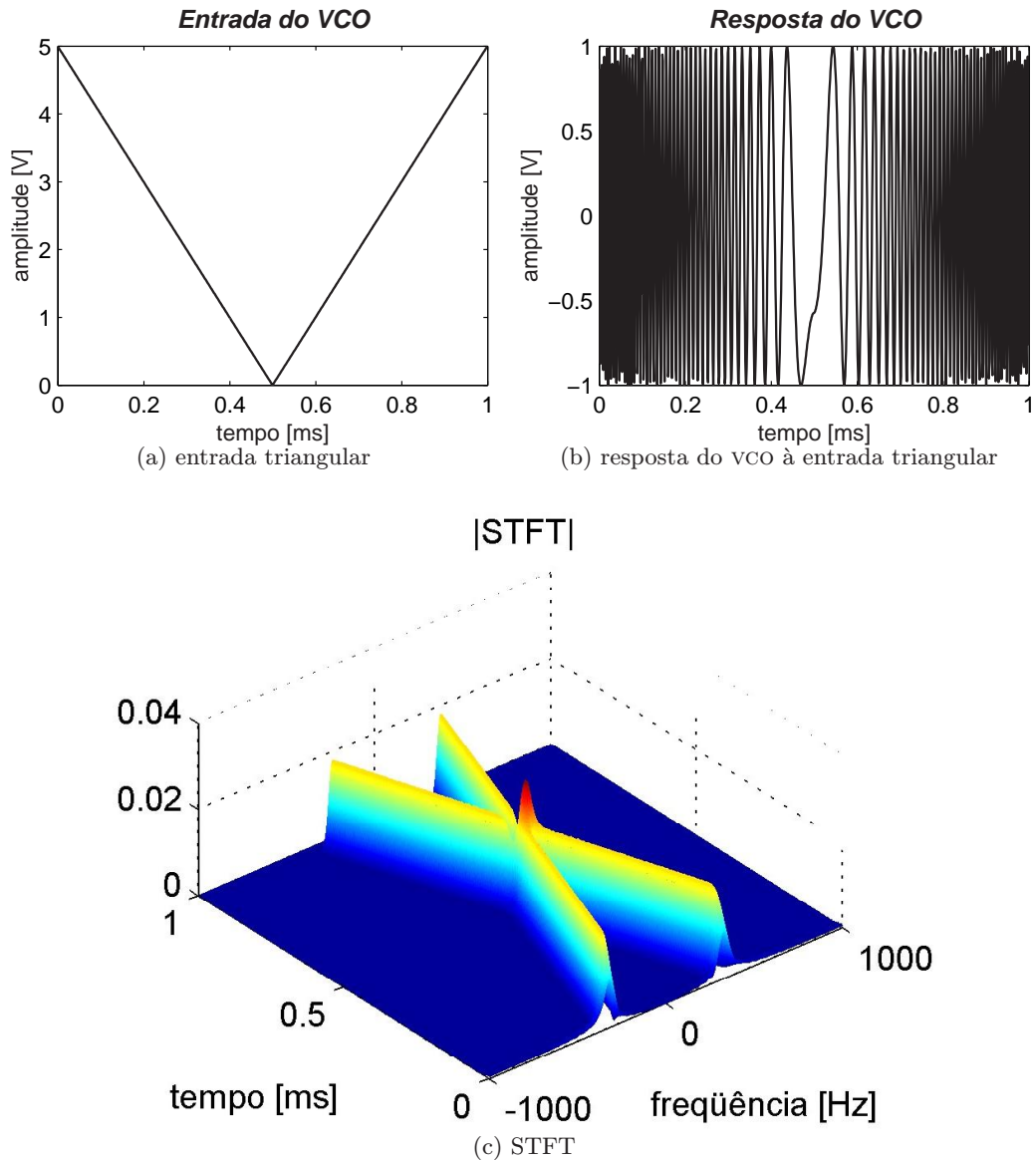


Figura B.1: A resposta do vco como um exemplo de sinal com frequência variante no tempo.

Nesse exemplo, a representação tempo-frequência é muito simples, acusando uma única componente espectral para cada instante de tempo, de tal sorte, que o mesmo resultado obtido da STFT pode ser obtido por meio da observação do resultado acusado

¹Empregou-se janelamento de *Hamming* de comprimento 81 deslizando sobre o conjunto de 1.000 amostras da resposta do vco. A janela de *Hamming* é definida por:

$$w[n] = 0,54 - 0,46 \cos \left[\frac{2\pi n}{N-1} \right], \quad 0 \leq n < N-1 \quad (\text{B.1})$$

por um freqüencímetro ideal durante o mesmo intervalo de tempo. Todavia, pode-se ter diversas componentes espectrais a cada instante, quando a representação sobre o plano tempo-freqüência não consiste mais numa tarefa tão imediata. Ferramentas analíticas especiais podem ser utilizadas para auxiliar na tarefa, como por exemplo, as transformadas de *Fourier* janelada e *Wavelet*. Quando da análise tempo-freqüência, esta dissertação restringiu-se tão somente ao uso da transformada de *Fourier* janelada, denominada simplesmente de STFT. O texto de Hlawatsch & Boudreaux-Bartels [37] é um tutorial apropriado acerca da representação de sinais sobre o plano tempo-freqüência. O livro editado por Boashash [91] explana de uma maneira ampla vários tópicos concernentes à análise tempo-freqüência.

A STFT de $x(t)$ sobre uma janela de análise γ é definida como:

$$\text{STFT}_x^\gamma(t; f) \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} x(t')\gamma^*(t' - t)e^{-j2\pi ft'} dt' \quad (\text{B.2})$$

Num instante t qualquer, a STFT é simplesmente a transformada de *Fourier* do sinal $x(t')$ sob uma janela de análise (ou de observação) descrita através de uma função analítica $\gamma(t' - t)$, centrada em t . Essa janela evidencia um determinado intervalo de tempo na observação do sinal. Assim, o resultado obtido da aplicação da STFT pode ser interpretado como o espectro local (em t) do sinal $x(t')$. De forma análoga, a STFT pode ser vista como a transformada inversa de *Fourier* do espectro janelado $X(f)\Gamma^*(f' - f)$ em que a janela espectral $\Gamma(f)$ é simplesmente a transformada de *Fourier* da janela temporal $\gamma(t)$.

O espectrograma é uma ferramenta de análise tempo-freqüência quadrática do sinal, definido por [92, 37]:

$$\text{SPEC}_x^\gamma(t; f) \triangleq |\text{STFT}_x^\gamma(t; f)|^2 \quad (\text{B.3})$$

O espectrograma pode ser facilmente representado visto o fato de seu contradomínio restringir-se ao corpo dos números reais não-negativos. Algumas propriedades do espectrograma estão resumidas na Tabela B.1 [37] considerando uma janela de análise $\gamma(t)$.

A energia do sinal num dado instante pode ser calculada por [37, 92]:

$$|s(t)|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \text{SPEC}_x^\gamma(t; f) df$$

a uma dada freqüência, por:

$$|S(f)|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \text{SPEC}_x^\gamma(t; f) dt$$

Tabela B.1: Algumas propriedades do espectrograma.

propriedade	senal, $\mathbf{x}(t)$	espectrograma, $\text{SPEC}_x^\gamma(\mathbf{t}; \mathbf{f})$
<i>atraso temporal</i>	$x(t - t_0)$	$\text{SPEC}_x^\gamma(t - t_0; f)$
<i>desvio de frequência</i>	$x(t)e^{j2\pi f_0 t}$	$\text{SPEC}_x^\gamma(t; f - f_0)$
<i>mudança de escala</i>	$\sqrt{ a }x(at), a \neq 0$	$\text{SPEC}_x^\gamma\left(at, \frac{f}{a}\right)$
<i>multiplicação</i>	$h(t)x(t)$	$\int \text{SPEC}_h^\gamma(t; f - f')\text{SPEC}_x^\gamma(t; f')dt'$
<i>convolução</i>	$h(t) * x(t)$	$\int \text{SPEC}_h^\gamma(t - t'; f)\text{SPEC}_x^\gamma(t'; f)dt'$
<i>superposição quadrática</i>	$c_1x_1(t) + c_2x_2(t)$	$ c_1 ^2\text{SPEC}_{x_1}^\gamma(t; f) + c_2 ^2\text{SPEC}_{x_2}^\gamma(t; f) + c_1c_2^*\text{SPEC}_{x_1, x_2}^\gamma(t; f) + c_2c_1^*\text{SPEC}_{x_2, x_1}^\gamma(t; f)$
<i>transformada de Fourier</i>	$\sqrt{ c }X(ct), c \neq 0$	$\text{SPEC}_x^\gamma\left(\frac{-f}{c}, ct\right)$

e a total por:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \text{SPEC}_x^\gamma(t; f) dt df$$

Como a STFT no instante t corresponde ao espectro do sinal $x(t')$ janelado por $\gamma^*(t' - t)$, todo intervalo do sinal localizado dentro da janela centrada em t se refere ao instante t da STFT. Assim, para que se tenha uma melhor resolução temporal da STFT é necessário encurtar o intervalo da janela $\gamma^*(t')$. De maneira análoga, a STFT na frequência f se refere à faixa de frequências do sinal $X(f)$ compreendido na janela $\Gamma^*(f' - f)$. Assim, de maneira análoga à resolução temporal, uma boa resolução na frequência é conseguida com bandas estreitas para $\Gamma^*(f' - f)$.

Entretanto, o princípio da incerteza da análise tempo-frequência [93, 91] proíbe a existência de janelas de curtas duração e banda. Logo, inerentemente, a resolução em representação conjunta tempo-frequência da STFT fica limitada, valendo então um compromisso em que uma melhoria na resolução temporal pode ser obtida, contudo, às custas de uma piora na resolução em frequência, e vice-versa.

Têm-se, portanto, dois casos extremos:

- (i) **resolução temporal ideal:** o intervalo da janela tende a um instante de observação, $\gamma(t' - t) \rightarrow \delta(t' - t)$, sendo capaz de discernir entre dois instantes infinitesimalmente próximos, proporcionando assim a melhor resolução temporal. Por outro lado, na frequência, a janela é uma constante, não proporcionando qualquer resolução nesse domínio.
- (ii) **resolução espectral ideal:** a banda da janela tende a uma única componente em frequência, $\Gamma(f' - f) \rightarrow \delta(f' - f)$, sendo capaz de discernir entre dois tons infinitesimalmente próximos, proporcionando assim a melhor resolução na frequência. Por outro lado, no tempo, a janela é uma constante, não proporcionando qualquer resolução nesse domínio.

Além do compromisso entre resoluções temporal e espectral, a STFT apresenta uma outra limitação [92]: a janela de análise tem formato fixo. Conforme o sinal analisado, há uma janela de observação mais apropriada de modo a permitir uma melhor resolução do espectrograma. Dessa maneira, se as características do sinal mudam muito com o tempo a tal ponto de existirem distintas janelas apropriadas para distintos instantes, uma mesma janela de análise não será capaz de permitir uma boa resolução por todo o espectrograma.

B.2 STFT Síntese

Em termos gerais, a STFT consiste numa ferramenta analítica que permite representar um determinado sinal sobre o plano tempo-freqüência. Admitindo que o sinal $x(t)$ tenha energia finita e

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(t)\gamma^*(t)dt = 1 \quad (\text{B.4})$$

esse sinal pode ser sintetizado através de sua STFT e de uma janela de síntese $g(t)$ [37]:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \text{STFT}_x^\gamma(t'; f')g(t - t')e^{j2\pi f't}dt' df' \quad (\text{B.5})$$

Para a janela de análise $\gamma(t)$ há inúmeras janelas de síntese $g(t)$ que satisfazem (B.4), e, portanto, podem ser usadas em (B.5), incluindo $g(t) = \gamma(t)$, com $\gamma(t)$ devidamente normalizada.

B.3 STFT Discreta

Para a aplicação da STFT em casos práticos, faz-se necessária a discretização do plano tempo-freqüência. Admitindo intervalos de amostragem ΔT e ΔF nos domínios do tempo e da freqüência, respectivamente, ter-se-á a amostragem da STFT (B.2) formando uma grade de pontos equidistantes $(m\Delta T, n\Delta F)$, sendo m e n números inteiros.

O par de análise e síntese da STFT discreta será dado por

$$\text{STFT}_x^\gamma(m\Delta T, n\Delta F) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t')\gamma^*(t' - m\Delta T)e^{-j2\pi n\Delta F t'} dt' \quad (\text{B.6a})$$

$$x(t) = \sum_m \sum_n \text{STFT}_x^\gamma(m\Delta T, n\Delta F)g(t - m\Delta T)e^{j2\pi n\Delta F t} \quad (\text{B.6b})$$

Para tanto, os intervalos de amostragem e as janelas de análise e síntese devem

ser escolhidos tais que [37]:

$$\frac{1}{\Delta F} \sum_m g \left(t + n \frac{1}{\Delta F} - m\Delta T \right) \gamma^*(t - m\Delta T) = \delta(n) \quad (\text{B.7})$$

para todo t ; com

$$\delta(k) \triangleq \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases}$$

B.4 STFT discreta em tempo discreto

Uma maneira de se reescrever a eq. (B.2) consiste em simplificar os limites da integral conforme os extremos de uma dada janela de análise $\gamma(t)$ com duração T :

$$\begin{aligned} \text{STFT}_x^\gamma(t; f) &= \int_{t-T/2}^{t+T/2} x(t') \gamma^*(t' - t) e^{-j2\pi f t'} dt' \\ &= \int_0^T x(t' + t - T/2) \gamma^*(t' - T/2) e^{-j2\pi f (t' + t - T/2)} dt' \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

A expressão B.8 é integrável segundo *Riemann*, podendo, portanto, ser aproximada pela soma de uma série de áreas de retângulos, cada um com base Δt e altura dada por uma certa amostra da função. Ou seja, para $\Delta T = T_c$ tem-se:

$$\begin{aligned} \text{STFT}_x^\gamma \left(mT_c, \frac{n}{T} \right) &\approx T_c \sum_{i=0}^{N-1} x \left[\left(m + i \right) T_c - \frac{T}{2} \right] \gamma^* \left(i T_c - \frac{T}{2} \right) \\ &\quad \cdot e^{-j2\pi \left[\left(m + i \right) T_c - \frac{T}{2} \right] \frac{n}{T}} \\ &\approx T_c \sum_{i=0}^{N-1} x \left[\left(m + i - \frac{N}{2} \right) \frac{T}{N} \right] \gamma^* \left[\left(i - \frac{N}{2} \right) \frac{T}{N} \right] \\ &\quad \cdot e^{-j2\pi \left(m + i - \frac{N}{2} \right) \frac{n}{N}} \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

A expressão pode ser reescrita de forma a aproveitar algoritmos bem estabelecidos no processamento digital, tais como as versões discretas da *Transformada de Fourier*. Dentre essas, uma maneira de reescrever a STFT discreta é dada por:

$$\text{STFT}_x^\gamma \left(mT_c, \frac{n}{T} \right) \approx T_c e^{-j2\pi \frac{\left(m - \frac{N}{2} \right) n}{N}} \text{DFT}_n \left\{ \mathbf{x}^{\left(m - \frac{N}{2} \right)} \gamma^* \left(-\frac{N}{2} \right) \right\} \quad (\text{B.10})$$

onde DFT é a *Transformada Discreta de Fourier*. O cálculo da k -ésima raia da DFT é definido por:

$$\text{DFT}_k \{x\} \triangleq \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{x}^{(i)} e^{-j2\pi \frac{ik}{N}} \quad (\text{B.11})$$

onde a representação discreta do sinal de entrada é dada por $\mathbf{x}^{(i)} = x(iT_c)$, sendo o espaçamento entre as amostras de T_c .

Nessa concepção, os termos de frequências positivas da STFT discreta são dados para n inteiro compreendido em $0 \leq n < S$; enquanto que para o intervalo $S \leq n < D$ obtém-se as componentes negativas. Notar que, além da DFT, é possível usar também a FFT, trazendo maior rapidez aos cálculos, entretanto, restringindo para aplicações em que N seja potência de 2.

B.4.1 Aplicação a processos estocásticos

Alguns cuidados devem ser tomados quando do uso da análise de *Fourier* para processos estocásticos. A transformada de *Fourier* resultará num novo processo estocástico que, para certos casos, poderá ser facilmente caracterizado.

Considerando um processo estocástico $x(t)$ estacionário em sentido amplo, tem-se que qualquer de suas trajetórias não é de quadrado integrável e, portanto, não se pode definir a transformada de *Fourier* para esse processo. Além disso, a trajetória não é periódica, assim, nem mesmo a série de *Fourier* pode ser calculada.

Entretanto, a transformada de *Fourier* pode ser definida caso seja tomado um trecho do processo [94], i.e., trabalhando-se com transformadas janeladas no tempo. A média quadrática das transformações de *Fourier* de todas trajetórias do processo janelado resulta na densidade espectral (ou simplesmente espectro) deste, que, por sua vez, corresponde à transformada de *Fourier* de sua função de auto-correlação [11].

A DFT de uma variável aleatória real com distribuição normal resulta numa nova variável aleatória com distribuição normal para $k = \{0, S\}$, ou com distribuição normal complexa para os demais valores inteiro de k [94]. Assim, calculando-se a DFT de uma variável aleatória com distribuição normal complexa resulta numa nova variável aleatória também com distribuição normal complexa.

A seguir estão ilustrados os histogramas de x (Figura B.2), uma variável aleatória real com distribuição normal de média 5 e variância 1, tomadas 100.000 amostras, e de três componentes em frequência obtidas do cálculo da DFT sobre 10 amostras (Figura B.3). Na Figura B.4 estão ilustrados os histogramas do módulo, fase, partes real e imaginária de x , uma variável aleatória com distribuição normal complexa de média $5 - j3$ e variância $1 + j$, tomadas 100.000 amostras, e de três componentes em frequência obtidas do cálculo da DFT sobre 10 amostras (Figura B.5).

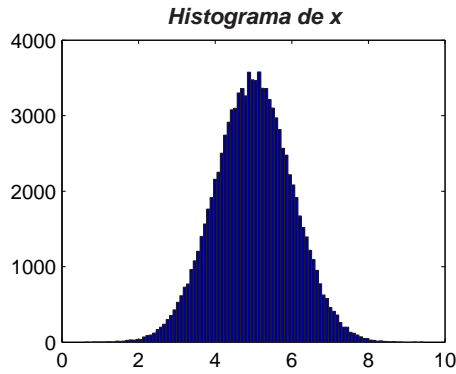


Figura B.2: Histogramas sobre 100.000 amostras de uma variável aleatória real com distribuição normal com média 5 e variância unitária.

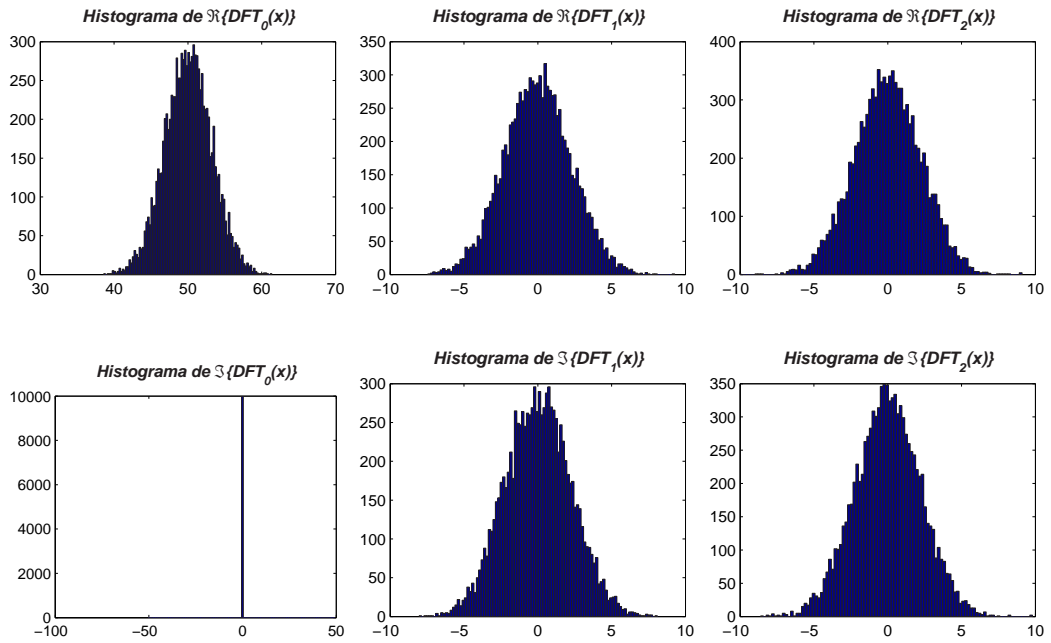


Figura B.3: Histogramas de algumas componentes em frequência da DFT de comprimento 10 sobre 100.000 amostras de uma variável aleatória real com distribuição normal com média 5 e variância unitária.

A média de cada componente em frequência calculada pela DFT é dada por:

$$\overline{\text{DFT}}_k \{x\} = \begin{cases} N\bar{x}, & k = 0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases} \quad (\text{B.12})$$

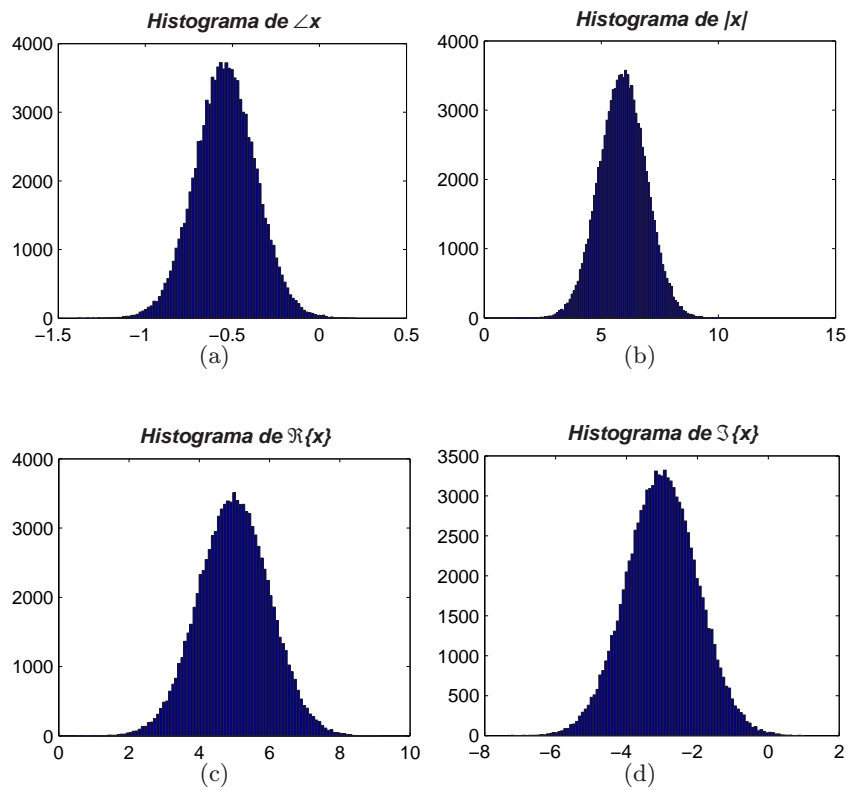


Figura B.4: Histogramas da fase (a), do módulo (b) e das partes real (c) e imaginária (d) sobre 100.000 amostras de uma variável aleatória com distribuição normal complexa com média $5 - j3$ e variância $1 + j$.

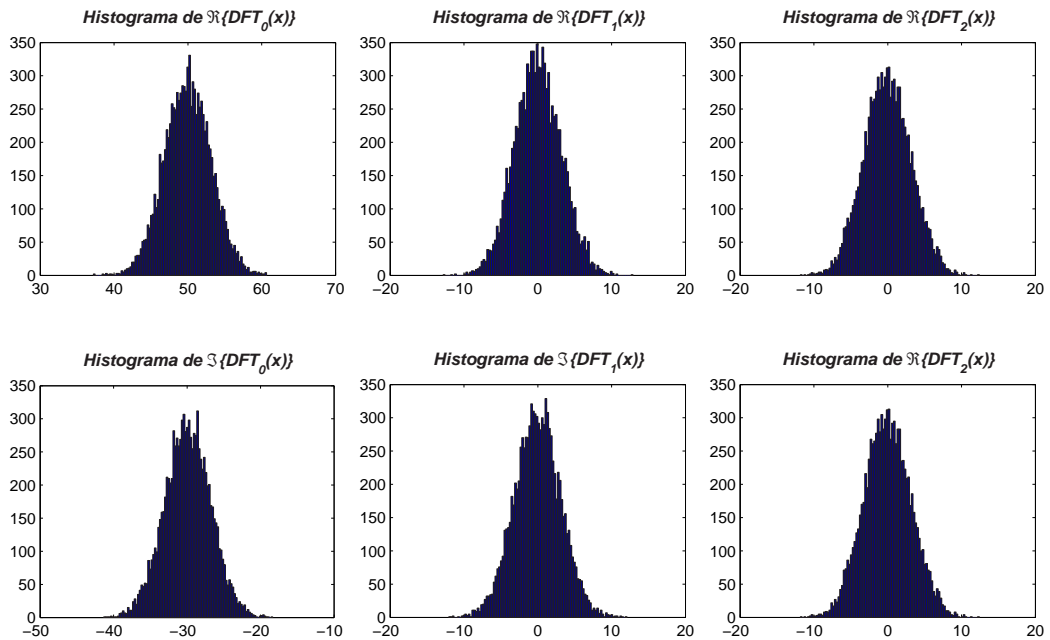


Figura B.5: Histogramas de algumas componentes em frequência da DFT de comprimento 10 sobre 100.000 amostras de uma variável aleatória com distribuição normal complexa com média $5 - j3$ e variância $1 + j$.

ANEXO C

CANCELAMENTO DE INTERFERÊNCIA

A MAI pode ser combatida por meio das mais diversas técnicas. A escolha de seqüências de espalhamento com muito boas propriedades de correlação cruzada é uma das soluções, talvez a mais direta, mas longe de ser a mais simples. Há uma grande dificuldade em se encontrar famílias de seqüências de código que conciliem boas propriedades de correlação, tanto auto quanto cruzada, e grande quantidade de seqüências disponíveis, em canais assíncronos. Chen et al. [95] apresentaram excelentes resultados obtidos através de códigos complementares ortogonais [96], entretanto, sua aplicação é inerente à técnica de multiplexadoras. Alternativamente, o combate pode ser realizado de forma indireta, sobre o principal efeito da MAI: o aumento da taxa de erros. Codificações de canal são hábeis na correção de erros [11], o que inclui os efeitos da MAI.

Outra solução consiste no projeto de antenas diretivas. Já no IS-95 [21] é empregada a técnica de *setorização* em que cada antena capta sinais provenientes de cerca de 1/3 da célula, restringindo a captação de sinais interferentes. Neste aspecto, uma tecnologia bastante investigada atualmente é a de *antenas inteligentes (ou adaptativas)* [97,98]. O padrão de radiação dessas antenas é capaz de adaptar-se¹ às condições do canal direcionando-se o feixe ao usuário de interesse. Partindo-se do princípio de que raramente dois usuários estarão localizados a um mesmo ângulo, cria-se, portanto, um nova opção para ortogonalidade entre usuários: SDMA (*Space Division Multiple Access*).

Assim, várias técnicas podem ser empregadas no combate à MAI, seja de forma direta ou indireta. Cada uma dessas técnicas é objeto de intensas pesquisas, exigindo

¹A inteligência das *antenas* é ativada por meio de processamento digital e não unicamente através da adequação dos elementos radiantes.

um cauteloso estudo dos benefícios e custos quando da sua adoção ou recusa.

Antes de recorrer a essas técnicas é preciso considerar medidas mais simples, como é o caso de um controle fino de potência. Visto que a MAI é dada pela correlação cruzada entre as seqüências de código, a potência dos sinais é o principal fator agravante para sua intensificação. Deve-se notar que o controle de potência é uma medida capaz de conter a MAI, mas não de eliminá-la. Todas as demais formas de combate à MAI também são acometidas das mais distintas limitações. A setorização da maneira como está implementada nos sistemas 2G vem se mostrando insuficiente para o combate à MAI rumo à 3G; por outro lado, as antenas inteligentes ainda são complexas e trazem algumas novas questões pertinentes à estrutura do sistema [97]. No caso das seqüências de código, a principal restrição é o desconhecimento de uma família de seqüências com propriedades de correlação muito boas, e que sejam adequadas aos cenários típicos dos sistemas CDMA. Por sua vez, a redundância inserida através de codificação de canal intensifica preocupações quanto à capacidade do canal e sua implementação pode requerer uma estrutura nada simples.

Uma outra alternativa — e a única explanada nesta dissertação — é o estudo de algoritmos de detecção multiusuário para sistemas DS-CDMA. Nos detectores multiusuários, seqüências de código e estimativas do sinal transmitido de todos usuários são utilizadas em conjunto para melhorar a detecção de cada usuário individualmente.

A solução em estruturas receptoras diante de MAI fundamenta-se na detecção conjunta de todos usuários que compartilham o canal de modo a beneficiar individualmente cada um desses. O início das publicações sobre detecção multiusuário se deu ainda antes da década de '80 com um trabalho de Schneider [99]. Verdú [88] faz um estudo extenso sobre o detector ótimo para ambientes de múltiplo acesso: trata-se do *Maximum Likelihood Sequence Detector* (ou simplesmente MLSE) para K usuários. Verdú partiu da premissa de que o detector coerente ótimo para K usuários assíncronos equivale ao detector ótimo para ambiente com um único usuário transmitindo K símbolos modulando uma dentre K formas de onda. O detector MLSE para K usuários consiste basicamente de um banco de filtros casados seguido pelo algoritmo de Viterbi [100]. Entretanto, sua complexidade computacional, $\mathcal{O}(2^K)$ [101], é o principal fator que impede sua implementação em sistemas CDMA práticos². Por conta disso, Poor & Verdú [102] buscaram dosar essa complexidade às custas da detecção de um dado subconjunto de usuários ativos. Entretanto, a complexidade computacional ainda cresce de forma exponencial com o número de usuário tratados.

A partir de então abriu-se um forte ramo de pesquisas para o combate à MAI em sistemas CDMA, focando não apenas sua eficiência diante de ambientes multiusuários

²A viabilidade da implementação de estruturas detectoras em sistemas práticos é embasada no estado da arte dos processadores digitais disponíveis para as comunicações móveis. Certamente, muito do que hoje é tido como inviável há de viabilizar-se com o passar do tempo.

mas também, e talvez em primeiro lugar, estudar sob quais condições o detector é realizável. Propostas subótimas vêm sendo apresentadas desde então, sendo publicados dois tutoriais clássicos sobre o assunto: o de Duel-Hallen [103] e de Moshavi [104].

Verdú lançou o livro clássico sobre detecção multiusuário [13], analisando a detecção ótima e detectores sub-ótimos. A teoria da detecção subótima avançou muito durante a última década, entretanto, definitivamente não se pode considerá-la como uma teoria fechada, visto que a constante exigência de evolução das comunicações móveis faz com que uma freqüente adequação às mais variadas necessidades dos usuários tenham de ser incorporadas. Com isso, não se têm bem determinadas a superioridade ou inferioridade de uma determinada topologia. Abrangendo um amplo rol de técnicas de processamento digital, as estruturas sub-ótimas são classificadas em *detectores multiusuários lineares* e *detectores multiusuários por cancelamento subtrativo de interferência*:

- **Detectores Lineares:** aplica-se uma transformação linear à saída do banco de filtros-casados. A estratégia de combate à MAI surge a partir de quando são descobertas transformações lineares capazes de disponibilizar o resultado da detecção referente a um determinado usuário reduzindo, ou até mesmo eliminando, a influência dos usuários interferentes. Comumente, aplica-se essa transformação simultaneamente a todos usuários, perfazendo uma detecção conjunta que é depurada em termos de MAI;
- **Detectores baseados no Cancelamento Subtrativo da Interferência:** o combate à MAI pode ser realizado eliminando-se os sinais interferentes. Para tanto, é preciso obter estimativas detalhadas dos sinais de cada usuário interferente. Dessa maneira, os sinais dos usuários interferentes são reproduzidos no receptor, e simples operações de subtração são capazes de cancelar os sinais interferentes.

Este texto limita-se a uma breve apresentação dos detectores multiusuários por cancelamento subtrativo de interferência, ou simplesmente, cancelamento de interferência IC (*Interference Cancellation*).

C.1 Canceladores Subtrativos de Interferência

Os detectores IC combatem a MAI eliminando-se cada um dos sinais interferentes, individualmente. O cancelamento de um sinal interferente se dá através da subtração de sua réplica, réplica esta gerada com base em estimativas. Assim, cada um dos sinais interferentes precisa ser estimado de forma independente de modo que seja reproduzida a MAI para o usuário de interesse.

Essa topologia de detecção seria considerada ótima a não ser por um detalhe: as estimativas não são perfeitas. A estimativa do sinal interferente se baseia na detecção de sua informação por meio de um detector, estando, portanto, sujeita a erros. Comumente, adota-se um banco de detectores correlacionadores como estimador dos bits transmitidos pelos interferentes; outros detectores lineares podem perfeitamente ser empregados nesse estágio do detector IC; este estágio será adotado como sendo o estágio 1. Outros estágios de detectores correlacionadores podem ser inseridos na topologia. Cada um dos estágios passa então a fornecer estimativas ao estágio seguinte, pressupondo-se serem mais precisas que as do primeiro estágio.

A eficiência do IC é função da qualidade da estimativa e reconstrução da MAI. Como a expectativa é de que as estimativas melhorem quanto mais alto o estágio (ordenação dos estágios num esquema multiestágios), ponderar as estimativas em função do estágio é uma tática apropriada para se alcançar cancelamentos mais confiáveis em todos os estágios. A cada estágio associa-se um fator entre $(0; 1]$; este fator é comumente menor quanto mais baixo o estágio, já que a tendência é dispor de estimativas mais grosseiras que a dos estágios mais altos.

Há duas maneiras equivalentes de se proceder com o cancelamento subtrativo (Figura C.1) - pós ou pré-deteção:

- **Pós-deteção:** nesta abordagem os sinais cancelados estão em nível de bit de informação, ou seja, desespalhados espectralmente. Dessa maneira, para a reprodução da MAI lança-se mão das correlações cruzadas entre as seqüências de código dos usuários ativos, além de levar em conta o atraso relativo entre os usuários e as estimativas de potência;
- **Pré-deteção:** nesta, os sinais cancelados estão ainda espalhados pelas seqüências de código de seus respectivos usuários, portanto, em nível de chip. Assim, para a reprodução da MAI torna-se necessário re-espalhar os bits supostamente transmitidos (obtidos nas estimativas) por suas respectivas seqüências de código. Nesta abordagem também faz-se necessário reproduzir os atrasos relativos entre os usuários e os níveis de potência.

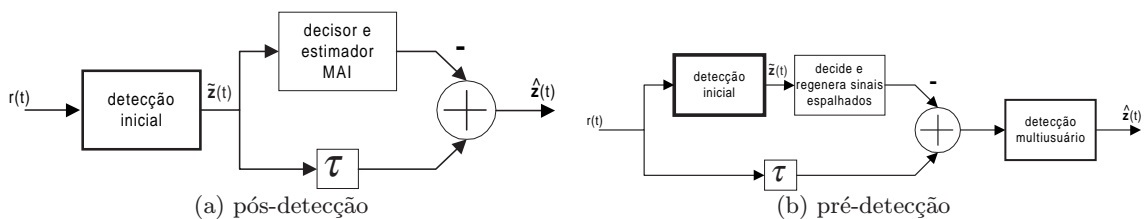


Figura C.1: Esquemas básicos para o cancelamento de interferência, IC.

Para gerar as estimativas dos bits transmitidos para cada usuário pode-se pro-

ceder com decisão *suave* ou *abrupta* do bit. Decisão abrupta é subentendida como aquela em que se decide apenas entre um conjunto de símbolos considerados no sistema, funcionando como uma decisão intermediária. Considerando sistemas binários, a função sinal serve como um bom exemplo de decisor abrupto. Na decisão suave não há essa tentativa de decisão intermediária, não respeitando o conjunto de símbolos adotados. Tangente hiperbólico, linear e zona nula são alguns dos principais decisores suaves [63]. A decisão abrupta é indispensável no estágio final do detector.

Basicamente, os detectores IC são implementados em três topologias distintas: cancelamento sucessivo SIC (*Successive Interference Cancellation*); cancelamento paralelo PIC (*Parallel Interference Cancellation*) e ZF-DF (*Zero-Forcing Decision-Feedback*).

O cancelamento sucessivo SIC (Figura C.2) consiste numa aproximação serial para o cancelamento de interferência IC. Cada estágio decide sobre o sinal de um determinado usuário; essa decisão é a base para reproduzir tal sinal e então cancelá-lo ainda na entrada do estágio seguinte; no próximo estágio, outro usuário é escolhido e o processo é repetido. Para usuários de mesma potência, no SIC, quanto antes o usuário é detectado menor é a confiabilidade da decisão, já que menos usuários serão cancelados; por outro lado, quanto mais adiante o usuário é detectado mais interferentes terão sido cancelados e melhor a confiabilidade na decisão.

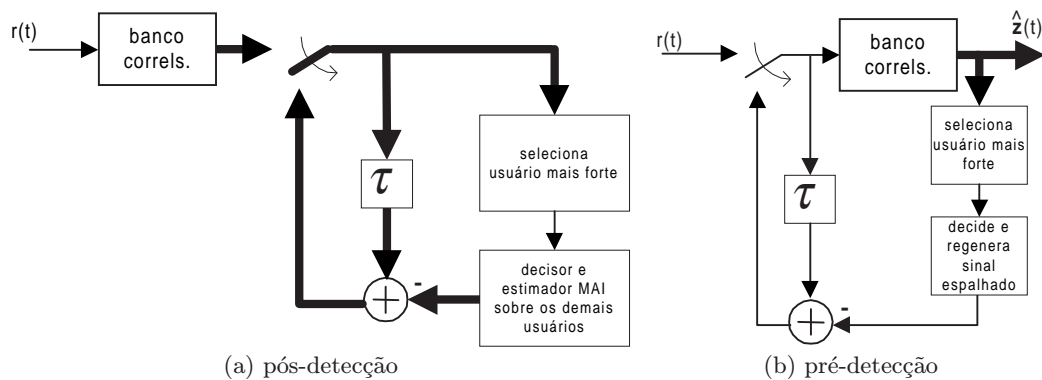


Figura C.2: Esquemas básicos para os canceladores de interferência sucessivos, SIC.

De fato, a estimativa da MAI torna-se mais precisa quão mais alto o estágio. Assim, é apropriado detectar primeiramente os usuários com maior potência, pois para estes a MAI é menos crítica, e quanto mais forte o sinal promove-se uma regeneração mais precisa para ser utilizada pelos demais estágios. Procede-se então com um classificação dos usuários em termos das potências recebidas e, em seguida, pela ordenação dos estágios em ordem decrescente dessas potências. A detecção será mais depurada quão mais fraco o sinal do usuário.

O SIC requer uma pequena quantidade de *hardware* adicional em relação ao correlacionador, mesmo assim, através do SIC promove-se um desempenho significati-

vamente superior. De fato, a superioridade do SIC se evidencia mais quão mais ampla for a separação dos níveis de potências recebidas. Assim, um certo grau de disparidade de potência é benéfico à topologia SIC. Ou seja, para o SIC a condição *Near-Far* pode ser transformada em vantagem. Exemplificando, para que se otimize a detecção individualmente para todos usuários, é interessante impor a mesma relação sinal ruído mais interferência - SNIR - para todos estágios:

$$\frac{P_i}{I_0 + \sum_{j>i}^K P_j} = SNIR \quad (C.1)$$

onde I_0 é a potência de ruído.

Daí se obtém que a solução consiste numa distribuição geométrica das potências:

$$P_i = SNIR \cdot I_0 \cdot (SNIR + 1)^{K-i} \quad (C.2)$$

A estrutura SIC pode ainda ser repetida, originando o SIC multiestágio, que irá beneficiar principalmente os usuários fortes, já que ter-se-ão disponíveis melhores estimativas dos usuários fracos.

Em contrapartida, algumas dificuldades são críticas. Para cada estágio sucessivo de cancelamento, um atraso adicional de um bit se faz necessário. Assim, deve-se relacionar o máximo atraso de detecção tolerado com o número de usuários que se deseja cancelar. Adicionalmente, a cada alteração no perfil de potências recebidas, como por exemplo, mudança na disposição geográfica dos usuários e variação do número de usuários ativos, faz-se necessária a reordenação dos estágios sucessivos. O procedimento de reordenação deve ser re-avaliado, de modo que se possa estabelecer o compromisso entre precisão na ordenação das potências e complexidade aceitável de processamento.

No detector PIC (Figura C.3), as estimativas seguidas dos cancelamentos são realizadas simultaneamente para todos usuários. Esse processo pode ser repetido por meio de múltiplos estágios. Cada estágio gera estimativas melhoradas, tomando como base as estimativas do estágio precedente. Todos usuários são tratados paralelamente, eliminando assim a influência do número de usuários a serem cancelados sobre o atraso na detecção. Ao contrário do que ocorre com o SIC, o melhor cenário para o PIC é aquele em que todos usuários são recebidos com a mesma potência.

Por fim, podem ser implementadas também estruturas híbridas, HIC (*Hybrid Interference Cancellation*), que dão tratamentos distintos a grupos de usuários e a indivíduos. Já, o detector ZF-DF combina uma transformação linear com uma forma de SIC. Mais detalhes sobre o ZF-DF podem ser obtidos a partir do tutorial de

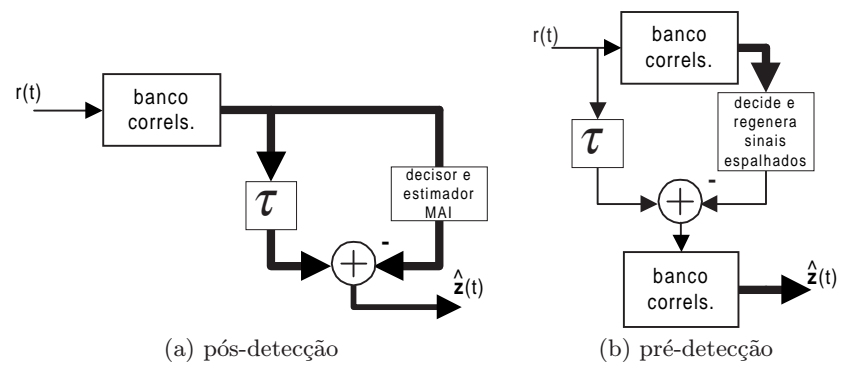


Figura C.3: Esquemas básicos para os canceladores de interferência paralelos, PIC.

Moshavi [104].

ANEXO D

MÉTODO DE AVALIAÇÃO DOS RECEPTORES

Nesta dissertação modelaram-se algumas estruturas receptoras e os seus comportamentos foram obtidos através de simulações computacionais orientadas para um sistema DS-CDMA (Capítulo 2). As medidas de desempenho verificadas resumem-se à probabilidade de erro de bit em função da relação E_b/N_0 , levando-se em conta alguns parâmetros, e.g., número de usuários, número de percursos e número de sub-canaís *Doppler*.

D.1 Medidas de Desempenho

Em sistemas de comunicação digitais, as mensagens são compostas por símbolos escolhidos dentro de um conjunto finito. Portanto, o objetivo na recepção não é reproduzir com fidelidade a forma de onda transmitida, mas sim, em meio a ruído e distorções de canal, determinar quais os símbolos que foram transmitidos. A influência do canal no corrompimento do sinal de mensagem é um fato que não permite negligenciar a possibilidade de recepção de um símbolo distinto daquele transmitido, acarretando assim no chamado *erro de símbolo* (Figura D.1).

A figura de mérito mais apropriada para sistemas de comunicação digitais é a probabilidade de erro na decisão, e não diretamente a relação sinal-ruído como nos sistemas analógicos. A probabilidade de erro de símbolo, SER (*Symbol Error Rate*), é uma das principais medidas de desempenho, onde, estatisticamente, diz-se qual o provável número de ocorrências de erros na detecção para um quadro de símbolos transmitidos.

Em sistemas binários, é conveniente e comum analisar a probabilidade de erro

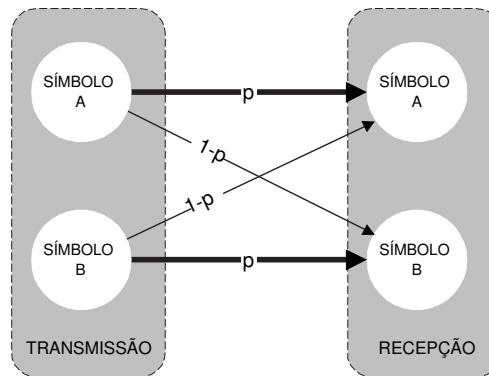
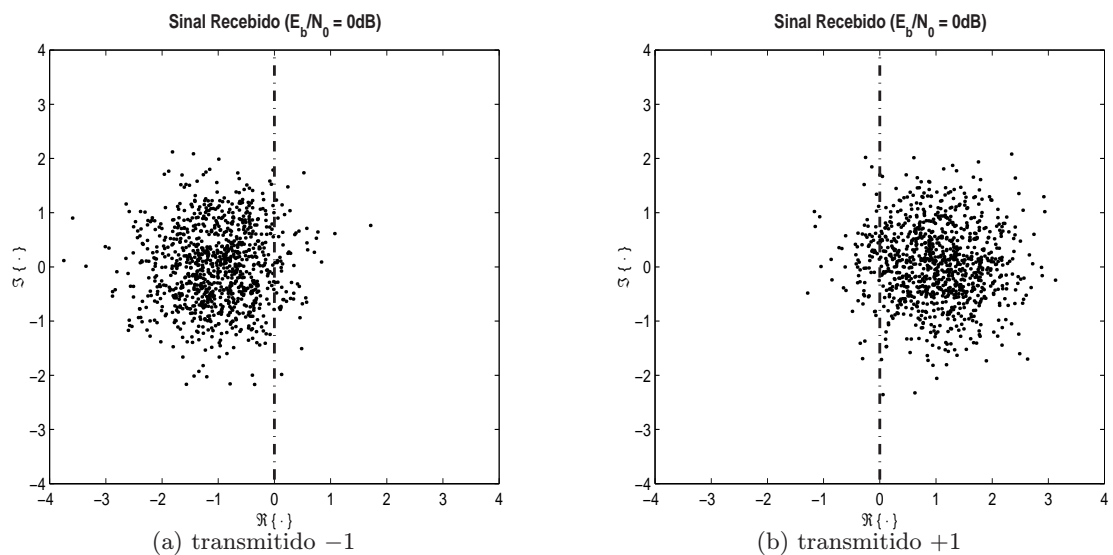


Figura D.1: Comunicação em simbologia binária

também em nível de bits, BER, em adição, ou mesmo substituição, ao SER. Existe uma relação direta entre ambas, tendo-se como regra geral, que a probabilidade de se errar na comunicação de um bit nunca excederá a de um símbolo:

$$BER \leq SER$$

Adotando-se modulação BPSK, bit e símbolo se equivalem. Nas Figs. D.2 e D.3 representam-se, no plano complexo, os bits recebidos através de receptor filtro casado num sistema não espalhado espectralmente, modulação BPSK e canal AWGN, em duas situações de energia de transmissão (Figs. D.2 e D.3). Os erros ocorridos podem ser facilmente identificados, tomando-se como referência a fronteira de decisão no eixo real, ilustrada, nestas figuras, como uma linha vertical tracejada.

Figura D.2: Recepção de 2.000 bits em um sistema BPSK e canal AWGN ($E_b/N_0 = 0dB$).

Na comunicação digital, a probabilidade de erro de bit sofre a influência de diversos fatores, como potência do ruído térmico, disparidades de potências e interferência

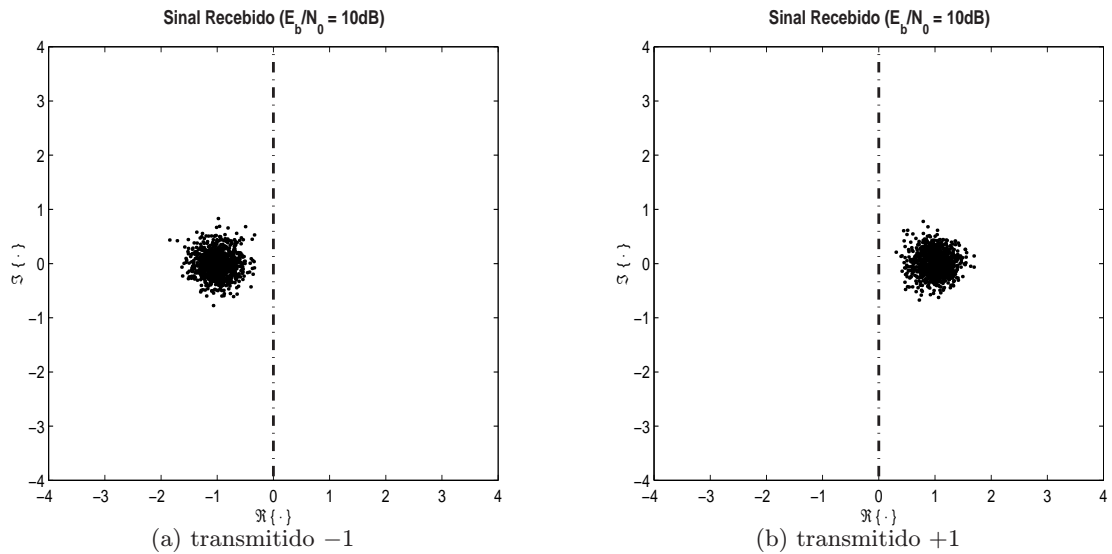


Figura D.3: Recepção de 2.000 bits em um sistema BPSK e canal AWGN ($E_b/N_0 = 10dB$).

entre os usuários que efetivamente compartilham os recursos do sistema.

Os receptores têm como função fundamental, justamente, minimizar a probabilidade de erro na comunicação. Para tanto, as estruturas receptoras são projetadas em função do canal e das técnicas de múltiplo acesso e modulação adotadas.

D.1.1 Ruído térmico

Os canais de comunicação têm como indelével característica a inserção de ruído. O ruído introduzido pelos componentes eletrônicos no receptor é denominado *ruído térmico*. Comumente, este ruído é modelado como um processo estocástico com distribuição normal de média zero e densidade espectral de potência plana ao longo de uma banda muito larga como 1 THz [54]. Esse ruído é denominado simplesmente de *ruído gaussiano e branco*.

A título de exemplo, considera-se modulação BPSK ($s_1 = s$ e $s_2 = -s$) e então analisa-se a probabilidade de erro de bit de um sistema em presença de ruído com distribuição normal. Neste caso, a FDP (Função Densidade de Probabilidade) é analisada isoladamente para quando s_1 e s_2 forem enviados (Figura D.4).

A probabilidade de erro na detecção, P_e , é determinada com base nas áreas destacadas na Figura D.5, que tratam-se das áreas sob as curvas gaussianas das funções densidade de probabilidade na região de decisão do símbolo distinto.

$$P_e = P(s_1)P(\varepsilon|s_1) + P(s_2)P(\varepsilon|s_2) \quad (D.1)$$

As probabilidades condicionais $P(\varepsilon|s_1)$ e $P(\varepsilon|s_2)$ correspondem às probabilidades de

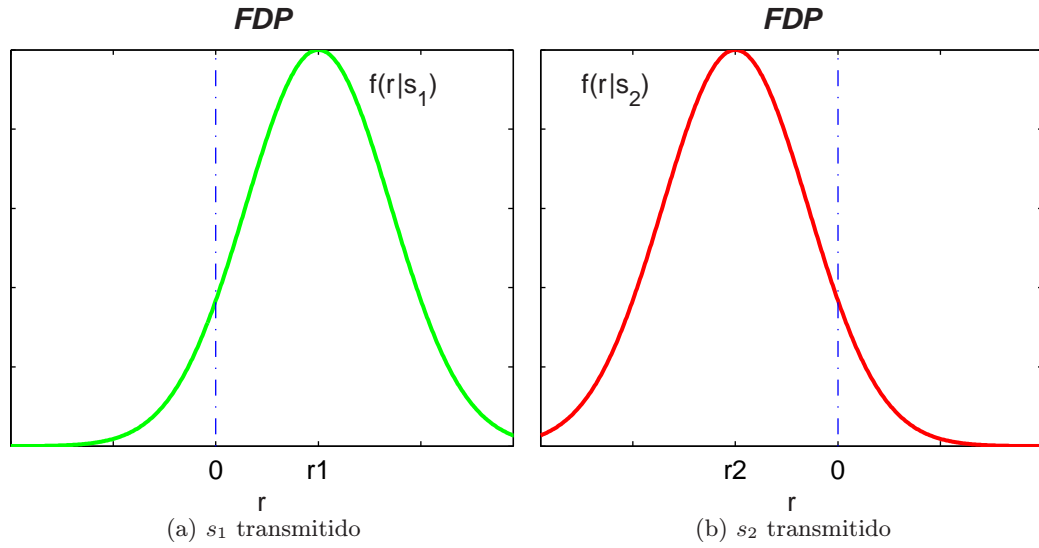


Figura D.4: Funções densidade de probabilidades condicionais para um sinal anti-podal.

erros na detecção quando da transmissão de s_1 e s_2 , respectivamente.

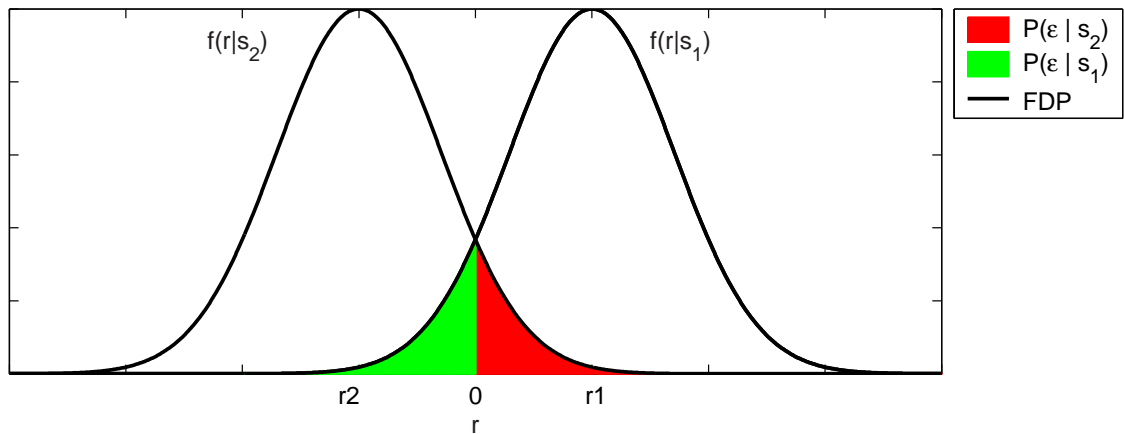


Figura D.5: Probabilidade de erro de bit no gráfico da função densidade de probabilidade de um sinal anti-podal

O critério adotado para decidir entre r_1 ou r_2 é tomar como referência um valor de fronteira. Como o sinal é anti-podal e considerando-se as mensagens equiprováveis, a BER [50] é minimizada adotando-se $r = 0$ como valor de fronteira. Assim, a BER pode então ser expressa como [50]:

$$P_e = Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{N_0}}\right) \tag{D.2}$$

A função Q é a medida da área sob parte da curva gaussiana, sendo definida como:

$$Q(z) \triangleq \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^\infty e^{-\lambda^2/2} d\lambda, \quad z \geq 0 \tag{D.3}$$

A expressão (D.2) pode ser interpretada como o limite inferior para a BER de um único usuário em canal AWGN.

Desde que, na definição da função \mathcal{Q} , o argumento delimita inferiormente a integral (D.3), torna-se desejável obter uma representação alternativa de modo a facilitar o tratamento analítico dessa função quando do cálculo de probabilidades de erro de bit médias. Nesse contexto, a expressão (D.4) [105] se mostra adequada:

$$\mathcal{Q}(z) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} e^{-z^2/(2\sin^2\varpi)} d\varpi \quad (\text{D.4})$$

Para canais com desvanecimentos, a relação sinal-ruído do sinal recebido é variante, exigindo alguns cálculos adicionais, como os feitos no Cap. 4. Com base na representação (D.4) da função \mathcal{Q} , Simon & Alouini [35] apresentam um método unificado para o cálculo das probabilidades de erros para as mais variadas modulações e os mais variados tipos de canais, como o *Log-Normal* e os de *Nakagami*.

D.2 Método de Avaliação dos Receptores: Simulação

O desempenho de um certo receptor pode ser determinado avaliando-se a BER para todo o sistema DS-CDMA no qual está inserido. A determinação da BER se dá através de simulações computacionais que buscam descrever o comportamento do sistema, a partir de um modelo o mais fiel possível. Basicamente, a simulação pode ser realizada em três passos: (i) sorteia-se e transmite-se um bit; (ii) impõe-se a influência do canal móvel sobre o sinal transmitido; (iii) realiza-se a recepção, decidindo-se por um bit. Por fim, compara-se o bit transmitido ao decidido para a contabilização de erro.

Um método adequado para esse tipo de simulação é o *Monte Carlo* (MCS), em que os passos (i) a (iii) são realizados repetidamente, de modo a permitir o cálculo da probabilidade de erro. Trata-se de um método numérico que se baseia num modelo estocástico, utilizando seqüências de números aleatórios para desenvolver uma determinada simulação. Este método é usado com freqüência nos mais diversos campos de atividade, desde a simulação de complexos fenômenos físicos à simulação de jogos de azar.

Os bits transmitidos são escolhidos de forma aleatória e são realizadas TRIALS simulações independentes. Na Figura D.6 é representado o algoritmo de simulação *Monte Carlo* de um sistema CDMA adotado nesta dissertação. A BER é calculada a

partir do número de erros contabilizado:

$$\hat{P}_e = \frac{\text{número de erros}}{TRIALS}$$

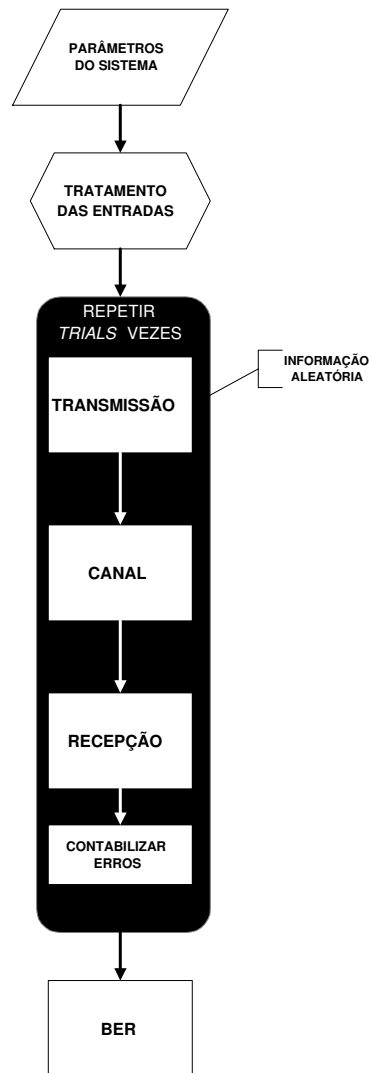


Figura D.6: Algoritmo básico de simulação Monte Carlo para um sistema CDMA

A BER calculada, \hat{P}_e , tenderá à verdadeira, P_e , quando o número de TRIALS tender ao infinito. No entanto, isto é inviável em termos computacionais. Uma regra prática é obtida relacionando-se diretamente o número de TRIALS com a P_e verdadeira:

$$TRIALS = \frac{\kappa}{P_e} \quad (D.5)$$

sendo κ uma constante real arbitrária. Para $\kappa = 10$, por exemplo, pode-se obter \hat{P}_e na faixa $[0,54; 1,84]P_e$, considerando um intervalo de confiança (ou reprodutibilidade) de 95% em relação à BER verdadeira [63].

Nesta dissertação, para a avaliação das estruturas receptoras estudadas, executaram-se simulações Monte Carlo de um sistema DS-CDMA (Figura 2.1) com transmissão e canal caracterizados como descrito a seguir.

D.2.1 Simulação do transmissor e do canal

Modela-se a transmissão de sinal espectralmente espalhado, modulação BPSK e assincronismo entre usuários definido em nível de *sub-chips* [Figura D.7(a)]. Utiliza-se de seqüências de *Gold* para realizar o espalhamento espectral do tipo DS, e, quando do uso do esquema MC, os vários canais paralelos são gerados e somados para uma transmissão conjunta.

No canal, surgem vários percursos de comunicação com distintas atenuações e atrasos. Dentro de um período de símbolo, o canal pode variar muito rapidamente, admite-se, entretanto, que seus coeficientes sejam constantes durante o intervalo de *chip*, conforme ilustra-se na Figura D.7(b). Adiciona-se ainda ruído branco e gaussiano.

O método mais imediato para simulação de um canal com desvanecimentos e sem linha de visada consiste na geração aleatória de amostras dos coeficientes segundo uma distribuição *Rayleigh* para a envoltória e distribuição uniforme para as fases. Para que seja incluído o fenômeno de desvio *Doppler* neste método, é necessário ajustar o intervalo de tempo de simulação para $(\Delta t)_c$. Dessa forma, é possível simular diversas situações de tempo de coerência do canal e, conseqüentemente, freqüência *Doppler*.

Uma maneira mais prática de se controlar o deslocamento *Doppler* pode ser conseguida através dos modelos de predição determinísticos de canal de rádio móvel (seção 3.2). Esses modelos tratam a freqüência *Doppler* máxima como parâmetro, em contrapartida à consideração indireta feita pelo modelo estocástico.

D.2.2 Ferramenta computacional

Neste trabalho, usaram-se computadores pessoais para a realização de cálculos e simulações do modelo de sistema DS-CDMA utilizado. O *software* utilizado para tanto é o *MatLab*¹ sobre plataforma *Windows*². Cada bloco do sistema foi definido através de funções e as simulações descritas através de *scripts*.

Pelo fato de os sistemas CDMA funcionarem a altas freqüências de onda portadora ($\simeq 900\text{ MHz}$ para IS-95 e $\simeq 1,8\text{ GHz}$ para sistemas 3G), a simulação destes em banda-passante requer um grande número de amostras (da ordem de bilhões para

¹*MatLab* é um *software* matemático produzido pela *The MathWorks, Inc.*

²*Windows* é um sistema operacional produzido pela *Microsoft Corporation.*

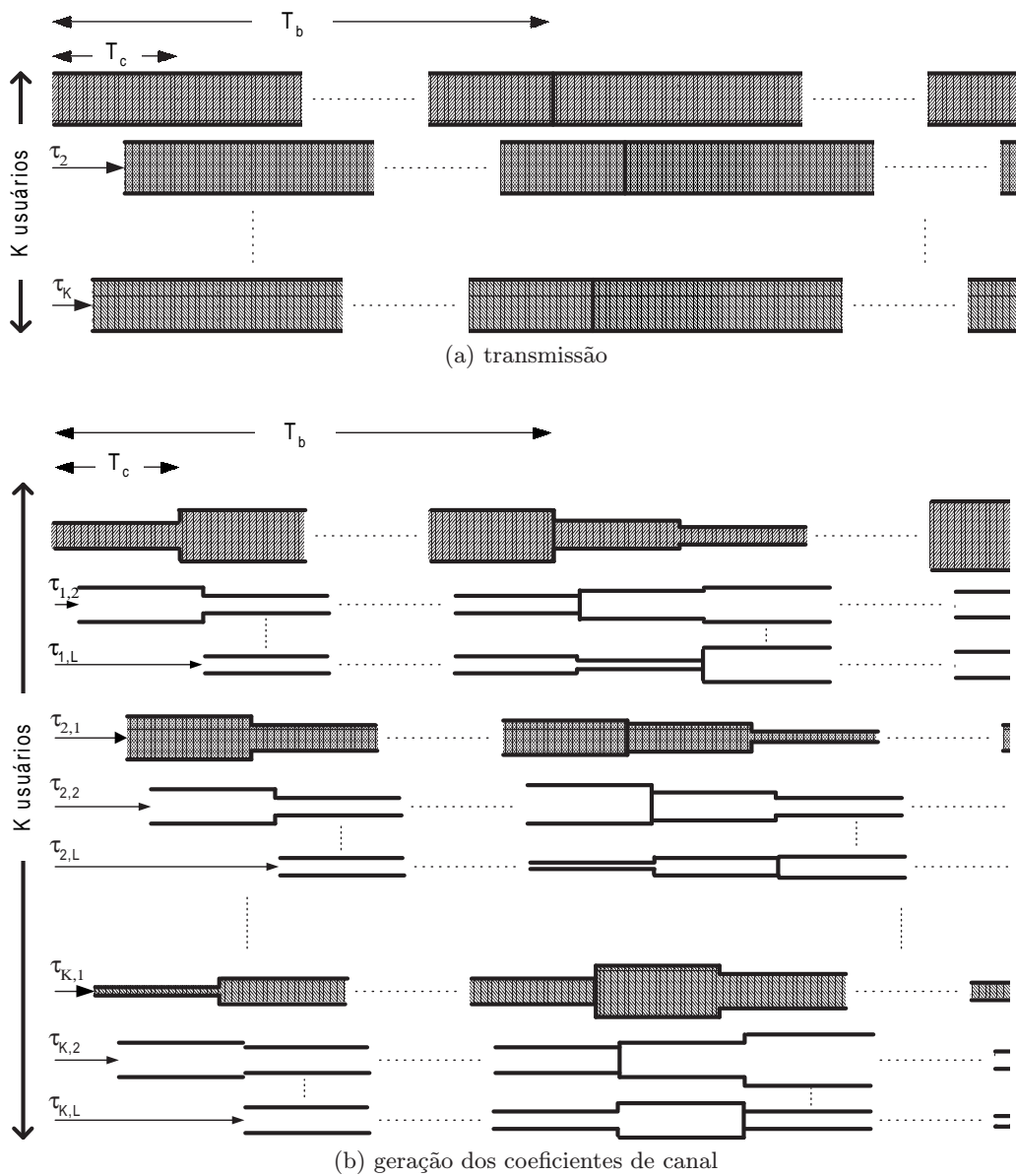


Figura D.7: Procedimentos adotados na transmissão e geração dos coeficientes de canal

cada símbolo), exigindo portanto alta capacidade de memória e processamento por parte das ferramentas computacionais empregadas.

Todavia, é possível realizar a simulação em banda básica, bastando para tanto incluir no modelo o comportamento do sistema em banda-passante. Desta forma, torna-se possível obter resultados confiáveis a partir de recursos computacionais razoáveis e com tempos de execução toleráveis.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1 JESZENSKY, P. J. E. **Sistemas Telefônicos**. [S.l.]: Manole, 2.003.
- 2 RAPELI, J. UMTS: Targets, System Concept, and Standardization in a Global Framework. **IEEE Personal Communications**, p. 20–8, Fev 1.995.
- 3 PRASAD, R.; OJANPERÄ, T. An Overview of CDMA Evolution. **IEEE Communications Surveys**, v. 1, n. 1, 1.998.
- 4 KNISELY, D. N.; KUMAR, S.; LAHA, S.; NANDA, S. Evolution of Wireless Data Services: IS-95 to cdma2000. **IEEE Communications Magazine**, p. 140–9, Out 1.998.
- 5 OLIPHANT, M. W. Radio Interfaces make the difference in 3G cellular systems. **IEEE Spectrum**, p. 53–8, Out 2.000.
- 6 BI, Q.; ZYSMAN, G. I.; MENKES, H. Wireless Mobile Communications at the Start of the 21st Century. **IEEE Communications Magazine**, p. 110–6, Jan 2.001.
- 7 GUIMARÃES, D. A. Sistemas de Comunicação Móvel de Terceira Geração. **Revista Científica Periódica - Telecomunicações**, v. 4, n. 1, Maio 2.001.
- 8 DUTTA-ROY, A. The cost of quality in Internet-style networks. **IEEE Spectrum**, v. 37, n. 9, p. 57–62, Set 2.000.
- 9 PICKHOLTZ, R. L.; SCHILLING, D. L.; MILSTEIN, L. B. Theory of Spread-Spectrum Communications - A Tutorial. **IEEE Transactions on Communications**, v. 30, n. 5, p. 855–84, Maio 1.982.
- 10 VITERBI, A. J. **CDMA: principles of spread spectrum communication**. [S.l.]: Addison-Wesley, 1.995.
- 11 PROAKIS, J. G. **Digital Communications**. 3^a. New York: WCB/McGraw-Hill, 1.995. (Electrical and Computer Engineering).
- 12 SIMON, M. K.; OMURA, J. K.; SCHOLTZ, R. A.; LEVITT, B. K. **Spread Spectrum Communication Handbook**. 1^a rev. U.S.A.: McGraw-Hill, 1.994.

- 13 VERDÚ, S. **Multiuser Detection**. U.S.A.: Cambridge University Press, 1.998.
- 14 ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. Detectores Multiusuários para DS/CDMA - Lineares Fixos. **Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações**, v. 16, n. 2, p. 122–37, Dez 2.001.
- 15 _____. Detectores Multiusuários para DS/CDMA - Canceladores de Interferência. **Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações**, v. 16, n. 2, p. 138–56, Dez 2.001.
- 16 GUIMARÃES, A. G. **Modelagem e Simulação de Canais Rádio Móveis**. Dissertação (Mestrado) — IME, Rio de Janeiro - RJ, Jan 1.998.
- 17 SKLAR, B. Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communications Systems. Part I: Characterization. **IEEE Communications Magazine**, p. 90–100, Jul 1.997.
- 18 _____. Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communications Systems. Part II: Mitigation. **IEEE Communications Magazine**, p. 102–9, Jul 1.997.
- 19 PRICE, R.; GREEN Jr, P. E. A Communication Technique for Multipath Channels. **Proceedings of the IRE**, p. 555–69, Mar 1.958.
- 20 SCHOLTZ, R. A. The Origins of Spread-Spectrum Communications. **IEEE Transactions Communications**, COM-30, p. 822–54, Maio 1.982.
- 21 TIA / EIA INTERIM STANDARD. **TIA / EIA / IS-95 - Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System**. U.S.A., Jul 1.993.
- 22 SAYEED, A. M.; AAZHANG, B. Joint Multipath-Doppler Diversity in Mobile Wireless Communications. **IEEE Transactions on Communications**, v. 47, n. 1, p. 123–32, Jan 1.999.
- 23 _____. Exploiting Doppler Diversity in Mobile Wireless Communications. In: **Proceedings of the 1997 Conference on Information Sciences and Systems (CISS'97)**. Baltimore, MD: IEEE, 1.997.
- 24 BHASHYAM, S.; SAYEED, A. M.; AAZHANG, B. Time-Selective Signaling and Reception for Communication over Multipath Fading Channels. **IEEE Transactions on Communications**, v. 48, n. 1, p. 83–94, Jan 2.000.
- 25 DIXON, R. C. **Spread Spectrum Systems**. New York: John Wiley & Sons, 1.976.
- 26 BIGLIERI, E.; PROAKIS, J.; SHAMAI, S. Fading Channels: Information-Theoretic and Communications Aspects. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 44, p. 2619–92, Out 1.998.
- 27 JAKES, W. C. **Microwave Mobile Communications**. New York: Wiley, 1.974.
- 28 DENT, P.; BOTTOMLEY, G. E.; CROFT, T. Jakes Fading Model Revisited. **Electronics Letters**, v. 29, Jun 1.993.

- 29 GANS, M. J. A Power-Spectral Theory of Propagation in the Mobile-Radio Environment. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, VT-21, n. 1, p. 27–38, Fev 1.972.
- 30 SMITH, J. I. A Computer Generating Multipath Fading Simulation of Mobile Radio. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, VT-24, n. 3, p. 39 – 40, Ago 1.975.
- 31 ALIFTIRAS, G. **Receiver Implementations for a CDMA Cellular System**. Dissertação (Mestrado) — Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, Jul 1.996.
- 32 VARANASI, M. K.; AAZHANG, B. Multistage Detection in Asynchronous CDMA Communications. **IEEE Transactions on Communications**, v. 38, n. 4, p. 509–19, Abr 1.990.
- 33 PATEL, P.; HOLTZMAN, J. M. Analysis of a single successive interference cancellation scheme in a DS/CDMA system. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, v. 12, n. 5, p. 796–807, Jun 1.994.
- 34 WENG, J.; XUE, G.; LE-NGOC; TAHAR, S. Multistage Interference Cancellation with Diversity Reception for Asynchronous QPSK DS/CDMA Systems over Multipath Fading Channels. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, v. 17, n. 12, p. 2162–80, Dez 1.999.
- 35 SIMON, M. K.; ALOUINI, M.-S. A Unified Approach to the Performance Analysis of Digital Communication over Generalized Fading Channels. **Proceedings of the IEEE**, v. 86, n. 9, p. 1860–77, Set 1.998.
- 36 SAYEED, A. M. Canonical Multipath-Doppler Coordinates in Wireless Communications. In: **Proceedings of the 36th Annual Allerton Conference on Communications, Control and Computing**. [S.l.: s.n.], 1.998.
- 37 HLAWATSCH, F.; BOURDREAUX-BARTELS, G. F. Linear and Quadratic Time-Frequency Signal Representations. **IEEE SP Magazine**, p. 21–67, Abr 1.992.
- 38 MA, X.; B.GIANNAKIS, G. Maximum-Diversity Transmissions Over Doubly Selective Wireless Channels. **IEEE Transactions on Information Theory**, v. 49, n. 7, p. 1832 – 40, Jul 2.003.
- 39 SAYEED, A. M.; SENDONARIS, A.; AAZHANG, B. Multiuser Detection in Fast-fading Multipath Environments. **IEEE Journal in Selected Areas in Communication**, v. 16, n. 9, p. 1691–701, Dez 1.998.
- 40 SHANNON, C. E. Communication in the Presence of Noise. **Proc. of IRE**, v. 37, n. 1, p. 10–21, Jan 1.949. Reimpresso em **Proc. of the IEEE**, v. 86, n. 2, Fev. 1998.
- 41 _____. A Mathematical Theory of Communication. **Bell System Technical Journal**, v. 27, p. 379–423, 623–56, Jul, Out 1.948. Versão com correções disponível em <http://cm.bell-labs.com/cm/ms/what/shannonday/paper.html>. Acesso em 19 Maio 2.004.

- 42 LÜKE, H. D. The origins of the Sampling Theorem. **IEEE Communications Magazine**, v. 37, n. 4, p. 106–8, Abr 1.999.
- 43 JAGERMAN, H.; FOGEL, L. J. Some general aspects of the sampling theorem. **IRE Trans. Inform. Theor**, v. 2, p. 139–46, 1.956.
- 44 VAIDYAHATHAN, P. P. Generalizations of the sampling theorem: Seven decades after Nyquist. **IEEE Trans. Circuits and Systems**, v. 48, n. 9, p. 1094–109, Set 2.001.
- 45 HSU, H. P. **Análise de Fourier**. Tradução: Paulo Ivo de Queiroz. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos, 1.972. Título original: Fourier Analysis.
- 46 KIM, S. W. Adaptive Rate and Power DS/CDMA Communications in Fading Channels. **IEEE Communications Letters**, v. 3, n. 4, p. 85–7, Abr 1.999.
- 47 JOHANSSON, A. L. **Sucessive Interference Cancellation in DS-CDMA Systems**. Tese (Doutorado) — Department of Signals and Systems School of Electrical and Computer Engineering - Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 1.998.
- 48 OTTOSSON, T. **Multirate Schemes and Multiuser Decoding in DS/CDMA Systems**. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) — Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, Nov 1.995.
- 49 ALAM, F. **Simulation of Third Generation CDMA Systems**. Dissertação (Mestrado) — Virginia Polytechnic Institute & State University, Blacksburg, Virginia, Dez 1.999.
- 50 COUCHI II, L. W. **Digital and Analog Communication Systems**. 5^a. New Jersey: Prentice-Hall, 1.993.
- 51 CASELLA, I. R. S. **Análise de um Método de Aquisição em Dois Estágios para um Sistema DS / CDMA**. Dissertação (Mestrado) — Escola Politécnica da Universidade de São Paulo - EPUSP, São Paulo, SP, Jun 1.998.
- 52 TURIN, G. L. An Introduction to Matched Filters. **IRE Transactions on Information Theory**, v. 29, p. 311–29, Jun 1.960.
- 53 OPPENHEIM, A. V.; SHAFER, R. W. **Digital Signal Processing**. New Jersey: Prentice-Hall, 1.975.
- 54 LATHI, B. P. **Modern Digital and Analog Communication Systems**. 2^a. New York: Holt, Rinehart and Winston, 1.983.
- 55 PETERSON, W. W.; WELDON Jr., E. J. **Error-Correcting Codes**. 2^a. [S.l.]: Cambridge, Mass.: MIT Press, 1.972.
- 56 PETERSON, R. L.; ZIEMER, R. E.; BORTH, D. E. **Introduction to spread-spectrum communications**. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1.995.
- 57 OTTOSSON, T. On schemes for multirate support in ds-cdma systems. **Wireless Personal Communications**, v. 6, n. 3, p. 265–87, Mar 1.998.

- 58 CHEN, X. H.; LANG, T.; OKSMAN, J. Multiple chip-rate ds/cdma system and its spreading code dependent performance analysis. **IEE Proceedings-Communications**, n. 5, p. 371–7, Out 1.998.
- 59 HWANG^o, K. C.; LEE, K. B. Performance of DS/CDMA Systems for High Data Rate Services with Low Processing Gain. In: **Proc. IEEE Vehicular Technology Conference '99 (VTC '99)**. Houston, TX: [s.n.], 1.999. v. 3, p. 2264–7.
- 60 JOHANSSON, A.-L.; SVENSSON, A. On multirate ds-cdma schemes with interference cancellation. **Wireless Personal Communications**, v. 9, n. 1, p. 1–29, Jan 1.999.
- 61 MASSAUD, E. M. **Estudo de Técnicas de Alocação Dinâmica de Recursos e Sincronismo para Serviços de Multimídia num Sistema Móvel Celular CDMA de Banda Larga**. Dissertação (Mestrado) — ESCOLA POLITÉCNICA DA UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO, São Paulo, Jun 2.000.
- 62 HEMSI, C. S. **Análise de Sistemas DS/CDMA de Múltipla Taxa**. Dissertação (Mestrado) — ESCOLA POLITÉCNICA DA UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO, São Paulo, Mar 2.000.
- 63 ABRÃO, T. **Canceladores de Interferência Multiusuário Aplicados a Sistemas DS/CDMA de Múltipla Taxa**. Tese (Doutorado) — Escola Politécnica da Universidade de São Paulo - EPUSP, São Paulo - SP, Fev 2.001.
- 64 ROCHA, A. F. da. **Esquemas de Multitaxa para Sistemas CDMA de Banda Larga**. Dissertação (Mestrado) — ESCOLA POLITÉCNICA DA UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO, São Paulo, Set 2.002.
- 65 GUO, N.; MILSTEIN, L. B. The impact of nonlinear amplification on multi-code cdma systems. In: **IEEE International Conference on Communications, ICC 2000, Global Convergence Through Communications**. New Orleans, U.S.A.: [s.n.], 2.000. p. 1034–8.
- 66 OTTOSSON, T. Precoding for minimization of envelope variations in multicode ds-cdma systems. **Wireless Personal Communications**, v. 13, n. 1, p. 57–78, Maio 2.000.
- 67 SALEMA, C. **Feixes Hertzianos**. Lisboa: IST Press, 1.998. (Coleção Ensino da Ciência e da Tecnologia, v. 4).
- 68 SILVA, V. A. da; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. A new computer generated multipath rayleigh fading channel simulator. In: **12th Virginia Tech/MPRG-Mobile and Portable Radio Research Group Symposium on Wireless Personal Communications**. U.S.A.: [s.n.], 2.002. p. 211–20.
- 69 ETSI/TC GSM. **Recommendation GSM 05.05 - Radio Transmission and Reception. 1.991**. Apud LEVI, L., MURATORE, F., PALESTINE, V., ROMANO, G. Performance of DS-CDMA System in a Multipath Fading Environment. *Proc. IEEE ICUPC*, p. 28-32, 1.993.

- 70 PAPOULIS, A. **Probability, Random Variables, and Stochastic Processes**. 3^a. New York: McGraw-Hill, 1.991.
- 71 LATHI, B. P. **Linear Systems and Signals**. Carmichael, CA: Berkeley Cambridge Press, 1.992.
- 72 HAYKIN, S. Adaptive digital communication receivers. **IEEE Communications Magazine**, p. 106–14, Dez 2.000.
- 73 STANCANELLI, E. M. G.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. Descorrelacionador para sistemas DS-CDMA em canal seletivo em frequência. **Revista Telecomunicações - INATEL**, v. 06, n. 01, p. 37–48, Jun 2.003.
- 74 _____. Descorrelacionador aliado à diversidade de percursos. In: **SBT-03 - XX-Simpósio Brasileiro de Telecomunicações**. Rio de Janeiro-RJ, Brasil: [s.n.], 2.003. p. 438–43.
- 75 ESMAILZADEH, R.; NAKAGAWA, M. Pre-rake diversity combining for direct sequence spread spectrum mobile communications systems. **IEICE Trans. Commun.**, e76-b, n. 8, p. 1008–15, Ago 1.993.
- 76 HUANG, H. C.; SCHWARTZ, S. C. A Comparative Analysis of Linear Multiuser Detectors for Fading Multipath Channels. **Proceedings Globecom**, San Francisco, U.S.A., p. 11–5, Dez 1.994.
- 77 ZVONAR, Z. Multiuser Detection in Asynchronous CDMA Frequency-Selective Fading Channels. **Wireless Personal Communications 2**, Holand, p. 373–92, 1.996.
- 78 JESZENSKY, P. J. E.; ABRÃO, T.; STANCANELLI, E. M. G.; SILVA, V. A. da; KURAMOTO, A. S. R.; ANGÉLICO, B. A. Multi-rate group-wise successive interference cancellation structure in COST 259DCM channels. In: **SBT-03 - XX-Simpósio Brasileiro de Telecomunicações**. Rio de Janeiro-RJ, Brasil: [s.n.], 2.003. p. 444–8.
- 79 TEUSCHER, C. M. **Low Power Receiver Design for Portable RF Applications: Design and Implementation of an Adaptive Multiuser Detector for an Indoor, Wideband CDMA Application**. Tese (Doutorado) — University of California, Berkeley, 1.998.
- 80 EL-SALLABI, H. M.; BERTONI, H. L.; VAINIKAINEN, P. Experimental evaluation of Rake finger life distance for CDMA systems. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 1, p. 50–2, 2.002.
- 81 ENG, T.; KONG, N.; MILSTEIN, L. B. Comparison of Diversity Combining Techniques for Rayleigh-Fading Channels. **IEEE Transactions on Communications**, v. 44, p. 1117–29, Set 1.996.
- 82 PURSLEY, M. B. Direct-sequence spread-spectrum communications for multipath channels. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 50, n. 3, p. 653–61, Mar 2.002.

- 83 BOUJEMAA, H.; SIALA, M. On the rake receiver performance. In: **Vehicular Technology Conference - IEEE VTS-Fall VTC '00**. Boston, MA: [s.n.], 2.000. v. 3, n. 52, p. 1483–8.
- 84 AALO, V. A. Performance of maximal-ratio diversity systems in a correlated nakagami-fading environment. **IEEE Transactions on Communications**, v. 43, n. 8, p. 2360–9, Ago 1.995.
- 85 PIERCE, J. N.; STEIN, S. Multipler Diversity with Nonindependent Fading. **Proceedings of IRE**, v. 48, p. 89–104, Jan 1.960.
- 86 BRENNAN, D. G. Linear Diversity Combining Techniques. **Proceedings of IRE**, v. 47, p. 1075–102, Jun 1.959.
- 87 ALOUINI, M.-S.; SIMON, M. K. Multichannel reception of digital signals over correlated nakagami fading channels. In: **Proc. 36th Annual Allerton Conf.** Monticello, IL: [s.n.], 1.998. p. 146–55.
- 88 VERDÚ, S. Minimum probability of error for asynchronous gaussian multiple-access channels. **IEEE Transactions on Information Theory**, IT-32, n. 1, p. 85–96, Jan 1.986.
- 89 MORROW Jr., R. K.; LEHNERT, J. S. Bit-to-bit dependence in slotted ds/ssma packet systems with random signature sequences. **IEEE Transactions on Communications**, v. 37, n. 10, p. 1052–61, Out 1.989.
- 90 IBARS, C.; BAR-NESS, Y. The Principle of Time-Frequency duality of DS-CDMA and MC-CDMA. In: **CISS 2002 - 36th Annual Conference on Information Sciences and Systems**. Princeton University, NJ: [s.n.], 2.002.
- 91 BOASHASH, B. (Ed.). **Time-frequency signal analysis-methods and applications**. Melbourne: Longman Cheshire. John Wiley & Sons, 1.992. ISBN 0-470-2821-5.
- 92 COHEN, L. Time-frequency signal analysis-methods and applications. In: _____. Melbourne: Longman Cheshire. John Wiley & Sons, 1.992. cap. Introduction: A Primer on Time-Frequency Analysis, p. 3–42. ISBN 0-470-2821-5.
- 93 QIAN, S.; CHEN, D. **Joint Time-Frequency Analysis: methods and applications**. U.S.A: Prentice-Hall, 1.996.
- 94 MORETTIN, P. A. **Ondas e Ondaletas: Da Análise de Fourier à Análise de Ondaletas**. São Paulo: Edit. da Universidade de São Paulo, 1.999. ISBN 85-314-0509-2.
- 95 CHEN, H.-H.; YEH, J.-F.; SUEHIRO, N. A multicarrier CDMA architecture based on orthogonal complementary codes for new generations of wideband wireless communications. **IEEE Communications Magazine**, v. 39, n. 10, p. 126–35, Out 2.001.
- 96 SUEHIRO, N.; HATORI, M. N-shift cross-orthogonal sequences. **IEEE Trans. Information Theory**, IT-34, n. 1, p. 143–6, Jan 1.988.

- 97 LEHNE, P. H.; PETERSEN, M. An Overview of Smart Antenna Technology for Mobile Communications Systems. **IEEE Communications Survey**, v. 2, n. 4, p. 2–13, Fourth Quarter 1.999.
- 98 LIBERTI, J. C.; RAPPAPORT, T. S. **Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third-Generation CDMA Applications**. NJ, U.S.A.: Prentice-Hall, 1.999.
- 99 SCHNEIDER, K. S. Optimum Detection of Code Division Signals. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic**, AES-15, n. 1, p. 181–5, Jan 1.979.
- 100 VITERBI, A. J. Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm. **IEEE Transactions on Information Theory**, p. 260–9, 1.967.
- 101 VERDÚ, S. Computacional complexity of optimum multiuser detection. **Algorithmica**, v. 4, p. 303–12, 1.989.
- 102 POOR, H. V.; VERDÚ, S. Single-user Detectors for Multiuser Channels. **IEEE Transactions on Communications**, v. 36, n. 1, p. 50–60, Jan 1.988.
- 103 DUEL-HALLEN, A. A family of Multiuser Decision-Feedback Detectors for Asynchronous CDMA Channels. **IEEE Transactions on Communications**, v. 43, n. 2/3/4, p. 421–34, Feb/Mar/Abr 1.995.
- 104 MOSHAVI, S. Multi-user detection DS-CDMA communications. **IEEE Communications Magazine**, v. 34, n. 10, p. 124–36, Out 1.996.
- 105 CRAIG, J. W. A new, simple and exact result for calculating the probability of error for two-dimensional signal constellations. In: **Military Communications Conference, 1991. MILCOM '91, Conference Record, Military Communications in a Changing World., IEEE**. McLean, VA - U.S.A.: [s.n.], 1.991. v. 2, p. 571–5.