



Universidade Estadual de Londrina
Centro de Tecnologia e Urbanismo
Departamento de Engenharia Elétrica

Desempenho e Complexidade de Sistemas DS-UWB em Canais Multipercursos Densos

Lisiane C. Heringer

Londrina, 1 de março de 2007

Universidade Estadual de Londrina

Centro de Tecnologia e Urbanismo
Departamento de Engenharia Elétrica

Desempenho e Complexidade de Sistemas DS-UWB em Canais Multipercursos Densos

Candidato: Lisiane C. Heringer

Orientador: Prof. Dr. Taufik Abrão

Dissertação de Mestrado sob orientação do Prof. Dr. Taufik Abrão intitulada Desempenho e Complexidade de Sistemas DS-UWB em Canais Multipercursos Densos e apresentada à Universidade Estadual de Londrina, como parte dos requisitos necessários à obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área: Modelagem e Simulação de Sistemas de Telecomunicações.

Londrina, 1 de março de 2007

Ficha Catalográfica

Heringer, Lisiane

Desempenho e Complexidade de Sistemas DS-UWB em Canais Multipercursos Densos. Londrina, 2006. 151 p.

Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Londrina. Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Sistemas de comunicação sem fio. 2. UWB. 3. Sistemas de Múltiplo Acesso. 4. CDMA.

I. Universidade Estadual de Londrina. Departamento de Engenharia Elétrica.

II. Desempenho e Complexidade de Sistemas DS-UWB em Canais Multipercursos Densos.

Lisiane C. Heringer

Desempenho e Complexidade de Sistemas DS-UWB em Canais Multipercursos Densos

Dissertação apresentada à Universidade Estadual de Londrina, como parte dos requisitos necessários à obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área: Modelagem e Simulação de Sistemas.

Comissão Examinadora

Prof. Dr. Taufik Abrão
Depto. de Engenharia Elétrica
Universidade Estadual de Londrina
(Orientador)

Prof. Dr. Mario Lemes Proença Jr.
Depto. de Ciência da Computação
Universidade Estadual de Londrina

Prof. Dr. (Titular) Paul Jean E. Jeszensky
Depto. de Engenharia de Telecomunicações e Controle
Escola Politécnica da Universidade de São Paulo

Londrina, 1 de março de 2007

“Até aqui nos ajudou o Senhor”

Agradecimentos

A Deus pela oportunidade concedida e por manifestar-se na perfeição de suas obras.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Taufik Abrão, pela dedicação, estímulo e por repartir seus conhecimentos.

Aos meus pais e familiares pelo amor, apoio e compreensão, aos quais dedico este trabalho com a mais profunda admiração, respeito e gratidão.

Ao meu companheiro e amigo, Ricardo, por compartilhar de meus anseios e realizações, sonhos e realidade.

À Universidade Estadual de Londrina e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, CAPES, pelo apoio financeiro.

Àqueles que, de alguma forma, contribuíram para o avanço deste trabalho.

Resumo

Esta dissertação analisa os principais conceitos associados à tecnologia de comunicação sem fio de banda ultralarga (UWB – *Ultra Wideband*). São enfocadas as principais vantagens e desafios desta tecnologia emergente, aspectos de regulamentação, modelos de canais adequados capazes de descrever os efeitos de desvanecimento multipercurso denso, principais esquemas de múltiplo acesso implementáveis com a tecnologia UWB, bem como uma análise do compromisso desempenho *versus* complexidade, considerando algumas abordagens para a implementação dos sistemas UWB.

A análise do compromisso desempenho *versus* complexidade foi feita para sistemas UWB de múltiplo acesso baseados no espalhamento espectral de seqüência direta (DS-UWB – *Direct Sequence UWB*) via simulação Monte-Carlo e analiticamente. O sistema DS-UWB tem sido considerado um dos sistemas mais atrativos e promissores para a quarta geração das comunicações sem fio (4G), dentre as versões UWB impulsivas atualmente investigadas. Neste trabalho foi explorado o conceito de diversidade espacial para melhoria de desempenho com a aplicação de múltiplas antenas receptoras. Utilizou-se a estratégia de detecção multiusuário baseada no cancelamento de interferência paralelo (PIC – *Parallel Interference Cancellation*) para suprimir o efeito da MAI, aumentar a capacidade e o desempenho de sistemas UWB de múltiplo acesso. Foram analisados os resultados do compromisso desempenho-complexidade considerando ambas as técnicas de melhoria.

Abstract

This work analyses the principal concepts associated to the ultra wideband (UWB) wireless communication technology. The main advantages and challenges of this emerging technology are focused; regulation aspects and appropriate channels models to the description of the effects of dense multipath fading are analyzed. The main multiple access topologies implementable with the UWB technology, as well as an analysis of the performance *versus* complexity tradeoff, considering some approaches for the implementation of the UWB systems are described.

The analysis of the performance versus complexity tradeoff was done for the multiple access UWB systems based on the direct sequence spreading spectrum (DS-UWB) through Monte-Carlo simulation and analytically. Among the impulsive UWB technologies investigated, the DS-UWB is considered one of the most attractive and promising systems for the fourth generation of the wireless communications (4G). In this work the space diversity concept was explored for the performance improvement with the application of multiple receiver antennas. It was used the multiuser detection strategy based on the parallel interference cancellation (PIC) to suppress the MAI effect, to increase the capacity and the performance of multiple access UWB systems. There were analysed the results of the performance *versus* complexity tradeoff considering both techniques of improvement.

Sumário

Lista de Figuras	vi
Lista de Tabelas	x
Lista de Siglas e Abreviaturas	xi
Lista de Símbolos	xv
1 Introdução	18
1.1 Sistemas de Comunicação sem Fio	18
1.2 Breve Revisão Histórica dos Sistemas UWB	20
1.3 Aspectos Gerais dos Sistemas de Banda Ultralarga	22
1.4 Proposta do Trabalho de Investigação	25
1.4.1 Publicações Relativas ao Trabalho de Investigação	25
2 Características, Aplicações, Regulamentação e Desafios dos Sistemas UWB	27
2.1 Regulamentação da Tecnologia UWB	29
2.2 Aplicações do Sistema UWB	30
3 Canal UWB	37
3.1 Características do Canal UWB	37
4 Arquiteturas para Sistemas UWB	44
4.1 Arquiteturas de Sistema UWB	44
4.2 Esquemas de Modulação para Sistemas UWB	45
4.2.1 Esquemas de Múltiplo Acesso	49
4.3 DS-UWB × MB-OFDM-UWB	57

4.4	Formatação de pulso	59
4.5	Detecção Multiusuário	62
4.5.1	Canceladores de Interferência Subtrativo	63
4.6	Arranjo de Antenas	64
4.7	Desempenho Analítico para o DS-UWB	67
4.7.1	Formatação de Pulso e Desempenho UWB: Revisão da Literatura	76
4.8	Resultados de Desempenho UWB em Canais AWGN	77
4.9	Resultados de Desempenho UWB em Canais com Desvanecimento Densos	78
4.9.1	Sistema DS-UWB	80
4.9.2	Efeito da Formatação de Pulso sobre o Desempenho DS-UWB	86
4.9.3	Desempenho UWB com Cancelamento de Interferência Paralelo e Diversidade Espacial	91
5	Desempenho-Complexidade de Sistemas DS-UWB	96
5.1	Aspectos de Complexidade de Implementação	96
5.2	Compromisso Desempenho-Complexidade	97
6	Conclusões e Perspectivas	104
	Anexo A – Termos importantes	106
	Anexo B – Método de Simulação Monte Carlo	109
	Anexo C – Algoritmo	111
	Anexo D – Artigos Publicados	116
D.1	Publicações Relativas ao Trabalho de Investigação	116
	Referências	146

Lista de Figuras

1.1	Tecnologias sem fio em WPANs e LANs (VERISIGN-BRASIL, 2006).	20
1.2	Uma breve história do desenvolvimento da tecnologia UWB.	21
1.3	Máscara espectral definida para o sistema UWB norte-americano (Part 15 da FCC).	23
2.1	Cenário de uma HDR-WPAN em ambiente fechado.	33
2.2	Cenário de uma IWAN em ambiente fechado.	34
2.3	Aplicações para UWB (PORCINO; HIRT, 2003).	35
3.1	Exemplo de decaimento exponencial da amplitude dos percursos no modelo de canal considerado.	39
3.2	Perfil do atraso para o modelo de canal Saleh-Valenzuela modificado 3.	40
3.3	Perfil do atraso médio para os modelos CM-1 a CM-4.	41
3.4	Número de percursos significativos dentro da escala dinâmica NP_{10dB} para os quatro modelos SV.	42
3.5	Número de percursos significativos necessário à obtenção de 85% da energia total para os quatro modelos SV.	43
4.1	Arquitetura do transceptor simplificada para I-UWB e MC-UWB; exemplo de diagrama de blocos de (a) um transmissor I-UWB; (b) receptor I-UWB; (c) transmissor MC-UWB (BATRA et al., 2003); (d) receptor MC-UWB (BATRA et al., 2003).	46
4.2	Modulação binária em sistemas UWB a partir de (4.1): a) PPM, b) PAM, c) OOK.	48
4.3	Exemplo de modulação TH-PPM UWB.	50
4.4	Exemplo de modulação TH-PAM UWB.	51
4.5	Esquema de modulação básico DS-PAM UWB e respectivas formas de onda.	52
4.6	Exemplo de modulação DS-PAM UWB considerando ganho de processamento $N_c = 10$ e pulso Gaussiano (2^a derivada).	52
4.7	Sistema MB-OFDM: bandas de 528 MHz em 5 grupos ditintos.	54
4.8	Exemplo de codificação tempo-freqüência para sistema MB-OFDM.	55

4.9	Entrada e saída da IFFT: 100 sub-portadoras de informação, 10 sub-portadoras de guarda, 12 sub-portadoras pilotos, e 6 Nulos, formando 128 sub-portadoras.	56
4.10	Pulsos Gaussianos comumente utilizados em sistemas UWB; comparação do espalhamento temporal do pulso em função do valor do fator de pulso, $\tau_p = 753, 1ps$ e $\tau_p = 287, 7ps$	61
4.11	Na esquerda arranjo de antenas retangular, na direita arranjo de antenas linear uniforme.	65
4.12	Estrutura do receptor com arranjo de antenas ($M \times W$).	66
4.13	Verificação gráfica da interferência de múltiplo acesso.	72
4.14	Desempenho usando modulação TH-PPM-UWB para pulso Gaussiano, sua primeira derivada e sua segunda derivada.	78
4.15	Desempenho usando modulação TH-PAM-UWB para pulso Gaussiano, sua primeira derivada e sua segunda derivada.	79
4.16	Desempenho usando modulação DS-PAM-UWB para pulso Gaussiano, sua primeira derivada e sua segunda derivada.	79
4.17	Desempenho usando as modulações TH-PPM-UWB, TH-PAM-UWB e DS-PAM-UWB para segunda derivada do pulso Gaussiano.	81
4.18	Exemplo de simplificação de canal SV CM-1 com 75% da energia capturada através do limite de $-10, 1dB$	82
4.19	PSD do pulso utilizado com fator de formatação de pulso de 287,7 ps.	83
4.20	Desempenho para sistema DS-UWB para canal SV modificado normalizado CM-1, CM-2 e CM-3, com respectivamente 5000, 2900 e 1500 realizações de canal. Ver Tabela 4.7.	84
4.21	Desempenho para sistema DS-UWB para canal SV modificado CM-4, com 1000 realizações de canal: (a) canal normalizado; (b) canal não normalizado. Ver Tabela 4.7.	84
4.22	BER em função do carregamento do sistema DS-UWB. Para canal SV modificado normalizado CM-1, CM-2, CM-3 e CM-4 com $E_b/N_o = 10$ dB.	85
4.23	Representação do Pulso Gaussiano, sua 1 ^a derivada e 2 ^a derivada, assim como suas correlações, com $\tau_p = 753, 1ps$: (a) $T_p = 0, 7ns$ e $T_c = 0, 9ns$, (b) $T_p = T_c = 2ns$	86
4.24	Desempenho MCS para sistema DS-UWB, com 4 usuários, $N_c = 31$, Rake com 8 ramos, CM-3 normalizado com 85% de energia sendo capturada.	88

4.25	Desempenho para sistema DS-UWB com SRake de 5 ramos e 1, 2 e 3 antenas. Sequências PN, $N_c = 63$ e 21 usuários.	89
4.26	Desempenho para sistema DS-UWB com SRake de 10 ramos e 1, 2 e 3 antenas. Sequências PN, $N_c = 63$ e 21 usuários.	89
4.27	Representação do Pulso Gaussiano, sua 1ª derivada e 2ª derivada, assim como suas correlações, com $T_p = T_c = 2ns$: (a) $\tau_p = 287,7ps$, (b) $\tau_p = 753,1ps$	90
4.28	Pulsos da Família Gaussiana.	91
4.29	(a) pulso Monociclo Senoidal; (b) pulsos Hermitianos modificados ortogonais.	91
4.30	BER para sistema DS-UWB; canal SV modificado CM-3, receptor SRake com 3, 5 e 7 ramos seguido de 1 e 2 estágios PIC.	92
4.31	BER para sistema DS-UWB para canal SV modificado CM-3, SRake com 5 ramos, 1 e 2 estágios PIC combinado com recepção através de 1 a 3 antenas; $Load = \frac{11}{31} \approx 0,33$	93
4.32	BER para sistema DS-UWB para canal SV modificado CM-3, SRake com 10 ramos e 1 estágio PIC combinado com recepção através de 1 a 3 antenas. $Load \approx 0,33$	94
4.33	BER para sistema DS-UWB para canal SV modificado CM-4, com 5 ramos, e 1 e 2 estágios PIC.	94
4.34	BER para sistema DS-UWB para canal SV modificado CM-4, com 10 ramos, e 1 estágio PIC.	95
5.1	BER para sistema DS-UWB para canal SV modificado CM-3, SRake com 5 ou 10 ramos; 1 e 2 estágios PIC.	98
5.2	BER para sistema DS-UWB para canal SV modificado CM-4, SRake com 5 ou 10 ramos; 1 e 2 estágios PIC.	98
5.3	Complexidade computacional para sistema DS-UWB considerando 1 a 3 antenas, 0 a 2 estágios PIC e SRake com 5 ou 10 ramos.	99
5.4	Complexidade computacional para sistema DS-UWB: (a) com apenas uma antena; SRake com 5 ou 10 ramos seguido de 1 estágio PIC; (b) 1 a 3 antenas e SRake com 5 ou 10 ramos.	100
5.5	União dos dois gráficos anteriores.	100
5.6	Complexidade quando utilizamos 5 ramos a mais.	102
5.7	Complexidade para dois casos que apresentam desempenhos semelhantes em canal SV CM-3, para alta região de E_b/N_0	102

5.8	Complexidade para dois casos que apresentam desempenhos semelhantes em canal SV CM-4, para alta região de E_b/N_0	103
A.1	Receptor Rake com L <i>fingers</i>	108
B.1	Diagrama de blocos simplificado do modelo utilizado nas simulações Monte Carlo.	109

Lista de Tabelas

1.1	Limites de radiação para aplicações em ambientes fechados e ao ar livre, segundo normas norte-americana e européia.	23
2.1	Comparação entre a tecnologia UWB e outros padrões existentes.	31
2.2	Algumas aplicações UWB no setor militar e comercial.	32
3.1	Diferentes modelos SV e seus principais parâmetros, conforme proposta IEEE 802.15.3	41
4.1	Alocação dos grupos de bandas para o padrão ECMA.	54
4.2	Parâmetros utilizados nos sistemas MB-OFDM-UWB.	58
4.3	Resumo das propostas MB-OFDM-UWB e DS-UWB.	60
4.4	Principais características das propostas MB-OFDM-UWB e DS-UWB.	60
4.5	Parâmetros utilizados nos sistemas TH-UWB e DS-UWB.	80
4.6	Número médio de percursos discerníveis com energia significativa (percentual da energia total, $x\%$) para as quatro classes no modelo SV modificado.	80
4.7	Limiar em dB para as quatro classes no modelo SV modificado, com 5000, 2900, 1500 e 1000 realizações de canal para CM-1, CM-2, CM-3 e CM-4 respectivamente.	81
4.8	Parâmetros utilizados nos sistemas DS-UWB.	83
4.9	Comparação da correlação média dos pulsos para dois valores de duração de pulso.	86
4.10	Comparação da correlação média dos pulsos para dois valores de fator de formatação de pulso.	87
4.11	Valores da correlação média dos pulsos para fator de formatação de pulso $\tau_p = 287,7ps$ e $T_p = T_c = 2ns$	90
5.1	Complexidade dos receptores DS-UWB analisados em termos de operações.	97
5.2	Síntese das topologias DS-UWB, comparando-se complexidades computacionais e desempenhos.	101

Lista de Siglas e Abreviaturas

1G	Sistemas de Comunicação de Primeira Geração
2G	Sistemas de Comunicação de Segunda Geração
3G	Sistemas de Comunicação de Terceira Geração
4G	Sistemas de Comunicação de Quarta Geração
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i> - Conversor Analógico para Digital
AGC	<i>Automatic Gain Control</i> - Controle de Ganho Automático
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i> - Ruído Branco Aditivo Gaussiano
BER	<i>Bit Error Rate</i> - Taxa de erro de bit
BiCMOS	<i>Bipolar Complementary Metal Oxide Semiconductor</i> - Semicondutor de Óxido Metálico Complementar
BOK	<i>Bi-Orthogonal Keying</i> - Chaveamento Bi-Ortogonal
BPF	<i>BandPass Filter</i> - Filtro Passa-Faixa
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i> - Chaveamento por Deslocamento de Fase Binário
BW	<i>Band Width</i> - Largura de banda
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i> - Acesso Múltiplo por Divisão de Código
CEPT	<i>European Conference of Postal and Telecommunications</i> - Conferência Européia das Administrações de Correios e Telecomunicações
CLT	<i>Central Limit Theorem</i> - Teorema do Limite Central
CMOS	<i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i> - Semicondutor de Metal-Óxido Complementar
CP	<i>Cyclic Prefix</i> - Prefixo Cíclico
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i> - Conversor Digital para Analógico
DFE	<i>Decision Feedback Equalizer</i> - Equalizador com decisão realimentada
DS	<i>Direct Sequence</i> - Seqüência Direta
DS/CDMA	<i>Direct Sequence CDMA</i> - CDMA por Seqüência Direta
DSP	<i>Digital Signal Processing</i> - Procesamento Digital de Sinais
ECMA	<i>European Association for Standardizing Information and Communication Systems</i> - Associação Européia para Padronização de Sistemas de Comunicação e Informação
EDGE	<i>Enhanced Data Rates for Global Evolution</i> - Taxas de Dados Melhoradas para Evolução Global
EIRP	<i>Effective Isotropic Radiated Power</i> - Potência irradiada isotrópica efetiva
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> - Interferência eletromagnética

ETSI	<i>European Telecommunication Standards Institute</i> - Instituto Europeu para Padrões de Telecomunicações
FCC	<i>Federal Communications Commission</i> - Órgão Regulador das Telecomunicações nos Estados Unidos
FEC	<i>Forward Error Correction</i> - Correção de Erros Direta
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> - Transformada Rápida de Fourier
FH	<i>Frequency Hopping</i> - Salto em Frequência
SFH-SS	<i>Slow Frequency Hopping Spread Spectrum</i> - SFH-SS de salto lento
GI	<i>Guard Interval</i> - Intervalo de Guarda
GFSK	<i>Gaussian Frequency Shift Keying</i> - Chaveamento por Deslocamento de Frequência Gaussiana
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i> - Sistema Global para Comunicações Móveis
GPS	<i>Global Positioning System</i> - Sistema de Posicionamento Global
HDR	<i>High Data Rate</i> - Alta Taxa de Dados
IC	<i>Interference Cancellation</i> - Cancelamento de Interferência
ICI	<i>Inter Carrier Interference</i> - Interferência entre Portadoras
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> - Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
IFFT	<i>Inverse FFT</i> - Transformada Rápida de Fourier Inversa
IP	<i>Internet Protocol</i> - Protocolo de Internet
ISI	<i>Inter Symbol Interference</i> - Interferência Intersimbólica
ITU	<i>International Telecommunications Union</i> - União de Telecomunicações Internacional
LOS	<i>Line-of-Sight</i> - Linha de Visada Direta
LPI/D	<i>Low Probability of Interception and Detection</i> - Baixa Probabilidade de Interceptação e Detecção
MAC	<i>Media Access Control</i> - Controle de Acesso de Meios de Comunicação
MAI	<i>Multiple Access Interference</i> - Interferência de Acesso Múltiplo
MB	<i>MultiBand</i> - Multi-bandas
MBOA	<i>Multiband OFDM Alliance</i> - Aliança OFDM Multi-banda
MC	<i>Multi-carrier</i> - Sistema Multi-Portadora
MCS	<i>Monte Carlo Simulation</i> - Simulação Monte Carlo
MFB	<i>Matched Filter Bank</i> - Banco de Filtros Casados
MIMO	<i>Multi-Input Multi-Output</i> - Múltiplas entradas e Múltiplas Saídas
MRC	<i>Maximum Ratio Combine</i> - Combinação de Máxima Razão
MU	<i>Multi User</i> - Multiusuário
MUD	<i>Multi User Detection</i> - Detecção Multiusuário
NLOS	<i>Non-LOS</i> - Sem linha de Visada Direta

OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> - Multiplexação por Divisão de Freqüências Ortogonais
OOK	<i>On-Off Keying</i> - Chaveamento On-Off
PA	<i>Power Amplifier</i> - Amplificador de Potência
PAM	<i>Pulse Amplitude Modulation</i> - Modulação por Amplitude de Pulso
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i> - Relação de Potência de Pico-a-Média
PC	<i>Personal Computer</i> - Computador Pessoal
PDC	<i>Personal Digital Cellular</i> - Celular Digital Pessoal
PHY	<i>Physical (layer)</i> - Camada Física
PIC	<i>Parallel Interference Cancellation</i> - Cancelamento de Interferência Paralelo
PG	<i>Processing Gain</i> - Ganho de Processamento
PN	<i>Pseudo-Noise</i> - Pseudo-ruído
PPM	<i>Pulse Position Modulation</i> - Modulação por Posição de Pulso
PRAKE	<i>Partial Rake</i> - Rake Parcial
PSD	<i>Power Spectral Density</i> - Densidade Espectral de Potência
PSK	<i>Phase Shift Keying</i> - Chaveamento por Deslocamento de Fase
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i> - Modulação por Amplitude de Quadratura
QoS	<i>Quality of Service</i> - Qualidade de Serviço
RF	<i>Radio Frequency</i> - Rádio Freqüência
RMS	<i>Root Mean Square</i> - Valor Médio Quadrático
S/H	<i>Sample/Hold</i> - Amostra e Mantém
SI	<i>Self-interference</i> - Auto Interferência
SIC	<i>Sucessive Interference Cancellation</i> - Cancelamento de Interferência Sucessivo
SMS	<i>Short Messaging Service</i> - Serviços de Mensagens
SNR	<i>Signal Noise Ratio</i> - Relação Sinal Ruído
SoC	<i>System-On-a-Chip</i> - Sistema em um <i>chip</i>
SRAKE	<i>Selective Rake</i> - Rake Seletivo
SS	<i>Spread Spectrum</i> - Espalhamento Espectral
SUB	<i>Single-User Bound</i> - Limite de BER para usuário isolado
SUD	<i>Single-User Detection</i> - Detecção Uniusuário
SV	<i>Saleh-Valenzuela</i> - Saleh-Valenzuela
TFC	<i>Time-Frequency Codes</i> - Código Tempo-Freqüência
TH	<i>Time Hopping</i> - Saltos no Tempo
UWB	<i>Ultra WideBand</i> - Banda Ultra Larga
UWBWG	<i>Ultra-Wideband Work Group</i> - Grupo de trabalho da tecnologia UWB
VGA	<i>Variable Gain Amplifier</i> - Amplificador de Ganho Variável
WCDMA	<i>Wideband CDMA</i> - CDMA de Banda Larga
WEIL	<i>Wireless Ethernet Interface Link</i> - Conexão de Interface Ethernet sem Fio

WI-FI	<i>Wireless-Fidelity</i> - Fidelidade sem Fios
WLAN	<i>Wireless Local Area Networks</i> - Redes sem Fio de Área Local
WPAN	<i>Wireless Personal Area Networks</i> - Redes sem Fio de Área Pessoal
ZF-DF	<i>Zero-Forcing Decision Feedback</i> - Decisão Realimentada do tipo Nulidade Forçada

Lista de Símbolos

b	Relacionado ao bit transmitido
B	Largura de Banda RF
B_f	Largura de banda fracionária
BW	Largura de banda
C	Capacidade do canal
$\mathbb{E}[\cdot]$	Operador esperança estatística
E_b	Energia de bit
E_b/N_0	Relação energia de bit recebido e densidade espectral de potência de ruído
f_k	Frequência da portadora
$f_{central}$	Frequência central
f_{hi}	Maior frequência de corte
f_{low}	Menor frequência de corte
f_s	Frequência de amostragem
F_{sym}	Taxa de símbolo
$h(t)$	Resposta impulsiva do canal
h_n	Seqüência de salto PN
K	Número total de multipercursos
Q	Número total de <i>clusters</i>
mod	Módulo de congruência: o resultado é o resto da divisão entre dois inteiros
n_b	Número da banda
$\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$	Processo aleatório com distribuição normal de média μ e variância σ^2
N	Número de símbolos OFDM transmitidos
N_0	Densidade espectral de potência do ruído
N_D	Número de sub-portadoras de dados
N_G	Número de sub-portadoras de guarda
N_P	Número de sub-portadoras pilotos
N_T	Número total de sub-portadoras utilizadas
N_c	Número de <i>chips</i> usados para representar um símbolo
N_{FFT}	Número total de sub-portadoras (tamanho da FFT)
NP_{10dB}	Número de percursos dentro da faixa de $[0; -10]$ dB
$NP_{85\%}$	Número de percursos com 85% da energia

N_s	Número de pulsos usados para representar um bit
N_{sym}	Número total de amostras por símbolo
N_{sync}	Número de símbolos do preâmbulo
N_{hdr}	Número de símbolos contidos no cabeçalho
N_{packet}	Número de símbolos no <i>payload</i>
N_{ZPS}	Número de amostras do sufixo formado por zeros
$\mathcal{O}(\cdot)$	Complexidade de um algoritmo, proporcional ao argumento
$p(t)$	Pulso UWB
R	Largura de Banda da Informação
$r(t)$	Sinal em tempo contínuo que chega ao receptor
$Re\{\cdot\}$	Operador parte real
$s(t)$	Sinal transmitido
s_{sync}	Descreve o símbolo do preâmbulo
s_{hdr}	Descreve o símbolo do cabeçalho
s_{frame}	Descreve o símbolo do <i>frame</i>
t	Tempo contínuo
T_b	Período de bit
T_c	Período de chip
T_q^i	Atraso do q -ésimo <i>cluster</i>
T_f	Intervalo de repetição do pulso nominal
T_{FFT}	Período da IFFT e da FFT
T_s	Intervalo de símbolo
T_{sym}	Intervalo de símbolo
T_{ZPS}	Duração do sufixo formado por zeros no tempo
X_i	Efeito de sombreamento
Ω_0	Energia média do primeiro percurso do primeiro <i>cluster</i>
$\alpha_{k,q}^i$	Coefficiente de ganho multipercurso
β	Constante de decaimento exponencial
δ	Índice de modulação
Δ_f	Espaçamento entre sub-portadoras
τ	Relacionado ao atraso
γ	Fator de decaimento do raio
Γ	Fator de decaimento do <i>cluster</i>
λ	Taxa de chegada do raio
Λ	Taxa de chegada do <i>cluster</i>
σ	Desvio padrão
σ_1	Desvio padrão para desvanecimento log-normal do <i>cluster</i>
σ_2	Desvio padrão para desvanecimento log-normal do raio

σ_x	Desvio padrão para sombreamento log-normal
$\tau_{k,q}^i$	Atraso do k -ésimo componente multipercurso
ξ_l	Termo de desvanecimento
\in	Pertence ao conjunto
@	Dado que

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

1 Introdução

1.1 Sistemas de Comunicação sem Fio

Através da mídia, Internet e de outros meios, podemos perceber a extraordinária evolução tecnológica que vivemos, principalmente aquelas ocorridas em telecomunicações.

Os sistemas de comunicação móvel (celulares) surgiram no final de 1970, início de 1980, com a primeira geração de sistemas de comunicação móvel (1G) que usavam sinais analógicos para transmissão e só ofereciam o serviço de comunicação de voz (SANTHI et al., 2003).

No começo dos anos 90 veio a segunda geração (2G), agora com codificação digital (SUN; SAUVOLA; HOWIE, 2001). Os celulares digitais eram basicamente usados para comunicação de voz, porém alguns serviços de mensagens (SMS - *Short Messaging Service*) já começavam a ser usados. Estamos falando de tecnologias de acesso como GSM, IS-95¹ e PDC.

No momento, vários serviços são disponíveis com sistemas de comunicações móveis 2G: correio eletrônico, acesso a Internet, e serviços *online* para transações bancárias e entretenimento, além da conversação de voz.

Com a chegada do sistema 3G entra a comunicação de rádio banda larga; a taxa de dados é bem mais alta, de até 384 Kbps (cerca de 10 Mbps numa etapa posterior) (ADACHI et al., 2005). Esse sistema une acesso móvel, de alta velocidade, via rádio aos serviços baseados em IP²(Protocolo de Internet) (BOS; LEROY, 2001). Isto significa formas totalmente novas de se comunicar, acessar informações, aprender e conduzir negócios, livres de equipamentos incômodos e pontos de acesso imóveis. A operadora pode oferecer serviços mais sofisticados com base mais ampla de assinantes, ou seja, irá fornecer uma gama de serviços de transferência de voz, texto e dados, em alta velocidade. Os caminhos para os serviços 3G são EDGE, WCDMA e CDMA2000³ que foram aprovadas pela União Internacional de Telecomunicações.

Com a Terceira Geração wireless há a possibilidade de uma conversa entre dois telefone celulares, com uma vídeo-câmera sem interrupções, conectar-se rapidamente ao seu escritório e ter

¹*Interim Standard* - Padrão CDMA de segunda geração conhecido como CdmaOne

²IP baseia-se em pacotes de dados. Os usuários estarão *on-line* o tempo todo, porém só pagarão quando realmente dados forem enviados ou recebidos

³Tecnologia CDMA de terceira geração

acesso a documentos, navegar na Internet em alta velocidade, acessar sua música MP3 com agilidade, atuar nas bolsas de valores seguramente. O conceito tecnológico para o sistema 3G e seus serviços, foram desenvolvidos pela indústria *wireless* através da UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), que é uma parte da União de Telecomunicações Internacional (ITU - *International Telecommunications Union*).

Nos últimos anos, técnicas de acesso para sistemas de comunicação móvel têm tido grande evolução, devido à necessidade de fornecer melhores serviços ao usuário como transmissão de voz, dados e imagem com taxas de transmissão distintas. Essas técnicas permitem que uma determinada faixa de rádio frequência seja compartilhada entre vários terminais móveis, de tal maneira que a utilização dos recursos de rádio seja otimizada e a capacidade do sistema seja maximizada.

A pesquisa em direção à introdução de futuros sistemas de comunicação sem fios, incluindo sistemas celulares de quarta geração (4G), foi iniciada no mundo inteiro. Esta pesquisa tem o objetivo de satisfazer o aumento da demanda de serviços de comunicação sem fio. Abaixo algumas características que faz da quarta geração um sistema diferente dos outros até agora mencionados, (CHUNG; AUGUST; HA, 2005).

São inteiramente compostos de redes de comutação por pacotes.

Todos os elementos de rede são digitais.

É necessário banda larga para fornecer serviços *multimedia* como vídeo conferência (*streaming video*).

A segurança da rede é extremamente importante.

Tecnologias com grande potencial de aplicação em sistemas sem fio 4G são: banda ultralarga (UWB), multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) e sistemas que utilizem estratégias de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO - *Multi-Input Multi-Output*). O foco aqui é a comunicação por rádio frequência de banda ultralarga devido a suas vantagens únicas: alta taxa de dados, baixa potência e resistência aos efeitos do desvanecimento multi-percurso (WIN; SCHOLTZ, 2002).

Em um contexto mais geral, existe um grande número de formas para implantação de tecnologias sem fio em WPANs e LANs: a figura 1.1 associa a evolução das redes sem fio (em processo de regulamentação e/ou implementação comercial), aos padrões IEEE802 e às deferentes taxas de transferência de dados resultantes. Sendo assim, uma característica de suma importância é a capacidade de coexistência, interoperabilidade e integração com cenários e protocolos de comunicação sem fios já regulamentados (p. ex., IEEE 802.11 ou WANs celular). Por isso, os esforços futuros de pesquisa e desenvolvimento em UWB devem estar voltados para projetos eficientes que integrem e promovam a coexistência ou mesmo a interoperabilidade entre diferentes sistemas, viabilizando mecanismos automáticos de mudança e adaptação da conexão de dados.

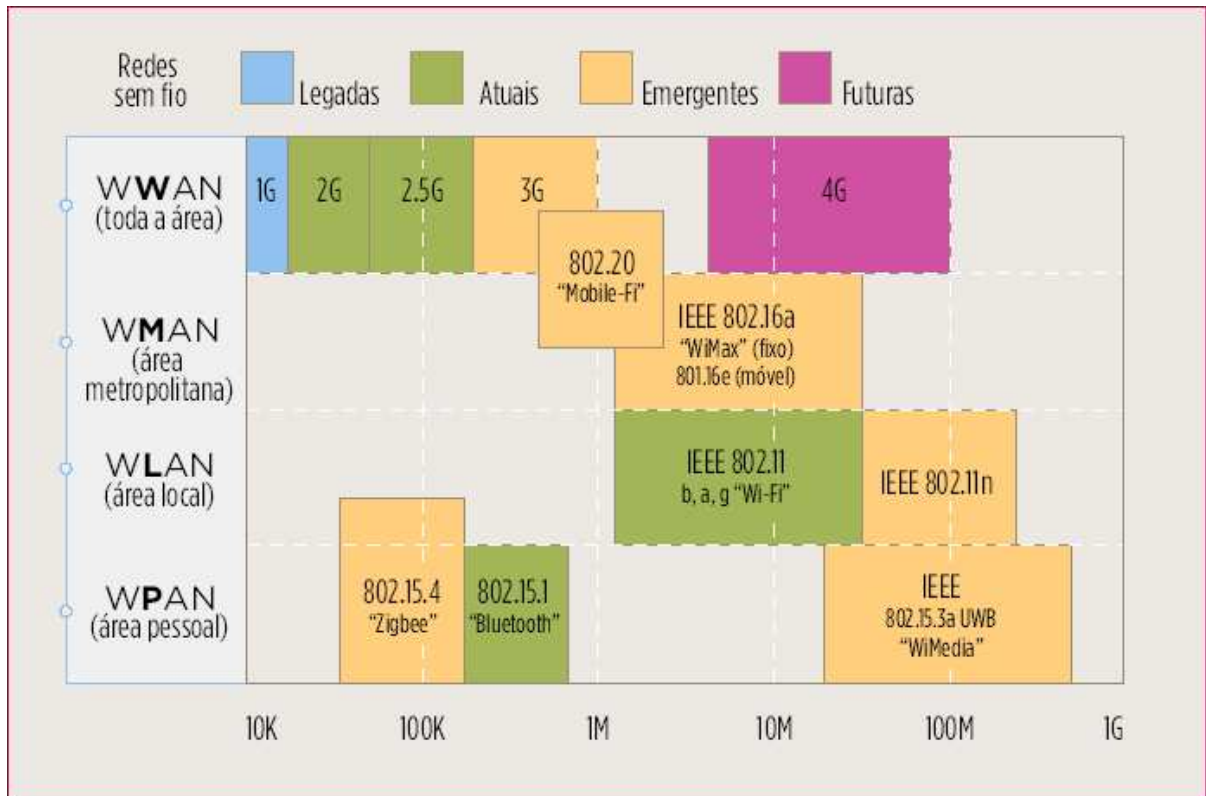


Figura 1.1: Tecnologias sem fio em WPANs e LANs (VERISIGN-BRASIL, 2006).

1.2 Breve Revisão Histórica dos Sistemas UWB

Nos últimos dois anos, a tecnologia UWB vem modificando a indústria das telecomunicações sem fios, por ser diferente da tecnologia de transmissão sem fios de banda estreita convencional, pois em vez de transmitir em frequências separadas, a tecnologia UWB espalha os sinais através de uma enorme faixa de frequências. A onda de rádio senoidal típica de sistemas de comunicação de banda estreita é substituída por trens de pulsos contendo centenas de pulsos a cada microsegundo.

UWB é uma nova tecnologia em termos de engenharia, porém suas propriedades físicas foram descobertas já há muitos anos. Primeiramente, foi empregado por Guglielmo Marconi em 1901 para transmitir seqüências de código Morse através do Oceano Atlântico usando transmissores de rádio *spark gap*⁴. Contudo, o benefício de uma grande largura de banda e a capacidade de implementar sistemas multiusuários baseados em pulsos não foi considerado até então.

Aproximadamente cinquenta anos depois de Marconi, a transmissão baseada em pulsos ganhou ímpeto em aplicações militares na forma de radares impulsivos. Alguns pioneiros na comunicação UWB nos Estados Unidos do fim dos anos 60 do século passado foram Henning Harmuth da Universidade Católica da América, Gerald Ross e K. W. Toutinegras da Corporação de Rand Sperry (FONTANA, 2006).

⁴Espaço entre dois eletrodos de condução através do qual uma descarga elétrica ou faísca pode ocorrer.

Até a década de 90 do século passado, esta tecnologia esteve restrita a aplicações militares do Departamento de Defesa dos EUA, no âmbito de programas secretos classificados como sendo comunicações altamente seguras. Contudo, o avanço tecnológico tornou o UWB possível para aplicações comerciais. Por isso, é apropriado considerar UWB como um novo nome de uma tecnologia de longa existência.

Em 1993, Robert Scholtz na Universidade do Sul da Califórnia escreveu um documento significativo que apresentou uma técnica de múltiplo acesso para sistemas de comunicação UWB (SCHOLTZ, 1993). A técnica de Scholtz aloca para cada usuário um código de espalhamento único, isto determina instantes específicos no tempo que permite que o usuário realize a transmissão. Com viabilização de esquemas de múltiplo acesso, a técnica UWB encontrou aplicação não só em sistemas de radar e comunicações ponto-a-ponto, mas também em redes sem fios e sistemas com sobreposição espectral.

Entre o final dos anos 1990 e o início dos anos 2000, com o advento da tecnologia UWB como um candidato viável para redes sem fios, pesquisadores iniciaram investigações detalhadas sobre a propagação UWB. Esses estudos de propagação e os modelos de canal desenvolvidos dos resultados de medição, culminaram em um notável número de publicações por Cassioli, Win, Scholtz, Foerster e Molisch (CASSIOLI; WIN; MOLISCH, 2002), (CRAMER; SCHOLTZ; WIN, 1999), (CRAMER; SCHOLTZ; WIN, 2002), (FOERSTER, 2001), (RAJESWARAN; SOMAYAZULU; FOERSTER, 2003), (MOLISCH; FOERSTER; PENDERGRASS, 2003), (SCHOLTZ; CRAMER; WIN, 1998), (SCHOLTZ; LEE, 2002), (WIN; SCHOLTZ, 1998) e (WIN; SCHOLTZ, 2002).

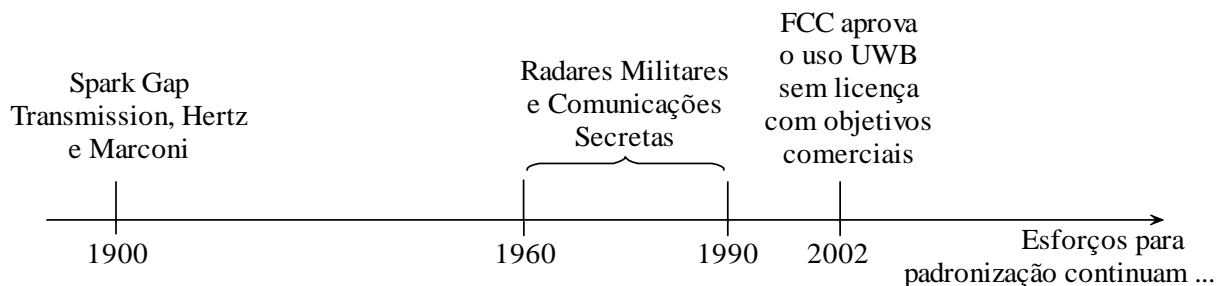


Figura 1.2: Uma breve história do desenvolvimento da tecnologia UWB.

Como o interesse na comercialização da tecnologia UWB aumentou durante os últimos anos, os responsáveis pelo desenvolvimento dos sistemas UWB começaram a pressionar a FCC norte-americana (*Federal Communications Commission*) para aprovar seu uso comercial. A Figura 1.2 resume a ordem cronológica do desenvolvimento da tecnologia UWB. Para maiores detalhes sobre a história da tecnologia, veja também (BARRETT, 2000) e (BENNETT; ROSS, 1978).

1.3 Aspectos Gerais dos Sistemas de Banda Ultralarga

A tecnologia de comunicação de banda ultralarga vem recebendo muita atenção e esforços de pesquisa devido às suas características atrativas, associado ao recente e explosivo avanço tecnológico. Esses esforços, associados à crescente escassez de espectro têm contribuído para acelerar o desenvolvimento e maturação da tecnologia UWB. Essa tecnologia, que pode ser implementada tanto em banda-base quanto com a utilização de uma portadora de rádio-frequência, possibilita conjugar a transmissão de dados digitais de altíssimas taxas com baixa potência envolvida e robustez em ambientes com multipercursos (CHUNG; AUGUST; HA, 2005). Devido a estas características, a tecnologia UWB mostra grande potencial quando comparada a outras alternativas de acesso sem fio de quarta geração (4G) para ambientes fechados (*indoor*) (CHUNG; AUGUST; HA, 2005).

Teoricamente, por utilizar potência muito baixa, sistemas de comunicação UWB podem coexistir com outras tecnologias na mesma faixa de frequências de transmissão, tais como as existentes Wi-Fi⁵ (padrões IEEE 802.11x), GSM e Bluetooth⁶. Assim, os sinais UWB transmitidos não interferem em outros serviços de rádio transmissão, nem interferem entre si, pois para os diversos esquemas de modulação e de acesso é possível obter imunidade à interferência de múltiplo acesso e de banda estreita, uma vez que a banda ocupada por esses sistemas é extremamente extensa.

Essa tecnologia foi inicialmente desenvolvida para aplicações militares. Em fevereiro de 2002 a agência reguladora norte-americana FCC expediu uma regulamentação para o uso comercial da tecnologia UWB, estabelecendo os limites para a banda e potência de transmissão UWB. Porém os esforços para sua padronização continuam. Os sinais UWB devem ocupar pelo menos 500 MHz em uma largura de banda total de 7,5 GHz; o espectro para os sistemas UWB está compreendido entre 3,1 GHz e 10,6 GHz, resultando em uma atrativa solução tecnológica baseada na sobreposição espectral (*overlay systems*), uma vez que uma grande parte desta faixa do espectro é ocupada por serviços e tecnologias de comunicação pré-existentes.

A potência efetiva isotrópica irradiada (EIRP - *Effective Isotropic Radiated Power*⁷) apresentada na forma de densidade espectral de potência (PSD - *power spectral density*) com resolução de banda de 1 MHz foi definida pela norma FCC Part 15.517 (*Technical requirements for indoor UWB systems*), sendo esquematizada na Figura 1.3. Esta máscara permite que sistemas UWB coexistam com outras tecnologias, tais como a que ocupa a banda do sistema de posicionamento global (GPS - *Global Positioning System*), sem provocar interferências consideráveis, uma vez que a PSD para a tecnologia UWB não deve ultrapassar 29,5 pW/MHz $\approx -75,3$ dBm/MHz na faixa de 0,96-1,61 GHz e 75 nW/MHz $\approx -41,25$ dBm/MHz na faixa de 3,1-10,6 GHz, a qual é sufici-

⁵ *Wireless-Fidelity* - Rede Local sem Fio

⁶ Tecnologia para conexão de dados sem fio entre dispositivos eletrônicos

⁷ A EIRP é a potência aparente transmitida até o receptor, assumindo-se que o sinal foi irradiado igualmente em todas as direções, equivalendo a uma onda esférica irradiada a partir de uma fonte pontual.

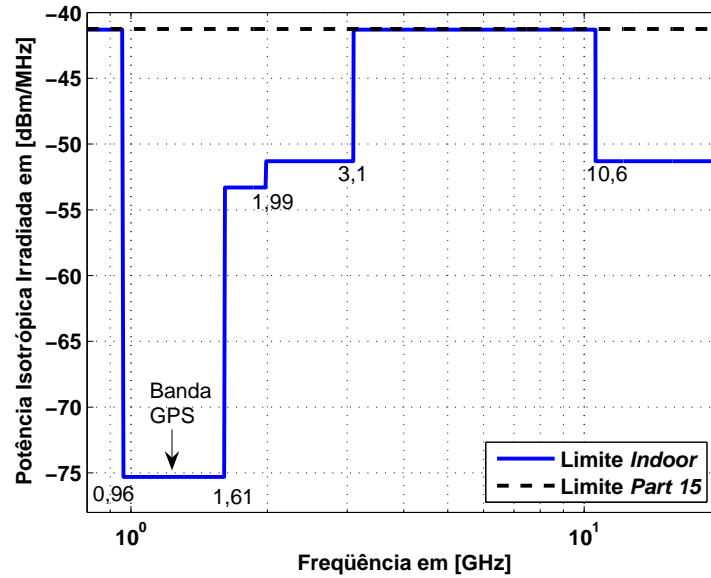


Figura 1.3: Máscara espectral definida para o sistema UWB norte-americano (Part 15 da FCC).

entamente baixa⁸ para não causar interferência em outros serviços que compartilhem sub-faixas de frequências e operem sob diferentes normas de emissão eletromagnéticas. Assim, caso a banda total UWB de 7,5 GHz for otimamente ocupada, a potência máxima disponível no transmissor não deve ultrapassar $\approx 500 \mu\text{W}$. A Tabela 1.1 compara os limites de radiação para aplicações em ambientes internos (*indoor*) e externos (*outdoor*) permitidos para o sistema UWB norte americano e europeu⁹.

Padrão	Aplicação	Máxima Potência Efetiva Isotrópica Irradiada (EIRP _{max}) [dBm/MHz]				
		Faixa de Frequências [MHz]				
		960-1610	1610-1990	1990-3100	3100-10600	>10600
EUA (FCC)	interna	-75,3	-53,3	-51,3	-41,3	-51,3
	externa	-75,3	-63,3	-61,3	-41,3	-61,3
Europeu (ITU)	interna		$-51,3 + 87 \log \frac{f}{3100}$		-41,3	$-51,3 + 87 \log \frac{10600}{f}$
	externa		$-61,3 + 87 \log \frac{f}{3100}$		-41,3	$-61,3 + 87 \log \frac{10600}{f}$

Tabela 1.1: Limites de radiação para aplicações em ambientes fechados e ao ar livre, segundo normas norte-americana e europeia.

O princípio de comunicação UWB é diferente de todas as outras técnicas de comunicação porque emprega pulsos de rádio-frequência (RF) extremamente estreitos, cobrindo uma largura de banda muito ampla no espectro de frequência.

O principal benefício de utilizar UWB é sua habilidade de operar em ambiente severamente caracterizado por multipercurso. Em um ambiente real de comunicação sem fio existem sinais multipercursos compostos por sinais refletidos por “obstáculos”, como paredes, piso, teto, móveis,

⁸Equivalendo a $29,5 \text{ pW/MHz} \equiv 29,5 \times 10^{-18} \text{ W}$ e $75 \text{ nW/MHz} \equiv 75 \times 10^{-15} \text{ W}$, respectivamente.

⁹Definido em 2002 pelo grupo de trabalho CEPT *European Conference of Postal and Telecommunications* da União de Telecomunicações Internacional (ITU - *International Telecommunication Union*).

peças etc. Dado que a largura de banda da forma de onda UWB é da ordem de centenas ou milhares de MHz, o número de multipercursos resolvíveis é muito grande comparado ao dos sistemas de terceira geração, pois tal número é diretamente proporcional à largura de banda do sinal - admitindo que toda a largura de banda é coerentemente processada (RUNKLE et al., 2003).

De acordo com a definição da FCC, sinais de UWB devem ter larguras de banda maior do que 500 MHz ou largura de banda fracionária maior do que 20%. A largura de banda fracionária B_f é um fator usado para classificar sinais de banda estreita, banda larga, ou banda ultralarga (UWB), sendo dada pela razão entre a largura de banda e a frequência central do espectro do sinal:

$$B_f = \frac{BW}{f_{central}} = 2 \frac{f_{hi} - f_{low}}{(f_{hi} + f_{low})} \quad (1.1)$$

onde f_{hi} e f_{low} são a maior e a menor frequências de corte (definidas pelos pontos de -10 dB em relação à frequência central¹⁰) do espectro UWB, respectivamente. Assim, sinais podem ser classificados em função de suas larguras de banda fracionárias:

$$\begin{aligned} \text{Banda estreita:} & \quad B_f < 1\%; \\ \text{Banda larga:} & \quad 1\% < B_f < 20\%; \\ \text{Banda ultralarga:} & \quad B_f > 20\% \end{aligned}$$

Um sinal UWB pode ser gerado por vários métodos, como multi-portadora (MC, *multi-carrier*), espectro espalhado (SS, *spread spectrum*) por seqüência direta (DS, *direct sequence*) e ondas senoidais amortecidas exponencialmente (*exponentially damped sine waves*). Devido à característica impulsiva do sinal UWB em banda-base (pulsos estreitos com duração da ordem de unidades ou mesmo décimos de nanosegundos), a banda ocupada é da ordem de centenas de MHz ou mesmo unidades de GHz. Para detalhes, veja Seção 4.2.

Além deste capítulo introdutório, o capítulo 2, discute as principais características, aplicações, desafios e aspectos de regulamentação dos sistemas UWB. A descrição e análise do modelo do canal multipercurso UWB são apresentadas no capítulo 3. Os principais esquemas de modulação apropriados às especificidades dos sistemas UWB são abordados no capítulo 4. Este capítulo também traz uma análise comparativa de alguns pontos marcantes dos sistemas DS-UWB e MB-OFDM-UWB, os quais são topologias promissoras e muito discutidas para aplicações 4G. A seção 4.5 expõe o princípio básico do cancelador de interferência paralelo utilizado neste trabalho, em seguida é mostrada a topologia das antenas utilizadas na recepção dos sinais. No final do capítulo 4 temos resultados comparativos de desempenho para sistemas DS-UWB. O Capítulo 5 traz uma análise de desempenho-complexidade para o sistema DS-UWB que se encontra atualmente em processo de padronização. Finalmente, no capítulo 6, são apontadas as principais conclusões e perspectivas de continuidade deste trabalho.

¹⁰De acordo com relatório final da FCC ((2002A), 2002; (2002B), 2002), avaliado publicamente em abril de 2002.

1.4 Proposta do Trabalho de Investigação

Atualmente, existem muitas pesquisas envolvendo esquemas UWB, nas suas versões impulsiva e multi-portadora, tanto do ponto de vista da análise de desempenho, quanto da complexidade envolvida, imunidade a interferências, capacidade etc. A definição de qual dos esquemas UWB resulta no melhor compromisso custo/complexidade \times desempenho/capacidade é um assunto muito discutido atualmente. Existem algumas publicações que apontam o DS-UWB e outras o MB-OFDM-UWB, sendo que a maioria dessas publicações apontam na direção da topologia DS-UWB como a mais promissora. Assim, o trabalho de investigação de mestrado se desenvolveu a partir deste cenário; as seguintes metas foram propostas e alcançadas:

1. Foram analisados aspectos de regulamentação referentes aos sistemas UWB, principais topologias (esquemas de modulação), bem como foram analisados e avaliados canais realistas (multipercursos densos) apropriados para sistemas UWB.
2. Foram feitas análises do ponto de vista de desempenho *versus* complexidade para sistemas DS-UWB, a partir da utilização de técnicas de melhoria de desempenho baseadas em múltiplas antenas receptoras (diversidade espacial) e canceladores de interferência multiusuário, sobre as quais existem raríssimas investigações reportadas na literatura.
3. Até muito recentemente, a maioria dos esquemas UWB analisados na literatura especializada considerava sistemas operando com um único usuário e/ou canal AWGN. No contexto atual das investigações de sistemas UWB é fundamental a análise dos sistemas UWB considerado condições de operação de sistema realistas; neste trabalho de investigação foram feitas análise de desempenho teórica e por simulação Monte-Carlo de sistemas UWB submetidos a canais e meios de acesso de rádio-freqüência os mais realistas e sofisticados possíveis, a saber, canais multipercursos densos, esquemas de acesso com detecção multiusuário e exploração de diversidade multipercorso e espacial.

1.4.1 Publicações Relativas ao Trabalho de Investigação

Fernando Ciriaco, Lisiane C. Heringer, Luis Albuquerque, Taufik Abrão, Paul Jean E. Jeszensky. *Detectors Multiusuários Adaptativos para DS-CDMA*. Revista Semina Tecnológica, vol. 27, no.1, Jan-Jun 2006, pp. 63-78.

Lisiane C. Heringer, Bruno A. Angélico, Taufik Abrão e Paul Jean E. Jeszensky. *Sistemas de Comunicação de Banda Ultralarga (UWB)*, Revista Inatel, vol. 9, no. 1, pp. 8-20, Novembro 2006.

1.4.1.1 Em Processo de Submissão

Lisiane C. Heringer, Bruno A. Angélico, Taufik Abrão e Paul Jean E. Jeszensky. *Ultra-wideband Performance Analysis in a Dense Multipath Environment with Time and Spatial Diversity*. 16th IST Mobile & Wireless Communications Summit. Submetido em 31 de Janeiro de 2007, <http://www.mobilesummit2007.org>.

Lisiane C. Heringer, Fernando Ciriaco, Bruno A. Angélico, Taufik Abrão e Paul Jean E. Jeszensky. *Complexidade Computacional de Sistemas DS-UWB com Diversidade Espaço-Temporal e Detecção Multiusuário*.

2 Características, Aplicações, Regulamentação e Desafios dos Sistemas UWB

A natureza dos pulsos curtos usados na tecnologia UWB oferece diversas vantagens sobre sistemas de comunicações banda estreita, entre as quais destacam-se (NEKOOGAR, 2005):

1. **Habilidade em compartilhar o espectro de rádio frequência:** os sistemas UWB transmitem trens de pulsos de curta duração e baixíssima energia ao longo de uma extensa faixa espectral, possibilitando que o sinal UWB seja detectado em ambientes com elevada intensidade de interferência eletromagnética (EMI), tipicamente em ambientes metropolitanos fechados, onde há ocorrência de elevada EMI ao longo de todo o espectro.
2. **Grande capacidade de canal:** devido às características do sinal UWB, a taxa máxima de dados possível de ser transferida é superior em relação aos outros sistemas sem fio. Esta capacidade do canal UWB é evidenciada a partir da equação de capacidade de canal de Hartley-Shannon:

$$C = B \log_2(1 + SNR) \quad (2.1)$$

onde C representa a capacidade máxima do canal, em [bit/s], B é a largura de banda, e SNR é a relação sinal-ruído. Note-se que a capacidade do canal C cresce linearmente com a largura de banda B . Por outro lado, os sistemas UWB apresentam uma potência máxima irradiada ao longo do seu espectro de 7,5GHz extremamente baixa (veja máscara espectral, Figura 1.3), resultando em um sistema com características de transmissão de dados limitado a curtas distâncias (máxima em torno 10 a 20 metros). Isto faz dos sistemas UWB candidatos promissores para soluções de redes sem fio pessoais locais (WPAN - *wireless personal area networks*) que devem conjugar alta taxa de transferência de dados com reduzida cobertura e intensidade de EMI.

3. **Habilidade de operar com relação sinal-ruído baixa:** da equação (2.1), verifica-se que a capacidade do canal apresenta uma dependência logarítmica em relação à SNR . Sistemas de comunicação UWB são capazes de operar satisfatoriamente em canais de comunicação

com baixos valores de SNR e ainda oferecem uma grande capacidade de canal como resultado da grande largura de banda.

4. **Baixa probabilidade de interceptação e detecção:** devido à sua baixa densidade espectral de potência de transmissão, sistemas UWB apresentam imunidade inerente à detecção e interceptação. Além disto, esquemas de modulação apropriados adicionam nível de imunidade à interceptação aos pulsos UWB ainda maior, como por exemplo, combinando-se as características de sigilo geradas pelas seqüências de espalhamento dos sistemas SS.
5. **Resistência à interferência:** os sistemas UWB apresentam elevados ganhos de processamento (PG), definidos pela razão entre a largura de banda de *RF* ocupada pelo sinal UWB e a largura de banda da informação, *R*:

$$PG = \frac{\text{Largura de Banda RF}}{\text{Largura de Banda da Informação}} = \frac{B}{R} \quad (2.2)$$

A diversidade de frequência causada pelo ganho de processamento elevado torna sinais UWB relativamente resistentes à interferência intencional (*jamming*) e não intencional, quando comparado a sistemas de banda estreita e de banda larga.

6. **Alto desempenho em canais multipercursos:** a duração do pulso UWB transmitido é da ordem de décimos de nanosegundos na maioria dos casos; portanto, em ambientes fechados convencionais, como escritórios etc, a probabilidade do pulso refletido colidir com o pulso original e causar degradação do sinal é pequena (NEKOOGAR, 2005).
7. **Propriedades de penetração superior:** sistemas UWB podem penetrar eficientemente através de diferentes materiais, pois o espectro do sinal UWB estende-se desde algumas dezenas de MHz até unidades de GHz. Assim, as componentes de baixas frequências (comprimentos de onda elevados) do espectro UWB, penetram em uma certa variedade de materiais, incluindo paredes.
8. **Arquitetura simples do transceptor:** uma vez que o sistema UWB baseado em sinais impulsivos (I-UWB) não requer frequência de portadora específica para modular os dados, são necessários menos componentes de RF para transmissão: não há a necessidade de misturadores e osciladores locais; conseqüentemente, a recuperação da portadora na recepção não se faz necessária. Adicionalmente, a transmissão de pulsos de baixa potência elimina o requisito do amplificador de potência (PA - *power amplifier*) em transmissores UWB. Por essas razões, sua arquitetura é mais simples, com menor consumo de potência e de custo menor do que a dos transceptores de banda estreita ou larga que utilizam portadora.

Como já é bem conhecido em engenharia, é muito difícil encontrar uma tecnologia que só traga vantagens. Alguns desafios no desenvolvimento da tecnologia UWB incluem (NEKOOGAR, 2005):

1. **Variação da potência recebida ao longo do espectro UWB:** a potência recebida deve se adaptar à máscara espectral definida nos padrões europeu ou norte-americano (veja Figura 1.3). Conseqüentemente, essas variações drásticas na potência recebida conforme a faixa de frequência causarão distorções na forma de onda do pulso recebido. Isto limitará o desempenho dos receptores UWB baseados na correlação dos pulsos recebidos com um modelo/réplica predefinido (filtros casados convencionais).
2. **Estimação de canal UWB:** a estimação do canal em sistemas UWB é excessivamente complexa. A resposta impulsiva típica do canal UWB apresenta uma excessiva quantidade de percursos com perfil atraso-potência aproximadamente uniforme (veja detalhes na Seção 3), o que implica na necessidade de processar uma elevada quantidade de percursos de baixíssima potência no receptor, tendo em vista recuperar uma percentagem expressiva da energia total do sinal.
3. **Sincronismo:** o sincronismo temporal entre o transmissor e o receptor é afetado pela curta duração dos pulsos, além da dificuldade natural de captura de pulsos de baixa potência. Assim, para fazer a amostragem dos pulsos estreitos são necessários conversores (ADCs - *Analog-to-Digital Conversion*) extremamente rápidos.
4. **Detecção do sinal:** Em ambientes de múltiplo acesso, a detecção de sinais UWB deve considerar algum esquema capaz de prover redução, ou mesmo eliminação da interferência de múltiplo acesso (MAI - *multiple access interference*), gerada pelos demais sinais interferentes sobre o sinal de interesse. A inclusão desses esquemas eleva a complexidade de implementação dos sistemas UWB.

2.1 Regulamentação da Tecnologia UWB

Um dos pontos principais para as comunicações UWB é a alocação de frequência, pois esta ainda não foi licenciada. Algumas companhias nos EUA estão trabalhando para remover as limitações das regulamentações da FCC para as aplicações que utilizam a tecnologia de UWB. Estas companhias estabeleceram um grupo de trabalho denominado UWBWG (*Ultra-Wideband work group*) para negociar com a FCC. Discussão similar na alocação da frequência e interferência de rádio deve também emergir na Europa. Atualmente, não há nenhuma faixa de frequência dedicada para aplicações UWB nas recomendações do Instituto Europeu dos Padrões das Telecomunicações (ETSI - *European Telecommunication Standards Institute*) ou da União de Telecomunicações Internacional (ITU) (OPPERMANN; HÄMÄLÄINEN; IINATTI, 2004).

Até o presente momento, a emissão em UWB é legal somente nos Estados Unidos; entretanto, os corpos reguladores internacionais estão considerando regras plausíveis e limites de emissão que viabilizariam a operação mundial de sistemas UWB. A empresa Intel possui parceria com

órgãos reguladores locais no Japão, Europa e China, tendo em vistas obter regulamentações similares àquelas produzidas pela FCC. Neste sentido, autoridades ligadas a FCC estão formando um modelo para as decisões reguladoras globais, junto a competências do Canadá, Europa, Japão, Coréia, e Cingapura, todos interessados na padronização de decisões visando redução do custo da tecnologia para o consumidor final. A aprovação da regulamentação na Europa e Ásia é esperada brevemente, baseada nos esforços da Intel, Philips, Sony, Sharp, Panasonic, STMicroelectronics, Texas Instruments, e Motorola/XtremeSpectrum, assim como grupos de desenvolvimento, tais como Wisair (NEKOOGAR, 2005) entre outros.

Nos Estados Unidos, a FCC especifica uma largura espectral de 7,5 GHz para o sistema UWB, na faixa compreendida entre 3,1 GHz e 10,6 GHz. Com a limitação da potência transmitida pelos sinais UWB, sistemas pré-existentes que operam neste espectro não recebem interferência expressiva, pois os níveis de densidade espectral de potência dos dispositivos UWB são limitados a um máximo de $-41,25 \text{ dBm/MHz} \equiv 7,413 \times 10^{-14} \text{ W}$.

2.2 Aplicações do Sistema UWB

Devido as características do sistema UWB, há uma grande variedade de aplicações tanto no setor militar, quanto civil e no setor comercial. Estas aplicações podem ser divididas em categorias (ZENG, 2005):

1. **Comunicações:** Os transceptores UWB podem enviar e receber dados de alta velocidade com potência muito menor e com custo relativamente baixo. O sistema de comunicação UWB é uma solução atrativa para um mercado de comunicações sem fios de curta distância. Atualmente, a tecnologia UWB visa principalmente aplicações em ambientes fechados, numa escala de dezenas de metros, e em taxas de centenas de Mbps, assim como a substituição dos fios, entretenimento, e comunicações WLAN e WPAN de alta velocidade.
2. **Determinação de distância:** Devido à sua fina resolução de tempo, a técnica de UWB também pode ser usada para determinar a distância de separação entre dois objetos. Por exemplo, dentro de tanques de água, o radar UWB pode ser usado para medir a altura da superfície de água. O radar de UWB pode ser usado para medir não só o nível de uma única camada, mas também os níveis de múltiplas camadas. Por exemplo, em um tanque de óleo, o radar UWB pode medir os níveis de óleo, emulsão, e camadas de água ao mesmo tempo.
3. **Radares:** Os radares UWB podem ser usados para detectar e “imaginar” os objetos dentro de espaços fechados ou atrás de paredes. Colocado fora de uma sala ou uma casa, o radar UWB pode ser usado para determinar as posições de pessoas dentro das salas. Como o sinal UWB tem a propriedade de penetração em diversos materiais, o radar UWB torna-se útil na localização de sobreviventes enterrados em consequência de desmoronamento por exemplo;

são conhecidos como radares que penetram na terra, GPR (*Ground Penetrating Radar*). A infraestrutura das cidades possui uma grande quantidade de “obstáculos” subterrâneos tais como tubulações, linhas elétricas, conexões de comunicações, e outros. Sendo assim, sistemas de radar(GPR) podem ser usados em construções para localizar estes “obstáculos”. Esta mesma tecnologia, sob regulamentação adequada, pode ser usada para vários tipos de aplicações médicas. UWB oferece aos profissionais da saúde a possibilidade de ter a visualização do interior do corpo humano ou animal (STADERINI, 2002). Por exemplo, UWB pode descobrir movimentos do coração, pulmões, cordas vocais, intestinos, bexiga, ou um feto, com a vantagem de funcionar em níveis de radiação seguros à saúde. Além disso, pode ser usado na indústria automotiva, onde pode medir a posição e o movimento de objetos em volta de um veículo transmitindo pulsos UWB e detectando os sinais refletidos. Esses dispositivos permitem, por exemplo, sistemas que evitam colisão, melhora na ativação do *airbag*, sistemas de suspensão inteligentes, etc. Para maiores detalhes sobre sistemas de radar UWB veja (TAYLOR, 2001) e (TAYLOR, 1995).

A baixa potência de transmissão dos pulsos UWB faz deles candidatos ideais para comunicações militares. Os pulsos UWB são extremamente difíceis de detectar ou interceptar, sendo assim impossibilita o acesso indesejável por terceiros a informações militares secretas. Além disso, os dispositivos UWB têm esquema de transceptor mais simples do que transceptores de banda estreita, assim, podem ser manufacturados em pequenos tamanhos em um preço mais baixo do que sistemas de banda estreita. Outra aplicação militar é o uso do GPR para detectar minas enterradas, abandonadas e com de risco de explosão.

A Tabela 2.1 compara a tecnologia UWB a outros padrões IEEE (IEEE802.XX.X) de comunicação em vigor atualmente.

Parâmetro	WLAN			Bluetooth	WPAN	UWB	ZigBee
	802.11a	802.11b	802.11g	802.15.1	802.15.3	802.15.3a	802.15.4
Frequência de Operação	5 GHz	2,4 GHz	2,4 GHz	2,4 GHz	2,4 GHz	3,1-10,6 GHz	2,4 GHz
Máxima Taxa de Dados	54 Mbps	11 Mbps	54 Mbps	1 Mbps	55 Mbps	> 100 Mbps	250 Kbps
Escala (metros)	100	100	100	10	10	10	50
Custo	Alto	Médio	Alto	Baixo	Baixo	Baixo	Baixo
Potência	Alto	Médio	Alto	Baixo	Baixo	Baixo	Baixo
Modulação	OFDM	BPSK	OFDM BPSK	GFSK FH-SS	OFDM BPSK, PAM	BPSK, PAM(I-UWB) MB-OFDM (MC-UWB)	QPSK BPSK

Tabela 2.1: Comparação entre a tecnologia UWB e outros padrões existentes.

É importante lembrar que a técnica UWB também é aplicável aos sistemas com fio, por exemplo em sistemas de comunicação via rede elétrica (PLC, *Power Line Communication*¹). Um

¹PLC combina sinais de rádio frequência com a infraestrutura de transmissão e distribuição de energia elétrica para transportar dados, voz e imagem, incluindo Internet em diversos tipos de ambientes.

módulo PLC/UWB converte sinais PLC para sinais de banda ultralarga, possibilitando o link de um PLC com um dispositivo móvel sem fio.

Percebendo a grande variedade de aplicações e as vantagens da tecnologia UWB, algumas destas sintetizadas na Tabela 2.2, indústrias e fornecedores de serviços estão atualmente apostando na implementação de sistemas baseados na tecnologia de rádio UWB. A seguir, são descritos cinco

Aplicação	Militar e Governamental	Comercial
Comunicações	Comunicações LPI/D ² seguras	Redes de área pessoal e local
	Redes de sensores sem fio seguras (operações de campo de batalha)	Distribuição de vídeo conferência sem fios (redes domésticas)
		Redes de sensores sem fio (monitoramento do ambiente e da saúde, automação doméstica)
Radar	Imagens através de paredes (por agentes legais, bombeiros)	Visualização médica (monitoramento cardíaco)
	Radar de penetração subterrânea (para operações de resgate)	Radar de penetração subterrânea (detecção de instalação elétrica elétrica, canos, etc., em locais de construção)
	Vigilância e monitoramento	Indústria automotiva (anti-colisão, assistente de estrada)
		Segurança doméstica (detectores de proximidade)
Localização	Identificação de pessoas	Rastreamento de inventário
	Crianças perdidas	Caracterização e identificação
	Rastreamento de presos	Gerência de bens

²LPI/D, *Low Probability of Interception and Detection* - Baixa probabilidade de interceptação e detecção

Tabela 2.2: Algumas aplicações UWB no setor militar e comercial.

cenários de aplicação UWB (PORCINO; HIRT, 2003). Esta descrição vem também da necessidade de se identificar os elementos comuns aos cenários listados e a otimização do custo do sistema, alcance de cobertura, taxa de dados, precisão para localização, carga de bateria, e o nível da adaptabilidade para as diversas condições de canal.

1. **Rede sem fio de área pessoal com alta taxa de dados** (HDR-WPAN, *High-data-rate wireless personal area network*): redes com uma densidade média de dispositivos ativos por sala (5-10) transmitindo em taxa de dados de 100-500 Mbps em uma distância entre 1 e 10 m, principalmente baseados em uma topologia ponto-a-ponto e utilizando repetição/ponte para comunicação com outros padrões (com ou sem fios) existentes. Há a necessidade de se definir cuidadosamente a interface e a adaptação entre os modos local e remoto, como, por

exemplo, um padrão que é limitado a utilizar baixa taxa de dados (p. ex., WAN). A Figura 2.1 é um exemplo ilustrativo deste tipo de rede.

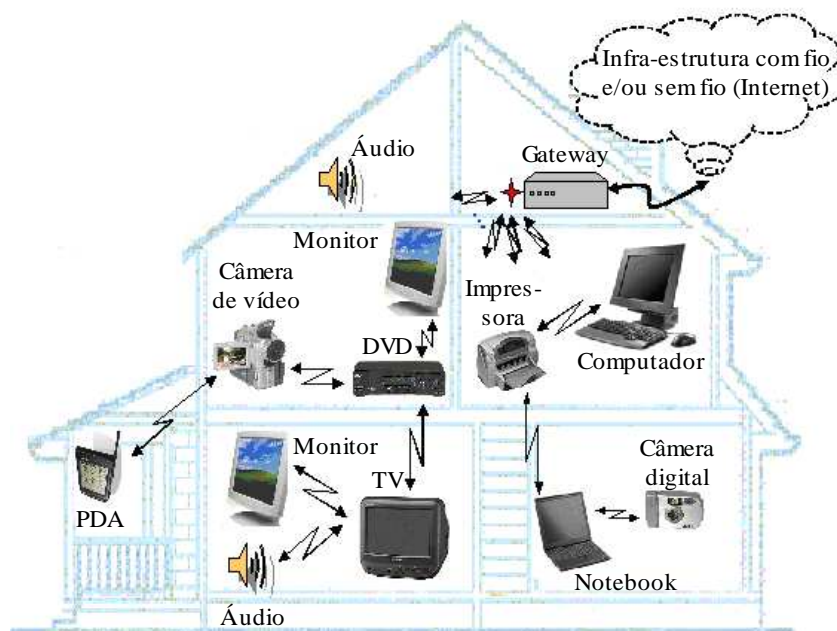


Figura 2.1: Cenário de uma HDR-WPAN em ambiente fechado.

2. **Conexão de interface ethernet sem fio** (WEIL, *Wireless Ethernet interface link*): trata-se de uma extensão do conceito de transmissão HDR (alta taxa de dados) para taxas de dados extremamente altas (p. ex., 1 Gbps, 2,5 Gbps), em distâncias muito curtas (isto é, no máximo alguns metros). O conceito WEIL pode atender uma demanda específica:

- (a) Fabricantes de PC solicitam uma substituição dos cabos de Ethernet por sistemas sem fios.
- (b) Firms de eletrônicos de consumo requerem uma capacidade de transferência de vídeo sem fios de alta qualidade entre um PC e uma tela de LCD, tal como para interface vídeo digital sem fios (DVI, digital video interface).

Esta última aplicação representa a maior parte da demanda, e são necessárias pesquisas para determinar se é fatível dentro dos limites de potência atuais.

3. **Rede sem fios inteligente** (IWAN, *Intelligent wireless area network*) é caracterizada por uma alta densidade de dispositivos em um ambiente doméstico ou escritório, cobrindo distâncias da ordem de 30 m. As exigências principais dos dispositivos são: baixo custo (< 1 dólar/unidade) e baixo consumo de potência (1-10 mW) para fornecer acesso distribuído inteligente na casa ou escritório. Os dispositivos serão capazes de rastrear a posição exata de algo em questão, de acordo com a necessidade (p. ex., o rastreamento de bens e/ou pessoas, zonas perigosas, etc), o que não é prontamente realizável com as gerações atuais de redes de curto alcance de banda estreita. A Figura 2.2 é um exemplo ilustrativo deste tipo de rede.

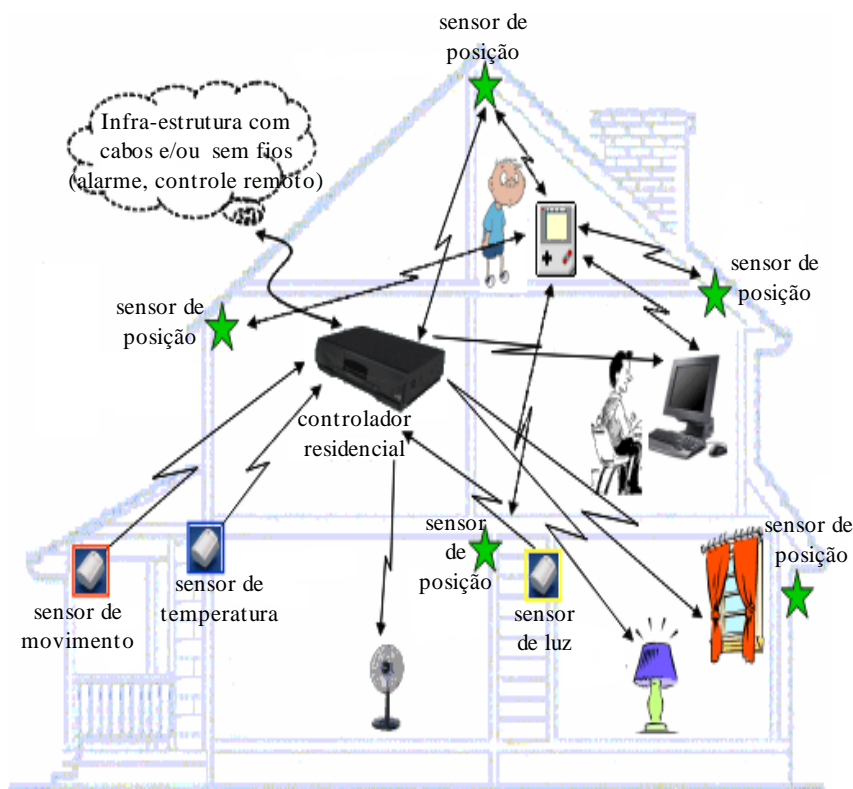


Figura 2.2: Cenário de uma I WAN em ambiente fechado.

4. **Rede ponto-a-ponto ao ar livre** (OPPN, *Outdoor peer-to-peer network*) é uma rede de dispositivos UWB empregados em ambientes externos, principalmente para responder a novas exigências de mercado como link do PDA³ (Assistente Pessoal Digital) com uma rede e troca de informações, carregamento rápido de texto de jornal, fotografias, aluguel de vídeo automático, ou sistemas de vendas. Também deve ser observado que as regulamentações UWB de hoje válidas nos Estados Unidos e o padrão UWB genérico a ser adotado na Europa limitam severamente o emprego de dispositivos UWB em ambientes externos. No entanto, as futuras regulamentações de uso UWB provavelmente seguirão um caminho evolutivo, e então será possível a aplicação UWB para outros serviços sem fios mais abrangentes, assim como aconteceu para outros serviços sem fios no passado.
5. **Rede de identificação, posicionamento, e sensor** (SPIN, *Sensor, positioning, and identification network*): sistema caracterizado por uma alta densidade (centenas) de dispositivos (sensores inteligentes) em fábricas, industriais ou depósitos, que transmitem dados de baixa taxa combinados à informação de posição (p. ex., taxa de dados de Mbps e exatidão de posição dentro de 1 m). Os dispositivos de uma SPIN funcionam em distâncias médias a

³Personal digital assistants (PDAs ou Handhelds), é um computador de dimensões reduzidas, dotado de grande capacidade computacional, cumprindo as funções de agenda e sistema informático de escritório elementar, com possibilidade de interconexão com um computador pessoal e uma rede sem fios para acesso a correio eletrônico e Internet. (<http://pt.wikipedia.org/wiki/PDA>)

longas (tipicamente ~ 100 m) entre dispositivos individuais e uma estação mestre com uma topologia escravo-mestre típica. Em aplicações industriais, as SPINs necessitam de um alto nível de confiança de conexão e características de sistema adaptáveis para fornecer robustez a modificações, interferências e perdas devido ao ambiente de propagação.

Os três primeiros cenários assumem uma rede de dispositivos UWB empregados em um ambiente residencial ou de escritório, e permite a distribuição sem fios de vídeo/áudio para entretenimento, sinais de controle, ou transferências de dados de alta taxa. O quarto cenário representa o emprego de dispositivos UWB em situações ponto-a-ponto existentes em ambientes externos, enquanto o quinto cenário leva em conta a indústria e ambientes comerciais. A figura 2.3 sumariza as cinco aplicações descritas acima.

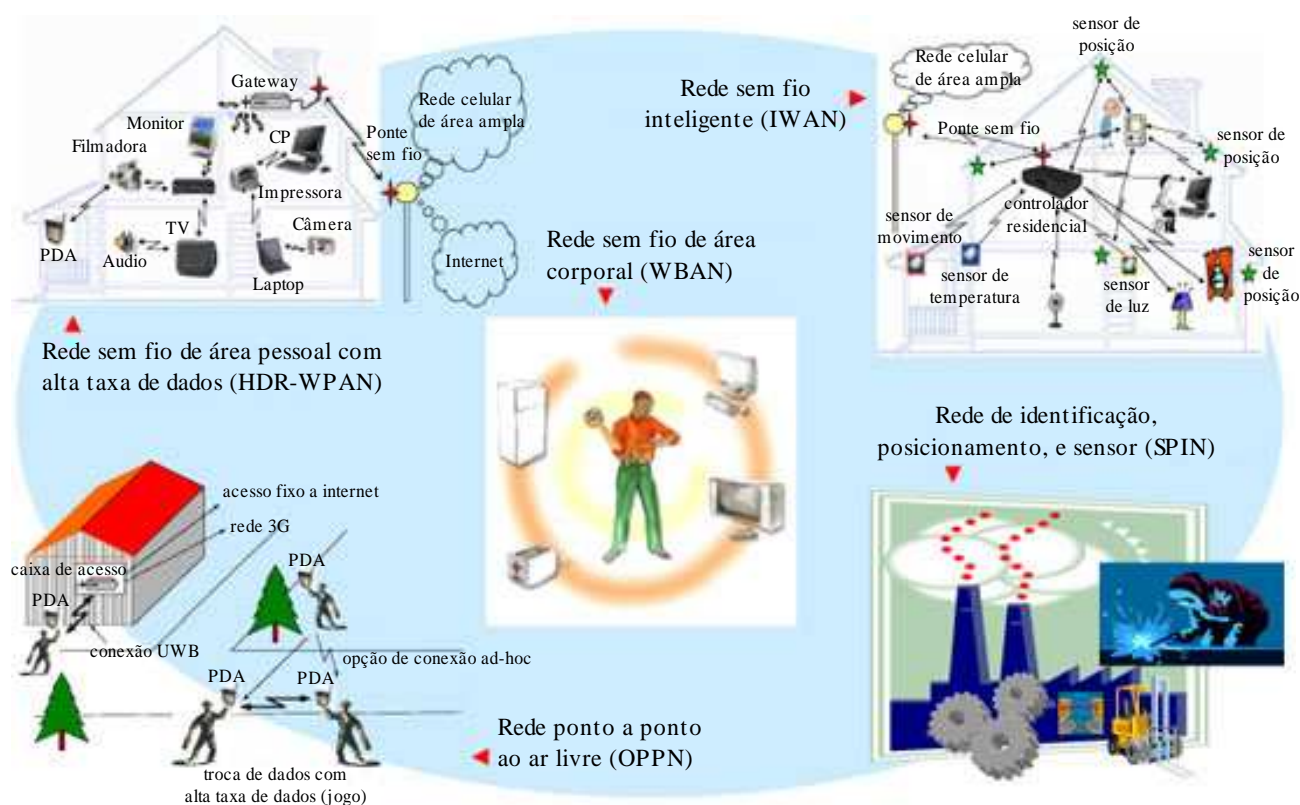


Figura 2.3: Aplicações para UWB (PORCINO; HIRT, 2003).

É evidente que a descrição de apenas 5 cenários é insuficiente para satisfazer às expectativas de todos os usuários e evidenciar avanços factíveis dos sistemas UWB sobre os de banda estreita. Sendo assim, um ponto importante é que exista a capacidade de coexistência, interoperabilidade e integração entre cenários e protocolos de comunicação sem fios diferentes já regulamentados (p. ex., IEEE 802.11 ou WANs celular). Por isso, os esforços futuros da área de pesquisa e desenvolvimento em UWB devem estar voltados para projetos eficientes que integrem e promovam a coexistência ou mesmo a interoperabilidade entre diferentes sistemas, viabilizando mecanismos automáticos de mudança e adaptação da conexão de dados.

Um exemplo de integração de redes é discutido em (NAKAGAWA; ZHANG; SATO, 2003). Os autores propuseram o uso de um sistema UWB para comunicação sem fio em uma conexão residencial ubíqua, que compõe uma combinação de tecnologias com e sem fios. A tecnologia com cabos proposta pelos autores é baseada no padrão IEEE 1394. Isto é uma tentativa de integrar efetivamente entretenimento e comunicações diversas em ambiente residencial.

3 Canal UWB

3.1 Características do Canal UWB

Uma característica importante no modelo de canal UWB é que este contém um número muito grande de multipercursos. Em um ambiente fechado típico, um sistema UWB com uma resolução multipercurso de 0,167 ns (cerca de 6 GHz de largura de banda) é capaz de discernir mais de 30 percursos significativos. Estas componentes multipercurso resultam em um perfil de potência baixo e aproximadamente uniforme (QIU; LIU; SHEN, 2005).

Estudos realizados em canais UWB apontaram para um requisito de margem de desvanecimento¹ de apenas 1,5 dB (RAMIREZ-MIRELES, 2001). Comparado aos 35 a 40 dB para sinais de banda estreita em ambientes sujeitos a desvanecimento Rayleigh, a pequena margem de desvanecimento para sistemas UWB representa uma simplificação na técnica de projeto do receptor UWB. Assim, a presença de multipercurso causa apenas um pequeno aumento na relação sinal-ruído (SNR - *signal to noise ratio*) necessária para se ter níveis razoáveis de taxa de erro de bit (BER - *bit error rate*). Por exemplo, para se ter uma $BER = 10^{-5}$, é necessário aproximadamente 13,5 dB no caso AWGN e aproximadamente 15 dB no caso de multipercurso². Esta pequena margem de desvanecimento pode ser entendida como uma capacidade do sistema UWB de operar em ambientes densamente caracterizados por multipercurso.

De acordo com (BATRA et al., 2004), é apropriado um modelo multipercurso que capture as características da chegada aleatória das medidas observadas. O modelo escolhido pelo corpo de padronização IEEE 802.15.3a foi o Saleh-Valenzuela (SV) (SALEH; VALENZUELA, 1987), que usa um processo estatístico para modelar de forma discreta a chegada dos componentes multipercursos, onde os componentes chegam em grupos (*cluster*), e também raios dentro de um *cluster*, visto que o fenômeno de agrupamento (*clustering*) foi observado em medições de canal UWB fechado. De acordo com o modelo, existem “taxas de chegada do *cluster*” e “taxas de chegada de um raio dentro de um *cluster*”. A potência dos raios decresce exponencialmente ao longo do tempo em relação ao primeiro raio. Tanto o tempo de chegada do *cluster* quanto o do raio são determinados

¹Margem de desvanecimento é definida como o incremento nos recursos do sistema, em termos de potência adicional disponibilizada no transmissor, necessário à compensação dos efeitos de desvanecimento profundo sobre o sinal, garantindo assim a manutenção da qualidade de serviço, QoS.

²Isto é, uma margem de desvanecimento de somente 1,5 dB.

estatística e independentemente através de um processo de Poisson³ (PAPOULIS, 1991).

Para fins de comparação, o grupo IEEE 802.15.3a desenvolveu quatro classes de canais baseados no modelo SV modificado⁴ (FOERSTER, 2003):

CM-1: 0 a 4 metros, com linha de visada (LOS, *Line-of-sight*)

CM-2: 0 a 4 metros, sem linha de visada (NLOS, *Non-LOS*)

CM-3: 4 a 10 metros, NLOS

CM-4: Extremo NLOS

Os parâmetros fundamentais a serem incluídos no modelo são a perda de percurso e multipercursos, considerando uma variedade de ambientes (escritório e residencial e também LOS e NLOS em função da distância). O modelo multipercurso SV tem resposta impulsiva no tempo discreto dada por (FOERSTER, 2003):

$$h_i(t) = X_i \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,q}^i \delta(t - T_q^i - \tau_{k,q}^i) \quad (3.1)$$

onde i refere-se à i -ésima realização do canal, K é o número de multipercursos e Q o número de *clusters*; $\alpha_{k,q}^i$ é o k -ésimo coeficiente de ganho multipercurso (desvanecimento de pequena escala), referente ao q -ésimo *cluster* e à i -ésima realização do canal; T_q^i é o atraso do q -ésimo *cluster*, $\tau_{k,q}^i$ é o atraso do k -ésimo componente multipercurso relativo ao q -ésimo tempo (T_q^i) de chegada do *cluster*; X_i representa o efeito de desvanecimento de média escala (sombreamento, com distribuição log-normal).

Define-se ainda Λ = taxa de chegada do *cluster* e λ = taxa de chegada do raio, i.e., a taxa de chegada de percurso dentro de cada *cluster*. Por convenção, admite-se que $\tau_{0,q} = 0$. A distribuição do tempo de chegada do *cluster* e do tempo de chegada do raio é dada por (FOERSTER, 2003):

$$p(T_q|T_{q-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_q - T_{q-1})], \quad q > 0 \quad (3.2)$$

$$p(\tau_{k,q}|\tau_{(k-1),q}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,q} - \tau_{(k-1),q})], \quad k > 0 \quad (3.3)$$

Os coeficientes de canal são definidos como se segue. Por simplicidade de notação, o índice i que define a i -ésima realização do canal UWB foi desconsiderado.

$$\alpha_{k,q} = p_{k,q} \xi_q \beta_{k,q}, \quad (3.4)$$

$$20 \log_{10}(\xi_q \beta_{k,q}) \propto \mathcal{N}(\mu_{k,q}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2), \text{ ou } |\xi_q \beta_{k,q}| = 10^{(\mu_{k,q} + n_1 + n_2)/20} \quad (3.5)$$

³Um processo de Poisson é caracterizado por variáveis aleatórias independentes com mesma distribuição exponencial, representando os intervalos de tempo entre ocorrências de certos eventos.

⁴No modelo SV original (SALEH; VALENZUELA, 1987), a variação da envoltória dos raios é descrita por uma distribuição estatística de Rayleigh.

onde $p_{k,q}$ é uma variável aleatória que assume valores equiprováveis $\{\pm 1\}$, a qual modela o efeito da inversão do sinal devido às reflexões; $\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$ representa uma distribuição estatística Gaussiana com média μ e variância σ^2 ; $n_1 \propto \mathcal{N}(0, \sigma_1^2)$ e $n_2 \propto \mathcal{N}(0, \sigma_2^2)$ são variáveis aleatórias Gaussianas independentes e correspondem ao desvanecimento em cada *cluster* e raio, respectivamente, sendo a esperança estatística de $|\xi_q \beta_{k,q}|^2$ dada por:

$$\mathbb{E} [|\xi_q \beta_{k,q}|^2] = \Omega_0 e^{-T_q/\Gamma} e^{-\tau_{k,q}/\gamma} \quad (3.6)$$

onde Ω_0 é a energia média do primeiro percurso do primeiro *cluster*. A equação (3.6) explicita o fator de decaimento exponencial de cada *cluster* ($e^{-T_q/\Gamma}$), assim como o do conjunto de raios dentro de um *cluster* ($e^{-\tau_{k,q}/\gamma}$), em função do tempo de chegada, como pode ser visto na Figura 3.1.

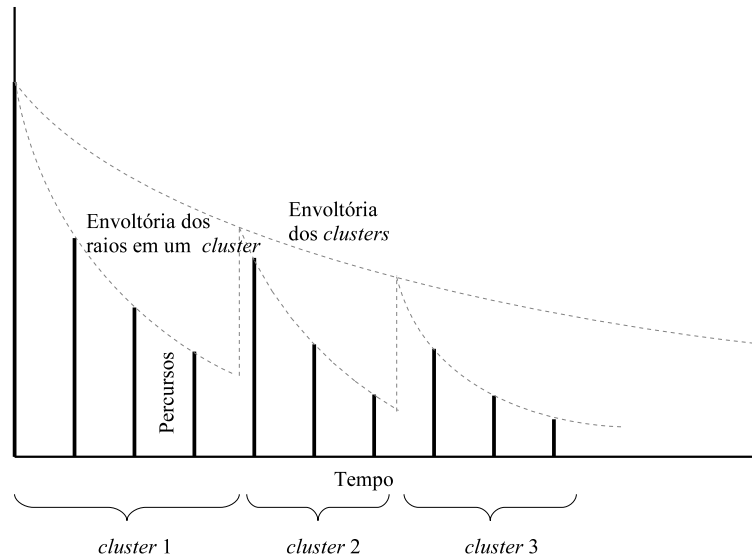


Figura 3.1: Exemplo de decaimento exponencial da amplitude dos percursos no modelo de canal considerado.

O parâmetro $\mu_{k,q}$ é dado por (FOERSTER, 2003)

$$\mu_{k,q} = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10 T_q/\Gamma - 10 \tau_{k,q}/\gamma}{\ln(10)} - \frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{20} \quad (3.7)$$

Nas equações anteriores, ξ_q representa o desvanecimento associado ao q -ésimo *cluster* e $\beta_{k,q}$ corresponde ao desvanecimento associado ao k -ésimo raio do q -ésimo *cluster*. Note-se que esse modelo não contém componentes imaginários, apenas inversões de fases, pois em sistemas UWB valores de coeficientes puramente reais em banda-passante (RF) são mais realistas na modelagem dos efeitos do canal (BATRA et al., 2004). Por outro lado, justifica-se o uso de valores complexos para coeficientes de canal em sistemas de banda estreita – modelagem em banda base –, pois coeficientes complexos são capazes de capturar ou descrever adequadamente o comportamento do canal independente da portadora.

O sombreamento log-normal referente ao canal multipercurso SV é descrito pelo termo X_i . Com isso, a energia total contida nos termos $\alpha_{k,q}^i$ é normalizada a cada realização. O termo de

sombreamento é caracterizado por:

$$20\log_{10}(X_i) \propto \mathcal{N}(0, \sigma_x^2) \quad (3.8)$$

O modelo SV é caracterizado pelos seguintes parâmetros:

atraso de espalhamento médio e RMS (*root mean square*), ver Anexo A;

perfil de decaimento da potência;

número de componentes multipercurso com valor médio quadrático (potência média) dentro da faixa de $[-10; 0]$ dB em relação ao raio de maior potência, NP_{10dB} .

Os quatro modelos de canal e seus parâmetros estão listados na Tabela 3.1 (FOERSTER, 2003). A Figura 3.2 é um exemplo de 100 realizações sobrepostas baseadas no modelo SV CM-3, resultando em uma quantidade de energia significativa espalhada no intervalo de ≈ 50 ns.

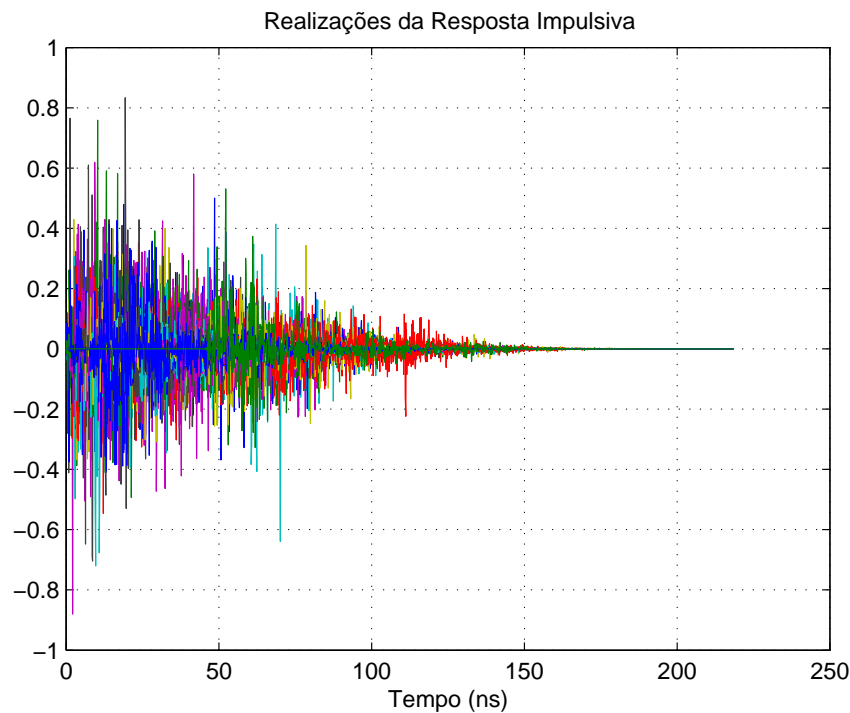


Figura 3.2: Perfil do atraso para o modelo de canal Saleh-Valenzuela modificado 3.

A Figura 3.3 ilustra a diferença entre os modelos SV no domínio do tempo. Os perfis médios são calculados a partir de 100 realizações de canal independentes, aproximação recomendada pelo IEEE 802.15. A resolução do atraso nos modelos é de 167 ps, que corresponde a uma resolução espacial de 5 cm. A Figura 3.4 mostra o número de percursos de propagação discerníveis dentro de uma escala dinâmica de 10 dB, NP_{10dB} , para cada um dos quatro modelos SV, considerando 100 realizações. Nota-se que em um modelo com maior número de percursos o número de percursos discerníveis também resulta maior.

Características do Canal ⁵	CM-1	CM-2	CM-3	CM-4
Atraso médio, τ_m [ns]	5,05	10,38	14,18	
Atraso RMS, τ_{rms} [ns]	5,28	8,03	14,28	25
NP_{10dB} ⁶			35	
$NP_{85\%}$ ⁷	24	36,1	61,54	
<i>Parâmetros do modelo</i>				
Λ (1/ns)	0,0233	0,4	0,0667	0,0667
λ (1/ns)	2,5	0,5	2,1	2,1
Γ	7,1	5,5	14,00	24,00
γ	4,3	6,7	7,9	12
σ_1 (dB)	3,39	3,39	3,39	3,39
σ_2 (dB)	3,39	3,39	3,39	3,39
σ_x (dB)	3	3	3	3
<i>Características do modelo⁵</i>				
Atraso médio, τ_m [ns]	5,0	9,9	15,9	30,1
Atraso RMS, τ_{rms} [ns]	5	8	15	25
NP_{10dB} ⁶	12,5	15,3	24,9	41,2
$NP_{85\%}$ ⁷	20,8	33,9	64,7	123,3
Média da energia do canal [dB]	-0,4	-0,5	0,0	0,3
Padrão da energia do canal [dB]	2,9	3,1	3,1	2,7

⁵Estas características foram obtidas com período de amostragem de 167 ps.

⁶Número de percursos dentro da faixa de potência de 10dB.

⁷Número de percursos com 85% da energia.

Tabela 3.1: Diferentes modelos SV e seus principais parâmetros, conforme proposta IEEE 802.15.3

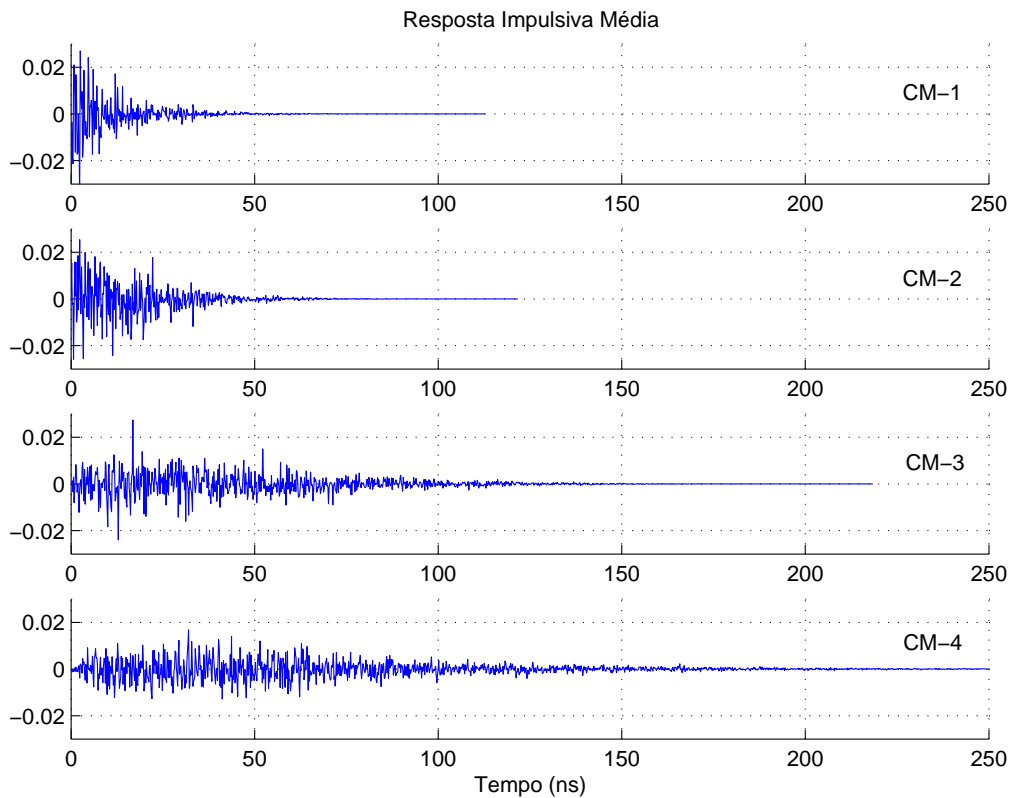


Figura 3.3: Perfil do atraso médio para os modelos CM-1 a CM-4.

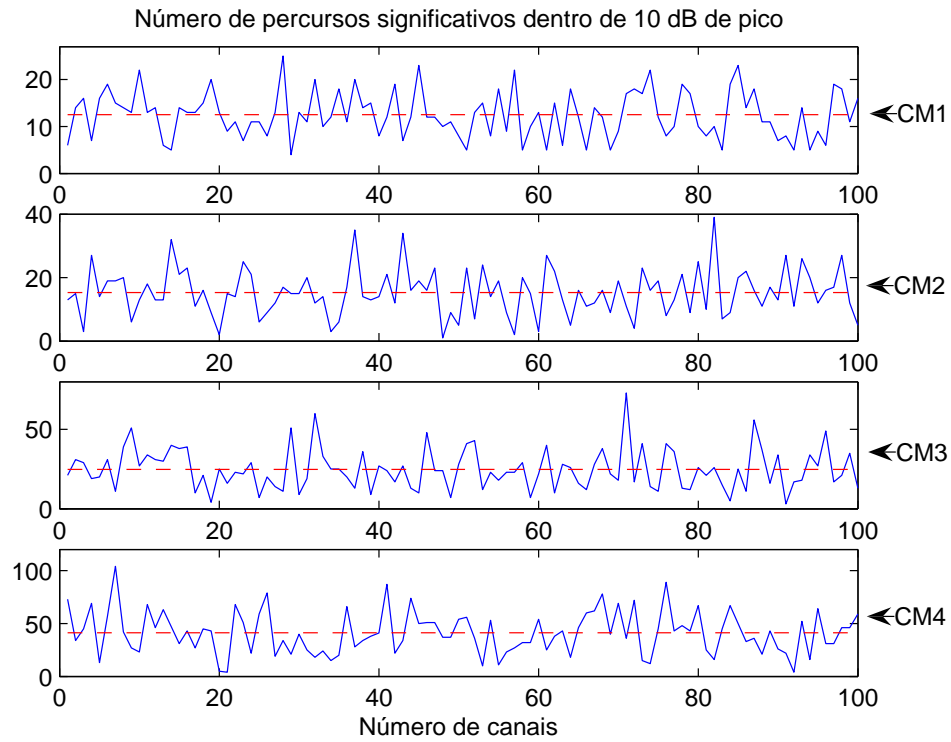


Figura 3.4: Número de percursos significativos dentro da escala dinâmica NP_{10dB} para os quatro modelos SV.

Na Figura 3.5 pode-se notar a grande quantidade de percursos necessária à obtenção de 85% da energia total, $NP_{85\%}$, para os quatro tipos de canais SV, considerando 100 realizações de canal, o que evidencia o fato da necessidade do receptor processar uma grande quantidade de percursos.

A respeito do modelo de perda por percurso, pode-se utilizar dados medidos em estudos de propagação multipercurso. Em (FOERSTER, 2003) é adotado modelo de perda por percurso em espaço livre. Alguns parâmetros necessários para modelagem da perda por percurso UWB podem ser obtidos em (FOERSTER, 2003); esses parâmetros também podem ser utilizados no cálculo final da margem de segurança do enlace. Algumas referências, tais como (GHASSEMZADEH; TAROKH, 2002), (SHOR; AL., 2002), (SIWIAK, 2002b) e (SIWIAK, 2002a), estimulam o estudo da estimação da margem de enlace visando aplicações específicas e cenários estratégicos, incluindo propagação NLOS. Por exemplo, em (SHOR; AL., 2002) os modelos de perda por percurso propostos são baseados em medidas realizadas na Universidade de Oulu, Finlândia. As faixas de frequência UWB analisadas são 2 - 8 GHz e 3,1 - 8 GHz. São apresentados resultados para os casos LOS e NLOS.

Nos capítulos subsequentes deste trabalho adotou-se o modelo SV modificado na descrição do comportamento do canal UWB multipercurso denso e na análise de desempenho teórico e por simulação Monte-Carlo dos sistemas UWB.

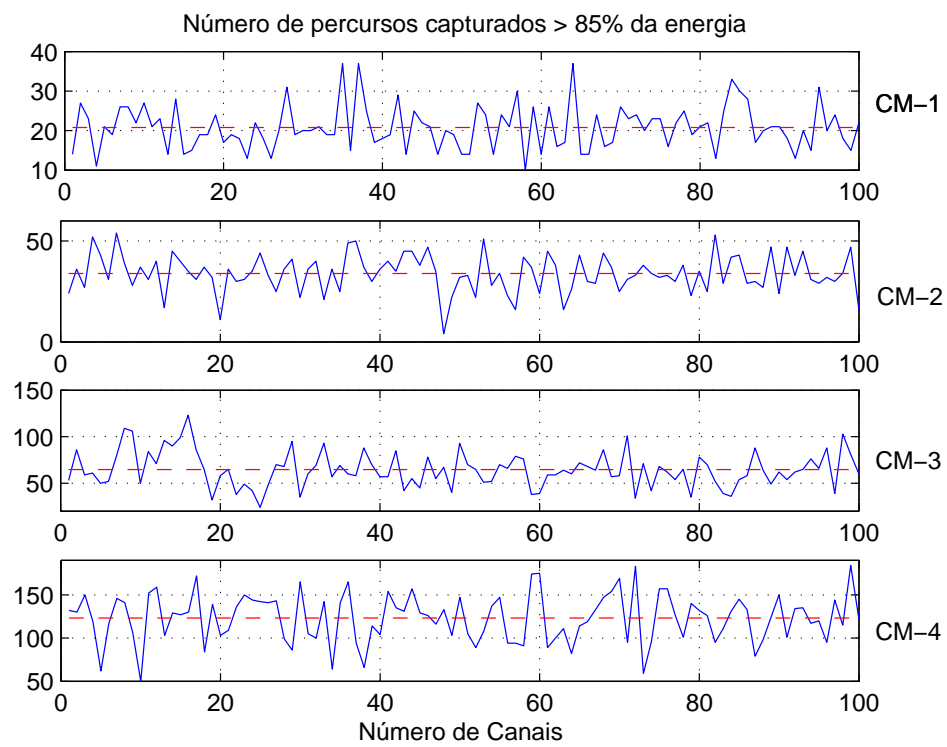


Figura 3.5: Número de percursos significativos necessário à obtenção de 85% da energia total para os quatro modelos SV.

4 Arquiteturas para Sistemas UWB

Este capítulo faz uma análise topológica relativamente genérica dos sistemas UWB, abrangendo também esquemas básicos de modulação comumente utilizados nestes sistemas, adequados para sistemas de acesso simples e múltiplo. Aspectos relativos à formatação de pulso, essencial em sistemas I-UWB, são discutidos na subseção 4.4. Finalmente, resultados de desempenho Monte-Carlo de sistemas UWB são discutidos nas subseções 4.8 (canal AWGN) e 4.9 (multipercursos denso).

4.1 Arquiteturas de Sistema UWB

A Figura 4.1 mostra o diagrama em blocos do transmissor e do receptor para os sistemas I-UWB e MC-UWB. Os principais componentes I-UWB parecem gerar custo de *hardware* menor. Contudo, uma comparação direta de blocos funcionais não é razoável, e cada aproximação tem seus próprios méritos relativos e desafios.

As figuras 4.1a e 4.1b mostram um transceptor I-UWB. O dado de entrada é modulado, e o código correspondente ao sinal é acrescentado, denominado *Timer*. Este bloco é responsável pela localização do código transmitido no domínio do tempo. Como dito, o sinal I-UWB faz uso de pulsos curtos sem uma portadora para transmissão. Depois deste processo, o sinal que será transmitido, conseguido através do gerador de pulso, chega à antena transmissora por um amplificador de potência. Um filtro passa-faixa (BPF) pode formar o sinal satisfazendo os limites de emissão, de acordo com a Figura 1.3 ilustrada na Introdução do trabalho. O sinal propaga pelo canal até a antena receptora. Em um receptor analógico, o sinal é correlacionado e então amostrado na taxa de símbolo. Já o receptor digital necessita de uma velocidade de amostragem muito maior do que a taxa de símbolo, porém o sinal pode ser melhor obtido no domínio digital.

Devido ao grande número de multipercursos discerníveis, o receptor tipo Rake (PROAKIS, 1995) pode ser usado para capturar a maior parte da energia dos sinais multipercursos no sistema I-UWB. Os receptores Rake combinam diferentes componentes do sinal que propagam pelo canal por diferentes percursos (vide Anexo A). Isto pode ser caracterizado como um tipo de diversidade no tempo. A combinação de diferentes componentes do sinal aumenta a relação sinal-ruído (SNR), e então melhora a performance do link. Contudo, I-UWB necessita de mais ramos do Rake do

que um sistema de banda estreita para a captura de energia equivalente. O consumo de potência e complexidade do projeto limitam o número de ramos possíveis para I-UWB. Vários receptores Rake foram propostos para reduzir o número de ramos. O receptor Rake seletivo (SRake) captura somente os melhores multipercursos de todos os percursos discerníveis de acordo com suas SNRs (WIN; KOSTIC, 1999). O receptor Rake parcial (PRake) é uma simplificação do SRake; o PRake faz a combinação dos primeiros percursos de propagação. Outros receptores ajustam o número de ramos do Rake baseados nas condições de canal (FISHER et al., 2004).

As Figuras 4.1c e 4.1d mostram um transceptor OFDM como um exemplo de MC-UWB. A arquitetura do transceptor é semelhante a de um transceptor OFDM sem fio convencional. O bit de entrelaçamento mapeia os bits de entrada para as diferentes entradas IFFT em símbolos OFDM diferentes para prover tanto diversidade de frequência como de tempo, garantindo, assim, robustez contra erros em rajada (*burst*), vide anexo Anexo A. Depois, o mapeamento da constelação (modulação) converte cada grupo de 2 bits em um ponto da constelação QPSK codificado por código Gray complexo. Finalmente, a IFFT converte as sub-bandas para o domínio de tempo. Para se garantir que os raios provenientes dos multipercursos do símbolo anterior sejam extintos antes da chegada do símbolo atual, é adicionado o intervalo de guarda. A forma mais usada de intervalo de guarda é a extensão cíclica, que, além de estender o comprimento do símbolo continua garantindo a condição de ortogonalidade entre as sub-portadoras. A perda de ortogonalidade causaria interferência entre as sub-portadoras (ICI - *Inter Carrier Interference*). Em seguida o sinal passa por um conversor digital/analógico (DAC) onde é transformado no equivalente em banda passante para ser transmitido.

A arquitetura do receptor na Figura 4.1d é também muito similar a um sistema OFDM convencional. O receptor esquematizado em 4.1d, demodula e em seguida mistura o sinal recebido em banda-base. Depois de separar os canais em Q e I, o filtro passa baixa passa o sinal em banda-base no ADC. O sistema de controle de ganho (amplificador de ganho variável (VGA) e controle de ganho automático (AGC)) normaliza o ganho do receptor de cada canal para prevenir distorção (*clipping*). Depois, o bloco de sincronização fornece a detecção e a sincronização do *frame*. Depois de retirar o prefixo cíclico, o receptor executa a FFT para transformar os sinais de domínio de tempo de volta as representações no domínio da frequência originais. Um problema que deve ser corrigido é o desvio de frequência causado pelo não “casamento” entre as frequências dos osciladores do transmissor e do receptor. Os tons piloto fornecem a correção desse desvio (*off-set*) da frequência da portadora.

4.2 Esquemas de Modulação para Sistemas UWB

Existem várias técnicas de geração de pulso que podem ser empregadas e que satisfazem os requisitos do sinal UWB. Historicamente, sistemas UWB foram baseados em conceitos de rádio

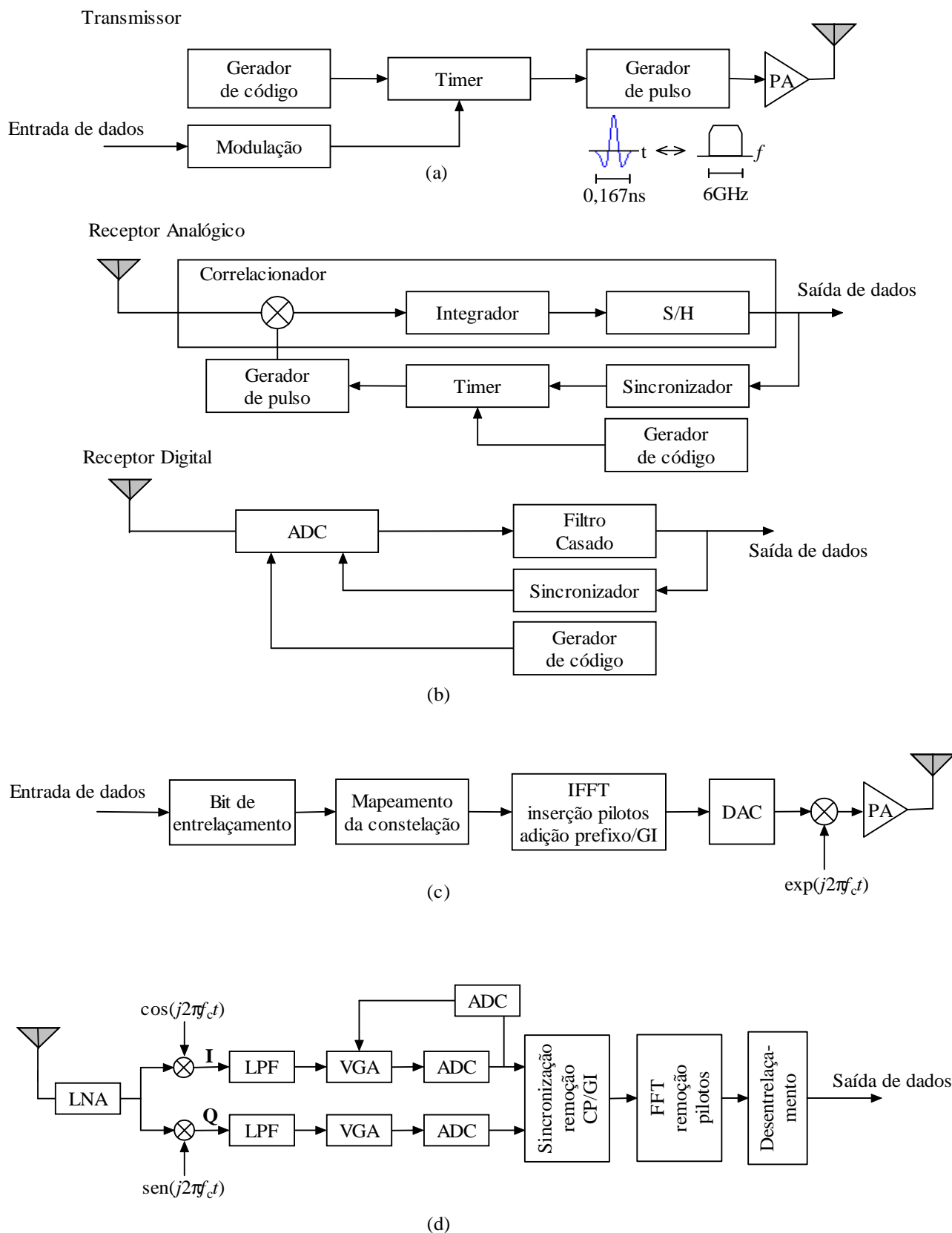


Figura 4.1: Arquitetura do transceptor simplificada para I-UWB e MC-UWB; exemplo de diagrama de blocos de (a) um transmissor I-UWB; (b) receptor I-UWB; (c) transmissor MC-UWB (BATRA et al., 2003); (d) receptor MC-UWB (BATRA et al., 2003).

impulsivo, que se refere a geração de uma série de pulsos de duração muito curta, da ordem de nanosegundos. Estes pulsos têm energia muito pequena por causa dos baixos níveis de potência permitidos para transmissão UWB típica.

Existem duas formas básicas de se obter um sinal UWB (CHUNG; AUGUST; HA, 2005):

UWB baseado em sinais impulsivos (I-UWB),

UWB multi-portadora (MC-UWB).

A primeira transmite pulsos curtos sem uma portadora, já a segunda emprega várias sub-portadoras equiespaçadas em frequência, formando sinais ortogonais entre si. Existem ainda soluções híbridas que combinam as duas técnicas de forma a aproveitar as vantagens de ambas e minimizar os problemas inerentes.

Como o pulso UWB sozinho não possui informação, devemos adicionar informação digital ao pulso analógico, ou seja, fazer a modulação. Em se tratando de I-UWB, alguns possíveis esquemas são: modulação por amplitude de pulso (PAM - *Pulse Amplitude Modulation*), modulação por posição de pulso (PPM - *Pulse Position Modulation*), chaveamento on-off (OOK - *On-Off Keying*) e chaveamento por deslocamento de fase binário (BPSK - *Binary Phase Shift Keying*).

Para um sistema com usuário único e com sinalização binária, se um pulso é usado para representar um bit, o sinal transmitido para estes esquemas de modulação pode ser escrito na forma geral como (SHEN et al., 2005)

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_b} b_n^0 p\left(t - nT_b - \frac{\tau}{2}(1 - b_n^1)\right) \quad (4.1)$$

onde E_b é a energia transmitida por bit, $p(t)$ é o pulso UWB, T_b denota o intervalo de bit, e b_n^0 , b_n^1 são relacionados aos bits de informação. Assim, para sinalização PPM binária, b_n^0 é ajustado para “1”, $b_n^1 \in \{-1, 1\}$, e τ é o deslocamento de tempo relativo a referência de tempo quando um “-1” é transmitido. Já para a sinalização PAM binária, b_n^1 é ajustado para “1” e $b_n^0 \in \{-1, 1\}$ carrega informação. Finalmente, para sinalização OOK, $b_n^1 = 1$ e $b_n^0 \in \{0, 1\}$ carrega informação.

Os três esquemas mencionados são ilustrados na Figura 4.2. Para sinalização PPM, o bit “1” é representado por um pulso sem qualquer atraso, e o bit “0” por um pulso com atraso relativo à referência de tempo. Tendo em vista melhorar o desempenho de sistemas UWB, geralmente utilizam-se esquemas de sinalização ortogonais para que cada pulso UWB seja ortogonal às suas versões deslocadas no tempo. Por outro lado, existe também um deslocamento temporal ótimo para um esquema PPM M -ário. Em ambos os esquemas, ótimo e ortogonal, o deslocamento de tempo depende da escolha do pulso UWB $p(t)$. Para sinalização PAM, os bits de informação modulam a polaridade do pulso. Para sinalização OOK, o bit de informação “1” é representado pela presença de um pulso, e a ausência de pulso representa o bit “0”.

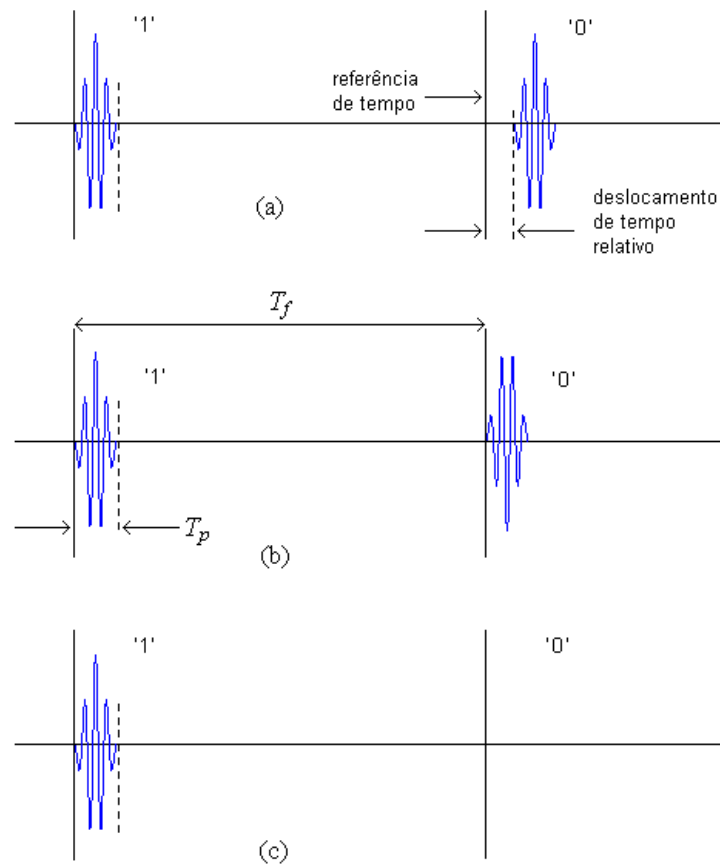


Figura 4.2: Modulação binária em sistemas UWB a partir de (4.1): a) PPM, b) PAM, c) OOK.

Os esquemas PAM-UWB e PPM-UWB apresentam desempenhos semelhantes entre si e superiores quando comparados ao OOK-UWB. Já a complexidade do receptor OOK-UWB é menor, com a vantagem de se poder empregar um simples esquema de detecção de energia. Os esquemas OOK-UWB e PPM-UWB possuem raias espectrais que podem causar interferência em sistemas de banda estreita. Na modulação PAM, devido à característica aleatória de polarização dos pulsos UWB (compare a polarização dos pulsos para os três esquemas de modulação na Figura 4.2), a densidade espectral de potência média, tomada sobre um certo número de intervalos de símbolos, é suavizada.

Comparado aos esquemas de modulação OOK-UWB e PAM-UWB, os sinais PPM-UWB são mais imunes aos erros de detecção causados por ruído de canal (NEKOOGAR, 2005). Isto porque os pulsos que representam os bits de informação têm mesma amplitude e fase na modulação PPM (vide Figura 4.2); logo a probabilidade de detectar um bit de informação errado é menor em relação ao sinal OOK ou PAM. No entanto, o esquema PPM-UWB é sensível à sincronização de tempo, isto porque os bits de informação são recuperados exclusivamente através de suas posições temporais. Erros na sincronização resultam em aumento da MAI em canais de múltiplo acesso. Sendo assim, faz-se necessário conversores analógico/digital (ADC) muito rápidos para a detecção, podendo mesmo assim ocorrer distorções e sobreposições dos pulsos (*overlap*) devido aos multipercursos.

4.2.1 Esquemas de Múltiplo Acesso

O emprego do sistema UWB em comunicações de múltiplo acesso é alvo de atenção de pesquisadores. Em um sistema de comunicação de múltiplo acesso típico, vários usuários transmitem informação simultânea e independentemente, em um canal compartilhado. Assim, o sinal recebido é uma sobreposição de todos os sinais dos usuários, com diferentes atrasos e fatores de atenuação e distorção causados pelo canal. O papel do receptor é extrair o sinal do usuário desejado do sinal recebido usando uma técnica de demodulação apropriada.

As técnicas normalmente aplicáveis em comunicações multiusuário são: saltos no tempo, TH (*time hopping*), salto em frequência, FH (*frequency hopping*) e seqüência direta, DS (*Direct Sequence*). Os esquemas DS e TH foram analisados em (FOERSTER, 2002) e (WIN; SCHOLTZ, 2000), respectivamente, e o esquema FH-UWB (multiportadora) em (BATRA et al., 2004).

Ressalte-se que as técnicas de múltiplo acesso estão relacionadas a duas categorias: I-UWB e MC-UWB. Os esquemas TH-UWB e DS-UWB estão relacionados ao conceito I-UWB, enquanto que MB-OFDM (*Multi Band - Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) e FH são esquemas associados ao conceito MC-UWB.

A seguir são descritos os vários esquemas de múltiplo acesso aplicáveis aos sistemas UWB.

4.2.1.1 TH-UWB

O sistema TH-UWB não utiliza uma portadora senoidal para transladar para banda-passante o sinal que contém a informação. Em vez disso, irradia sinais em banda-base TH compostos por pulsos estreitos, como ilustrado na Figura 4.3 e 4.4. O sinal emitido pelo transmissor consiste em um grande número de formas de ondas monociclos deslocadas temporalmente seguindo um padrão de deslocamento pseudo-aleatório¹ (PN). Este padrão de deslocamento PN evita colisões catastróficas em canais de múltiplo acesso, melhorando sensivelmente o desempenho (BER) final para os usuários.

De (4.1), o sinal TH transmitido do i -ésimo usuário pode ser escrito na forma geral como (SHEN et al., 2005):

$$s_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_b} b_{i,n}^0 \sum_{j=0}^{N_s-1} p\left(t - nT_b - jT_f - h_{i,nN_s+j}T_c - \frac{\tau}{2}(1 - b_{i,n}^1)\right) \quad (4.2)$$

onde N_s é o número de pulsos usados para representar um bit, T_f é o intervalo de repetição do pulso nominal, T_c é a duração de *chip*, e $\{h_{i,n}\}$ é a seqüência de salto PN do i -ésimo usuário. A seqüência de salto fornece um deslocamento de tempo adicional para cada pulso no trem de pulsos. O n -ésimo pulso é submetido a um deslocamento adicional de $h_{i,nN_s+j}T_c$. A duração de

¹Ver Anexo A para mais informações sobre seqüências PN.

salto temporal deve ser menor que o tempo do quadro TH.

Nas Figuras 4.3 e 4.4 ilustram-se exemplos de modulação TH-PPM UWB e TH-PAM UWB, respectivamente, onde são transmitidos os bits 1 e 0. Para modulação TH-PPM UWB, cada bit é representado por três pulsos, já para modulação TH-PAM UWB, cada bit é representado por dois pulsos.

Em (FOROUZAN; KENARI; SALEHI, 2002), uma análise do TH-UWB considerando esquemas codificados e não-codificados foi realizada. Os autores empregaram modelos estatísticos para a MAI, evitando assim as imprecisões associadas à utilização da aproximação Gaussiana (GA - *Gaussian Approximation*). A suposição de que a MAI pode ser modelada com relativa precisão por uma distribuição Gaussiana só é verdadeira em condições bastante particulares², não constituindo uma boa aproximação para a predição da BER em altas taxas de transmissão de dados especificamente para o caso de PPM binário. Já em (PASAND et al., 2006), a análise de (FOROUZAN; KENARI; SALEHI, 2002) foi expandida para incluir a modulação M -ária PPM.

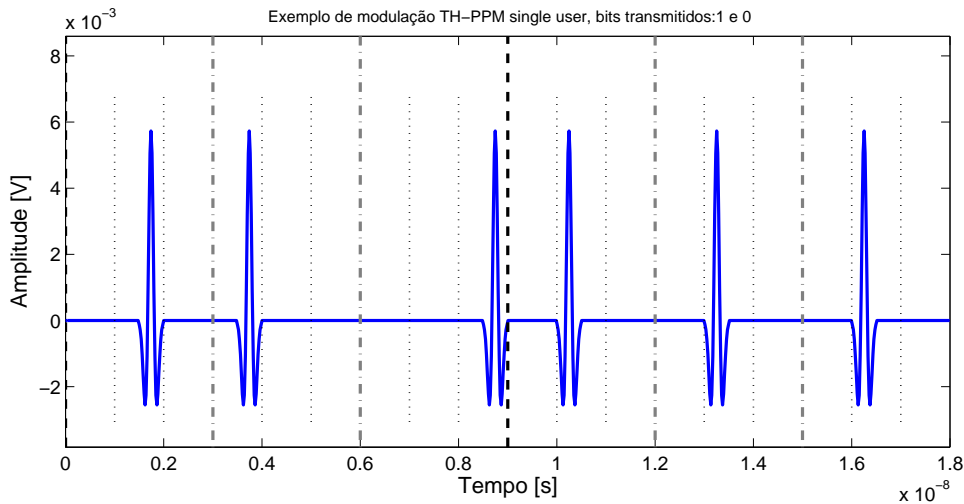


Figura 4.3: Exemplo de modulação TH-PPM UWB.

4.2.1.2 DS-UWB

No esquema DS, cada símbolo é representado por uma série de pulsos modulados por uma seqüência de *chips*, i.e., múltiplos pulsos por período de bit são transmitidos usando modulação bipolar para cada pulso baseado em um certo código de espalhamento (FOERSTER, 2002). O esquema DS-UWB multiplica um bit de entrada por um código de espalhamento e transmite a informação modulando-se o elemento do símbolo com um pulso. O sinal transmitido para o i -ésimo usuário pode ser escrito como (SHEN et al., 2005):

$$s_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_b b_{i,n}^0} \sum_{k=0}^{N_c-1} a_{i,k} p \left(t - nT_b - kT_c - \frac{\tau}{2} (1 - b_{i,n}^1) \right) \quad (4.3)$$

²Baixo E_b/N_0 e grande quantidade de sinais interferentes.

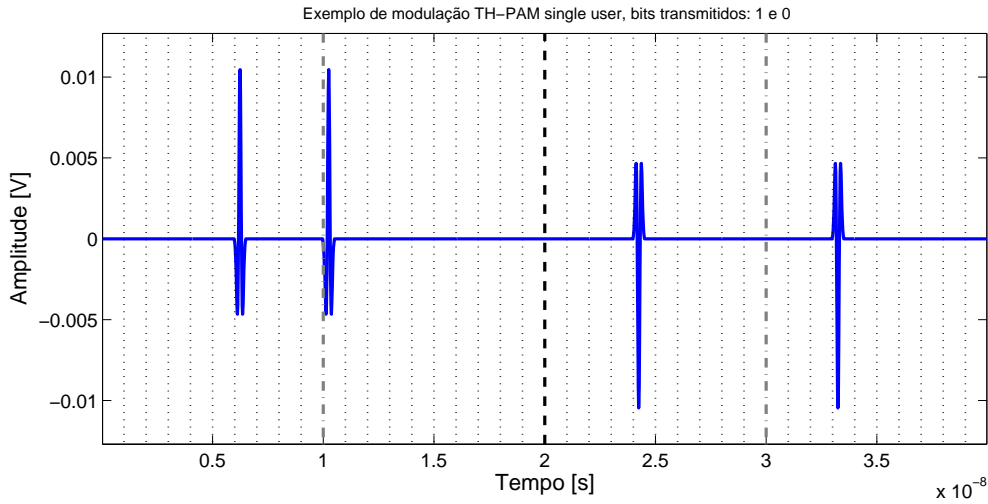


Figura 4.4: Exemplo de modulação TH-PAM UWB.

onde N_c é o número de *chips* usados para representar um símbolo, $a_{i,k} \in \{-1, 1\}$ é o k -ésimo *chip* da i -ésima seqüência PN do usuário (QIU; LIU; SHEN, 2005). Esta seqüência PN, $\{a_{k,0}, \dots, a_{k,(N_c-1)}\}$, é usada para identificar o i -ésimo usuário. Deve-se assegurar que a duração do pulso T_p utilizado seja menor que a duração de *chip*, e que o produto $N_c T_c$ seja menor do que o intervalo de repetição do símbolo.

Para fins de ilustração, a Figura 4.5 representa o esquema de modulação DS-PAM UWB e respectivas formas de onda; detalhes temporais do sinal DS-PAM UWB modulado são mostrados na Figura 4.6, onde foram considerados dois bits de informação, 1 e 0. A seqüência temporal de espalhamento DS utilizada pelo usuário 1 tem comprimento $N_c = 10$, sendo constituída pelos chips $a_1 = \{1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1\}$.

O esquema DS-UWB apresenta uma inerente robustez contra a interferência de múltiplo acesso, sendo indicado para situações onde o canal UWB é compartilhado simultaneamente com outros usuários e há intensa interferência de banda estreita oriunda de outros sistemas de comunicação sobrepostos. Propicia ótimo compromisso desempenho *versus* complexidade de implementação se comparado aos demais esquemas, pois resulta em menor demanda de processamento digital de sinais (DSP), e maior resistência aos desvanecimentos multipercurso.

4.2.1.3 MC-UWB

Em sistemas multi-portadora, dados seriais são demultiplexados em conjuntos paralelos de taxa reduzida, onde cada conjunto modula uma freqüência diferente (sub-portadora). Cada sub-portadora é modulada em uma taxa baixa o suficiente para minimizar a interferência intersimbólica (ISI). As sub-portadoras devem ser apropriadamente equiespaçadas para que elas não interfiram entre si, resultando em um conjunto de sinais modulados ortogonais no intervalo de símbolo.

Sistemas de comunicação de múltiplo acesso UWB baseado em multi-portadora (MC-UWB)

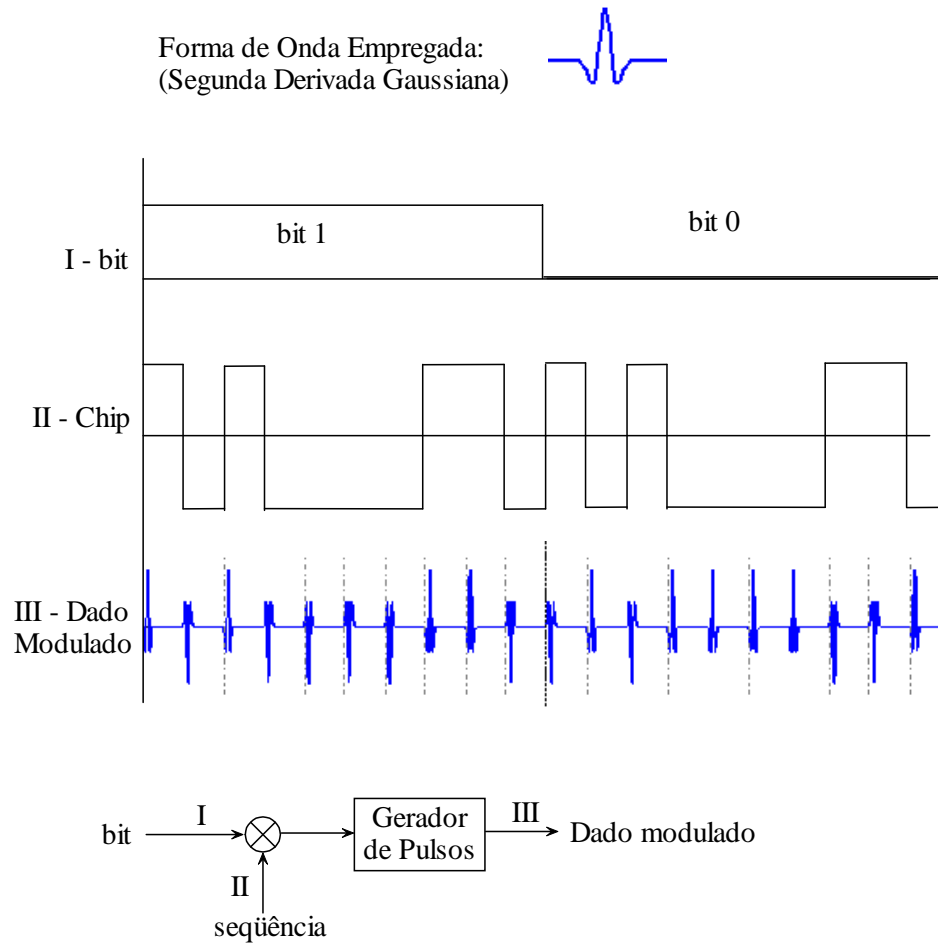


Figura 4.5: Esquema de modulação básico DS-PAM UWB e respectivas formas de onda.

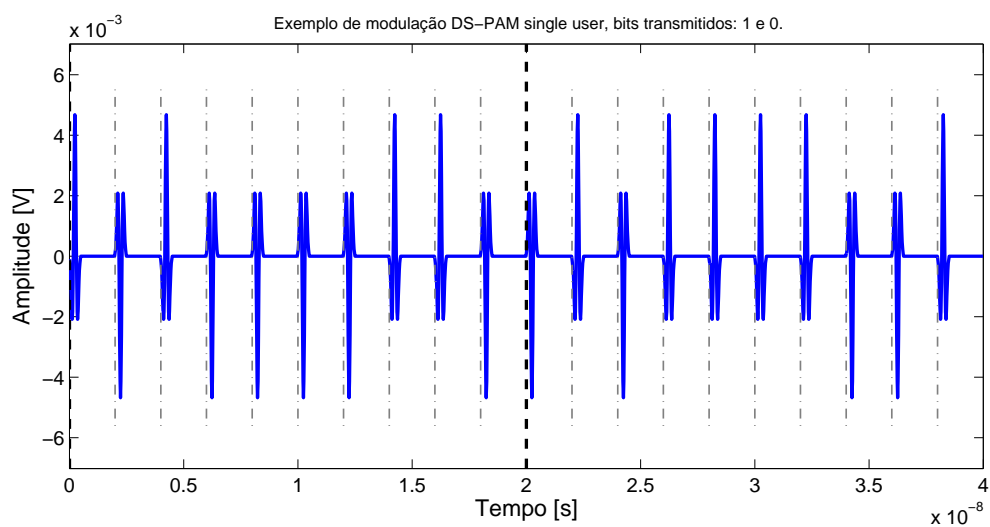


Figura 4.6: Exemplo de modulação DS-PAM UWB considerando ganho de processamento $N_c = 10$ e pulso Gaussiano (2^a derivada).

utilizam trens de pulso ortogonais e subcanais múltiplos para realizar a transmissão de informação de altas taxas (SABERINIA; TEWFIK, 2003). Algumas vantagens dos sistemas MC-UWB incluem: melhor resolução de tempo, que garante bom desempenho em canais com desvanecimento multi-percurso; melhor utilização do espectro, que resulta em comunicações com altas taxas de bit; e redução na complexidade de implementação do transmissor com o uso da transformada rápida de Fourier (FFT - *fast Fourier transform*), implementável em DSP.

4.2.1.4 FH-UWB

O esquema FH-UWB é um esquema de múltiplo acesso capaz de dividir eficientemente um grande número de usuários em grupos com menos usuários. A interferência multi-usuário só afeta usuários dentro do mesmo grupo. Como o número de usuários dentro do mesmo grupo é uma pequena fração do número total de usuários suportado pelo sistema, algoritmos de detecção multi-usuário avançados podem ser empregados para se ter eficiência próxima a de usuário único, com complexidade ainda aceitável.

4.2.1.5 MB-OFDM-UWB

Em Dezembro de 2005, a *WiMedia Alliance*³ publicou sua primeira versão para PHY (camada física) e padrão MAC (*Media Access Control*) UWB, intitulado padrão ECMA-368⁴ (ECMA-368, 2005), baseada na proposta da *Multiband OFDM Alliance* (MBOA) (MULTIBAND-OFDM, 2004) com pequenas alterações. Publicou também a ECMA-369 (ECMA-369, 2005), que define o padrão de interface MAC/PHY, da mesma forma proposta pela primeira vez. Atualmente aplica-se somente aos Estados Unidos. Em janeiro de 2006, o grupo de trabalho encarregado da criação do padrão IEEE 802.15a cessou seus trabalhos.

O ECMA-368 (ECMA-368, 2005) define MB-OFDM baseado na Plataforma WiMedia que por sua vez vem da proposta inicial dada por (BATRA et al., 2004). O Padrão ECMA especifica a PHY e a camada MAC para rede sem fios de curto alcance e alta velocidade, utilizando todo ou parte do espectro entre 3,1GHz–10,6GHz, com suporte às taxas de dados de 53,3 Mbps, 80 Mbps, 106,7 Mbps, 160 Mbps, 200 Mbps, 320 Mbps, 400 Mbps, e 480 Mbps.

O espectro UWB é dividido em 14 bandas, cada uma com largura de banda de 528MHz. As primeiras 12 bandas são formadas por 4 grupos compostos de 3 bandas, e as 2 últimas bandas formam o quinto grupo, como mostra a Figura 4.7. A relação entre a frequência central, f_c , e o

³O WiMedia é uma plataforma de rádio padrão para rede sem fios de banda ultralarga.

⁴ECMA (*European Association for Standardizing Information and Communication Systems*) não é um instituto oficial para normatização e sim uma associação de companhias que frequentemente colabora com instituições oficiais europeias e internacionais, para elaboração de padrões e produção de Relatórios Técnicos na área das tecnologias de comunicações e informação. Os padrões e normas da ECMA têm sido aceitos como base para a criação de padrões europeus e internacionais.

número da banda, n_b , é dada por:

$$f_c(n_b) = 2904 + 528 \times n_b \quad (MHz) \quad n_b = 1, \dots, 14. \quad (4.4)$$

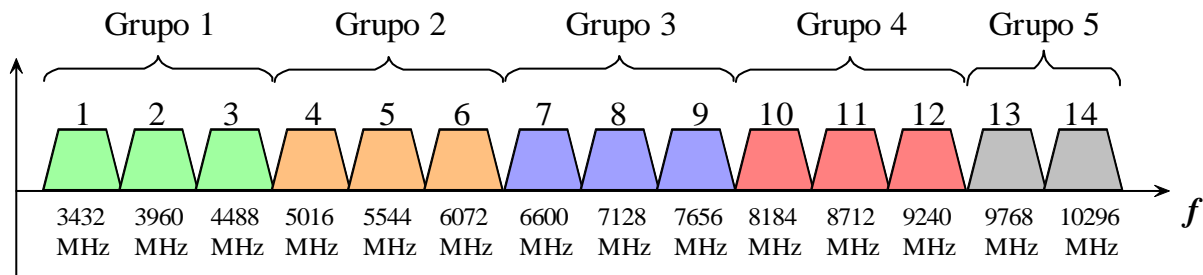


Figura 4.7: Sistema MB-OFDM: bandas de 528 MHz em 5 grupos ditintos.

A alocação da banda é resumida na Tabela 4.1.

Grupo de bandas	Número da banda	Frequência Menor (MHz)	Frequência Central (MHz)	Frequência Maior (MHz)
1	1	3168	3432	3696
	2	3696	3960	4224
	3	4224	4488	4752
2	4	4752	5016	5280
	5	5280	5544	5808
	6	5808	6072	6336
3	7	6336	6600	6864
	8	6864	7128	7392
	9	7392	7656	7920
4	10	7920	8184	8448
	11	8448	8712	8976
	12	8976	9240	9504
5	13	9504	9768	10032
	14	10032	10296	10560

Tabela 4.1: Alocação dos grupos de bandas para o padrão ECMA.

Neste esquema de múltiplo acesso, o espectro é dividido em diversas sub-bandas (MB - *multiband*), enquanto a informação é transmitida utilizando a técnica OFDM em sub-portadoras de frequência diferentes de acordo com o código tempo-frequência específicos⁵.

Uma (I)FFT de 128 pontos (Figura 4.9) é usada para criar os símbolos OFDM com taxa fixa de 242,42 ns independente da taxa de dados requerida. Cada símbolo OFDM é formado de 100 sub-portadoras de informação, 10 sub-portadoras de guarda, e 12 sub-portadoras pilotos. Cada símbolo tem um período de guarda de valor zero com 37 amostras localizado no final do símbolo dando um tempo de símbolo total de 312,5 ns. O sufixo formado por zeros é tipicamente usado

⁵Em um sistema OFDM, os espectros relativos às sub-portadoras podem ser sobrepostas em até 50% sem que haja interferência mútua, resultando em aumento da eficiência espectral.

para mitigar os efeitos dos multipercursos e fornecer uma janela de tempo (intervalo de guarda) para permitir que o transmissor e o receptor tenham tempo suficiente para trocar de frequência central. Um código tempo-frequência é dado para definir a sequência de salto através do grupo de bandas selecionado. Todas as sub-portadoras f_{ci} são igualmente espaçadas por Δf . A Figura 4.8 ilustra este esquema de modulação, onde o código tempo-frequência é $\{1, 3, 2, 1, 3, 2\}$.

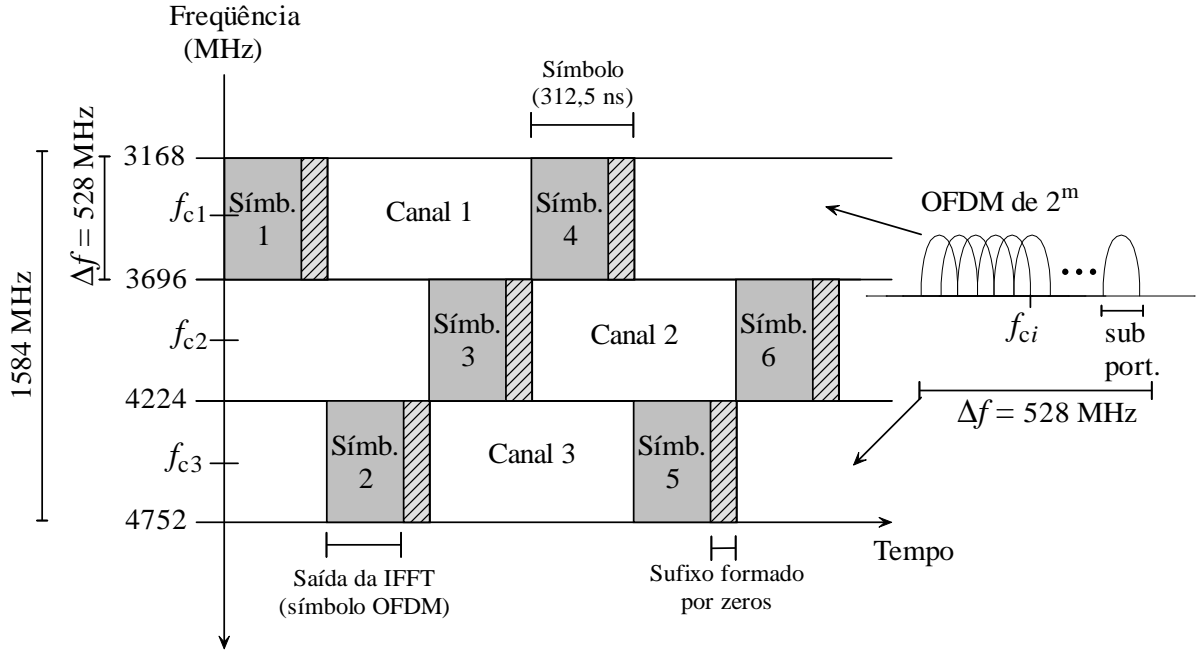


Figura 4.8: Exemplo de codificação tempo-frequência para sistema MB-OFDM.

Características desejáveis para o sistema MB-OFDM incluem:

- energia multi-percurso eficientemente capturada;
- supressão da interferência de banda estreita, podendo assim coexistir com outros sistemas;
- incremento na eficiência espectral;
- flexibilidade.

As técnicas de modulação empregadas no MB-OFDM-UWB são similares às dos sistemas de banda estreita, como PSK (*Phase Shift Keying*) e QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Um exemplo é o caso de um sistema MB-OFDM que utiliza modulação PSK quaternária (4-PSK-MB-OFDM-UWB) em cada subportadora. Cada símbolo QPSK ($c_i = a_i + jb_i$) modula uma sub-portadora f_{ci} diferente.

O sinal transmitido MB-OFDM-UWB em banda-passante pode ser descrito por (ECMA-368, 2005):

$$s_{RF}(t) = Re \left\{ \sum_{i=0}^{N_{packet}-1} s_i(t - iT_{sym}) \exp(j2\pi f_c(q(i))t) \right\} \quad (4.5)$$

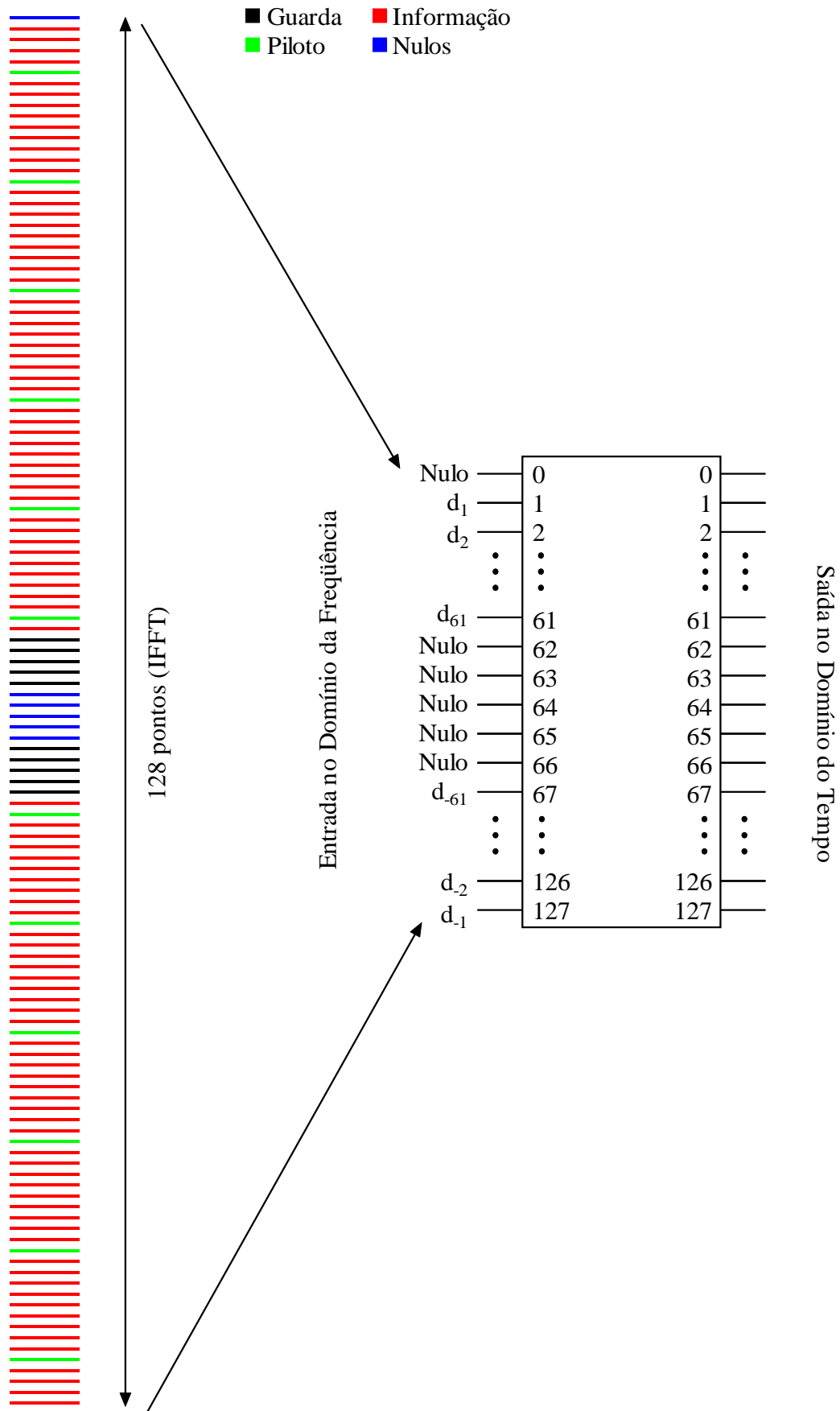


Figura 4.9: Entrada e saída da IFFT: 100 sub-portadoras de informação, 10 sub-portadoras de guarda, 12 sub-portadoras pilotos, e 6 Nulos, formando 128 sub-portadoras.

onde $Re \{ \cdot \}$ representa a parte real de uma variável complexa, $s_i(t)$ é o sinal em banda-base, possivelmente complexo, representando o i -ésimo símbolo OFDM ocupando um intervalo de símbolo de tamanho T_{sym} , N_{packet} é o número de símbolos OFDM transmitidos, $q(i)$ é a função que mapeia o i -ésimo símbolo para a banda de frequência apropriada. A frequência da portadora, em que o i -ésimo símbolo OFDM é transmitido, é denotado como f_c . Os valores de f_c estão compreendidos em um grupo de G frequências designadas ao grupo de bandas (MB) em que o sistema está operando. Estas frequências estão organizadas em uma seqüência de tamanho $2G$, denominadas códigos tempo-frequência (TFC - *time-frequency code*). A exata estrutura do i -ésimo símbolo OFDM depende de sua localização dentro do quadro.

$$s_i(t) = \begin{cases} s_{sync,i}(t) & 0 \leq i < N_{sync} \\ s_{hdr,i-N_{sync}}(t) & N_{sync} \leq i < N_{sync} + N_{hdr} \\ s_{frame,i-N_{sync}-N_{hdr}}(t) & N_{sync} + N_{hdr} \leq i < N_{packet} \end{cases}$$

onde $s_{sync,i}(t)$ descreve o i -ésimo símbolo do preâmbulo, $s_{hdr,i}(t)$ descreve o i -ésimo símbolo do cabeçalho e $s_{frame,i}(t)$ descreve o i -ésimo símbolo da PSDU (*PHY Service Data Unit*), N_{sync} é o número de símbolos do preâmbulo, N_{hdr} é o número de símbolos contidos no cabeçalho e $N_{packet} = N_{frame} + N_{sync} + N_{hdr}$ é o número de símbolos no *payload*.

Uma desvantagem deste sistema é que o transmissor apresenta uma complexidade de implementação, apesar de factível, ainda elevada, uma vez que é necessário a realização da transformada de Fourier inversa (IFFT - *inverse FFT*) (OPPERMANN; HÄMÄLÄINEN; IINATTI, 2004) (QIU; LIU; SHEN, 2005). Porém as operações FFT/IFFT podem reduzir a complexidade computacional total comparada a operação do receptor RAKE (SATO; OHTSUKI, 2006).

A Tabela 4.2 apresenta os principais parâmetros utilizados para o sistema MB-OFDM-UWB em canal multipercurso. É comum impor que a entrada dos dados na IFFT seja simétrica conjugada⁶. A vantagem deste tipo de espalhamento é que a saída da IFFT é sempre real; implicando que é necessário implementar somente a parte em fase (I) do transmissor.

4.3 DS-UWB × MB-OFDM-UWB

O sistema DS-UWB foi analisado na seção 4.2.1.2 e resultados de desempenho MCS em canal multipercurso denso serão mostrados na seção 4.9. O MB-OFDM-UWB é outro esquema promissor para 4G, tendo sido descrito na seção 4.2.1.5.

Uma estrutura receptora DS-UWB composta por um RAKE e um equalizador de decisão alimentada/realimentada (DFE, *Decision Feedforward/Feedback Equalizer*) foi analisada em (MCCORKLE, 2005). Já na estrutura do MB-OFDM-UWB, o RAKE e o DFE são trocados por uma

⁶Uma matriz é simétrica conjugada se for igual ao complexo conjugado da sua transposta.

Tabela 4.2: Parâmetros utilizados nos sistemas MB-OFDM-UWB.

Parâmetro	Descrição	Valor
f_s	Frequência de amostragem	528 MHz
N_{FFT}	Número total de sub-portadoras (tamanho da FFT)	128
N_D	Número de sub-portadoras de dados	100
N_P	Número de sub-portadoras pilotos	12
N_G	Número de sub-portadoras de guarda	10
N_T	Número total de sub-portadoras utilizadas	122 ($= N_D + N_P + N_G$)
Δ_f	Espaçamento da frequência de sub-portadora	4,125 MHz ($= f_s/N_{FFT}$)
T_{FFT}	Período da IFFT e da FFT	242,42 ns (Δ_f^{-1})
N_{ZPS}	Número de amostras do sufixo formado por zeros	37
T_{ZPS}	Duração do sufixo formado por zeros no tempo	70,08 ns ($= N_{ZPS}/f_s$)
T_{sym}	Intervalo de símbolo	312,5 ns ($= T_{FFT} + T_{ZPS}$)
F_{sym}	Taxa de símbolo	3,2 MHz ($= T_{sym}^{-1}$)
N_{sym}	Número total de amostras por símbolo	165 ($= N_{FFT} + N_{ZPS}$)
	Número de símbolos transmitidos	6

FFT, um equalizador e sincronização digital. No *chip set* XSI-110, a DFE toma somente 3% do tamanho do *die*⁷ e 3% da potência. A contagem do número de portas é bem menor no sistema DS do que no MB-OFDM.

O sistema DS-UWB, o qual utiliza modulação BPSK, apresenta uma relação entre a potência de pico e a potência média (PAPR, *Peak-to-Average Power Ratio*) de apenas 3 dB, que é a mesma de uma forma de onda senoidal, e é a menor possível. O OFDM não possui esta vantagem de PAPR baixa. De acordo com a referência (MCCORKLE, 2005), o sinal OFDM tem uma PAPR de ≈ 11 dB. Por conseguinte, um transmissor OFDM deve suportar tensão de saída de 8 dB maior do que o rádio DS-UWB. O rádio MB-OFDM tem que suportar 9,2 dB a mais de sinal, para casar com a capacidade de rede de um rádio DS-UWB. Esta tensão é muito grande para transistores SiGe (silício-germânio) e CMOS, e assim necessita de um chip amplificador de potência.

Os resultados apresentados em (MCCORKLE, 2005) mostram ainda que o sistema DS-UWB sofre menos desvanecimento do que o MB-OFDM. Logo, o desempenho do sistema MB-OFDM é reduzido, mesmo se hardware adicional for utilizado em uma tentativa de mitigar o desvanecimento. A perda aumenta quando há aumento da taxa de transmissão. Isto é devido ao fato de que FEC (*Forward Error Correction*) não é tão eficiente para UWB.

Em um sistema DS-UWB pode-se aumentar a taxa de dados reduzindo-se o comprimento do código de espalhamento, de tal sorte a manter a mesma largura de banda ocupada, porém reduzindo-se a rejeição da interferência de múltiplo acesso; portanto, o sistema deve operar em distâncias menores. A intensidade do sinal será maior em distâncias mais curtas e portanto o número de bits necessários no ADC será menor. Já o rádio MB-OFDM não pode reduzir a sua exigência de bits por causa da sua modulação (constelação) e das 122 sub-portadoras. O resultado

⁷*Die size*: tamanho (ou área) real do (sub-)sistema eletrônico integrado, geralmente medido em milímetros quadrados.

é uma simplicidade significativa da arquitetura DS-UWB sobre a MB-OFDM-UWB.

De acordo com (TSANG; EL-GAMAL, 2005), uma das maiores vantagens do DS-UWB sobre o MB-OFDM-UWB é sua habilidade de alcançar taxas de dados muito altas (> 1 Gbps), sem aumentar a complexidade do circuito e o consumo de potência. Um incremento na taxa de dados de 100 ou 200 Mbps para 1,32 Gbps acarreta em um aumento no número de portas (*gate count*) insignificante em um sistema DS-UWB (UWB-FORUM, 2004); ao contrário, para um sistema MB-OFDM-UWB esse aumento seria de 110% na contagem do número de portas (de 455K para 954K). Isto é devido principalmente à necessidade de um esquema de modulação de ordem mais alta (16-QAM ao invés de QPSK) em sistemas MB-OFDM-UWB, que demandaria um conversor ADC de ordem maior (6 bits), decodificador Viterbi, e FFT, para manter a taxa de dados. Modulações da ordem 16-QAM necessitam de mais bits no ADC e são menos eficientes, requerendo um incremento de 3,9 dB na E_b/N_0 , ou seja 3,9 dB a mais na potência irradiada para obter o mesmo desempenho e cobrir a mesma distância em relação à modulação BPSK ou QPSK. Verifique-se ainda que a potência consumida por um ADC é proporcional a $2^b \cdot f$, onde b é o número de bits e f é a frequência de operação (MCCORKLE, 2005).

No DS-UWB, uma simples modulação BPSK baseada em códigos de espalhamento de comprimento variável pode ser empregada para se transmitir dados com taxas de dados variáveis. Uma opção para melhoria do desempenho é utilizar a modulação 4BOK (*quaternary bi-orthogonal keying*), porém às custas de um pequeno aumento da complexidade do circuito.

Outras opções para que o esquema de modulação MB-OFDM-UWB alcance taxas maiores do que 480 Mbps incluem a eliminação do salto em frequência e a implementação de um sistema com múltiplas antenas (MIMO) e processamento espaço-temporal. Claramente, estratégias MIMO não são uma boa alternativa tecnológica em se tratando de consumo de baterias, pois requer que as antenas transmissoras sejam alimentadas por sinais UWB amplificados individualmente.

O sistema DS permite operação com menos potência e sem a utilização de amplificador de potência. Adicionalmente, o sistema DS-UWB é menor e opera com menos potência, por isso é menos complexo. A Tabela 4.3 faz um resumo das duas propostas em questão, e a Tabela 4.4 mostra as principais características de cada proposta.

4.4 Formatação de pulso

Existem algumas possibilidades de formas de onda de pulso monociclos adequadas à geração de sinais UWB que satisfazem os requisitos da máscara espectral. As formas de onda mais comuns incluem pulsos Gaussianos (GHAVAMI; MICHAEL; KOHNO, 2004), Laplacianos, Rayleigh e

Tabela 4.3: Resumo das propostas MB-OFDM-UWB e DS-UWB.

Proposta UWB	MB-OFDM	DS
<i>Número de bandas</i>	3 (Mandatário) 11 (Opcional)	2
<i>Largura de banda do canal</i>	528 MHz	1,75 GHz, 3,5 GHz
<i>Área de frequência</i> (Grupo de bandas)	Grupo 1: 3,168-4,752 GHz Grupo 2: 4,752-6,336 GHz Grupo 3: 6,336-7,920 GHz Grupo 4: 7,920-9,504 GHz Grupo 5: 9,504-10,560 GHz	3,1-4,85 GHz 6,2-9,7 GHz
<i>Esquema de Modulação</i>	QPSK	BPSK 4-BOK (opcional)
<i>Taxas de Dados</i>	53,3, 80, 106,7, 160, 200, 320, 400 e 480 Mbps	28, 55, 110, 220, 500, 660, 1000 e 1320 Mbps
<i>Método de Compensação Multipercurso</i>	FFT e sufixo formado por zeros	DFE e RAKE

Tabela 4.4: Principais características das propostas MB-OFDM-UWB e DS-UWB.

MB-OFDM-UWB	DS-UWB
Tecnologia relacionada a:	
<ul style="list-style-type: none"> - Sistema multi-banda OFDM. - Similar à arquitetura do transceptor de banda estreita tradicional com funcionalidade multibanda. - Aumento significativo no consumo de potência com o aumento da taxa de dados. - Potência baixa em termos de capacidade em telefonia móvel (poucos dias de tempo de bateria antes do regarregamento). - Facilmente implemetável com um SoC CMOS (como no mercado WLAN). 	<ul style="list-style-type: none"> - Sistema de rádio impulsivo. - Dependente de circuito em banda-base digital, que diminui escala com o avanço da tecnologia. - Complexidade e consumo de potência independentes da variação da taxa de dados ($> 1Gbps$). - Capacidade para aplicações de baixo consumo com meses até anos de tempo de duração da bateria. - Implementável em tecnologia BiCMOS.
Mercado relacionado a:	
<ul style="list-style-type: none"> - Baseado na tecnologia de OFDM comprovada. - Projetado para conformidade máxima com futuros padrões mundiais. - Forte suporte de grandes companhias. - Concentrado no mercado de PC nos EUA. 	<ul style="list-style-type: none"> - Chegada rápida no mercado. - Dispositivo UWB demonstrado na prática. - Concentrado no mercado consumidor de dispositivos portáteis (como no Japão).

Hermitianos (GHAVAMI et al., 2002).

Os formatos do pulso UWB freqüentemente analisados na literatura de comunicações I-UWB são os pulsos Gaussianos e suas derivadas, pois são facilmente descritos e gerados. Na formatação de pulso $p(t)$, destaca-se o pulso Gaussiano dado por (4.6), o pulso Gaussiano monociclo gerado pela primeira derivada do pulso Gaussiano, equação (4.7) e o pulso de Scholtz monociclo, obtido através da segunda derivada do pulso Gaussiano, equação (4.8). Tais pulsos são ilustrados na Figura 4.10, indicando o espalhamento temporal do pulso em função do valor adotado para o fator

de pulso, τ_p .

$$p(t) = -A \cdot e^{-2\pi\left(\frac{t}{\tau_p}\right)^2} \quad (4.6)$$

$$p(t) = \frac{A \cdot 4\pi \cdot t}{\tau_p^2} \cdot e^{-2\pi\left(\frac{t}{\tau_p}\right)^2} \quad (4.7)$$

$$p(t) = \frac{A \cdot 4\pi}{\tau_p^2} \cdot e^{-2\pi\left(\frac{t}{\tau_p}\right)^2} \cdot \left(1 - \frac{A \cdot 4\pi t^2}{\tau_p^2}\right) \quad (4.8)$$

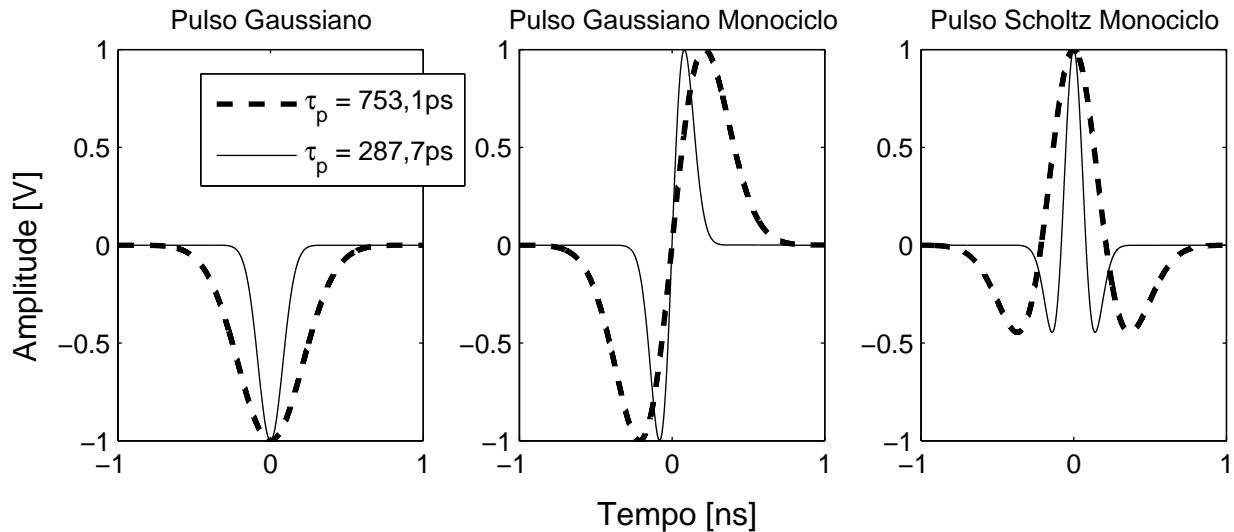


Figura 4.10: Pulsos Gaussianos comumente utilizados em sistemas UWB; comparação do espalhamento temporal do pulso em função do valor do fator de pulso, $\tau_p = 753,1ps$ e $\tau_p = 287,7ps$.

A transmissão dos pulsos diretamente às antenas resulta em pulsos que são filtrados devido às propriedades das antenas. Esta operação de filtragem pode ser modelada como uma operação de derivação (RAMIREZ-MIRELES; SCHOLTZ, 1998). O mesmo efeito ocorre na antena receptora. A escolha de qual forma de onda Gaussiana usar é normalmente dirigida pelo projeto do sistema e sua aplicação. Uma característica importante é que todas as formas de onda adequadas ao sistema UWB devem resultar em um conteúdo espectral o mais uniformemente distribuído possível sobre todo o espectro de frequência UWB, de forma semelhante a um ruído de fundo.

Os efeitos de se modificar a duração e a taxa de repetição do pulso são (GHAVAMI; MICHAEL; KOHNO, 2004):

O aumento da taxa de pulso aumenta a magnitude no domínio de frequência, isto é, a taxa de pulso influi na magnitude do espectro.

Um intervalo de pulso-a-pulso aleatório produz um espectro de magnitude máxima muito menor do que um intervalo de pulso-a-pulso regular. Por isso, o intervalo de pulso-a-pulso controla a separação das componentes espectrais.

Além dos pontos abordados aqui sobre a formatação de pulso, na seção 4.9.2 será mostrado que o pulso Gaussiano e suas derivadas resultam em valores de correlação distintos, portanto oferecem desempenhos em termos de taxa de erro de bit (BER) diferentes. Resultados de simulação da seção 4.8 e 4.9 mostram que a utilização da 2a. derivada do pulso Gaussiano resulta em melhoria marginal de desempenho em relação à adoção do pulso Gaussiano ou da 1a. derivada do pulso Gaussiano, o que é justificado a partir da idéia de menor correlação média da 2a. derivada. Tal análise será desenvolvida na seção 4.7, onde verificar-se-á que a interferência de múltiplo acesso e a auto interferência, equações (4.38) e (4.39), respectivamente, são função da autocorrelação média do pulso UWB. O fator de pulso empregado também influencia no desempenho do sistema, e será discutido na seção 4.9.2.

4.5 Detecção Multiusuário

A detecção multiusuário (MUD) é uma estratégia desenvolvida para reduzir ou mesmo suprimir o efeito da MAI, aumentando a capacidade e o desempenho de sistemas de múltiplo acesso. Na MUD a informação dos usuários é utilizada de forma conjunta para anular os sinais que aparecem como MAI, a fim de melhorar o processamento de cada usuário, lembrando que os códigos dos usuários são conhecidos no receptor. O fato da detecção multiusuário ótima ser demasiadamente complexa para implementações práticas, motivou o desenvolvimento de várias estratégias sub-ótimas: o detector linear (LUPAS; VERDÚ, 1989), o detector de decisão realimentada, ZF-DF (*Zero Forcing Decision Feedback*), o cancelador de interferência sucessivo, SIC (*Successive Interference Cancellation*), e o detector multi-estágios ou cancelador de interferência paralelo, PIC (*Parallel Interference Cancellation*), além das versões híbridas combinando-se cancelamento paralelo e sucessivo em grupos de usuários (*Groupwise*), G-PIC e G-SIC. Técnicas de cancelamento de interferência subtrativo (SIC, PIC e ZF-DF) podem ser empregadas quando houver disponibilidade no receptor de informações precisas sobre os interferentes mais significativos no sistema. A principal vantagem desta técnica de detecção multiusuário consiste na significativa redução de complexidade de implementação quando comparado aos detectores lineares baseados na inversão da matriz de correlação. As estruturas subtrativas podem ser combinadas em múltiplos estágios, obtendo-se desempenhos melhorados a cada novo estágio de cancelamento.

No contexto UWB, o uso de cancelador de interferência é justificado através da seção 2.2, onde um dos cenários mencionados refere-se a SPINs. Sabe-se que os dispositivos de uma SPIN funcionam em distâncias médias a longas (~ 100 m) entre dispositivos individuais e uma estação mestre com uma topologia escravo-mestre típica. Neste caso tem-se o mestre que necessita conhecer o sinal de todos os usuários.

4.5.1 Canceladores de Interferência Subtrativo

Detectores MUD baseados no cancelamento de interferência (IC) subtrativo estimam os sinais dos usuários interferentes e utilizam estas estimativas para reconstruir a parcela interferente e subtraí-la (cancelá-la) do sinal do usuário de interesse, podendo envolver a reconstrução dos sinais interferentes em banda passante ou em banda base (MOSHAVI, 1996) (ZVONAR; DUEL-HALLEN, 1995). Esta técnica de detecção multiusuário tem como pré-requisito o conhecimento dos parâmetros de canal, necessitando portanto de estimadores eficientes para as energias, atrasos e fases das portadoras dos sinais recebidos.

Os detectores IC são implementados normalmente empregando-se vários estágios, onde a expectativa é de decisões melhoradas a cada novo estágio. Dentre os esquemas de cancelamento de interferência subtrativo, dois se destacam: SIC e PIC (ABRÃO, 2001). A principal vantagem dos detectores baseados no cancelamento de interferência subtrativo consiste no compromisso entre complexidade de implementação e desempenho. Em contrapartida, tem-se como desvantagens a necessidade de estimação precisa dos níveis de potência e atrasos entre usuários, assim como das características do meio de propagação, para que se tenha melhorias significativas no desempenho do sistema. Receptores MUD baseados no cancelamento sucessivo (SIC) apresentam a desvantagem do elevado tempo de demodulação, proporcional ao número de usuários, o que em sistemas altamente carregados pode tornar-se impraticável. Requerem a ordenação dos usuários em termos de suas energias recebidas. Isto resulta em complexidade adicional na implementação destes mecanismos de ordenação (e reordenação). Ao contrário do SIC, o PIC estima e subtrai simultaneamente e paralelamente toda a interferência para cada usuário. Por este motivo, a estratégia escolhida neste trabalho para realizar a detecção e obter resultados de simulação foi utilizar PIC.

4.5.1.1 Canceladores de Interferência Sucessivo

O Detector de cancelamento SIC emprega abordagem de procura serial para cancelar a interferência de múltiplo acesso. Caso uma decisão tenha sido feita sobre o bit de um usuário interferente, então este sinal pode ser recriado no receptor e subtraído do sinal recebido. Assumem-se conhecidas as seqüências de espalhamento de todos os usuários, porém as energias dos usuários individuais são estimadas. Isto cancelará o sinal interferente supondo que a decisão esteja correta; caso contrário, haverá a duplicação da contribuição do sinal interferente. Uma vez que a subtração tenha sido feita, o receptor passa a operar com um sinal resultante contendo um usuário interferente a menos (pressupõe-se que as decisões prévias dos bits foram obtidas corretamente), e o processo pode ser repetido até que $K - 1$ usuários tenham sido demodulados. Em termos de complexidade de implementação, mesmo modificações no SIC (GSIC) conduzem a complexidade linear com o número de usuários e estágios, idêntica ao do PIC. Porém, o receptor SIC inerentemente requer hardware adicional para a (re)ordenação dos sinais dos usuários ativos.

4.5.1.2 Canceladores de Interferência Paralelo

O detector PIC, devido a sua topologia, é capaz de processar todos os usuários simultaneamente. O detector PIC estima e subtrai, paralelamente, todas as MAI para cada usuário. O primeiro estágio é essencialmente um receptor convencional, produzindo estimativas para os sinais de todos os usuários; a única diferença é que a decisão de bit não é feita neste ponto. No segundo estágio, as estimativas são então subtraídas do sinal recebido. Cada estágio PIC introduz atraso de um bit (período de bit, T) ao processo de detecção do sinal de interesse. Este processo pode ser repetido, gerando múltiplos estágios. Em um PIC, a complexidade por símbolo demodulado é linear com relação ao número total de usuários, $\mathcal{O}(K)$, enquanto mantém desempenho próximo ao do receptor MUD Ótimo para a maioria dos casos práticos de interesse.

Melhorias de desempenho no sistema DS-UWB proporcionada pelo uso do MUD PIC são reportadas na seção 4.9.3. Tais desempenhos, em termos de taxa de erro de bit (BER), foram obtidos através do método de simulação Monte Carlo.

4.6 Arranjo de Antenas

Múltiplas antenas transmissoras/receptoras podem ser incorporadas ao sistema UWB (MIMO UWB), tendo em vista a transmissão de informação com desempenho melhorado. O sistema com múltiplas entradas e múltiplas saídas é bem conhecido em relação ao seu potencial de melhoria de desempenho dos sistemas de comunicação em ambiente multipercursos. Um grande número de percursos entre as antenas transmissoras e receptoras pode ser utilizado para combater o efeito do desvanecimento de canal. O princípio básico da diversidade é que se várias réplicas do sinal são recebidas através de diferentes caminhos que experimentam desvanecimentos independentes, então, com grande probabilidade, pelo menos um ou alguns (ou alguma combinação) desses caminhos não estarão experimentando desvanecimento drástico em um intervalo de tempo de observação qualquer. As três formas de diversidade tradicionalmente utilizadas em comunicações sem fio são: diversidade temporal, diversidade de frequência e diversidade espacial (ou diversidade de antena).

Com o emprego de múltiplas antenas transmissoras/receptoras, pode ser obtido diversidade tempo-espaço, e então o desempenho do sistema pode ser significativamente melhorado. Com o intuito de tal melhoria, vários esquemas de codificação espaço-tempo foram propostos, por exemplo (TAROKH; SESHADRI; CALDERBANK, 1998) e (TAROKH; JAFARKHANI; CALDERBANK, 1999).

Para explorar as vantagens tanto de sistemas UWB quanto de sistemas MIMO, o esquema codificado tempo-espaço UWB foi proposto em (YANG; GIANNAKIS, 2002). Os autores de (YANG; GIANNAKIS, 2002) propuseram um sistema com codificação espaço-tempo e modulação TH-PPM baseado em códigos de repetição que é um caso especial (taxa reduzida). Já em (WU; KISHK; CHEN, 2005), investigou-se um arranjo de antenas linear uniformemente espaçadas para aplicações UWB.

Selecionou-se a antena bipolar planar como elemento deste arranjo de antenas. Já em (TAN; KANNAN; NALLANATHAN, 2003), investigou-se como a diversidade de antena pode melhorar o desempenho de sistemas TH-UWB, considerando arranjos de antenas retangulares ($M \times W$) e lineares ($M \times 1$).

Para se processar os sinais recebidos nos elementos do arranjo de antenas, é utilizada uma estrutura em que os sinais são atrasados, passados pelas antenas, e então somados. A Figura 4.11 ilustra os dois tipos de arranjo de antenas, retangular e linear; θ representa o ângulo de elevação e ϕ o ângulo de azimute.

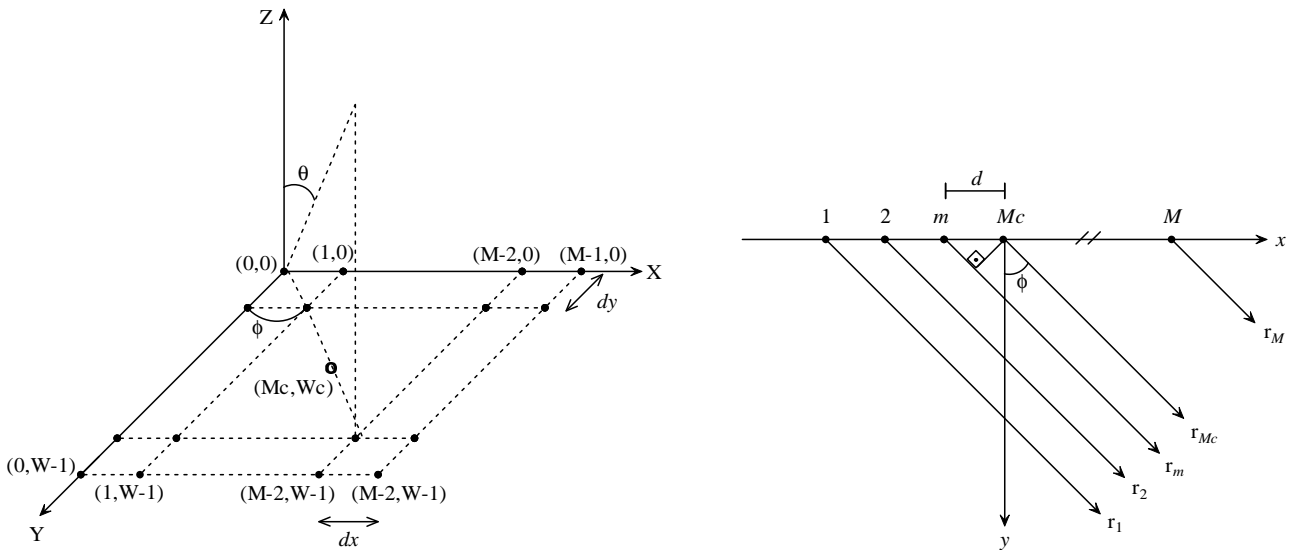


Figura 4.11: Na esquerda arranjo de antenas retangular, na direita arranjo de antenas linear uniforme.

Para arranjo de antenas retangular, existem $2M_c + 1$ (igual a W) linhas de elementos paralelos ao eixo x e cada linha contendo $2W_c + 1$ (igual a M) elementos, onde (M_c, W_c) é a coordenada do elemento central que é também o elemento de referência.

Para arranjo linear uniforme, os elementos são dispostos linearmente ao longo do eixo x e são separados com espaçamento igual a d , com o elemento da origem atuando como elemento de referência. Um ponto de observação é visível com a mesma direção ϕ para cada elemento. Os percursos de propagação são raios paralelos surgindo de cada elemento do arranjo, como na Figura 4.11. O atraso para cada elemento m é obtido em relação ao elemento central M_c do arranjo e é dependente do ângulo ϕ .

Na incidência de uma onda plana, com um ângulo de azimute de ϕ_0 e um ângulo de elevação

de θ_0 , a saída da estrutura será dada por (CRAMER; Z.WIN; SCHOLTZ, 1998):

$$B(\phi, \theta, t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} a_{m,w}(\phi, \theta) \times p(t - \tau_{m,w}) \quad (4.9)$$

$$\tau_{m,w} = \left[(M_c - m) \frac{dx}{c} (\kappa - \kappa_0) \right] + \left[(w - W_c) \frac{dy}{c} (\nu - \nu_0) \right] \quad (4.10)$$

onde $\kappa = \text{sen}\phi \cdot \text{sen}\theta$; $\kappa_0 = \text{sen}\phi_0 \cdot \text{sen}\theta_0$; $\nu = \text{cos}\phi \cdot \text{sen}\theta$; $\nu_0 = \text{cos}\phi_0 \cdot \text{sen}\theta_0$ e c é a velocidade da luz. Os espaçamentos entre os elementos de antena nas direções x e y são denotados por dx e dy , respectivamente. As antenas são igualmente espaçadas. Todos os deslocamentos de tempo são referidos à geometria do arranjo de antenas centrada em (M_c, W_c) . O padrão do (m, w) -ésimo elemento de antena é denotado por $a_{m,w}(\phi, \theta)$. O atraso do sinal recebido do (m, w) -ésimo elemento de antena é dado por $\tau_{m,w}$, que é medido com respeito ao elemento de referência (M_c, W_c) . Assumiu-se que cada elemento do arranjo tem padrão isotrópico.

A Figura 4.12 (TAHA; CHUGG, 2002) mostra a estrutura de um receptor DS-UWB convencional (filtro casado ou correlacionador) associado a um arranjo de antenas receptoras, originado os correlacionadores espaço-temporais. Cada elemento do arranjo de antenas ($M \times W$) é equipado com um Rake seletivo (SRake) contendo L_f ramos (*fingers*) para o processamento das réplicas mais intensas do sinal de interesse. Correlacionadores espaço-tempo processam os sinais recebidos que são separados no espaço e no tempo.

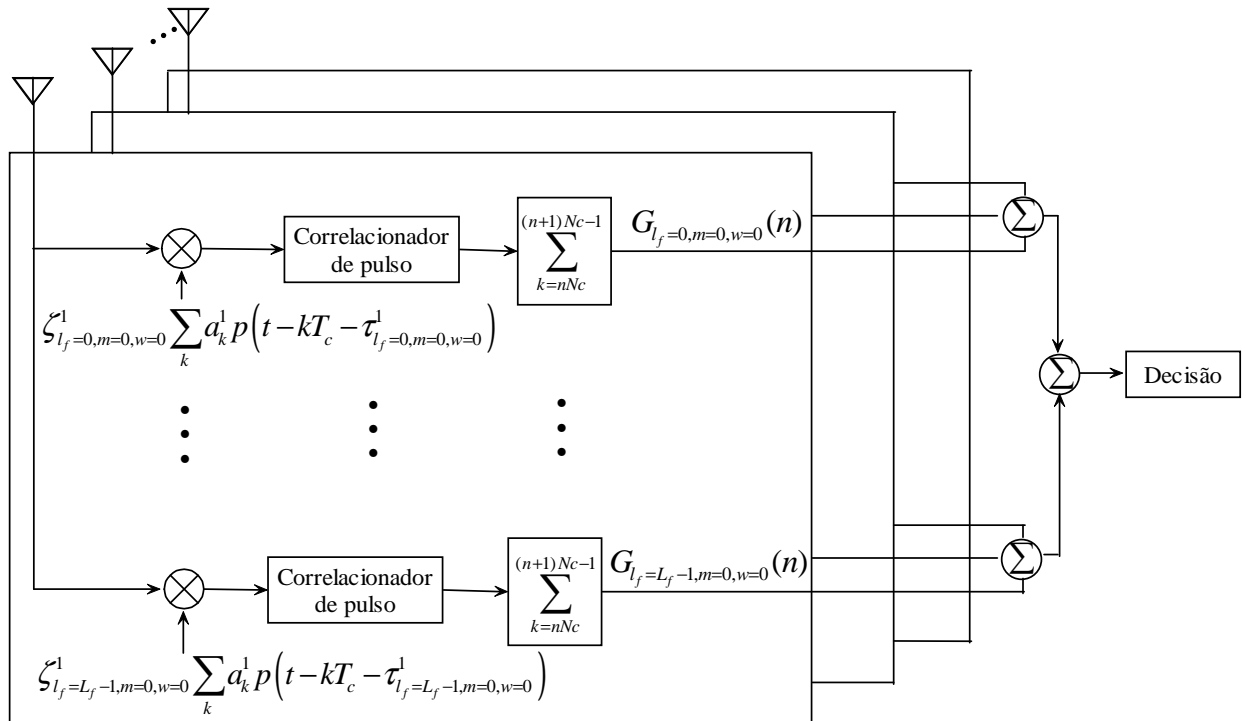


Figura 4.12: Estrutura do receptor com arranjo de antenas ($M \times W$).

Em um canal UWB com desvanecimentos densos, a cada raio dentro de cada *cluster* está associado um atraso de tempo (Figura 3.1), um ângulo de azimute ϕ e um ângulo de elevação θ . Assim

como em (MOLISCH; FOERSTER; PENDERGRASS, 2003) e (FOERSTER, 2003), assumiu-se desvanecimento independente para cada *cluster* e para cada raio dentro dos *clusters*. Adicionalmente, também assumiu-se desvanecimento independente para cada elemento de antena.

Em uma primeira análise, e por simplicidade, trabalharemos com uma antena transmissora e até três antenas receptoras em um arranjo linear ($R_x = M \times 1$), a fim de obter resultados ilustrativos. Do ponto de vista da interferência gerada no arranjo de antenas do receptor, devido à aleatoriedade de localização das antenas transmissoras, desprezou-se os efeitos do lóbulo especular e dos lóbulos secundários, adotando-se assim um diagrama simplificado para o ganho do arranjo de antenas receptoras.

Como já foi dito, múltiplas antenas transmissoras/receptoras têm potencial razoável de melhora de desempenho. Há melhoria/ganho de desempenho com o incremento do número de antenas, o que será analisado nas seções 4.9.2 e 4.9.3. Resultados de desempenho para sistemas DS-UWB destas seções, obtidos via método de simulação Monte Carlo, mostram que a utilização de 2 ou 3 antenas oferece ganho de desempenho proporcional em relação ao uso de uma única antena receptora.

A referência (PEYROT-SOLIS; GALVAN-TEJADA; JARDON-AGUILAR, 2005) compara alguns tipos de antena UWB, levando em consideração parâmetros como: largura de banda, padrões de radiação direcionais ou omnidirecionais, ganho constante e o atraso sobre toda a banda, além da eficiência de radiação. De acordo com o estudo, uma antena pode ter dimensão de 16×3 mm, indicando que não há maiores problemas com o aumento de volume/espço necessário para acomodar um arranjo de 2 a 4 antenas.

4.7 Desempenho Analítico para o DS-UWB

Da equação geral (4.3), o sinal DS-BPAM-UWB do i -ésimo usuário pode ser escrito como

$$s^{(i)}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} q_n(t) \quad (4.11)$$

onde $q_n(t)$ representa o sinal para o n -ésimo bit de informação e é dado por

$$q_n(t) = \sum_{k=nN_c}^{(n+1)N_c-1} b_n^i a_k^i p(t - nT_b - kT_c) \quad (4.12)$$

Da equação 3.1, a resposta impulsiva do canal para o i -ésimo usuário pode ser escrita como

$$\begin{aligned} h^i(t) &= \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} X_{m,w}^i \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,q,m,w}^i \delta(t - \tau_{k,q,m,w}^i) \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l=0}^{L_{total}-1} \zeta_{l,m,w}^i \delta(t - \tau_{l,m,w}^i) \end{aligned} \quad (4.13)$$

onde $\alpha_{k,q,m,w}^i \in \mathfrak{R}$, e $\zeta_{l,m,w}^i = X_{m,w}^i \alpha_{l,m,w}^i$.

Assumiu-se que o receptor é perfeitamente sincronizado com a seqüência de espalhamento do usuário desejado (por exemplo usuário 1), o atraso e os coeficientes de canal dos percursos selecionados são conhecidos no receptor, e o receptor seleciona os $L_f^{i=1}$ percursos dominantes do usuário 1. O sinal recebido pode ser escrito como (TAN; NALLANATHAN; KANNAN, 2006)

$$r(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} \zeta_{l_f,m,w}^1 s^1(t - \tau_{l_f,m,w}^1) + n_{si}(t) + n_{mai}(t) + \eta'(t) \quad (4.14)$$

onde $n_{si}(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l=L_f^1}^{L_{total}^1-1} \zeta_{l,m,w}^1 s^1(t - \tau_{l,m,w}^1)$ é a interferência dos percursos não selecionados do usuário 1 (SI, *Self-Interference*), $n_{mai}(t) = \sum_{i=2}^{N_i} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l=0}^{L_{total}^i-1} \zeta_{l,m,w}^i s^i(t - \tau_{l,m,w}^i)$ é a interferência dos usuários não desejados (MAI) e $\eta'(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \eta'_{m,w}(t)$ é o ruído. Aqui $\eta'_{m,w}(t)$ é o ruído Gaussiano branco aditivo (AWGN) no (m, w) -ésimo elemento com densidade espectral de potência bilateral de $N_0/2$. Em (4.14), $\zeta_{l,m,w}^i$ é o ganho do canal (α) do l -ésimo percurso no (m, w) -ésimo elemento da antena para o i -ésimo usuário mais o efeito do sombreamento (X), e $\tau_{l,m,w}^i$ é o atraso do l -ésimo percurso no (m, w) -ésimo elemento para o usuário i . Sem perda de generalidade, assume-se $\tau_{0,M_c,W_c}^1 = 0$.

O sinal recebido é correlacionado com a forma de onda correspondente em cada ramo de todos os elementos de antena, seguido pela amostragem e adição como na Figura 4.12.

A saída do correlacionador, $G_{l_f,m,w}(n)$, no l_f -ésimo ramo do (m, w) -ésimo elemento de antena durante o n -ésimo período de símbolo, é dada como na equação 4.15 (TAN; NALLANATHAN; KANNAN, 2006), lembrando que q_{bit} é o sinal para uma duração de bit.

$$\begin{aligned} G_{l_f,m,w}(n) &= \int_{t=nN_cT_c+\tau_{l_f,m,w}^1}^{(n+1)N_cT_c+\tau_{l_f,m,w}^1} r(t) \zeta_{l_f,m,w}^1 q_{bit}(t) dt \implies q_{bit}(t) = \sum_{k=nN_c}^{(n+1)N_c-1} a_k^1 p(t - kT_c - \tau_{l_f,m,w}^1) \\ &= \underbrace{\int_{t=nN_cT_c+\tau_{l_f,m,w}^1}^{(n+1)N_cT_c+\tau_{l_f,m,w}^1} \left[\zeta_{l_f,m,w}^1 s^1(t - \tau_{l_f,m,w}^1) \right] \sum_{k=nN_c}^{(n+1)N_c-1} \zeta_{l_f,m,w}^1 a_k^1 p(t - kT_c - \tau_{l_f,m,w}^1) dt}_{s_{l_f,m,w}} \\ &+ \underbrace{Ns_{l_f,m,w} + Nm_{l_f,m,w} + Na_{l_f,m,w}}_{N_{l_f,m,w}} \end{aligned} \quad (4.15)$$

$$\begin{aligned}
Ns_{l_f,m,w} &= \int_{t=nN_cT_c+\tau_{l_f,m,w}^1}^{(n+1)N_cT_c+\tau_{l_f,m,w}^1} \left(\sum_{\substack{l=0 \\ l \neq l_f}}^{L_{total}^1-1} \zeta_{l,m,w}^1 s^1(t - \tau_{l,m,w}^1) \right) \sum_{k=nN_c}^{(n+1)N_c-1} \zeta_{l_f,m,w}^1 a_k^1 p(t - kT_c - \tau_{l_f,m,w}^1) dt \\
Nm_{l_f,m,w} &= \int_{t=nN_cT_c+\tau_{l_f,m,w}^1}^{(n+1)N_cT_c+\tau_{l_f,m,w}^1} \left(\sum_{i=2}^{N_i} \sum_{l=0}^{L_{total}^i-1} \zeta_{l,m,w}^i s^i(t - \tau_{l,m,w}^i) \right) \\
&\quad \times \sum_{k=nN_c}^{(n+1)N_c-1} \zeta_{l_f,m,w}^1 a_k^1 p(t - kT_c - \tau_{l_f,m,w}^1) dt \\
Na_{l_f,m,w} &= \int_{t=nN_cT_c+\tau_{l_f,m,w}^1}^{(n+1)N_cT_c+\tau_{l_f,m,w}^1} \eta'_{m,w}(t) \sum_{k=nN_c}^{(n+1)N_c-1} \zeta_{l_f,m,w}^1 a_k^1 p(t - kT_c - \tau_{l_f,m,w}^1) dt
\end{aligned}$$

Em (4.15), $s_{l_f,m,w}$ e $N_{l_f,m,w}$ são, respectivamente, os sinais desejado e não desejado na saída do l_f -ésimo ramo do Rake do (m, w) -ésimo elemento de antena. Os termos $Ns_{l_f,m,w}$, $Nm_{l_f,m,w}$ e $Na_{l_f,m,w}$, respectivamente, denotam contribuições não desejadas de SI, MAI e AWGN para o l_f -ésimo percurso selecionado no (m, w) -ésimo elemento de antena.

A estatística para o n -ésimo símbolo transmitido pode ser escrita como

$$G(n) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} G_{l_f,m,w}(n) = \underbrace{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} s_{l_f,m,w}}_{S_T} + \underbrace{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} N_{l_f,m,w}}_{N_T} \quad (4.16)$$

onde a saída do sinal desejado total é representada por S_T , a qual é a soma do sinal desejado $s_{l_f,m,w}$ de todos os ramos selecionados de todos os elementos de antena. O sinal não desejado total (ruído total) na saída é representado por N_T . O receptor faz a decisão binária baseada na estatística de teste como

$$\begin{aligned}
G(n) \geq 0 &\Rightarrow b_n^1 = 1 \\
G(n) < 0 &\Rightarrow b_n^1 = -1.
\end{aligned} \quad (4.17)$$

Com o objetivo de obter a taxa de erro de bit, definiu-se a energia do sinal desejado na saída do correlacionador e obteve-se a média e a variância dos termos de interferência e ruído.

Admitiu-se que a energia do pulso recebido é $E_p = \int_{-\infty}^{\infty} p^2(t) dt$. A energia de um símbolo de

informação E_{bit} pode ser calculada como (TAN; NALLANATHAN; KANNAN, 2006)

$$\begin{aligned}
E_{bit} &= \int_{-\infty}^{\infty} q_n^2(t) dt \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \left(\sum_{k=nN_c}^{(n+1)N_c-1} b_n^i a_k^i p(t - nT_b - kT_c) \right)^2 dt \\
&= N_c \int_{-\infty}^{\infty} p^2(t) dt \\
&= N_c E_p
\end{aligned} \tag{4.18}$$

A função de correlação do pulso é definida como

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} p(t)p(t - \tau) dt. \tag{4.19}$$

Consideramos o 0-ésimo bit, isto é, $n = 0$ na análise restante por conveniência e simplicidade de notação. Utilizando (4.11) e (4.12), o sinal desejado na saída do l_f -ésimo ramo do (m, w) -ésimo elemento, $s_{l_f, m, w}$ em (4.15) pode ser escrito como

$$\begin{aligned}
s_{l_f, m, w} &= \int_{t=\tau_{l_f, m, w}^1}^{T_b + \tau_{l_f, m, w}^1} \left[\zeta_{l_f, m, w}^1 \sum_{k=0}^{N_c-1} b_{n=0}^1 a_k^1 p(t - kT_c - \tau_{l_f, m, w}^1) \right] \sum_{k=0}^{N_c-1} \zeta_{l_f, m, w}^1 a_k^1 p \\
&\quad \times (t - kT_c - \tau_{l_f, m, w}^1) dt \\
&= (\zeta_{l_f, m, w}^1)^2 b_{n=0}^1 N_c \int_{t=0}^{T_b} p^2(t) dt \\
&= (\zeta_{l_f, m, w}^1)^2 b_{n=0}^1 E_{bit}.
\end{aligned} \tag{4.20}$$

O sinal de saída desejado total S_T em (4.16) é dado por

$$S_T = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} s_{l_f, m, w} = \left(\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} (\zeta_{l_f, m, w}^1)^2 \right) b_{n=0}^1 E_{bit}. \tag{4.21}$$

A energia do sinal total em todos os percursos selecionados de todos os elementos de antena é

$$\begin{aligned}
E_s = S_T^2 &= \left(\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} (\zeta_{l_f, m, w}^1)^2 \right)^2 (b_{n=0}^1)^2 E_{bit}^2 \\
&= \left(\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} (\zeta_{l_f, m, w}^1)^2 \right)^2 E_{bit}^2 \text{ pois } (b_{n=0}^1)^2 = 1.
\end{aligned} \tag{4.22}$$

Assumindo que os coeficientes de canal permanecem constantes durante uma duração de

símbolo, o termo AWGN em (4.15) pode ser escrito como:

$$Na_{l_f,m,w} = \int_{t=\tau_{l_f,m,w}^1}^{T_b+\tau_{l_f,m,w}^1} \eta'_{m,w}(t) \sum_{k=0}^{N_c-1} \zeta_{l_f,m,w}^1 a_k^1 p(t - kT_c - \tau_{l_f,m,w}^1) dt. \quad (4.23)$$

O ruído AWGN total na saída do receptor pode ser definido por

$$\begin{aligned} \eta &= \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} Na_{l_f,m,w} \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} \left[\int_{t=\tau_{l_f,m,w}^1}^{T_b+\tau_{l_f,m,w}^1} \eta'_{m,w}(t) \sum_{k=0}^{N_c-1} \zeta_{l_f,m,w}^1 a_k^1 p(t - kT_c - \tau_{l_f,m,w}^1) dt \right]. \end{aligned} \quad (4.24)$$

A média deste termo de ruído, μ_η , é zero e é apresentada como

$$\begin{aligned} \mu_\eta = E[\eta] &= \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} \int_{t=\tau_{l_f,m,w}^1}^{T_b+\tau_{l_f,m,w}^1} E[\eta'_{m,w}(t)] \sum_{k=0}^{N_c-1} \zeta_{l_f,m,w}^1 a_k^1 p \\ &\quad \times (t - kT_c - \tau_{l_f,m,w}^1) dt = 0. \end{aligned} \quad (4.25)$$

A variância σ_η^2 de η é obtida da seguinte forma

$$\begin{aligned} \sigma_\eta^2 &= E[(\eta - E[\eta])^2] = E[\eta^2] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} \int_{\psi=\tau_{l_f,m,w}^1}^{T_b+\tau_{l_f,m,w}^1} \int_{t=\tau_{l_f,m,w}^1}^{T_b+\tau_{l_f,m,w}^1} E[\eta'_{m,w}(\psi)\eta'_{m,w}(t)] \\ &\quad \times \sum_{k=0}^{N_c-1} \zeta_{l_f,m,w}^1 a_k^1 p(t - kT_c - \tau_{l_f,m,w}^1) \sum_{k=0}^{N_c-1} \zeta_{l_f,m,w}^1 a_k^1 p(\psi - kT_c - \tau_{l_f,m,w}^1) d\psi dt \\ &= \frac{N_0}{2} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} (\zeta_{l_f,m,w}^1)^2 N_c \int_{-\infty}^{\infty} p^2(t) dt \\ &= \frac{N_0}{2} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} (\zeta_{l_f,m,w}^1)^2 E_{bit}. \end{aligned} \quad (4.26)$$

Durante o 0-ésimo intervalo de bit, a contribuição da MAI, $Nm_{l_f,m,w}$ em (4.15), é:

$$\begin{aligned} Nm_{l_f,m,w} &= \\ &= \sum_{i=2}^{N_i} \sum_{l=0}^{L_{total}^i-1} \zeta_{l,m,w}^i \zeta_{l_f,m,w}^1 \underbrace{\int_{t=\tau_{l_f,m,w}^1}^{T_b+\tau_{l_f,m,w}^1} s^i(t - \tau_{l,m,w}^i) \sum_{k=0}^{N_c-1} a_k^1 p(t - kT_c - \tau_{l_f,m,w}^1) dt}_{I_{l_f,m,w}^{i,l}}. \end{aligned} \quad (4.27)$$

Para resolver a integral $I_{l_f,m,w}^{i,l}$ em (4.27), considere a Figura 4.13. A diferença de tempo de transmissão entre o l_f -ésimo percurso selecionado do usuário 1 e os outros percursos interferentes

do mesmo usuário ou dos demais usuários no (m, w) -ésimo elemento de antena é:

$$\tau_{l,l_f} = \tau_{l,m,w}^i - \tau_{l_f,m,w}^1 = \gamma_{l,l_f,m,w}^i T_c + \Delta_{l,l_f,m,w}^i, \quad i = 1, 2, \dots, N_i \quad (4.28)$$

onde $\gamma_{l,l_f,m,w}^i$ é a parte inteira múltipla de T_c , e $\Delta_{l,l_f,m,w}^i$ é uniformemente distribuído sobre $[0, T_c]$

$$\begin{aligned} I_{l_f,m,w}^{i,l} &= \left[\underbrace{b_{-1}^i \sum_{k=0}^{\gamma-1} a_k^1 a_{k-\gamma}^i}_{\varpi_1(a^1, a^i)} + \underbrace{b_0^i \sum_{k=\gamma}^{N_c-1} a_k^1 a_{k-\gamma}^i}_{\hat{\varpi}_1(a^1, a^i)} \right] \underbrace{\int_0^{\Delta} p(t)p(t+T_c-\Delta)dt}_{\rho_{\Delta}} + \\ &+ \left[\underbrace{b_{-1}^i \sum_{k=1}^{\gamma-1} a_{k-1}^1 a_{k-\gamma}^i}_{\varpi_2(a^1, a^i)} + \underbrace{b_0^i \sum_{k=\gamma}^{N_c} a_{k-1}^1 a_{k-\gamma}^i}_{\hat{\varpi}_2(a^1, a^i)} \right] \underbrace{\int_{\Delta}^{T_c} p(t)p(t-\Delta)dt}_{\hat{\rho}_{\Delta}} \\ &= [b_{-1}^i \varpi_1 + b_0^i \hat{\varpi}_1] \rho_{\Delta} + [b_{-1}^i \varpi_2 + b_0^i \hat{\varpi}_2] \hat{\rho}_{\Delta} \end{aligned} \quad (4.29)$$

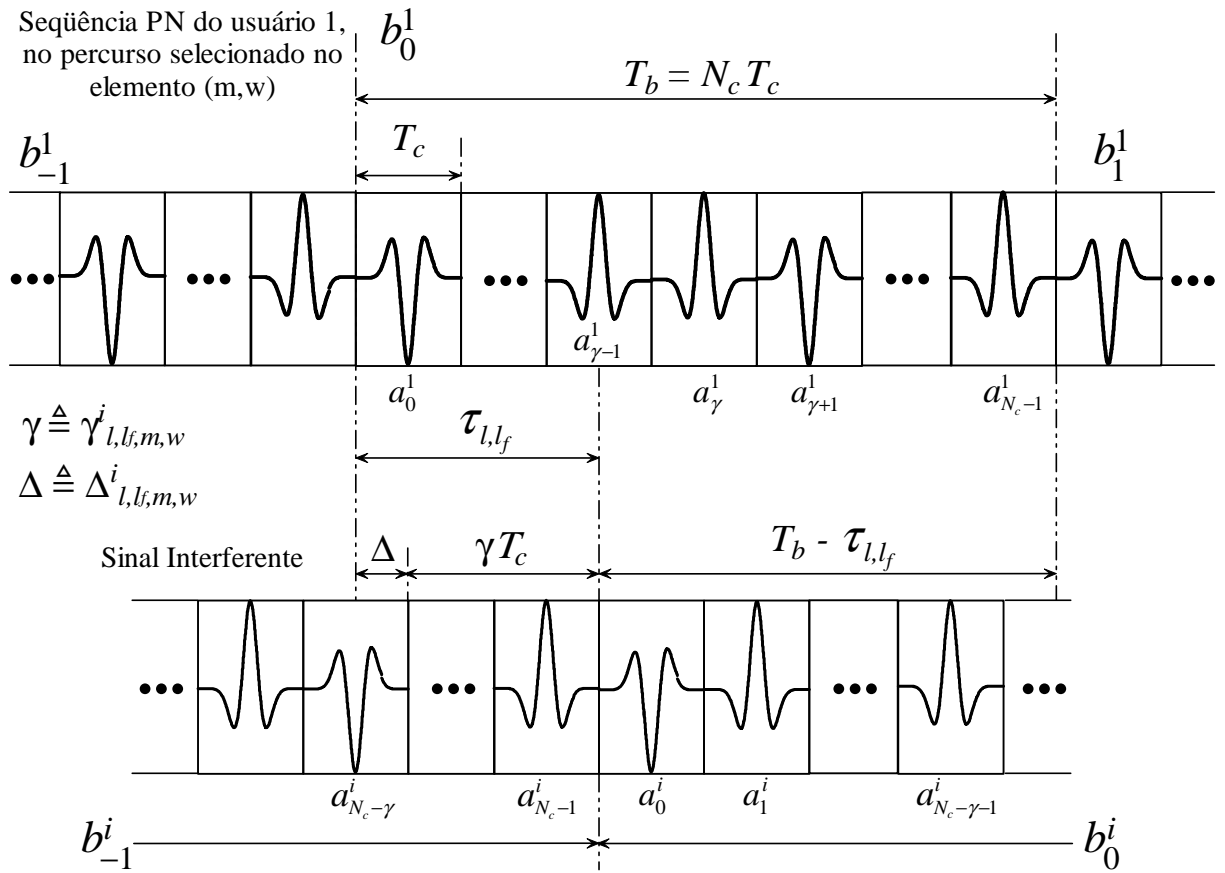


Figura 4.13: Verificação gráfica da interferência de múltiplo acesso.

A MAI total na saída do receptor pode ser escrita como

$$I_{mai} = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f-1} N m_{l_f,m,w}. \quad (4.30)$$

Substituindo (4.27) em (4.31), obtemos

$$I_{mai} = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} \sum_{i=2}^{N_i} \sum_{l=0}^{L_{total}^i-1} \zeta_{l,m,w}^i \zeta_{l_f,m,w}^1 I_{l_f,m,w}^{i,l}. \quad (4.31)$$

Assumiu-se que I_{mai} é uma variável aleatória Gaussiana com média zero e variância σ_{mai}^2 . A variância pode ser escrita como

$$\begin{aligned} \sigma_{mai}^2 &= E \left[\left(\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} \sum_{i=2}^{N_i} \sum_{l=0}^{L_{total}^i-1} \zeta_{l,m,w}^i \zeta_{l_f,m,w}^1 I_{l_f,m,w}^{i,l} \right)^2 \right] \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} \sum_{i=2}^{N_i} \sum_{l=0}^{L_{total}^i-1} \left(\zeta_{l,m,w}^i \zeta_{l_f,m,w}^1 \right)^2 E \left[\left(I_{l_f,m,w}^{i,l} \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (4.32)$$

onde:

$$\begin{aligned} E \left[\left(I_{l_f,m,w}^{i,l} \right)^2 \right] &= E \left\{ [\varpi_1^2 + 2b_{-1}^i b_0^i \varpi_1 \hat{\varpi}_1 + \hat{\varpi}_1^2] (\rho_\Delta)^2 + [\varpi_2^2 + 2b_{-1}^i b_0^i \varpi_2 \hat{\varpi}_2 + \hat{\varpi}_2^2] (\hat{\rho}_\Delta)^2 \right. \\ &\quad \left. + 2\rho_\Delta \hat{\rho}_\Delta [\varpi_1 \varpi_2 + b_{-1}^i b_0^i \varpi_1 \hat{\varpi}_2 + b_0^i b_{-1}^i \hat{\varpi}_1 \varpi_2 + \hat{\varpi}_1 \hat{\varpi}_2] \right\} \end{aligned} \quad (4.33)$$

Devido ao fato de a^i , b^i e Δ serem mutuamente independentes, o cálculo de $E \left[\left(I_{l_f,m,w}^{i,l} \right)^2 \right]$ pode ser dividido em três partes, da seguinte forma:

$$E \left[\left(I_{l_f,m,w}^{i,l} \right)^2 \right] = E_\Delta \left[E_{(a^1, a^i)} \left[E_{(b^1, b^i)} \left[\left(I_{l_f,m,w}^{i,l} \right)^2 \right] \right] \right] \quad (4.34)$$

$$E_{(b^1, b^i)} \left[\left(I_{l_f,m,w}^{i,l} \right)^2 \right] = [\varpi_1^2 \hat{\varpi}_1^2] (\rho_\Delta)^2 + [\varpi_2^2 \hat{\varpi}_2^2] (\hat{\rho}_\Delta)^2 + 2\rho_\Delta \hat{\rho}_\Delta [\varpi_1 \varpi_2 + \hat{\varpi}_1 \hat{\varpi}_2] \quad (4.35)$$

Admitindo-se que as seqüências de espalhamento sejam aleatórias:

$$\begin{aligned} E \left\{ [\varpi_1(a^1, a^i)]^2 \right\} &= E \left[\left(\sum_{k=0}^{\gamma-1} a_k^1 a_{k-\gamma}^i \right) \left(\sum_{k=0}^{\gamma-1} a_k^1 a_{k-\gamma}^i \right) \right] \\ &= E \left[(a_0^1 a_{-\gamma}^i + a_1^1 a_{1-\gamma}^i + \cdots + a_{\gamma-1}^1 a_{-1}^i) (a_0^1 a_{-\gamma}^i + a_1^1 a_{1-\gamma}^i + \cdots + a_{\gamma-1}^1 a_{-1}^i) \right] \\ &= E \left[\left(\{a_0^1\}^2 \{a_{-\gamma}^i\}^2 + \{a_1^1\}^2 \{a_{1-\gamma}^i\}^2 + \cdots + \{a_{\gamma-1}^1\}^2 \{a_{-1}^i\}^2 \right) \right] = \gamma, \end{aligned}$$

similarmente:

$$\begin{aligned}
E \left\{ [\hat{\varpi}_1(a^1, a^i)]^2 \right\} &= N_c - \gamma \\
E \left\{ [\varpi_2(a^1, a^i)]^2 \right\} &= \gamma - 1 \\
E \left\{ [\hat{\varpi}_2(a^1, a^i)]^2 \right\} &= N_c - \gamma + 1 \\
E \left\{ \varpi_1(a^1, a^i) \varpi_2(a^1, a^i) \right\} &= 0 \\
E \left\{ \hat{\varpi}_1(a^1, a^i) \hat{\varpi}_2(a^1, a^i) \right\} &= 0
\end{aligned}$$

Assim:

$$\begin{aligned}
E_{(a^1, a^i)} \left[E_{(b^1, b^i)} \left[\left(I_{l_f, m, w}^{i, l} \right)^2 \right] \right] &= [\gamma + N_c - \gamma] (\rho_\Delta)^2 + [\gamma - 1 + N_c - \gamma + 1] (\hat{\rho}_\Delta)^2 \\
&= N_c [(\rho_\Delta)^2 + (\hat{\rho}_\Delta)^2]
\end{aligned} \tag{4.36}$$

Finalmente:

$$\begin{aligned}
E \left[\left(I_{l_f, m, w}^{i, l} \right)^2 \right] &= E_\Delta \left[E_{(a^1, a^i)} \left[E_{(b^1, b^i)} \left[\left(I_{l_f, m, w}^{i, l} \right)^2 \right] \right] \right] \\
&= \frac{N_c}{T_c} \int_0^{T_c} [(\rho_\Delta)^2 + (\hat{\rho}_\Delta)^2] dx \\
&= \frac{N_c}{T_c} \int_{-\infty}^{\infty} R^2(x) dx
\end{aligned} \tag{4.37}$$

Portanto:

$$\sigma_{mai}^2 = \frac{N_c}{T_c} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} \sum_{i=2}^{N_i} \sum_{l=0}^{L_{total}^i-1} \left(\zeta_{l, m, w}^1 \zeta_{l_f, m, w}^1 \right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} R^2(x) dx. \tag{4.38}$$

Similarmente, podemos mostrar que SI tem média zero e sua variância é

$$\sigma_{si}^2 = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} \sum_{i=2}^{N_i} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq l_f}}^{L_{total}^i-1} \left(\zeta_{l, m, w}^1 \zeta_{l_f, m, w}^1 \right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} R^2(x) dx. \tag{4.39}$$

O termo de ruído N_T em (4.16) é a soma do AWGN (η), da MAI (I_{mai}) e da SI (I_{si}) total na saída do receptor que pode ser escrita como

$$N_T = \underbrace{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} N s_{l_f, m, w}}_{I_{si}} + \underbrace{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} N m_{l_f, m, w}}_{I_{mai}} + \underbrace{\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{w=0}^{W-1} \sum_{l_f=0}^{L_f^1-1} N a_{l_f, m, w}}_{\eta} \tag{4.40}$$

Com a utilização do teorema do limite central⁸ (CLT, *Central Limit Theorem*), o termo re-

⁸O teorema do limite central diz que (na essência) a média padronizada de muitas variáveis aleatórias (de

lativo a MAI, I_{mai} , pode ser modelado como uma variável aleatória Gaussiana com média zero e variância σ_{mai}^2 . Em sistemas UWB, devido à grande largura de banda e então ao grande número de percursos discerníveis, a SI (I_{si}) também pode ser modelada por uma variável aleatória Gaussiana com média zero e variância σ_{si}^2 utilizando CLT. Uma vez que os termos referentes ao ruído e interferência, η , I_{mai} e I_{si} , são gerados por três fontes independentes, é razoável assumir que sejam mutuamente independentes. Então, N_T é a soma de três variáveis aleatórias Gaussianas mutuamente independentes, que por sua vez é uma variável aleatória Gaussiana com média zero e variância $\sigma_{total}^2 = \sigma_{si}^2 + \sigma_{mai}^2 + \sigma_{\eta}^2$. Assim, a probabilidade de erro de bit condicionada a uma relação sinal-ruído instantânea é dada por:

$$P_{E/\gamma_b} = Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{\sigma_{total}^2}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{\sigma_{si}^2 + \sigma_{mai}^2 + \sigma_{\eta}^2}}\right) \quad (4.41)$$

onde E_s/σ_{total}^2 é a relação sinal-ruído instantânea de saída. Para sistemas DS-UWB em canal AWGN com um único elemento de antena, a equação (4.41) se reduz a:

$$P_E = Q\left(\sqrt{\frac{2E_{bit}}{N_0}}\right) \quad (4.42)$$

A probabilidade de erro de bit média, levando em conta o desvanecimento, é definida como

$$P_E = \int_0^{\infty} P_{E/\gamma_b} \mathbf{p}(\gamma_b) d\gamma_b \quad (4.43)$$

onde $\mathbf{p}(\gamma_b)$ é a função densidade de probabilidade SNR instantânea à saída do correlacionador. A SNR instantânea depende das condições de canal.

Utilizando o método Monte-Carlo, a probabilidade de erro pode ser obtida de forma semi-analítica da seguinte maneira

$$P_E = \frac{1}{Z} \sum_{z=1}^Z P_{E/\gamma_{b,z}} \quad (4.44)$$

onde Z é o número de realizações de canal necessárias à obtenção de um determinado intervalo de confiança desejado (veja Anexo B).

As duas próximas seções apresentam resultados de desempenho de sistemas UWB, considerando alguns esquemas de modulação e de formatação de pulso. Esta análise de desempenho é obtida considerando as mesmas condições de canal e sistema. Uma vez que um dos objetivos deste trabalho consiste em indicar o potencial de utilização da tecnologia UWB, inicialmente obtivemos resultados onde foram considerados canais AWGN, ambiente com um único usuário UWB (*single-user channel*) e com diversos usuários UWB ocupando simultaneamente a mesma banda

distribuições diferentes) tende a ter distribuição gaussiana (ou normal) à medida que o número de variáveis aleatórias cresce.

(*multi-user channel*).

Adicionalmente, a análise de desempenho de sistemas UWB em canais AWGN representa um resultado intermediário importante na busca de soluções para casos mais gerais com modelos de propagação mais complexos, como por exemplo, operar em ambientes onde a largura de banda do sistema permite discernir algumas dezenas de componentes multi-percursos, lidar com o problema da interferência intersimbólica corrompida por ruído AWGN (HU; BEAULIEU, 2005), entre outros.

Em seguida, na seção 4.9, são apresentados resultados de desempenho considerando canais com desvanecimento multipercurso densos, detecção SUD e MUD do tipo PIC e a exploração da diversidade espaço-temporal.

4.7.1 Formatação de Pulso e Desempenho UWB: Revisão da Literatura

Inicialmente, observe-se que a maioria dos trabalhos publicados na literatura aberta não discute a relação entre a formatação do pulso e o desempenho do sistema UWB. Referências como (CHUNG; AUGUST; HA, 2005) e (OPPERMANN; HÄMÄLÄINEN; IINATTI, 2004) mencionam que os pulsos da família Gaussiana são facilmente descritos matematicamente e apresentam boa aproximação com relação às medidas atualmente realizadas, porém não mencionam qual pulso da família Gaussiana é mais atrativo ou eficiente. Já em (GHAVAMI; MICHAEL; KOHNO, 2004), é mencionada que a segunda derivada é muito utilizada por ser facilmente gerada, porém não determina a forma de onda que resulta em desempenho melhorado, mesmo se dependente do tipo de modulação e/ou da aplicação. Em (NEKOOGAR, 2005), o autor apenas cita a primeira derivada como exemplo de pulso UWB. As referências (RAMIREZ-MIRELES, 2001) e (PASAND et al., 2006) simplesmente utilizam a segunda derivada. A referência (RAMIREZ-MIRELES; SCHOLTZ, 1998) também utiliza a segunda derivada justificando que se aproxima da forma de onda medida em um experimento particular.

Pouquíssimos trabalhos como (CHEN; KIAEI, 2002), (CHU; MURCH, 2004) e (DING; ZHANG; WU, 2006) apresentam resultados de desempenho associados ao tipo de pulso utilizado. Em (CHEN; KIAEI, 2002), várias formas de onda são investigadas usando modulação PPM em canal AWGN. Resultados de simulação apontam a segunda derivada do pulso Gaussiano (Scholtz monociclo) como o de melhor performance, principalmente no caso de múltiplo acesso. Em (CHU; MURCH, 2004), mostrou-se que tanto a segunda quanto a quarta derivada do pulso Gaussiano podem ser usadas em sistemas UWB, porém os resultados numéricos obtidos tomaram a quarta derivada do pulso Gaussiano como pulso recebido, considerando o modelo de canal em ambiente fechado UWB (CASSIOLI; WIN; MOLISCH, 2001) e a modulação TH-PPM. Resultados recentes reportados em (DING; ZHANG; WU, 2006) investigaram o desempenho do sistema DS-UWB associado ao tipo de pulso UWB (foram analisados os pulsos 1a. e 2a. derivada Gaussiana, monociclo senoidal e

monociclo bifásico), considerando canais multipercursos densos e ambiente de múltiplo acesso.

Já em (WU; ZHU; NASSAR, 2002), foi proposta uma forma de pulso para sistemas UWB baseada em interferometria de portadora (CI - *Carrier Interferometry*). O pulso CI proposto é gerado pela sobreposição de N subportadoras ortogonais. Por sua vez, em (ZHU; WU; NASSAR, 2002) foram apresentados resultados de simulação para sistema UWB com modulação BPSK em canal multipercursos, indicando que para desempenhos considerando BER fixa de 10^{-3} e SNR de 0 a 10dB, o sistema proposto permite até 64 vezes a taxa de dados dos sistemas UWB modulados no tempo conhecidos até a data do artigo em questão.

Diferentemente de (DING; ZHANG; WU, 2006) e dos resultados reportados na seção 4.9.2, em (PIRINEN, 2004) afirma-se que todos os pulsos Gaussianos – da primeira à quarta derivada – resultam em mesmo desempenho caso seja adotado idêntica taxa de amostragem no receptor e não haja erros de sincronismo.

É conhecido também que, de uma forma geral a formatação de pulso, e particularmente os pulsos Gaussianos com derivadas de mais alta ordem, os quais possuem lóbulos espectrais principais mais estreitos, determinam a sensibilidade a erros de sincronismo em um sistema de comunicação. No entanto, até o presente, não há estudos que relacionem e quantifiquem a degradação de desempenho do sistema DS-UWB ao tipo de pulso adotado. Assim, pode-se concluir que, até o presente, não há estudos sistemáticos relacionando desempenho de sistemas UWB com formatação de pulso e robustez a erros de sincronismo.

4.8 Resultados de Desempenho UWB em Canais AWGN

Os resultados apresentados a seguir consideram desempenho de sistemas UWB em canais de múltiplo acesso AWGN e formatação de pulso Gaussiano, 1a. e 2a. derivadas do pulso Gaussiano. Tais resultados via simulação Monte-Carlo indicam que há algum ganho de desempenho, mesmo que marginal, quando se adota a 2a. derivada Gaussiana para a formatação de pulso UWB. Nas Figuras 4.14, 4.15 e 4.16 é analisado o efeito da formatação de pulso, considerando modulação TH-PPM-UWB, TH-PAM-UWB e DS-PAM-UWB, respectivamente, em canal AWGN com 8 usuários.

Verifica-se que para TH-PPM-UWB em canal AWGN multiusuário, a formatação de pulso mais adequada é a 2a. derivada Gaussiana entre os três pulsos mencionados anteriormente (Gaussiano, 1a. e 2a derivada). Já para TH-PAM-UWB e DS-PAM-UWB, a 1a. e 2a. derivada têm desempenhos semelhantes, porém melhores do que o pulso Gaussiano; com valores maiores de E_b/N_0 , este ganho de desempenho tende a ser maior. Na região de alto E_b/N_0 , a 2a. derivada proporciona melhores desempenhos aos 3 sistemas considerados. Para efeito de comparação, foi incluído o limite de desempenho quando há um único usuário ativo (SuB - *single user bound*) com modulação BPSK.

O melhor desempenho marginal com a 2a. derivada, é dado a partir da idéia de menor correlação média da 2a. derivada e também do fator de pulso utilizado. Uma discussão mais aprofundada, considerando o efeito da formatação de pulso sobre o desempenho de sistemas DS-UWB em canais multipercursos densos será feita na seção 4.9.2.

Finalmente, a Figura 4.17 apresenta resultados de desempenho para os sistemas TH-PAM, TH-PPM e DS-PAM, considerando fomatação de pulso 2a. derivada Gaussiana e as regiões de baixo, médio e alto E_b/N_0 . Os parâmetros utilizados para este resultado são listados na Tabela 4.5. Observe-se que o efeito de BER irreduzível (BER *floor*) é evidenciado para a região $E_b/N_0 \geq 16$ dB nos sistemas TH-PPM e TH-PAM, resultando em BER de 9×10^{-4} e 3×10^{-4} , respectivamente. O sistema DS-PAM UWB apresenta desempenho superior aos demais, com ganhos maiores que uma década na taxa de erro de bit quando $E_b/N_0 \geq 16$ dB.

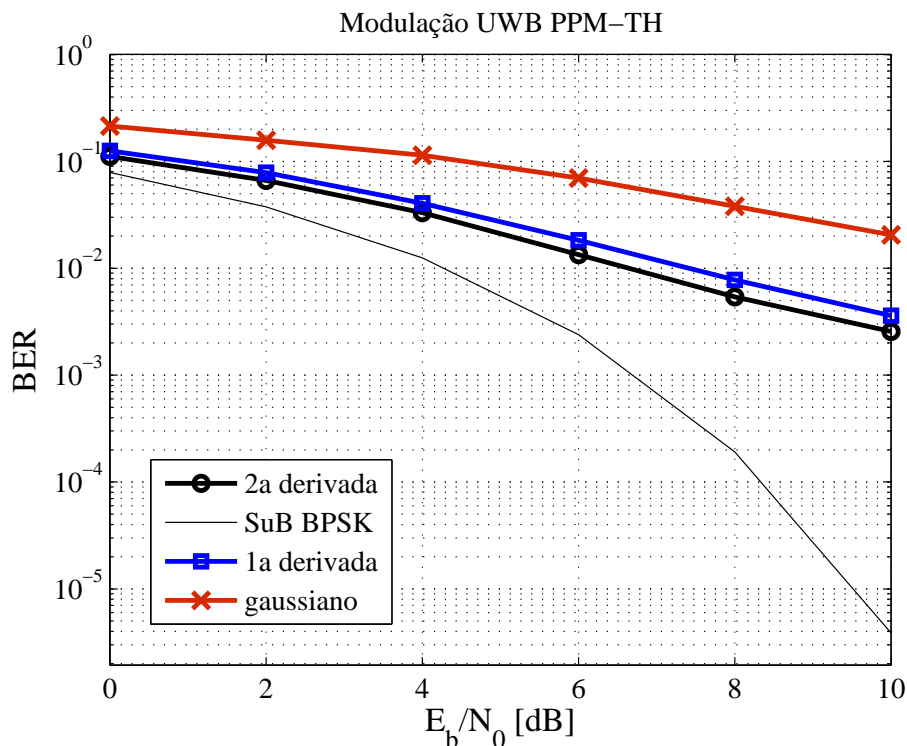


Figura 4.14: Desempenho usando modulação TH-PPM-UWB para pulso Gaussiano, sua primeira derivada e sua segunda derivada.

4.9 Resultados de Desempenho UWB em Canais com Desvanecimento Densos

Como mencionado anteriormente, em canal multipercursos, o receptor tipo Rake pode ser usado para capturar parte da energia das réplicas dos sinais I-UWB. Neste canal há uma imensa quantidade de multipercursos discerníveis com energia significativa, logo é necessário um grande número de ramos do Rake para capturar essa energia, o que pode tornar a implementação do

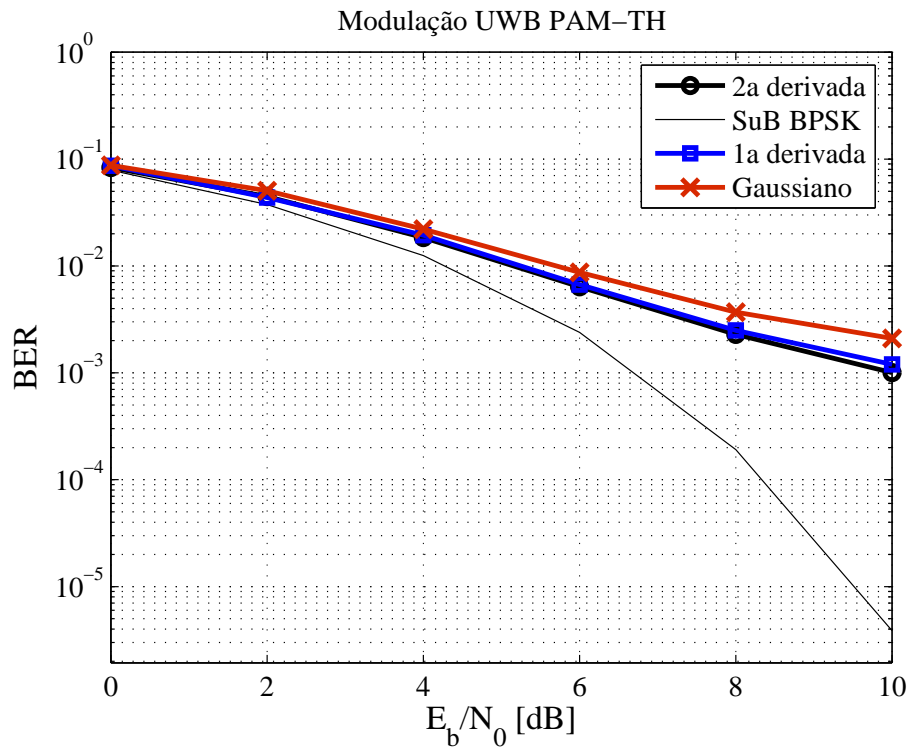


Figura 4.15: Desempenho usando modulação TH-PAM-UWB para pulso Gaussiano, sua primeira derivada e sua segunda derivada.

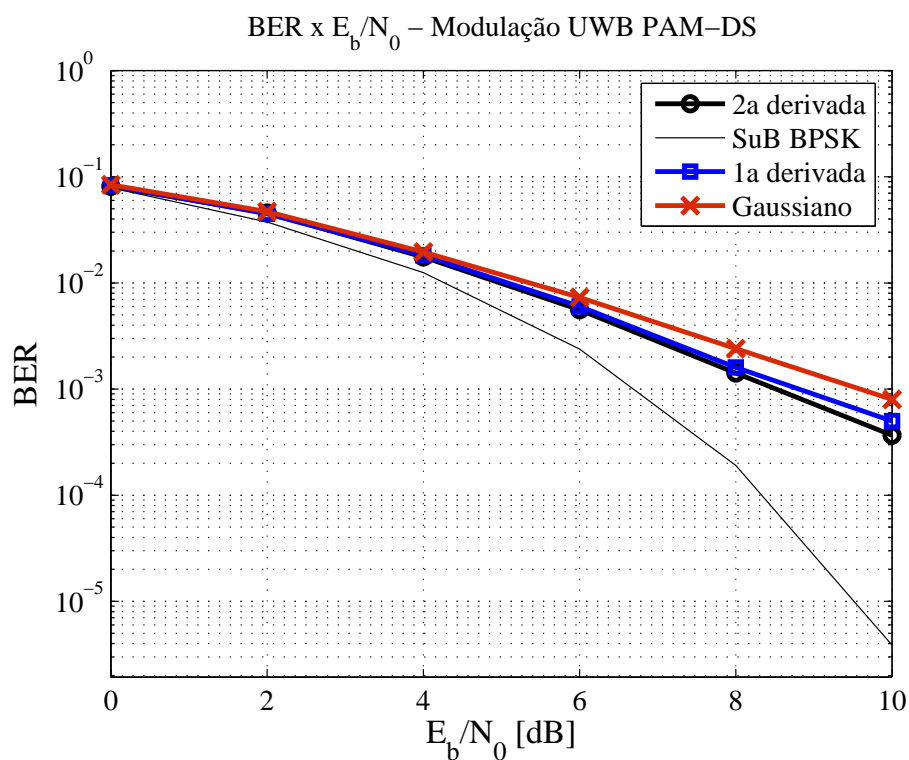


Figura 4.16: Desempenho usando modulação DS-PAM-UWB para pulso Gaussiano, sua primeira derivada e sua segunda derivada.

Tabela 4.5: Parâmetros utilizados nos sistemas TH-UWB e DS-UWB.

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
Tipo de pulso	Gaussiano, 2a. derivada
Fator de formatação de pulso, τ_p	287,7 ps
Período de <i>frame</i> , T_f	14,4 ns @TH; 28,8 ns @DS
Duração de bit, T_b	28,8 ns
Espaçamento da modulação PPM, δ	0,15 ns
Período de <i>chip</i> , T_c	0,9 ns
Número de usuários, N_u	8
Número de saltos por <i>frame</i> , N_h	16
Número pulsos/bit informação no TH, N_s	2
Número de chips por bit, N_c	32
Número mínimo de erros/ponto (MCS)	20

detector e do bloco de aquisição e *tracking* (sincronismo) um grande desafio do ponto de vista da complexidade. O consumo de potência e a complexidade do projeto limitam o número de ramos possíveis para I-UWB. A Tabela 4.6 mostra a quantidade média de percursos discerníveis com energia significativa para as quatro classes disponíveis no modelo SV modificado (CM-1, CM-2, CM-3 e CM-4) e adotadas aqui.

Classes	Total de percursos [†]	Número médio de percursos relativo a $x\%$ da energia total				Realizações [‡]
		$x = 75\%$	$x = 85\%$	$x = 90\%$	$x = 95\%$	
CM-1	157	14	22	30	45	5000
CM-2	249	22	35	48	74	2900
CM-3	430	39	64	86	129	1500
CM-4	773	75	122	164	243	1000

[†] Representa o número de percursos para obter 99,9% da energia total.

[‡] Número de realizações do gerador de canal UWB utilizando plataforma MatLab 7.0, Pentium 4, 3,2GHz, com 2GB de RAM.

Tabela 4.6: Número médio de percursos discerníveis com energia significativa (percentual da energia total, $x\%$) para as quatro classes no modelo SV modificado.

O Capítulo 3 apresenta os parâmetros dos canais considerados; parâmetros relevantes são reproduzidos na Tabela 4.7. Esta tabela associa o número médio de percursos em simulações, em função de um limiar de potência relativa (limite em dB). Por exemplo, no canal SV CM-1, utilizando o limite de $-10,1$ dB tem-se um número médio de 14 percursos com energia acima de $-10,1$ dB relativo ao percurso de maior intensidade, correspondente a 75% da energia total a ser considerada em simulação, como sugerido na Figura 4.18.

4.9.1 Sistema DS-UWB

Resultados de desempenho têm demonstrado a potencialidade do sistema DS-UWB, dentre os sistemas I-UWB para 4G, do ponto de vista de desempenho, por isso o foco deste sistema no

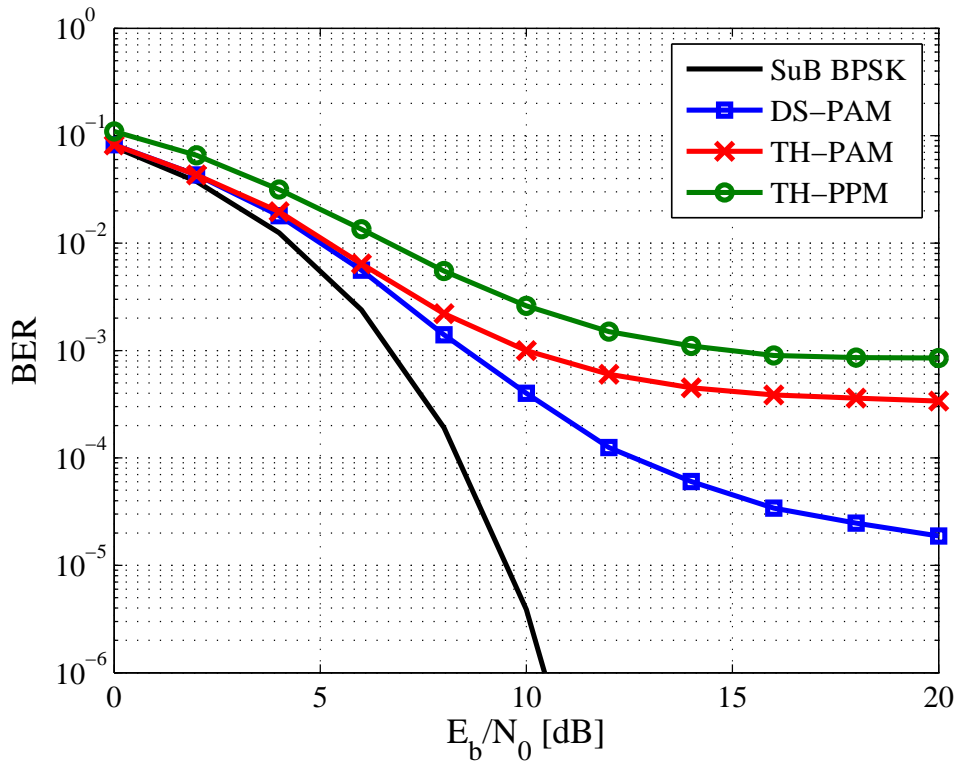


Figura 4.17: Desempenho usando as modulações TH-PPM-UWB, TH-PAM-UWB e DS-PAM-UWB para segunda derivada do pulso Gaussiano.

Classes							
CM-1		CM-2		CM-3		CM-4	
Limiar	Percursos*	Limiar	Percursos*	Limiar	Percursos*	Limiar	Percursos*
-10, 1dB	14	-11, 4dB	22	-12, 1dB	39	-13, 1dB	75
-13, 1dB	22	-14, 5dB	35	-15, 2dB	64	-16, 1dB	122
-15, 6dB	30	-16, 9dB	48	-17, 5dB	86	-18, 3dB	164
-19, 2dB	45	-20, 6dB	74	-21, 1dB	129	-22dB	243

* Número médio de percursos

Tabela 4.7: Limiar em dB para as quatro classes no modelo SV modificado, com 5000, 2900, 1500 e 1000 realizações de canal para CM-1, CM-2, CM-3 e CM-4 respectivamente.

presente trabalho. Nesta seção é analisado o desempenho de sistemas DS-UWB em canais de múltiplo acesso e multipercursos densos e detecção convencional via simulação Monte-Carlo.

O tipo de receptor utilizado aqui é o Rake seletivo (SRake), que captura somente os multipercursos discerníveis de maior energia, de acordo com suas respectivas SNRs. Os percursos de maior energia são classificados e o sinal processado em cada ramo (*finger*) do SRake através do filtro casado à sequência de espalhamento com a formatação de pulso I-UWB. Em seguida, os ramos selecionados são combinados coerentemente a partir de uma regra de combinação de máxima razão, MRC⁹ (*Maximum Ratio Combine*). O restante dos percursos não selecionados são tratados

⁹No MRC, a saída do detector é dada pela soma de todas as saídas dos correlacionadores atribuindo peso próprio a cada uma; esses pesos são os valores absolutos dos coeficientes de canal naquele instante. Portanto, o MRC exige estimativas da potência de cada percurso, atualizadas a cada bit (STANCANELLI; ABRÃO; JESZENSKY, 2003).

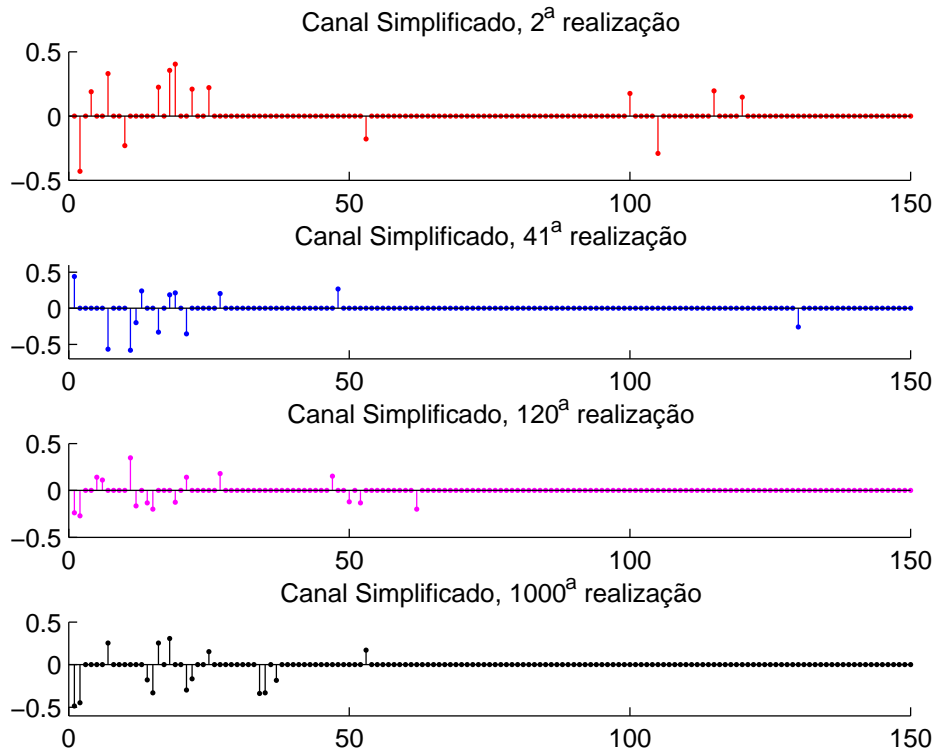


Figura 4.18: Exemplo de simplificação de canal SV CM-1 com 75% da energia capturada através do limite de $-10,1\text{dB}$.

como auto-interferência (SI, *Self-interference*) ou ruído.

Para as simulações realizadas em canal multipercurso foram utilizadas seqüências de Gold, assim como em outros trabalhos, por exemplo (TAN; NALLANATHAN; KANNAN, 2006) e (TESI et al., 2004). Seqüências de Gold possuem boas propriedades de correlação cruzada, logo podem oferecer melhor desempenho (SARWATE; PURSLEY, 1980) (veja Anexo A).

A Tabela 4.8 apresenta os principais parâmetros utilizados nas simulações computacionais Monte-Carlo (MCS) do sistema DS-UWB em canal multipercurso denso.

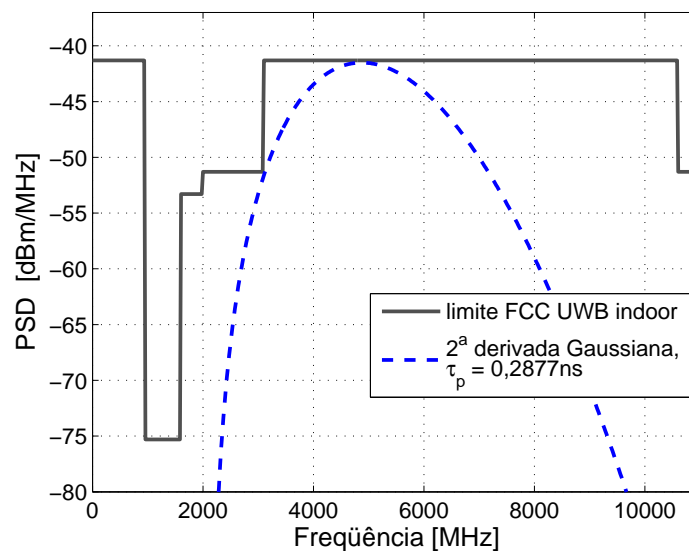
A Figura 4.19 mostra a PSD da segunda derivada do pulso Gaussiano, a qual foi utilizada nas simulações computacionais.

A partir das tabelas e dos parâmetros apresentados na Seção 3, tem-se alguns resultados de simulação mostrados a seguir.

Na Figura 4.20, tem-se o desempenho para o sistema DS-UWB, sujeito a três tipos de canal SV modificado normalizado: CM-1, CM-2 e CM-3, com respectivamente 5000, 2900 e 1500 realizações de canal. Já a Figura 4.21 mostra o desempenho para canal SV modificado tipo CM-4, considerando 1000 realizações de canal. Observa-se da Figura 4.21 a diferença de desempenho entre o canal normalizado e o não normalizado: em canal não normalizado percursos podem resultar em potência média da ordem de $\Psi = \sum_{\ell=1}^L \sum_{i=1}^S |h_{\ell,i}(t)|^2 \approx 0,6$ a $\approx 0,8$, onde L é o número total de percursos discerníveis e S é o número de amostras dos coeficientes de canal. Isto explica o

Tabela 4.8: Parâmetros utilizados nos sistemas DS-UWB.

Parâmetro	Valor
Tipo de pulso	Gaussiano, 2a. derivada
Fator de formatação de pulso	287,7 ps
Período de quadro (<i>frame</i>)	27,9 ns
Duração de bit	27,9 ns
Período de <i>chip</i>	0,9 ns
Período de pulso	0,7 ns
Número de usuários	11
Tipo de seqüência de espalhamento	Gold
Número de chips por bit	31
Canal S-V Modificado	CM-1 a CM-4
Porcentagem da energia total do canal a ser capturada	85%
Número mínimo de erros/ponto (MCS)	20

**Figura 4.19:** PSD do pulso utilizado com fator de formatação de pulso de 287,7 ps.

incremento no desempenho quando há a normalização. Realizar a etapa de normalização implica apenas considerar os efeitos do desvanecimento devido aos múltiplos percursos, eliminando o efeito do sombreamento. Em cada realização, $h(t)$ é normalizado como: $h'(t) = \frac{h(t)}{\sqrt{\Psi}}$.

Cada curva das Figuras 4.20 e 4.21 representa a taxa de erro de bit em relação à porcentagem do número de percursos a serem processados, por exemplo, um número de ramos do receptor Rake igual a 25% significa que de 100 percursos, os 25 de maior intensidade (média) estão sendo processados nos ramos do SRake.

Das Figuras 4.20 e 4.21, percebe-se que a diferença de desempenho com 50%, 75% e 100% de ramos é pequena; logo com o processamento de 50% a 75% dos percursos garante-se um desempenho relativo razoável dos sistemas DS-UWB sujeitos a canais multipercursos densos do tipo SV (CM-1 a CM-4).

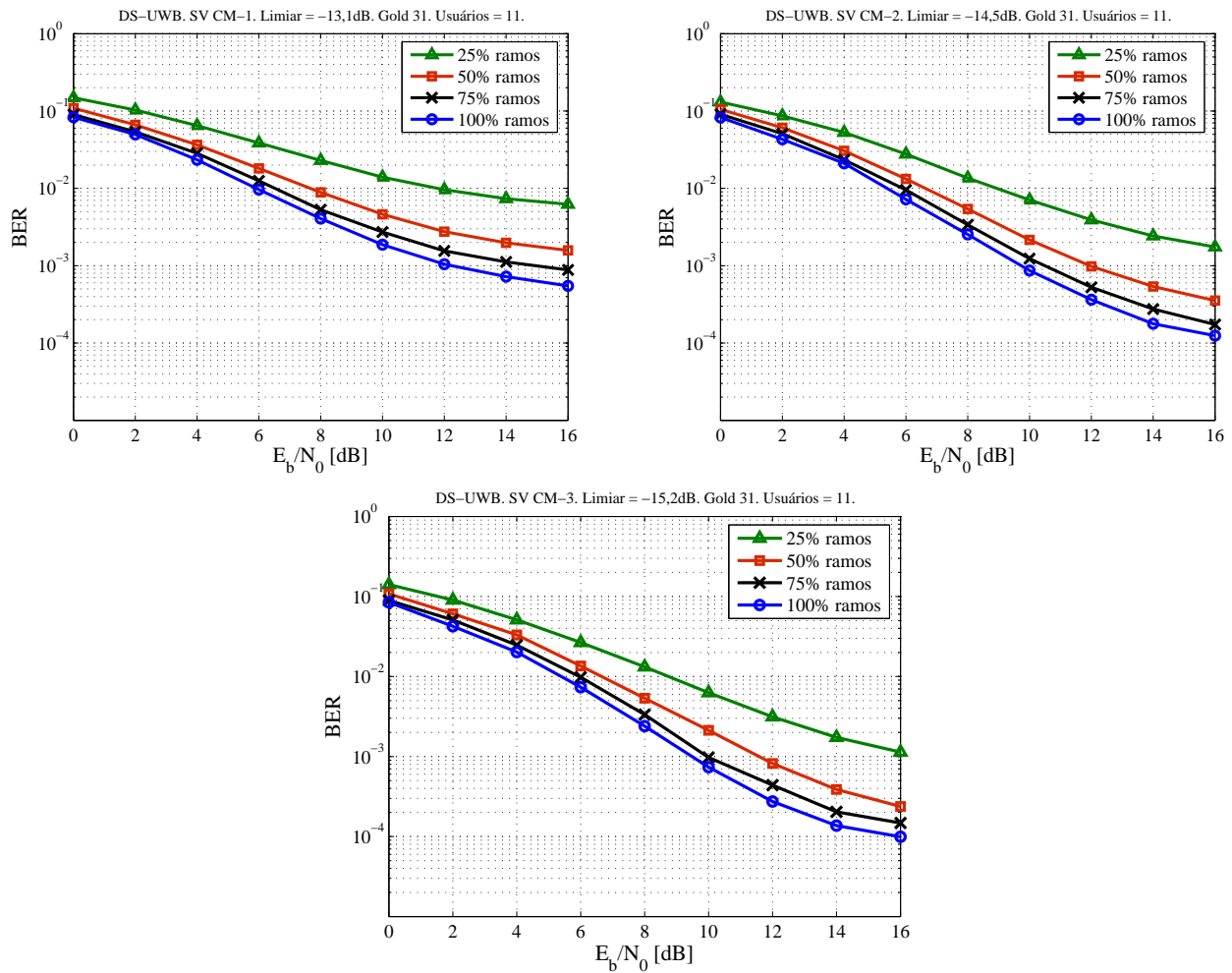


Figura 4.20: Desempenho para sistema DS-UWB para canal SV modificado normalizado CM-1, CM-2 e CM-3, com respectivamente 5000, 2900 e 1500 realizações de canal. Ver Tabela 4.7.

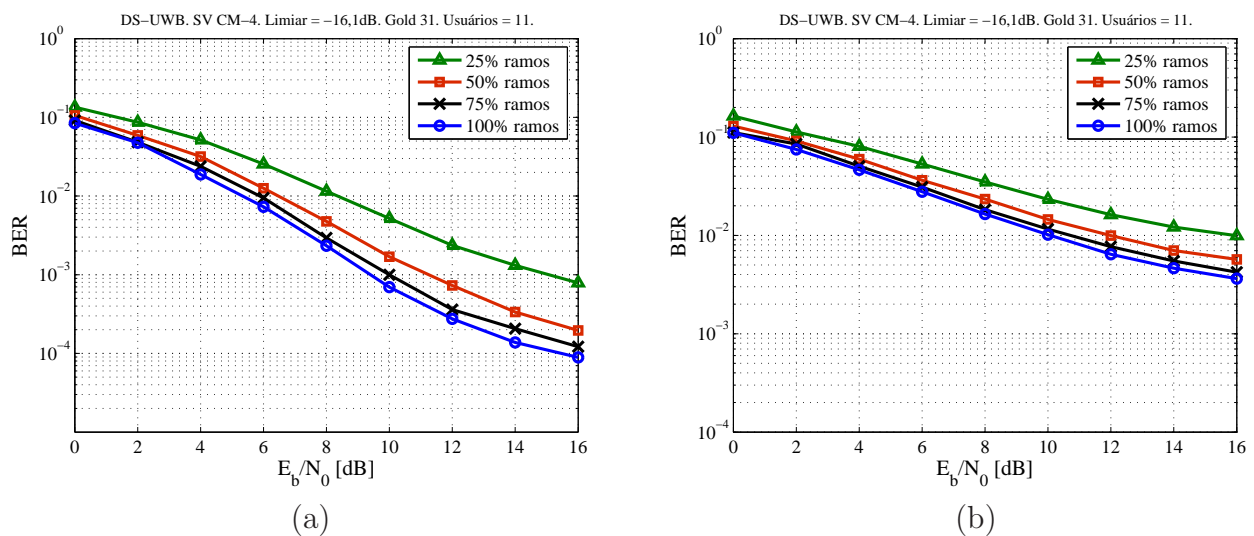


Figura 4.21: Desempenho para sistema DS-UWB para canal SV modificado CM-4, com 1000 realizações de canal: (a) canal normalizado; (b) canal não normalizado. Ver Tabela 4.7.

A Figura 4.22 mostra o desempenho do sistema DS-UWB em função do aumento de carregamento, para os quatro tipos de canal SV com $E_b/N_o = 10$ dB, considerando canal normalizado. Os números de usuários considerados na realização das simulações são 3, 7, 11, 15, 19, 23, 27, 31. A figura mostra resultado para 50% e 75% de ramos. Percebe-se que o sistema com detecção convencional SRake apresenta sensibilidade ao aumento de carregamento. Observe-se ainda que quando o carregamento aumenta o desempenho obtido com SRake com processamento de 50% e 75% não sofre alterações significativas. A utilização de detecção convencional SRake com critério de combinação MRC apresenta desempenho aceitáveis apenas para baixos carregamentos do sistema (abaixo de 20%).

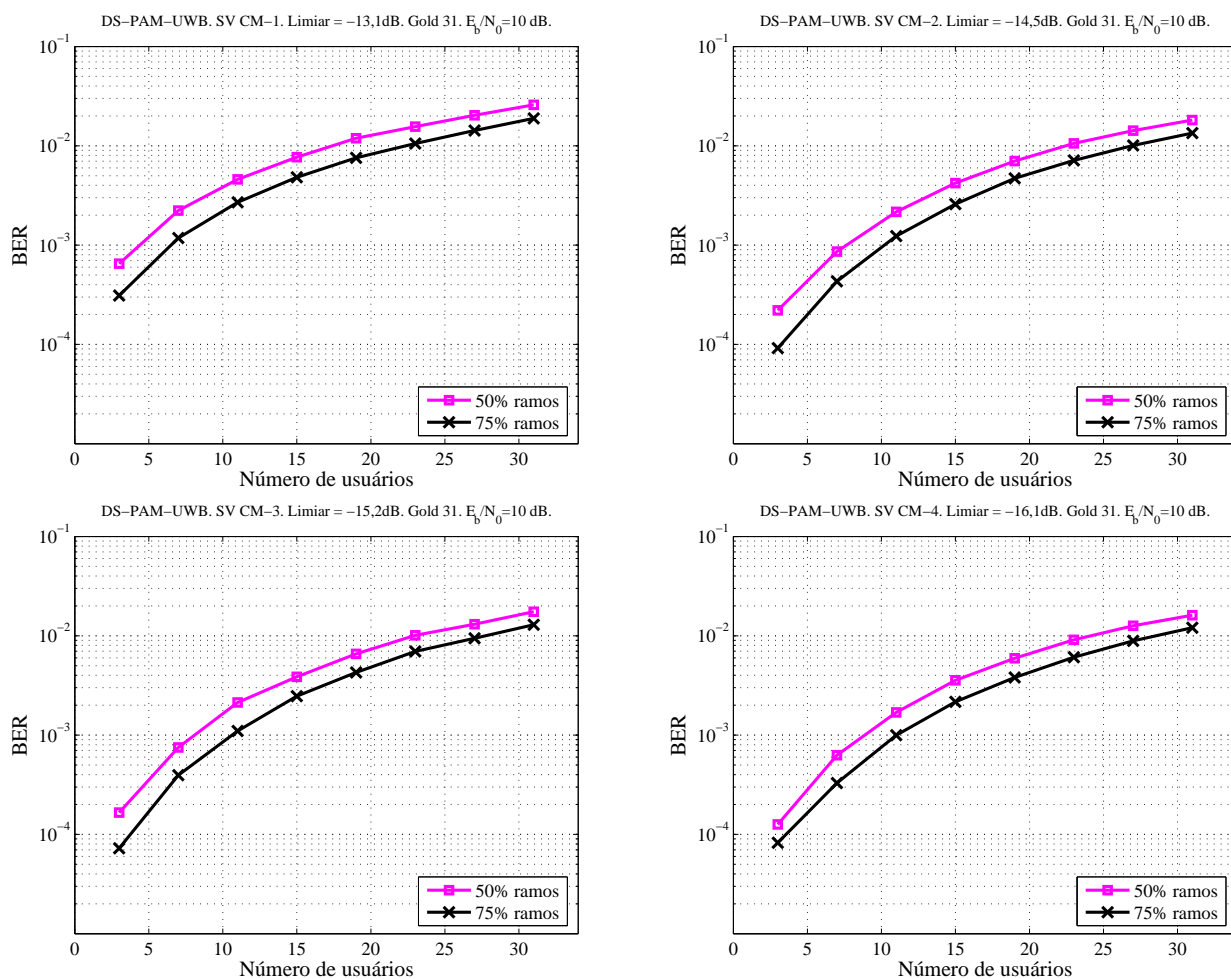


Figura 4.22: BER em função do carregamento do sistema DS-UWB. Para canal SV modificado normalizado CM-1, CM-2, CM-3 e CM-4 com $E_b/N_o = 10$ dB.

4.9.2 Efeito da Formatação de Pulso sobre o Desempenho DS-UWB

Nesta seção, analisa-se o efeito da formatação de pulso sobre o desempenho de sistemas DS-UWB. Para isso foram considerados a variação de três parâmetros: tipo de pulso (Gaussiano, 1ª derivada e 2ª derivada), fator de formatação de pulso, e duração do pulso. Todos influenciam nos valores de correlação do pulso, e portanto resultam em desempenhos diferentes.

Da Figura 4.23, note-se que a 2ª derivada tem correlação média menor do que o pulso Gaussiano e a 1ª derivada; isso é melhor visualizado na Tabela 4.9, logo espera-se que o sistema DS-UWB com formatação de pulso 2ª derivada Gaussiana resulte em melhor desempenho. Além disso, com menor duração de pulso, Figura 4.23(a), obtém-se menor valor de correlação média, logo também espera-se um melhor desempenho.

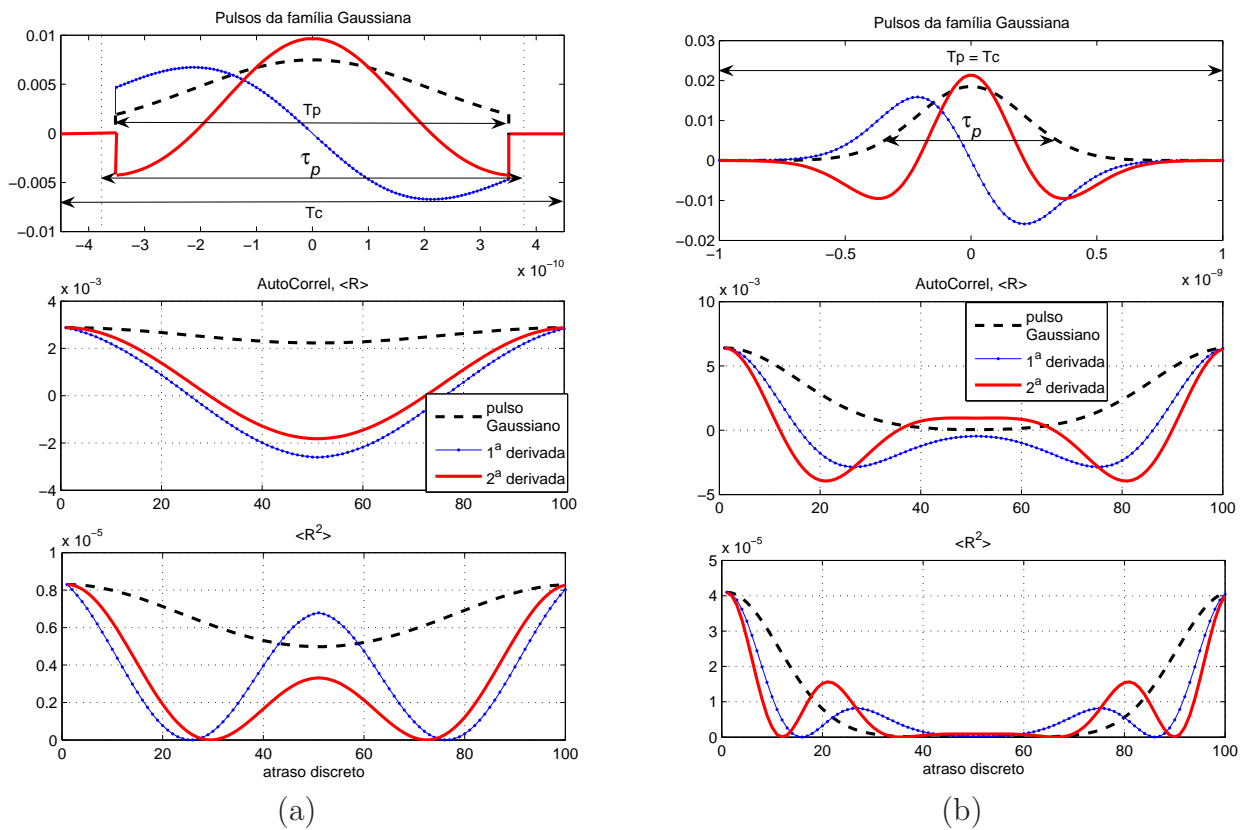


Figura 4.23: Representação do Pulso Gaussiano, sua 1ª derivada e 2ª derivada, assim como suas correlações, com $\tau_p = 753, 1ps$: (a) $T_p = 0,7ns$ e $T_c = 0,9ns$, (b) $T_p = T_c = 2ns$.

	Fator de formatação de pulso $\tau_p = 753, 1ps$			
	$T_p = 0,7ns$ e $T_c = 0,9ns$		$T_p = T_c = 2ns$	
	$\langle R \rangle$	$\langle R^2 \rangle$	$\langle R \rangle$	$\langle R^2 \rangle$
Pulso Gaussiano	$2,4733 \cdot 10^{-3}$	$4,9772 \cdot 10^{-6}$	$2,3115 \cdot 10^{-3}$	$1,0134 \cdot 10^{-5}$
1ª derivada	$1,6098 \cdot 10^{-3}$	$3,3251 \cdot 10^{-6}$	$2,2370 \cdot 10^{-3}$	$7,6018 \cdot 10^{-6}$
2ª derivada	$1,4843 \cdot 10^{-3}$	$2,3186 \cdot 10^{-6}$	$2,1506 \cdot 10^{-3}$	$7,3892 \cdot 10^{-6}$

Tabela 4.9: Comparação da correlação média dos pulsos para dois valores de duração de pulso.

Resultados de desempenho MCS considerando distintos pulsos UWB (pulso Gaussiano, 1ª derivada e 2ª derivada) e número de antenas receptoras (1, 2 e 3 antenas) são mostrados na

Figura 4.24. Desta figura confirma-se o desempenho superior, embora marginal, do sistema DS-UWB com pulso 2ª derivada Gaussiano. Resultados de desempenho DS-UWB em canal AWGN também comprovam o melhor desempenho, mesmo que marginalmente, com a formação de pulso 2ª derivada Gaussiana. Assim, as figuras 4.25 e 4.26 evidenciam a ótima concordância entre o desempenho semi-analítico, obtido na seção 4.7, para o sistema DS-UWB com detecção convencional SRake com os resultados de simulação Monte-Carlo em cenários com desvanecimento multipercurso denso, diversidade espacial (até 3 antenas receptoras), assumindo-se estimativa perfeita dos parâmetros de sistema.

A Figura 4.27, mais do que comparar a correlação dos pulsos, mostra o efeito do fator de formação do pulso, ou seja, da Tabela 4.10, pode-se observar que a 2ª derivada tem menor correlação média do que os outros pulsos, e o menor fator de correlação (Figura 4.27(a)) resulta em menor valor de correlação média. Logo é esperado que sistemas DS-UWB sujeitos a canais de múltiplo acesso com desvanecimento denso, com formação de pulso 2ª derivada Gaussiano e fator de pulso reduzido (nos casos analisados, igual a 287, 7ps) resulte em melhor desempenho que aqueles com pulsos Gaussianos de derivada de menor ordem.

	Para $T_p = T_c = 2ns$			
	$\tau_p = 287, 7ps$		$\tau_p = 753, 1ps$	
	$\langle R \rangle$	$\langle R^2 \rangle$	$\langle R \rangle$	$\langle R^2 \rangle$
Pulso Gaussiano	$8, 8338.10^{-4}$	$3, 8730.10^{-6}$	$2, 3115.10^{-3}$	$1, 0134.10^{-5}$
1ª derivada	$8, 5661.10^{-4}$	$2, 9059.10^{-6}$	$2, 2370.10^{-3}$	$7, 6018.10^{-6}$
2ª derivada	$8, 2480.10^{-4}$	$2, 8235.10^{-6}$	$2, 1506.10^{-3}$	$7, 3892.10^{-6}$

Tabela 4.10: Comparação da correlação média dos pulsos para dois valores de fator de formação de pulso.

Além da 1a. e 2a. derivada do pulso Gaussiano, a referência (DING; ZHANG; WU, 2006) também considera desempenho com outros dois tipos de pulso: pulso monociclo de seno e pulso monociclo bifásico. Os autores analisaram a relação de desempenho do sistema DS-UWB em função destes pulsos monociclos, sob as mesmas condições, e concluiu que a 2a. derivada do pulso Gaussiano resulta em melhor desempenho que a 1a. derivada do pulso Gaussiano que é melhor que o pulso bifásico, que por sua vez é melhor que o pulso senoidal monociclo.

A referência (GHAVAMI; MICHAEL; KOHNO, 2004) apresenta pulsos Hermitianos como um exemplo de pulsos ortogonais que podem ser utilizados para comunicações UWB. Polinômios Hermitianos não são ortogonais; entretanto, pode-se modificá-los para se tornarem ortogonais (OMH, *Orthogonal Modified Hermite*), resultando em (GHAVAMI; MICHAEL; KOHNO, 2001):

$$\begin{aligned}
 H_o(t) &= e^{-t^2/4\tau_p^2} \left[(-\tau_p)^o e^{t^2/2\tau_p^2} \frac{d^o}{dt^o} \left(e^{-t^2/2\tau_p^2} \right) \right] \\
 &= (-\tau_p)^o e^{t^2/4\tau_p^2} (\tau_p^2)^o \frac{d^o}{dt^o} \left(e^{-t^2/2\tau_p^2} \right)
 \end{aligned} \tag{4.45}$$

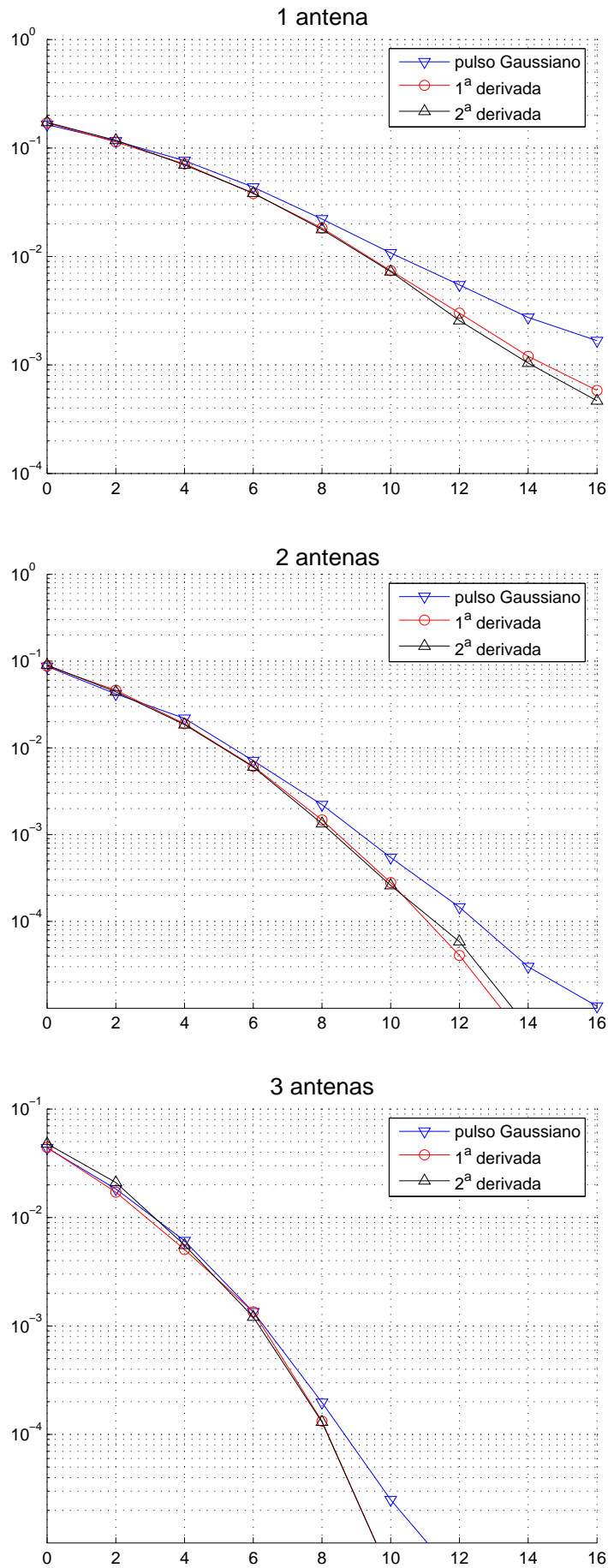


Figura 4.24: Desempenho MCS para sistema DS-UWB, com 4 usuários, $N_c = 31$, Rake com 8 ramos, CM-3 normalizado com 85% de energia sendo capturada.

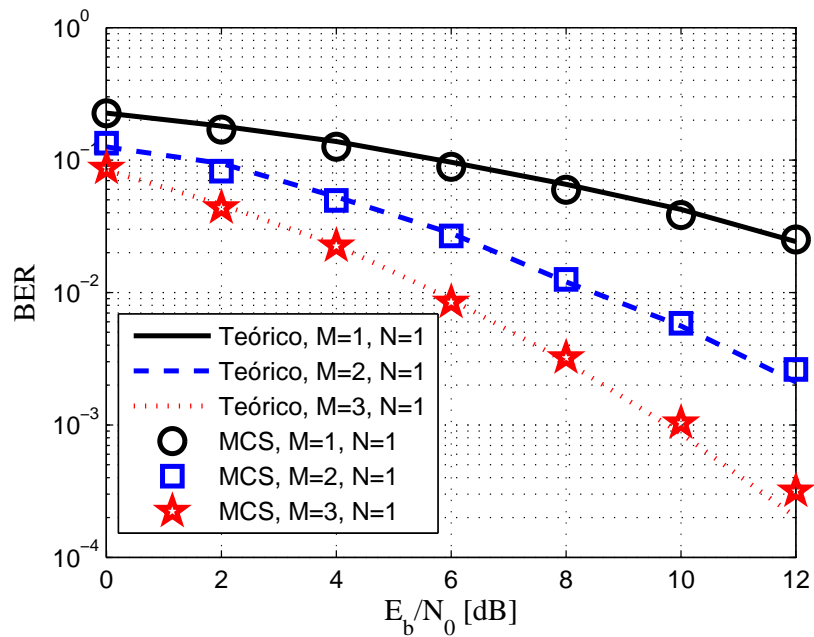


Figura 4.25: Desempenho para sistema DS-UWB com SRake de 5 ramos e 1, 2 e 3 antenas. Sequências PN, $N_c = 63$ e 21 usuários.

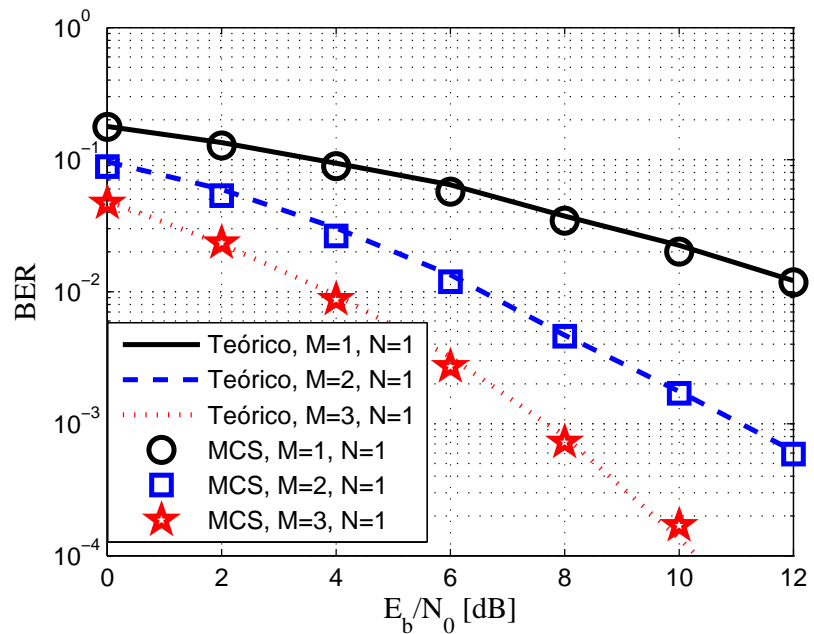


Figura 4.26: Desempenho para sistema DS-UWB com SRake de 10 ramos e 1, 2 e 3 antenas. Sequências PN, $N_c = 63$ e 21 usuários.

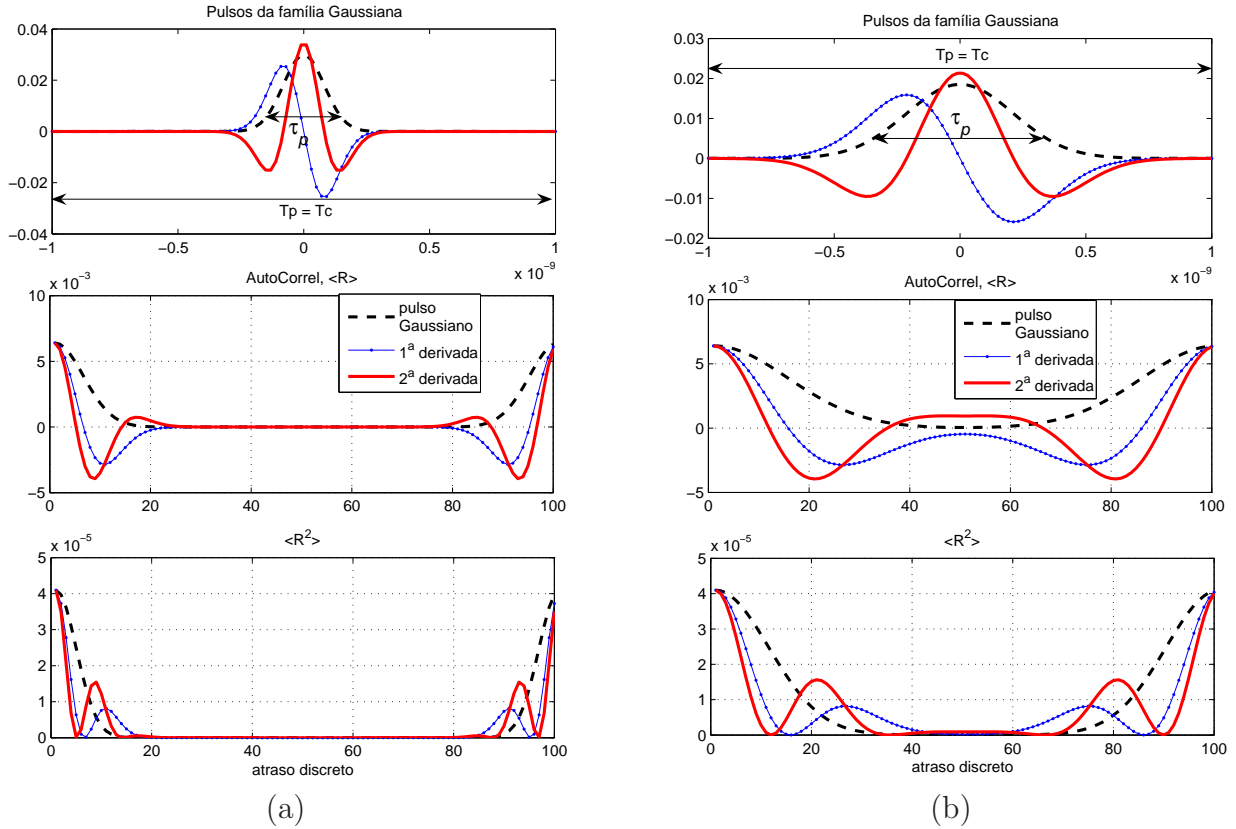


Figura 4.27: Representação do Pulso Gaussiano, sua 1ª derivada e 2ª derivada, assim como suas correlações, com $T_p = T_c = 2ns$: (a) $\tau_p = 287, 7ps$, (b) $\tau_p = 753, 1ps$.

onde $\sigma = 0, 1, 2, \dots$ determina a ordem da derivada do pulso Hermitiano modificado ortogonal e $-\infty < t < \infty$.

Na Tabela 4.11, são apresentadas a equação de definição e valores de correlação média e de correlação quadrática média para os principais tipos de pulso estudados aqui. As Figuras 4.28 e 4.29 mostram as formas de onda destes pulsos. Verifique-se que entre os tipos de pulsos e valores de parâmetros de pulso considerados na Tabela 4.11, o pulso 2a. derivada Gaussiano ainda acarretará em melhor desempenho em um sistema DS-UWB. Esta vantagem será realçada em condições de múltiplo acesso e multipercurso denso.

Pulso	Descrição do Pulso	$\langle R \rangle$	$\langle R^2 \rangle$
Pulso Gaussiano	$e^{-2\pi\left(\frac{t}{\tau_p}\right)^2}$	$8,8338 \cdot 10^{-4}$	$3,8730 \cdot 10^{-6}$
1ª derivada	$\frac{4\pi t}{\tau_p^2} e^{-2\pi\left(\frac{t}{\tau_p}\right)^2}$	$8,5661 \cdot 10^{-4}$	$2,9059 \cdot 10^{-6}$
2ª derivada	$\frac{4\pi}{\tau_p^2} e^{-2\pi\left(\frac{t}{\tau_p}\right)^2} \left(1 - \frac{4\pi t^2}{\tau_p^2}\right)$	$8,2480 \cdot 10^{-4}$	$2,8235 \cdot 10^{-6}$
Pulso OMH, $\sigma = 0$	$e^{-t^2/4\tau_p^2}$	$4,3138 \cdot 10^{-3}$	$1,9115 \cdot 10^{-5}$
Pulso OMH, $\sigma = 1$	$\left(\frac{t}{\tau_p}\right) e^{-t^2/4\tau_p^2}$	$3,84812 \cdot 10^{-3}$	$1,4500 \cdot 10^{-5}$
Monociclo Senoidal (DING; ZHANG; WU, 2006)	$\sin\left(2\pi\left(\frac{t}{\tau_p}\right)\right)$	$1,2201 \cdot 10^{-3}$	$4,3465 \cdot 10^{-6}$

Tabela 4.11: Valores da correlação média dos pulsos para fator de formatação de pulso $\tau_p = 287, 7ps$ e $T_p = T_c = 2ns$.

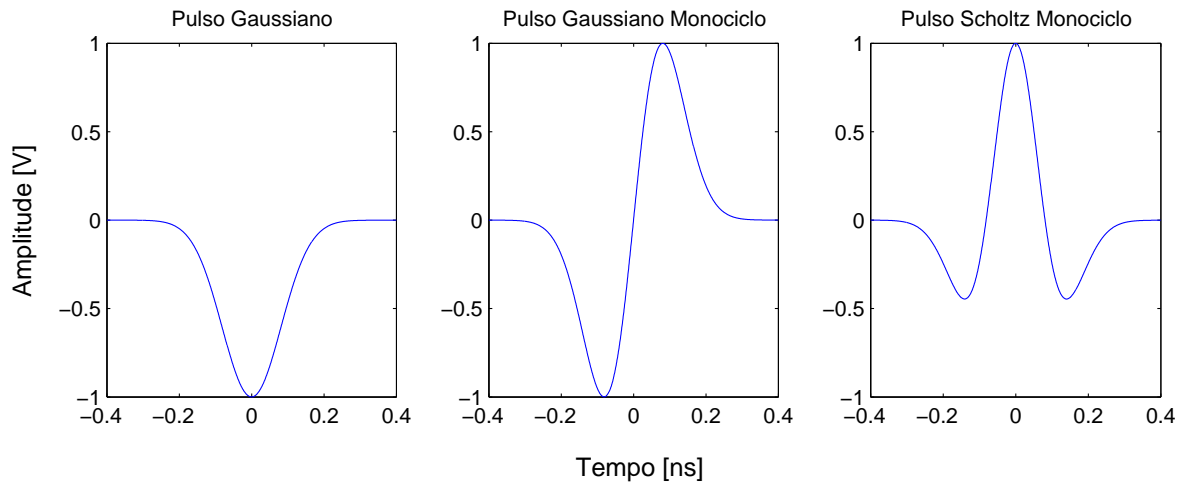


Figura 4.28: Pulsos da Família Gaussiana.

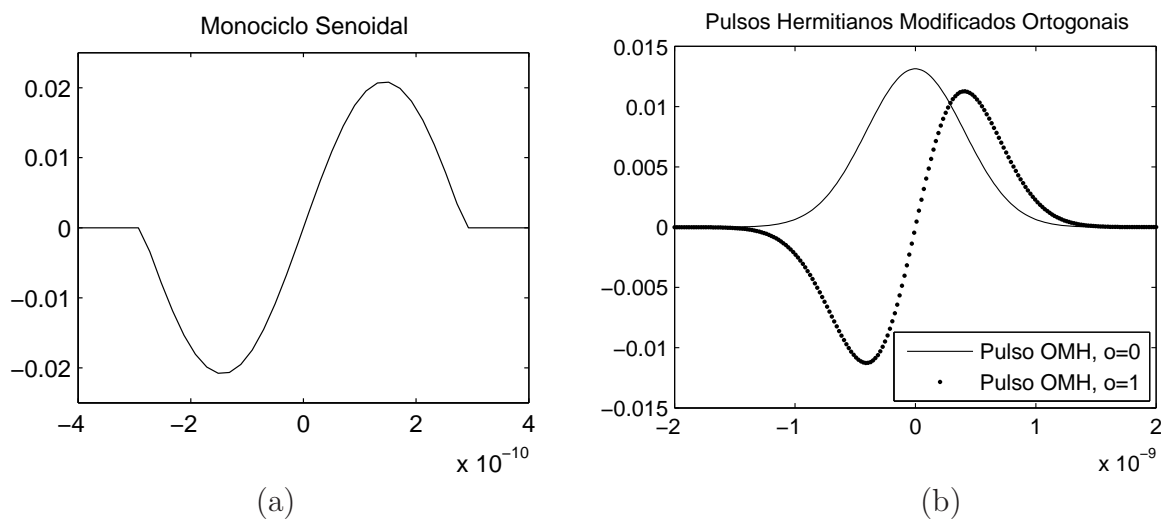


Figura 4.29: (a) pulso Monociclo Senoidal; (b) pulsos Hermitianos modificados ortogonais.

4.9.3 Desempenho UWB com Cancelamento de Interferência Paralelo e Diversidade Espacial

A seguir, resultados de simulação ilustrativos permitem analisar a influência conjunta das diversidades espacial, temporal e multiusuário (detecção PIC) sobre o desempenho de sistemas DS-UWB em ambiente multipercurso denso, Figuras 4.30, 4.31 e 4.32. Como já mencionado, por simplicidade, o sistema operará com uma antena transmissora e até M antenas receptoras, configurando um arranjo linear $R_x = M \times 1$, com $M \leq 3$. Nestas figuras, considerou-se o efeito do sombreamento (canal SV modificado e não normalizado), canal com 85% da energia total e a transmissão e processamento de 10 bits por vez.

Considere novamente as Figuras 4.25 e 4.26, as quais mostram resultados de desempenho teórico (semi-analítico) e por simulação Monte-Carlo. Destas figuras, percebe-se que o desempenho melhora com o aumento do número de ramos do receptor Rake e/ou com o aumento do número

de antenas receptoras. Também pode-se notar ótima concordância entre os resultados analíticos e simulados, o que mostra que a aproximação Gaussiana para MAI e SI pode ser aplicável em sistemas DS-UWB com canais multipercurso densos, mesmo para carregamentos relativamente baixos, $Load = \frac{N_u}{N_c} = \frac{21}{63} \approx 0,33$.

Da Figura 4.30, nota-se uma melhora marginal com a utilização do PIC de 2 estágios em relação ao PIC com 1 estágio. Esta pequena diferença de desempenho é menor à medida que o número de ramos aumenta, não justificando o uso de um número de estágio de PIC maior do que 1 para estas condições de operação do sistema DS-UWB.

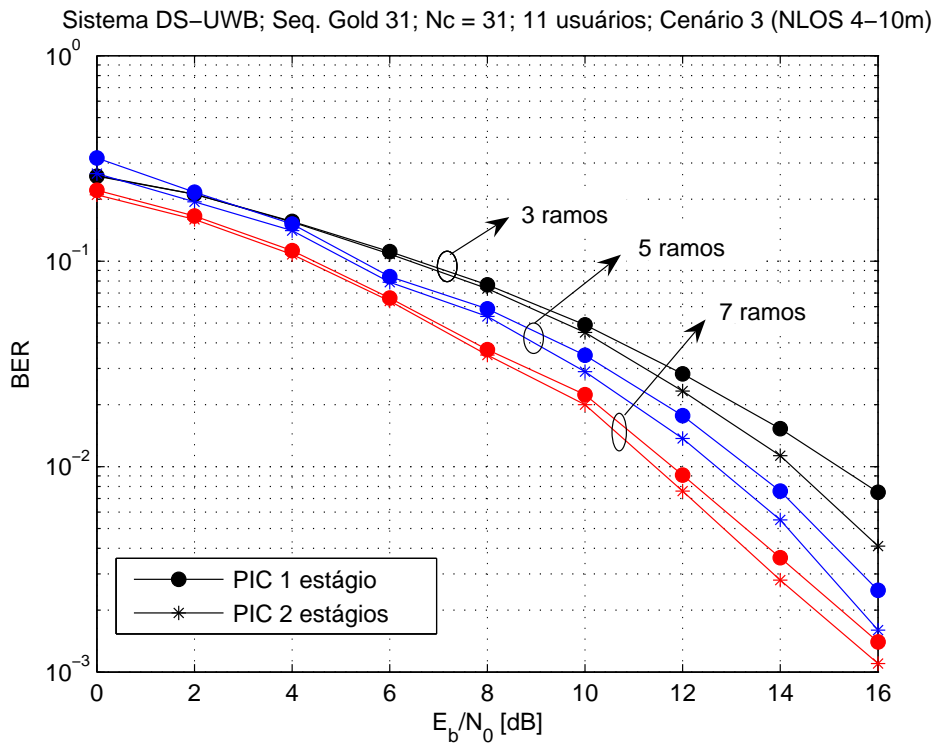


Figura 4.30: BER para sistema DS-UWB; canal SV modificado CM-3, receptor SRake com 3, 5 e 7 ramos seguido de 1 e 2 estágios PIC.

Para ambos os métodos (PIC e múltiplas antenas) existe melhora significativa de desempenho em relação ao detector convencional SRake. Da Figura 4.31, podemos perceber melhoria substancial de desempenho combinando-se estágios PIC e mais de uma antena no receptor (2 ou 3 antenas receptoras). Melhoria adicional de desempenho é obtida quando o número de ramos do receptor SRake é dobrado, Figura 4.32. A Figura 4.32 apresenta resultado considerando mesmas condições de operação do sistema e configuração do receptor, exceto que o número de ramos do SRake agora é igual a 10. Fazendo uma análise comparada destas duas figuras (4.31 e 4.32), para alta região de E_b/N_0 , o desempenho do SRake MRC (sem PIC) com 3 antenas receptoras da Figura 4.31 é equivalente ao desempenho do SRake MRC com 1 estágio PIC e uma antena receptora na Figura 4.32. Para 2 antenas com PIC, há uma melhoria de desempenho de uma década com uso 10 ramos ao invés de 5 ramos.

No Capítulo 5, será avaliado o custo computacional/implementação para as diversas configurações do sistema DS-UWB analisados nesta seção, visando estabelecer uma figura de mérito capaz de quantificar o compromisso desempenho-complexidade para sistemas DS-UWB.

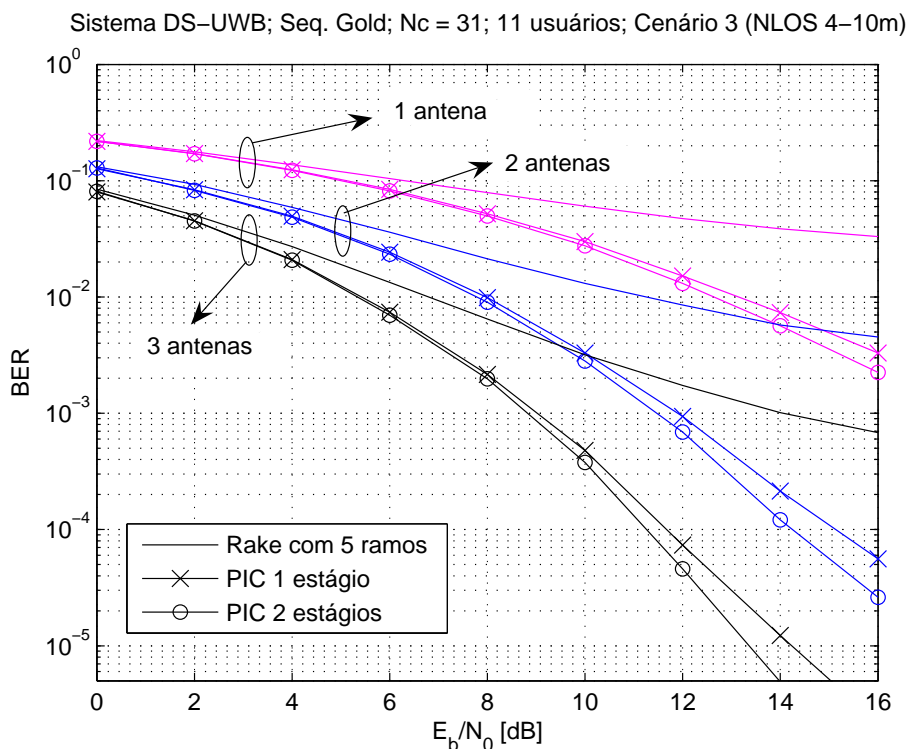


Figura 4.31: BER para sistema DS-UWB para canal SV modificado CM-3, SRake com 5 ramos, 1 e 2 estágios PIC combinado com recepção através de 1 a 3 antenas; $Load = \frac{11}{31} \approx 0,33$.

Para as Figuras 4.33 e 4.34, considerou-se o efeito do sombreamento, canal simplificado com 85% da energia total e 10 bits sendo transmitidos. De forma similar aos resultados anteriores, pode-se notar o incremento de desempenho quando se utiliza o MUD-PIC e mais de uma antena no receptor (até 3 antenas receptoras). Fazendo-se uma análise comparada dos resultados contidos nas duas figuras para alta região de E_b/N_0 , o desempenho do SRake com 1 estágio PIC e 2 antenas receptoras da Figura 4.33 é equivalente ao desempenho do SRake com 3 antenas receptoras na Figura 4.34. Há uma melhora de desempenho de aproximadamente uma década com uso de 10 ramos ao invés de 5 ramos. Porém, para se fazer uma análise comparativa justa combinando-se técnicas de detecção (MUD×SUD), diversidade de percurso e espacial (ou de antena), faz-se necessário levar em consideração a complexidade para cada caso, o que será discutido na seção 5.1. Desta forma, ter-se-á uma figura de mérito mais completa.

Observe-se que a melhoria de desempenho alcançado com o 2º estágio PIC, na Figura 4.33, só é significativa na região de alto E_b/N_0 (acima de 15 dB).

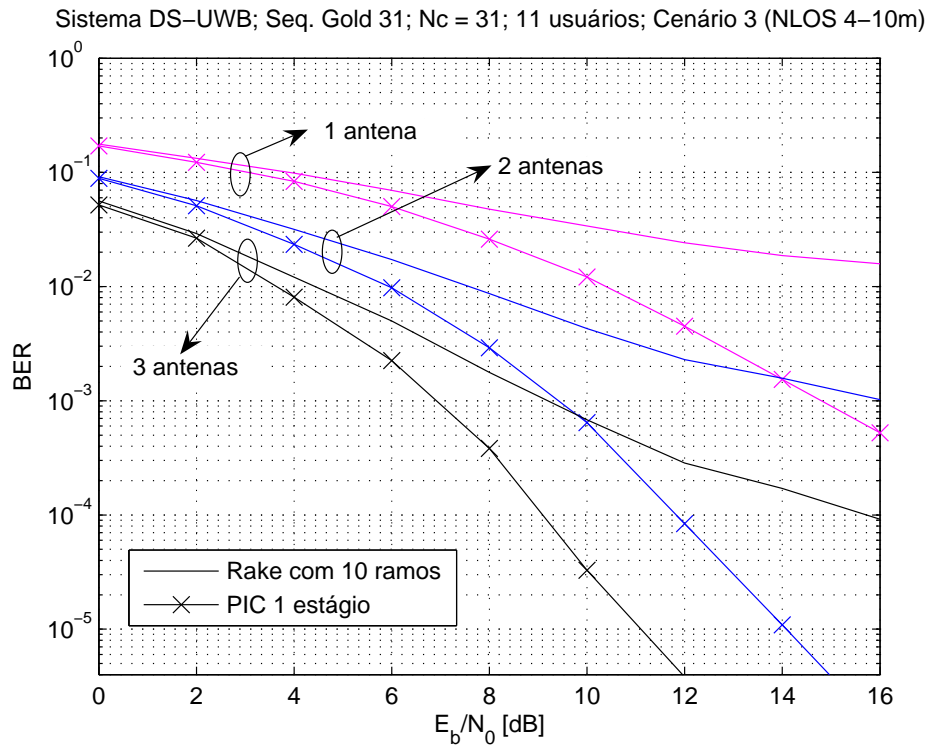


Figura 4.32: BER para sistema DS-UWB para canal SV modificado CM-3, SRake com 10 ramos e 1 estágio PIC combinado com recepção através de 1 a 3 antenas. $Load \approx 0,33$.

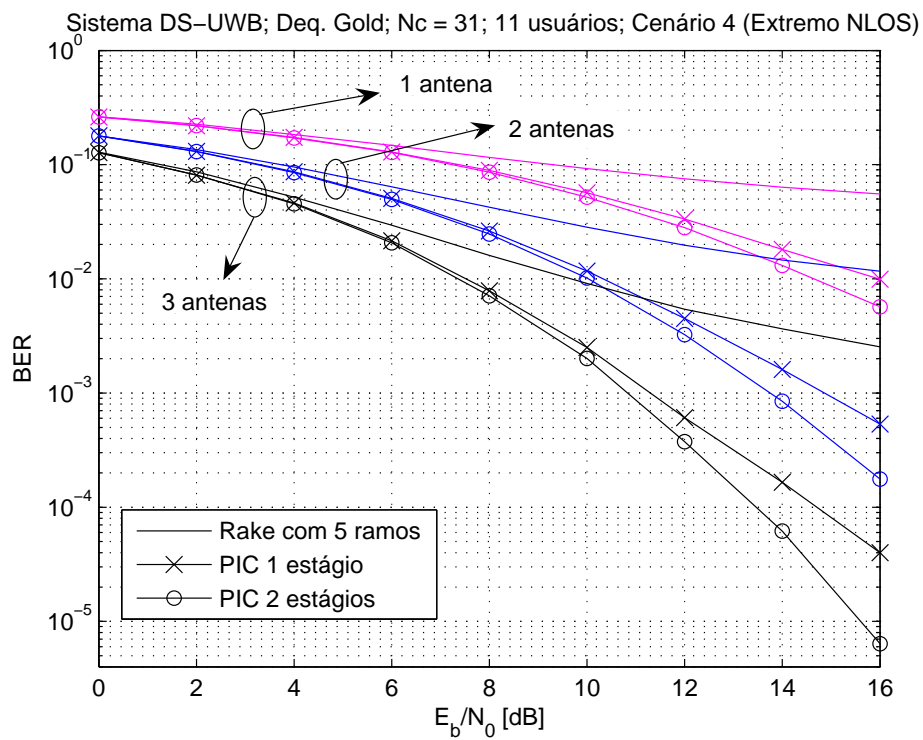


Figura 4.33: BER para sistema DS-UWB para canal SV modificado CM-4, com 5 ramos, e 1 e 2 estágios PIC.

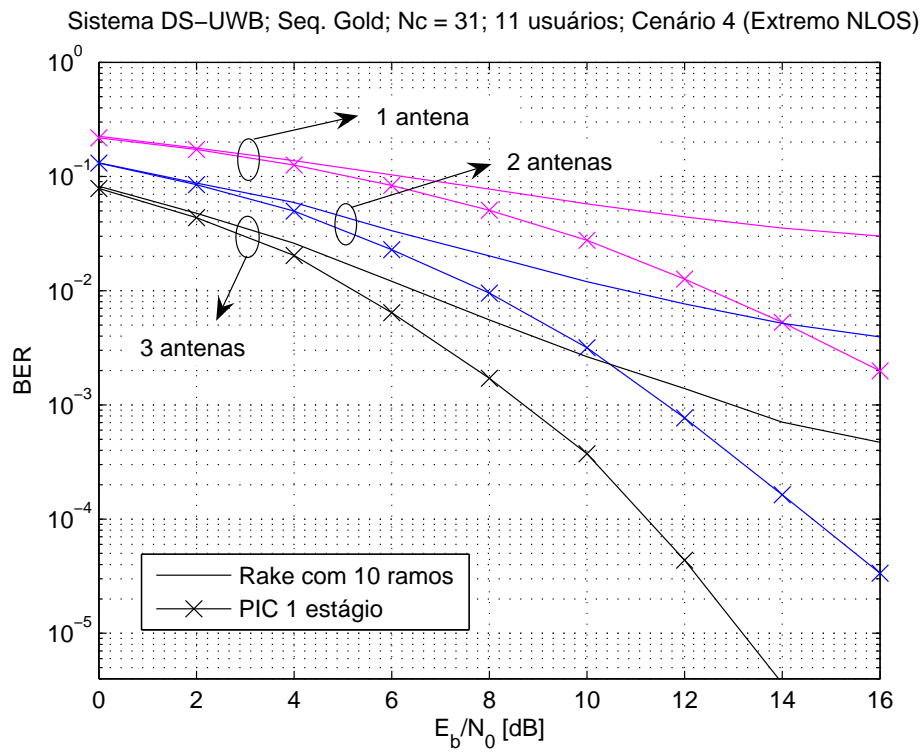


Figura 4.34: BER para sistema DS-UWB para canal SV modificado CM-4, com 10 ramos, e 1 estágio PIC.

5 Desempenho-Complexidade de Sistemas DS-UWB

Este capítulo traz uma análise do ponto de vista do desempenho *versus* complexidade do sistema DS-UWB, com o objetivo de obter-se uma topologia capaz de oferecer desempenho razoável sem fazer uso de grande complexidade computacional. Para a análise computacional, utilizou-se os algoritmos dos receptores implementados nas simulações Monte-Carlo (JERUCHIM; BALABAN; SHANMUGAN, 1992).

O desempenho do sistema DS-UWB é analisado aqui através dos resultados das simulações Monte-Carlo (MCS) e da análise teórica discutida anteriormente, considerando cenário o mais realista possível, i.e., canais multipercurso densos, detecção convencional SRake, detector multiusuário do tipo cancelador de interferência paralelo e emprego de diversidade espacial (múltiplas antenas receptoras).

5.1 Aspectos de Complexidade de Implementação

A análise comparada da complexidade computacional pode ser feita através da ordem de grandeza da complexidade computacional de um determinado algoritmo, representada pela notação \mathcal{O} . Por exemplo, da referência (SATO; OHTSUKI, 2006) temos que a complexidade do sistema DS-UWB de processamento no domínio do tempo com um usuário é $\mathcal{O}_{Rake}(L_{est}MN_c)$, onde L_{est} é o número de percursos estimados, M é o número de símbolos e N_c é o número de *chips*.

Outras formas de se comparar algoritmos incluem: o número de instruções computadas e o tempo computacional médio necessário para uma determinada otimização. Estas duas últimas formas são usadas para uma análise mais precisa, por exemplo, quando os algoritmos forem muito parecidos ou possuírem a mesma ordem de grandeza de implementação computacional.

Na obtenção do número de instruções que cada algoritmo executa na detecção de 1 símbolo, utilizou-se o conceito de medição de operações de ponto flutuante. Esta medida considera como uma instrução todas aquelas operações realizadas por um processador que apresentarem um tempo computacional relevante, sendo denominadas operações principais. Neste trabalho, as operações de multiplicação e divisão foram consideradas como operações principais e as operações de adição

e subtração foram desconsideradas por apresentarem tempo computacional ínfimo em comparação com as operações de multiplicação e divisão.

Pode-se expressar a complexidade computacional para o receptor DS-UWB processar o sinal e estimar um símbolo, em termos de instruções executadas, conforme descrito na Tabela 5.1.

Topologia	Número de operações
<i>Rake</i>	$K \cdot L_f \cdot (N_c + 1) \cdot N_a$
<i>PIC</i>	$K \cdot L_f \cdot (3N_c + 1) \cdot S \cdot N_a$
<i>Rake + PIC</i>	$K \cdot L_f \cdot N_a [(S + 1) + (N_c(3S + 1))]$

Tabela 5.1: Complexidade dos receptores DS-UWB analisados em termos de operações.

Na Tabela 5.1, K representa o número de usuários, L_f é o número de ramos do SRake, N_c é o número de *chips*, N_a é o número de antenas e S representa o número de estágios do PIC.

Podemos perceber que a complexidade computacional do sistema DS-UWB depende significativamente do número de percursos recuperados. Verifique-se que, a complexidade computacional da etapa de desespalhamento torna-se alta em ambiente multipercurso. Por esta razão houve a busca de outras formas de melhoria de desempenho sem a necessidade de processamento de um grande número de percursos para recuperar o sinal.

5.2 Compromisso Desempenho-Complexidade

Existem resultados na literatura utilizando técnicas de melhoria de desempenho para sistemas UWB; no entanto, são raríssimos os relatos de complexidade computacional comparada resultantes das diferentes estratégias. Com o objetivo de encontrar uma topologia para sistema DS-UWB capaz de fornecer desempenho razoável com complexidade reduzida, foram obtidos resultados de desempenho com a utilização de estratégias de melhoria de desempenho, permitindo assim a realização da análise compromisso \times desempenho das mesmas.

Esta seção analisa o sistema DS-UWB levando-se em conta o compromisso desempenho \times complexidade. Partiu-se dos resultados de desempenho obtidos na seção 4.9.1, para canal SV modificado CM-3 e CM-4, pois estes dois cenários têm número maior de multipercursos e maior dispersão do canal, além do tempo computacional para simular todos os cenários ser muito elevado. Analisou-se/comparou-se a complexidade computacional resultante para cada topologia de recepção: SRake, SRake com PIC, e também com a combinação de até 3 antenas. Para maior comodidade, reproduziu-se, da seção 4.9.1, resultados de desempenho para CM-3 e CM-4, Figuras 5.1 e 5.2.

A Figura 5.3 mostra a complexidade computacional levando-se em consideração o número de estágios PIC utilizados (zero estágios corresponde ao receptor na ausência de canceladores de

interferência, apenas o SRake). Esta figura mostra que 2 antenas seguidas dos receptores SRake com 5 ramos resulta na mesma complexidade da configuração do receptor com 1 antena e com 10 ramos. Neste caso, em termos de complexidade, acrescentar 5 ramos é equivalente a acrescentar 1 antena. Porém, resultados de desempenho para CM-3 mostram que 2 antenas com 5 ramos tem desempenho melhor do que 1 antena com 10 ramos; esta melhoria de desempenho chega a uma década quando utilizamos um estágio PIC. Resultados de desempenho para CM-4 mostram a mesma tendência, ou seja, que receptor com 2 antenas e SRake com 5 ramos apresenta desempenho melhor do que 1 antena e SRake com 10 ramos.

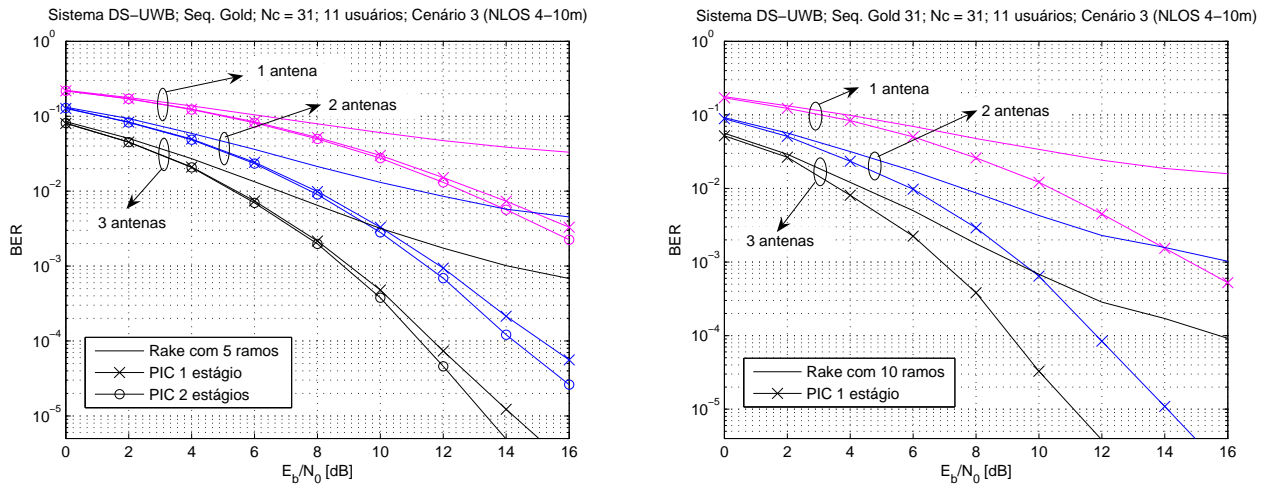


Figura 5.1: BER para sistema DS-UWB para canal SV modificado CM-3, SRake com 5 ou 10 ramos; 1 e 2 estágios PIC.

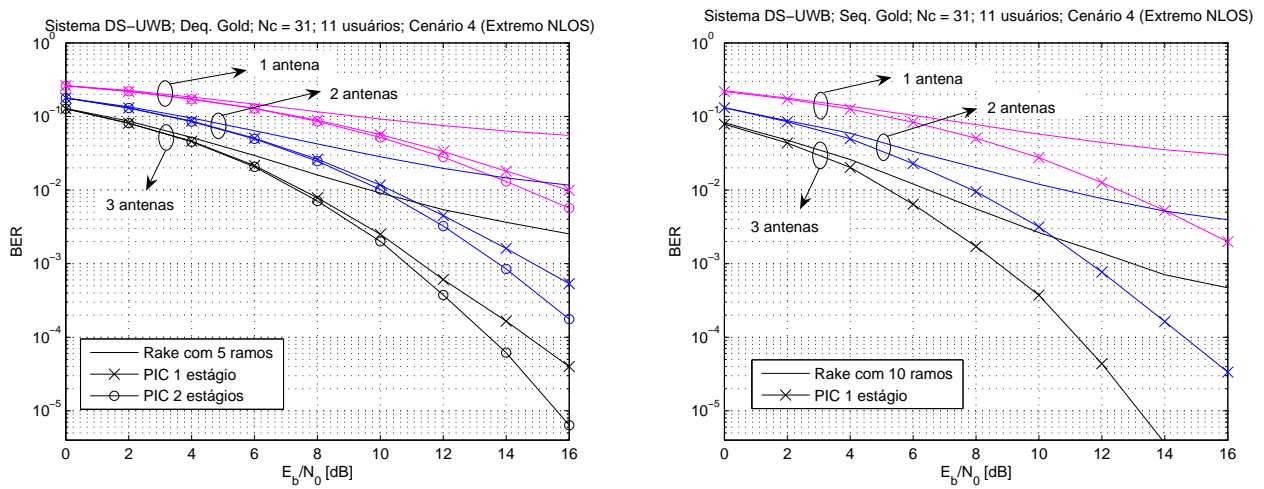


Figura 5.2: BER para sistema DS-UWB para canal SV modificado CM-4, SRake com 5 ou 10 ramos; 1 e 2 estágios PIC.

Das figuras de desempenho, nota-se que existem dois casos, dentre outros, de desempenho semelhantes:

1. receptor com 3 antenas, 5 ramos em cada SRake e 1 estágio PIC; e
2. receptor com 2 antenas, 10 ramos em cada SRake e 1 estágio PIC.

Porém, plotando-se as curvas de complexidade (em termos do número de operações computacionais relevantes) em função do número de estágios PICs, parametrizadas pelo número de antenas e ramos (diversidade espacial e temporal, respectivamente), Figura 5.3, verifica-se facilmente que a configuração 1) apresenta complexidade menor do que a configuração 2).

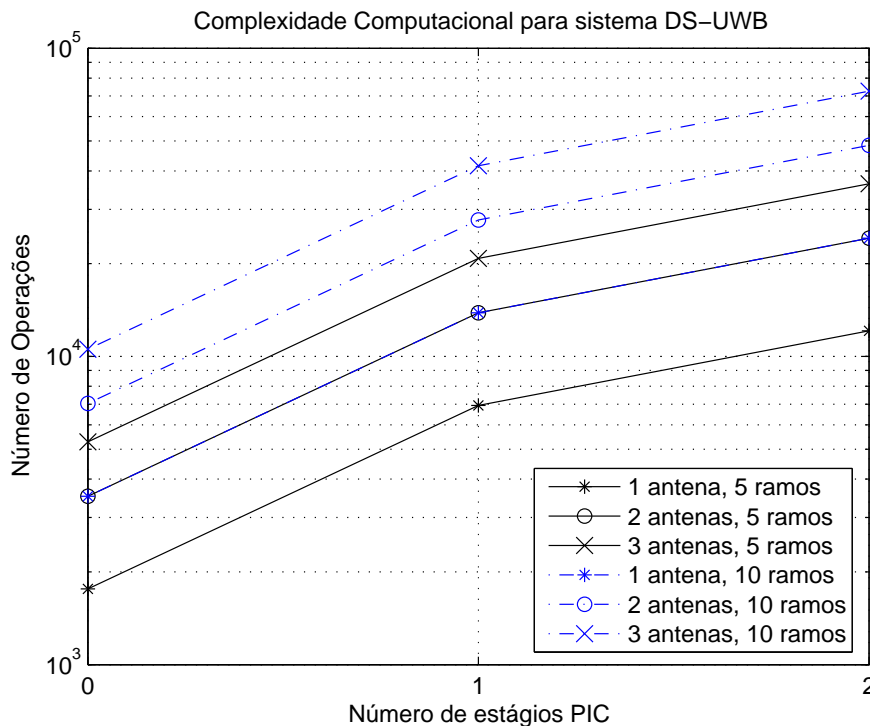


Figura 5.3: Complexidade computacional para sistema DS-UWB considerando 1 a 3 antenas, 0 a 2 estágios PIC e SRake com 5 ou 10 ramos.

A Figura 5.4, mostra a complexidade computacional em função do carregamento do sistema (aumento do número de usuários), com o uso de uma única antena, SRake com 5 e 10 ramos seguido do detector MUD-PIC (esquerda) e na ausência de estratégia de detecção multiusuário, porém considerando 1, 2 e 3 antenas e detecção convencional SRake com 5 e 10 ramos (direita).

A Figura 5.5 é resultado na união dos dois gráficos da Figura 5.4. Da Figura 5.5 temos duas situações de complexidades iguais:

2 antenas e receptor SRake de 10 ramos (Top-1), resulta na mesma complexidade da topologia do receptor com 1 antena SRake com 5 ramos seguido de 1 estágio PIC (Top-2). Porém a Top-1 apresenta desempenho melhor do que Top-2.

2 antenas e receptor SRake de 5 ramos (Top-3), resulta na mesma complexidade da topologia do receptor com 1 antena e receptor SRake de 10 ramos (Top-4). Porém Top-3 apresenta desempenho melhor do Top-4.

A Figura 5.6 mostra o acréscimo de complexidade quando o número de ramos é incrementado

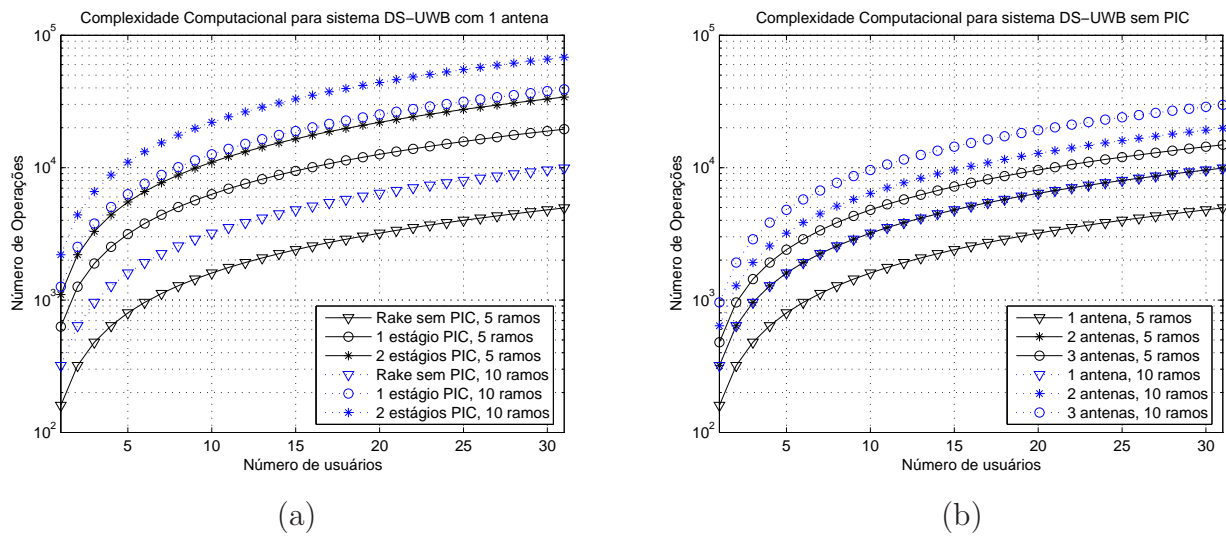


Figura 5.4: Complexidade computacional para sistema DS-UWB: (a) com apenas uma antena; SRake com 5 ou 10 ramos seguido de 1 estágio PIC; (b) 1 a 3 antenas e SRake com 5 ou 10 ramos.

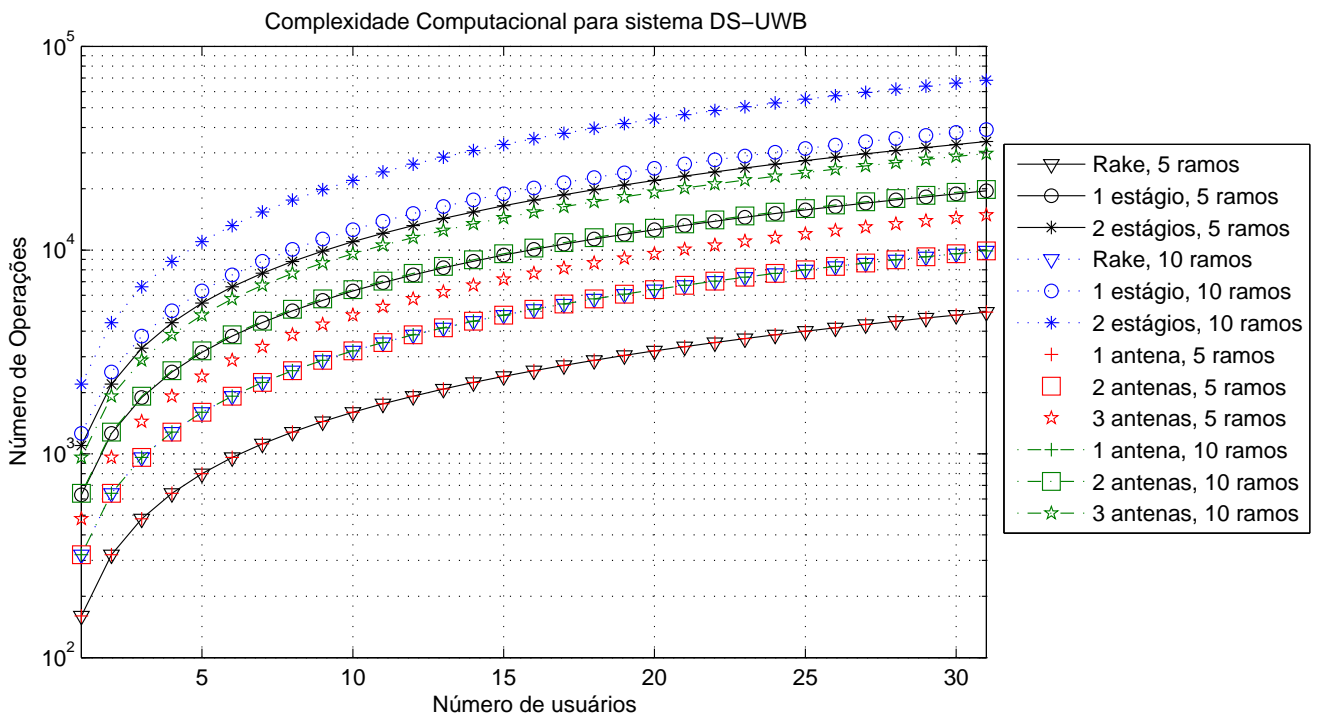


Figura 5.5: União dos dois gráficos anteriores.

de 5 para 10. Nota-se um expressivo aumento no custo computacional ao se acrescentar um estágio PIC em comparação à duplicação do número de ramos do SRake.

As Figuras 5.7 e 5.8 mostram duas situações em que temos desempenhos semelhantes, porém complexidades diferentes, considerando canais SV CM-3 e CM-4.

A Tabela 5.2 resume as topologias em questão. Estão sintetizadas situações com complexidades computacionais semelhantes, porém com desempenhos distintos (Top-1–Top-2 e Top-3–Top-4), bem como topologias com desempenhos semelhantes e complexidades distintas (Top-5–Top-6 e Top-7–Top-8).

Topologias DS-UWB com complexidades semelhantes e desempenhos distintos. A Figura 5.4, mostra a complexidade computacional em função do carregamento do sistema (*Load*), considerando uma única antena, SRake com 5 e 10 ramos seguido do detector MUD-PIC (a), e na ausência de estratégia de detecção multiusuário, porém considerando 1, 2 e 3 antenas e detecção convencional SRake com 5 e 10 ramos (b). Identificam-se dois pares de topologias receptoras com complexidades computacionais semelhantes (Top-1–Top-2 e Top-3–Top-4).

Topologias DS-UWB com complexidades distintas e desempenhos semelhantes. Das figuras de desempenho analisadas, identificam-se dois pares de topologias com desempenho semelhantes: Top-5–Top-6 e Top-7–Top-8), Tabela 5.2. Porém, plotando-se as curvas de complexidade (em termos do número de operações computacionais relevantes) em função do número de estágios PICs, parametrizadas pelo número de antenas e ramos, Figura 5.3 e 5.7, verifica-se facilmente que a Top-5 apresenta complexidade menor do que a Top-6. De forma análoga, através das figuras 5.2 e 5.8 conclui-se que Top-8 apresenta complexidade menor que a Top-7 e desempenhos semelhantes.

Topol.	Núm. antenas	SRake, L_f	estágios PIC	Desemp.	Complex.	Figura
Top-1	2	10 ramos	0	melhor	igual	5.4.b
Top-2	1	5 ramos	1	pior	igual	5.4.a
Top-3	2	5 ramos	0	melhor	igual	5.4.b
Top-4	1	10 ramos	0	pior	igual	5.4.b
Top-5	3	5 ramos	1	igual	menor	5.1.a e 5.7
Top-6	2	10 ramos	1	igual	maior	5.1.b e 5.7
Top-7	3	5 ramos	0	igual	maior	5.2.a e 5.8
Top-8	1	10 ramos	1	igual	menor	5.2.b e 5.8

Tabela 5.2: Síntese das topologias DS-UWB, comparando-se complexidades computacionais e desempenhos.

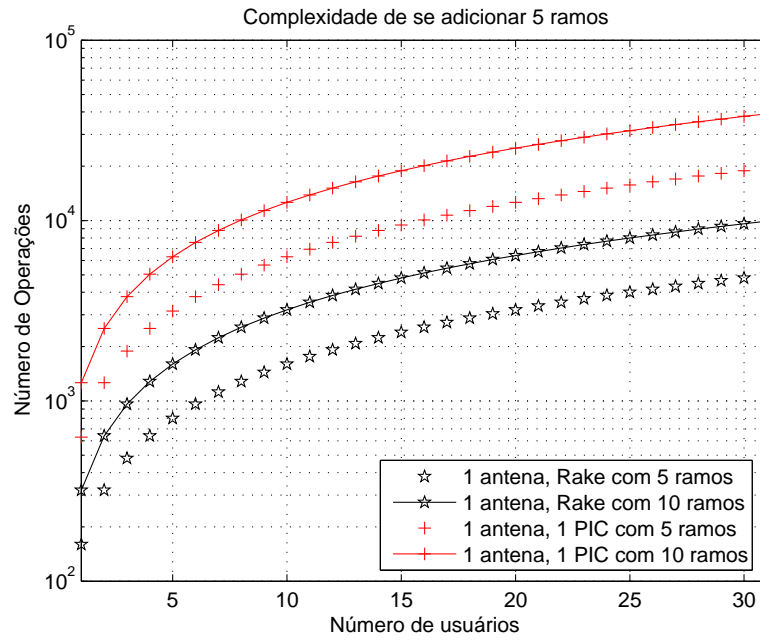


Figura 5.6: Complexidade quando utilizamos 5 ramos a mais.

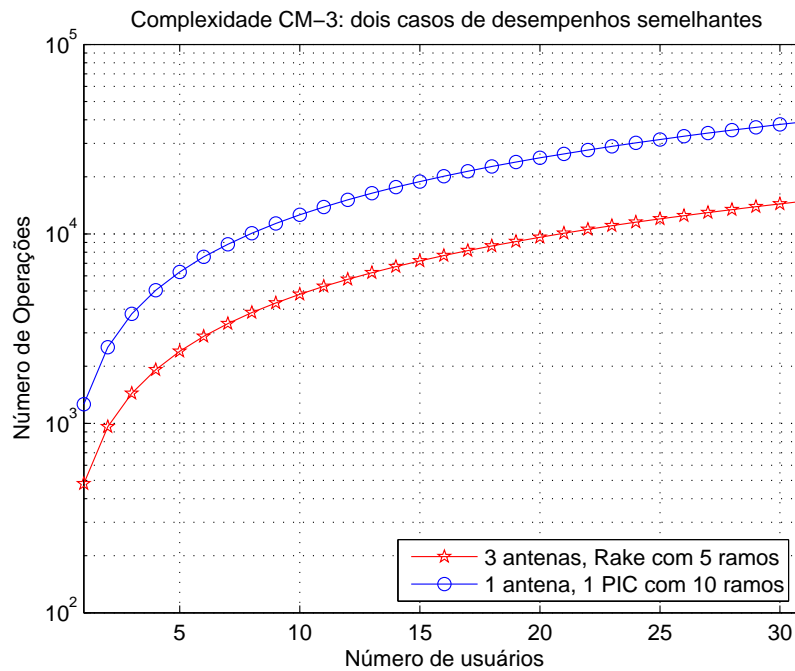


Figura 5.7: Complexidade para dois casos que apresentam desempenhos semelhantes em canal SV CM-3, para alta região de E_b/N_0 .

O sistema DS-UWB foi analisado através de simulação Monte-Carlo com o intuito de se estabelecer uma figura de mérito desempenho-complexidade, assim como demonstrar a influência das diversidades temporal, espacial e também de detecção multiusuário no desempenho do sistema em ambiente multipercurso denso. Esta melhoria de desempenho, obtida através do uso de múltiplas antenas receptoras e/ou de cancelador de interferência, pôde ser comparada e quantificada. Obteve-se melhoria marginal com a utilização do cancelador PIC de 2 estágios em relação

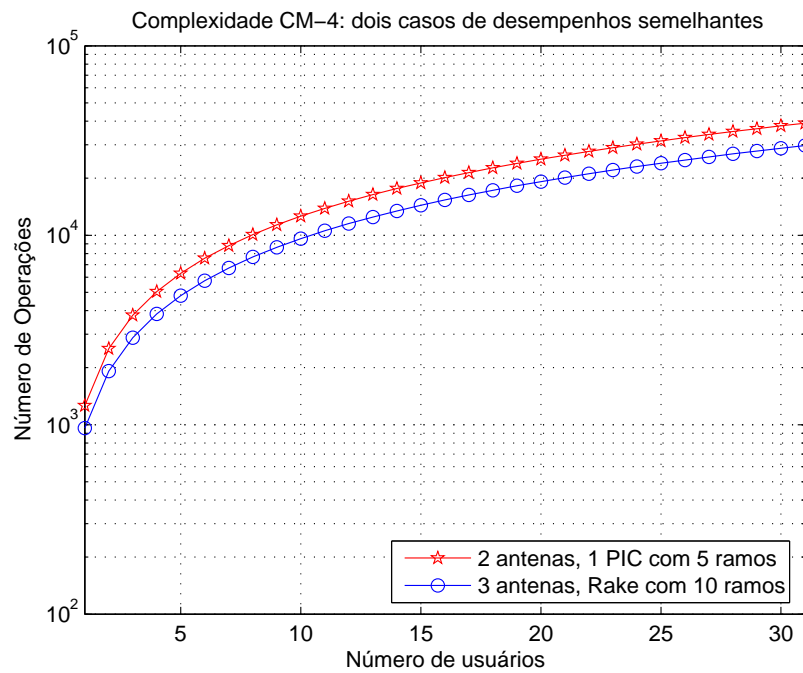


Figura 5.8: Complexidade para dois casos que apresentam desempenhos semelhantes em canal SV CM-4, para alta região de E_b/N_0 .

ao PIC com 1 estágio. Esta pequena diferença de desempenho é ainda menor à medida que o número de ramos do SRake aumenta, não justificando o uso do cancelador PIC com mais de 1 estágio.

Adicionalmente, resultados de desempenho MCS mostram que a utilização de 2 ou 3 antenas oferece ganho de desempenho proporcional em relação ao uso de uma única antena receptora. Combinando-se distintos arranjo de antenas receptoras ($M \leq 3$), ramos do SRake, e/ou estágios PIC, foram obtidas topologias receptoras DS-UWB com desempenhos semelhantes, porém complexidades diferentes. Assim, da análise de complexidade computacional, conclui-se que é melhor aumentar o número de antenas ou o número de ramos do que utilizar um ou mais estágios PIC para se atingir um determinado desempenho.

6 Conclusões e Perspectivas

Com o advento da tecnologia UWB, torna-se possível e factível o conceito de comunicações sem fio na faixa de gigabits por segundo (Gb/s). Na prática, a tecnologia UWB será capaz de atingir taxas de dados elevadíssimas, tornando-se uma alternativa viável para WPAN, comunicações de alta capacidade a curtas distâncias que requerem aplicações multimídia, permitindo redução de custos da rede, como por exemplo a substituição e/ou eliminação dos cabos.

Para receptores de sistemas que operam com uma largura de banda bem menor do que a da UWB, os sinais desta tecnologia comportam-se como ruído de fundo de baixa PSD, por causa da sua baixa potência de transmissão, da ordem de $50 \mu W$ ($\approx 10^{-4}$ vezes a potência típica de um telefone celular), e portanto permitem que sistemas UWB coexistam com as outras tecnologias (ou serviços) em um espectro compartilhado. Os pulsos estreitos utilizados nos sistemas UWB permitem que o mesmo tenha robustez em relação à interferência de multi-percursos. Até mesmo em ambientes fechados, os atrasos mínimos de multi-percursos são apenas algumas dezenas de nanosegundos, ainda assim muito maiores que a largura de pulso UWB. Portanto, os sinais refletidos quase sempre não interferem no sinal principal (não geram interferência intersimbólica, ISI) e são inteiramente separáveis no receptor UWB.

As possíveis estruturas de recepção e transmissão simples fazem do UWB uma tecnologia para comunicações de grande potencial com baixa complexidade e baixo custo.

Desempenho em canais AWGN multiusuário dos sistemas UWB com modulação TH-PPM, TH-PAM e DS-PAM indicou a existência do efeito da taxa de erro de bit irreduzível nos três sistemas, porém mostrou a superioridade do sistema DS-PAM-UWB nas condições e configurações consideradas: em termos de BER, este desempenho tende a ser superior a uma década na região de alto E_b/N_0 .

Na literatura técnica atual sobre UWB há pouca informação comparada sobre os tipos, vantagens e aplicabilidade dos diferentes formatadores de pulso UWB. Nossos resultados preliminares considerando as modulações TH-PPM, TH-PAM e DS-PAM em canal AWGN multiusuário indicaram que o emprego da 2a. derivada do pulso Gaussiano resulta em um ganho de desempenho, mesmo que marginal, nos três sistemas.

Os resultados obtidos através de simulações em canal multipercursos indicam potencialidade de adoção da tecnologia DS-UWB em padrões 4G. O sistema DS foi escolhido para análise neste trabalho pelas seguintes razões: a) possui grande potencial; b) vários pesquisadores consideram o modelo DS o mais promissor para 4G dentre os sistemas I-UWB; c) resultados de simulação e

estudos realizados neste trabalho mostraram que o sistema DS pode ser uma boa escolha para sistemas UWB. Resultados apresentados no trabalho mostram que é necessário recuperar apenas 50% dos percursos para garantir desempenho razoável, sendo um indicativo importante no projeto de sistemas DS-UWB com detecção convencional e complexidade reduzida.

Resultados de desempenho ilustrativos foram apresentados com o intuito de se obter figuras de mérito para sistemas DS-UWB, assim como demonstrar a influência das diversidades espacial e temporal no desempenho do sistema em ambiente multipercurso. Esta melhoria de desempenho obtida através do uso de múltiplas antenas receptoras e/ou de cancelador de interferência pode ser notada e comparada. Podemos perceber melhora marginal com a utilização do PIC de 2 estágios em relação ao PIC com 1 estágio. Esta pequena diferença de desempenho é menor à medida que o número de ramos aumenta; o que não justificou o uso de um número de estágio de PIC maior do que 1. Fazendo arranjo com uma antena ou mais, e/ou aumentando o número de ramos, e/ou utilizando cancelador de interferência, obtivemos combinações que resultaram em casos de mesmo desempenho, porém complexidades diferentes. Através da análise de complexidade computacional apresentada, podemos perceber que é melhor aumentar o número de antenas ou o número de ramos do que utilizar 1 ou mais estágios PIC para obter desempenho determinado. É importante dizer que estas conclusões foram tiradas levando em consideração condições idealizadas: estimativa perfeita do canal, raios totalmente descorrelacionados e etc.

Como perspectiva para trabalhos futuros, caminhos a serem seguidos incluem:

Análise mais profunda da formatação do pulso sobre o desempenho do sistema UWB, levando em consideração parâmetros como: τ_p , T_p , máscara de potência, a distorção do pulso, a sensibilidade do pulso a erros de sincronismo;

Análise do compromisso desempenho \times complexidade em cenários mais realistas, como por exemplo, considerando erros na estimativa do canal e raios parcialmente correlacionados;

Análise de imunidade do sistema UWB contra interferência de banda estreita.

Anexo A – Termos importantes

Para melhor entendimento, abaixo são descritos alguns termos mencionados no texto da dissertação.

CDMA:

Essa técnica permite que mais de um usuário compartilhe de um canal ou sub-canal, de modo que cada usuário receba uma seqüência de código única, permitindo ao usuário espalhar o sinal através da banda de freqüência designada. Nesta técnica, os sinais de vários usuários são separados no receptor por correlação¹ cruzada do sinal recebido com cada uma das possíveis seqüências de código. A demodulação no receptor é possível desde que as seqüências de código possuam correlação cruzada relativamente pequena.

AWGN (NEKOOGAR, 2005):

Também conhecido como ruído térmico. AWGN é criado por dispositivos dissipativos em transmissores e receptores. AWGN tem densidade espectral de potência *flat* (que é, mesma potência para todas freqüências) e é descorrelacionado em vários segmentos de tempo.

Erros em rajada (ou erros em *burst*):

Nos momentos de profundo desvanecimento, uma grande quantidade de bits pode sofrer distorção. Os decodificadores, de maneira geral, não têm capacidade de corrigir essas longas seqüências de erros em rajada. O que é feito para minimizar esse problema é o chamado *interleaving*. Esse processo “embaralha” os bits decodificados de tal sorte que bits anteriormente adjacentes sejam colocados distantes no tempo. Isso faz com que, na ocorrência de erros em *burst*, não sejam afetados bits adjacentes, facilitando o processo de detecção e correção de erros.

Atraso médio, τ_m :

O atraso médio representa o atraso médio ponderado pela energia do sinal em cada atraso. Em outras palavras, representa o primeiro momento do perfil de atraso-potência e é dado

¹A correlação é uma operação que indica o quanto uma função é semelhante a outra, sendo a autocorrelação a comparação entre uma função e ela mesma defasada no tempo e correlação cruzada a comparação entre duas funções diferentes (HAYKIN, 2000).

por:

$$\tau_m = \frac{\sum_a p(\tau_a)\tau_a}{\sum_a p(\tau_a)} \quad (\text{A.1})$$

Atraso RMS, τ_{rms} :

O atraso RMS descreve, em unidades de tempo, a faixa média ao redor de τ_m em que os percursos com energia significativa chegam no receptor. Esse parâmetro é muito importante na caracterização de canais, pois permite determinar qual a janela de tempo que o receptor deve se ajustar para detectar o sinal de interesse.

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_a p(\tau_a)\tau_a^2 - \left[\sum_a p(\tau_a)\tau_a\right]^2}{\sum_a p(\tau_a)}} \quad (\text{A.2})$$

Seqüência Pseudo Aleatória (PN):

Uma seqüência PN é uma sucessão periódica de bits de curta duração (chips) com comportamento similar a um comportamento aleatório dentro de cada período (GUIMARÃES, 2001).

Cada usuário tem sua própria seqüência de código PN, a qual é aproximadamente ortogonal a todas as outras seqüências PN. Para detecção do sinal, o receptor necessita conhecer a seqüência PN utilizada pelo transmissor, pois o decorrelator usará esta seqüência de código única PN para extrair apenas a informação desejada. Um sinal correlacionado com uma seqüência PN e decorrelacionado com a mesma seqüência PN retorna ao sinal original. Estas seqüências têm semelhanças com ruído, por isso “*pseudo-noise*”.

Seqüência Gold:

A partir de um par preferencial $a = [a_1 a_2 \dots a_{N_{gold}}]$ e $b = [b_1 b_2 \dots b_{N_{gold}}]$ constrói-se um conjunto de novas seqüências de igual comprimento N_{gold} somando uma das seqüências com cada um dos $N_{gold} = 2^{n_{gold}} - 1$ deslocamentos possíveis da outra. Obtêm-se assim N_{gold} novas seqüências periódicas de período $N_{gold} = 2^{n_{gold}} - 1$. Como são possíveis $N_{gold} = 2^{n_{gold}} - 1$ deslocamentos de uma seqüência relativamente à outra, existem $N_{gold} + 2 = 2^{n_{gold}} + 1$ seqüências de Gold de comprimento N_{gold} (incluindo as duas seqüências originais). A vantagem em relação as seqüências PN é que passa a haver mais seqüências (Gold) com funções de correlação cruzada só com três valores (como já acontecia com os pares preferenciais originais). Isso é desejável em certas aplicações (CDMA, por exemplo). Esses três valores estão centrados em -1 e são:

$$\{-t(n_{gold}), -1, t(n_{gold}) - 2\}, \quad \text{com } t(n_{gold}) = 2^{\lfloor (n_{gold}+2)/2 \rfloor} + 1.$$

Sombreamento:

O sombreamento é causado pelo contorno do terreno e outras obstruções entre o transmissor e o receptor, em termos da média local da potência recebida (local mean power). Ele está relacionado a obstruções naturais (relevo e vegetação) e a construções, como casas e edifícios, que fazem com que o móvel fique em uma região de sombra eletromagnética (ou de nível de sinal bastante reduzido) quando há obstrução. Quando é obstruído, o sinal chega ao receptor basicamente através de difração e espalhamento, e a amplitude do sinal assim recebido segue uma função de densidade de probabilidade Normal (ou log-normal, em dB).

Receptor RAKE:

Os receptores Rake combinam diferentes componentes do sinal que propagam pelo canal por diferentes percursos. Na Figura A.1, temos um exemplo de receptor Rake com L fingers. Primeiramente as versões atrasadas do sinal recebido são filtradas. Após serem amostradas, elas sofrem um ajuste de fase e ganho e depois são multiplicadas pelos códigos de espalhamento. Então, as amostras das componentes são somadas e esse sinal resultante é ponderado de acordo com o método de combinação utilizado. Após este processo, os sinais de cada finger são somados e a resultante final G_i está pronta para entrar no detector.

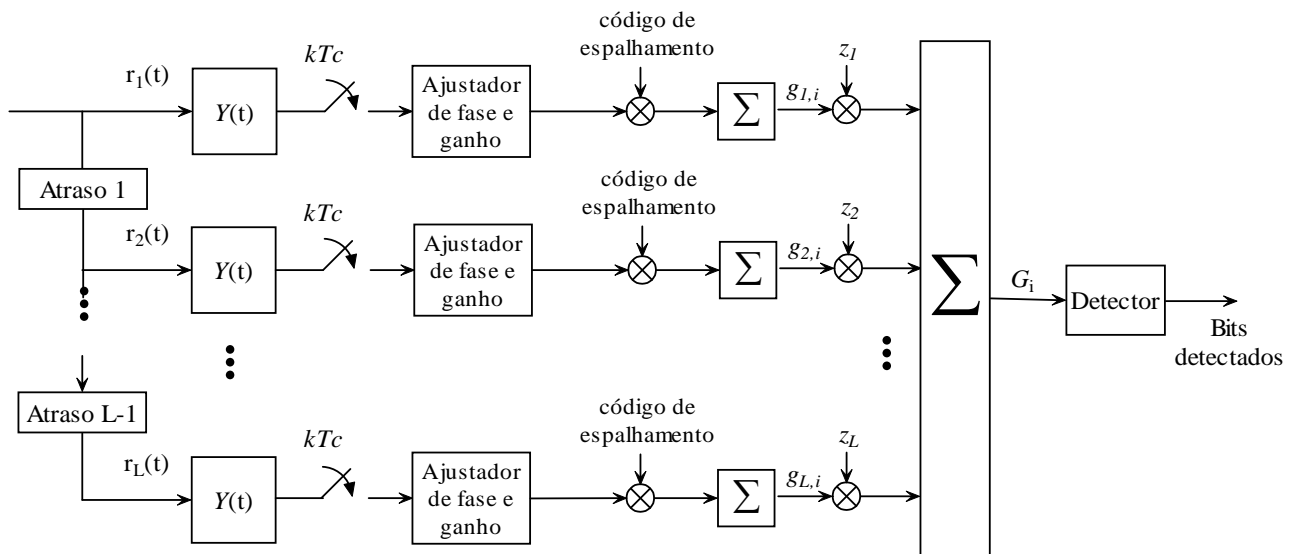


Figura A.1: Receptor Rake com L fingers.

Anexo B – Método de Simulação Monte Carlo

O método de simulação Monte Carlo, MCS (do inglês, *Monte Carlo Simulation*) é uma ferramenta muito importante na análise de fenômenos que têm um comportamento probabilístico, ou seja, refere-se a um conjunto de técnicas de cálculo de probabilidade que faz uso de eventos aleatórios. A idéia por trás do modelo é conseguir obter uma amostra significativa do comportamento de um sistema pelo sorteio de situações e respectiva análise, a fim de se avaliar o valor médio dos resultados ou de outros parâmetros, e daí deduzir o comportamento global do sistema a partir do comportamento da amostra.

O nome é uma referência à cidade de Monte Carlo, em Mônaco, famosa por seus cassinos. O princípio do método lembra o dos cassinos: a aleatoriedade. Ao contrário dos métodos determinísticos, que são baseados em rigorosas equações matemáticas, o de Monte Carlo se baseia em testes aleatórios, assim como as roletas dos cassinos.

Neste trabalho, o método MCS é utilizado para caracterização do desempenho dos sistemas considerados em termos de BER. O modelo empregado é representado na Figura B.1.

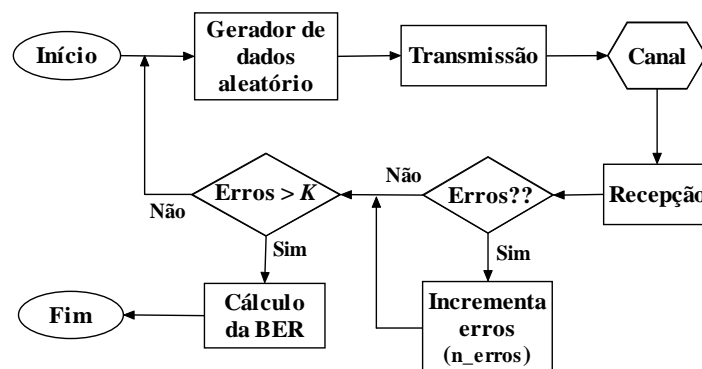


Figura B.1: Diagrama de blocos simplificado do modelo utilizado nas simulações Monte Carlo.

Na Figura B.1, K representa o número de erros máximo computado para o cálculo da BER em cada ponto desejado. O cômputo do erro é feito comparando o sinal recebido com o enviado. Cada vez que um erro é detectado, o contador de erros (n_erros) é incrementado até atingir o valor especificado em K . Quanto maior o valor de K , mais confiável se torna o resultado obtido, pois aumenta-se o número necessário de *trials*, sendo *trials* o número de vezes em que os dados aleatórios são gerados de forma independente. Assim, a BER estimada é calculada do seguinte

modo:

$$\hat{P}_e = \frac{n_erros}{trials} \quad (\text{B.1})$$

Quando $trials \rightarrow \infty$ a razão que define P_e converge, mas adotar computacionalmente $trials \rightarrow \infty$ é inviável. O que se faz comumente é limitar o número de $trials$ de forma a manter o tempo de simulação factível. Portanto, emprega-se um número tal de $trials$ ou n_erros que conduza a um resultado dentro de um intervalo de confiança esperado. Neste trabalho, respeitou-se o critério mínimo de convergência tal que $n_erros = 10$ erros ($K = 10$) (JERUCHIM; BALABAN; SHANMUGAN, 1992) na obtenção das figuras de desempenho dos sistemas simulados. Isto é, para uma P_e esperada de 10^{-4} , por exemplo, exige-se no mínimo 10^5 realizações.

Anexo C – Algoritmo

Este anexo tem o objetivo de apresentar as principais funções utilizadas para obter os resultados de simulação. Foi utilizada plataforma MatLab 7.0. Funções utilizadas e não apresentadas fazem parte do pacote do MatLab 7.0.

```

1  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2  % Sistema I-UWB DS-PAM binario em canal Multipercurso – Modelo SV MOD    %
3  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
4  %                                     % Bruno A. A. – 09/2006    %
5  %                                     % Lisiane C. H. – 2006    %
6  %                                     %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
7  % Parametros:
8  % Pot = potencia media transmitida em dBm
9  % fs = frequencia de amostragem
10 % nbits = numero de bits transmitidos
11 % Nf = no. de pulsos por simbolo transmitido (= no. de frames/simbolo)
12 % Tf = periodo de frame
13 % Tp = periodo de um pulso
14 % Tc = periodo de um chip
15 % Nc = numero de chips por bit (ganho de processamento)
16 % fator_pulso = fator de formatacao de pulso
17 % fs = frequencia de amostragem
18 % dt = periodo de amostragem
19 % nbits = numero de bits transmitidos
20 % fator_pulso = fator de formatacao de pulso
21 % n_stg = no. de estagios PIC
22 % n_antena = no. de antenas receptoras
23 % n_us = no. de usuarios
24 % -----
25 % L_finger = Ramos do Receptor Rake
26 % amost_frame = floor(Tf./dt);          % no. de amostras em Tf
27 % amost_pulso = floor(Tp./dt);         % no. de amostras em Tp
28 % amost_chip = floor(Tc./dt);          % no. de amostras em Tc
29 % formato_pulso = Tipo de formatacao de Pulso escolhida
30 % tipo_seq = Escolha do tipo de sequencia de espalhamento
31 % -----

```

Modelo de canal SV Modificado da referência (FOERSTER, 2003):

```

1 % -----
2 % Canal
3 % -----
4 % -----
5 % Parametros do Canal Multipercurso – Modelo SV mod.
6 % -----
7 Entrada:
8 % num_channels = Numero de respostas impulsivas de canal para gerar
9
10 % Perfil de Canal Escolhido:
11 % cm_num = (LOS 0–4m) ou (NLOS 0–4m) ou (NLOS 4–10m) ou (Extreme NLOS).
12 Saida:
13 % h = resposta impulsiva
14 %-----
15
16 [h] = uwb_sv_eval_ct( cm_num, num_channels )
17
18 ts = 0.167;           % sampling time (nsec)

```

Aqui utilizamos a função “uwb_sv_params”:

```

1 % gera os parametros do modelo de canal baseado neste numero de modelo de canal
2 [Lam,lambda,Gam,gamma,std_ln_1,std_ln_2,nlos,std_shdw] = uwb_sv_params( cm_num );
3 % Retorna:
4 % Lam      Taxa de chegada do cluster (clusters por ns)
5 % lambda   Taxa de chegada do raio (raios por ns)
6 % Gam      Fator de decaimento do cluster (tempo constante, ns)
7 % gamma    Fator de decaimento do raio (tempo constante, ns)
8 % std_ln_1 Desvio padrao da variavel log-normal para o desvanecimento do cluster
9 % std_ln_2 Desvio padrao da variavel log-normal para o desvanecimento do raio
10 % nlos     Flag para canal sem linha de visada direta
11 % std_shdw Desvio padrao do sombreamento log-normal das respostas impulsivas
12 % inteiras

```

Função “uwb_sv_model_ct”:

```

1 % gera um ramo de realizacoes (respostas impulsivas)
2 [h_ct,t_ct,t0,np] = uwb_sv_model_ct( Lam, lambda, Gam, gamma, std_ln_1, ...
3           std_ln_2, nlos, std_shdw, num_channels );
4 % IEEE 802.15.3a UWB channel model for PHY proposal evaluation
5 %     continuous-time realization of modified S-V channel model

```

```

6 % Input parameters:
7 %   Lam      Cluster arrival rate in GHz (avg # of clusters per nsec)
8 %   lambda   Ray arrival rate in GHz (avg # of rays per nsec)
9 %   Gam      Cluster decay factor (time constant, nsec)
10 %  gamma    Ray decay factor (time constant, nsec)
11 %  std_ln_1 Standard deviation of log-normal variable for cluster fading
12 %  std_ln_2 Standard deviation of log-normal variable for ray fading
13 %  nlos     Flag to specify generation of Non Line Of Sight channels
14 %  std_shdw Standard deviation of log-normal shadowing of entire impulse
15 %          response
16 %  num_channels number of random realizations to generate
17 % Outputs
18 %  h_ct is returned as a matrix with num_channels columns, each column
19 %      holding a random realization of the channel model (an impulse response)
20 %  t_ct is organized as h, but holds the time instances (in nsec) of the
21 %      paths whose signed amplitudes are stored in h
22 %  t0 is the arrival time of the first cluster for each realization
23 %  np is the number of paths for each realization.
24 % Thus, the k'th realization of the channel impulse response is the sequence
25 %   of (time,value) pairs given by (t(1:np(k),k), h(1:np(k),k))

```

Função “uwb_sv_cnvrt_ct”:

```

1 % reduz o resultado de tempo contínuo para resultado de tempo discreto
2 [hN,N] = uwb_sv_cnvrt_ct( h_ct, t_ct, np, num_channels, ts );
3 % convert continuous-time channel model h_ct to N-times oversampled
4 % discrete-time samples
5 % h_ct, t, np, and num_channels are as specified in uwb_sv_model
6 % ts is the desired time resolution
7 %
8 % hN will be produced with time resolution ts / N.
9 % It is up to the user to then apply any filtering and/or complex
10 % downconversion and then decimate by N to finally obtain an impulse
11 % response at time resolution ts.
12
13 if N > 1,
14     h = resample(hN, 1, N); % decimate the columns of hN by factor N
15 else
16     h = hN;
17 end
18 % correct for 1/N scaling imposed by decimation
19 h = h * N;
20
21 chan_imp_resp = h;

```

```

22
23 % -----
24 % Transmissor
25 % -----
26 [dado_trans, seq_PAMDS_mod, seq_DS_mod, cod_DS, bits_tr, Dlay_us, ...
27     idx_path] = tx_i_uwb_ds_pam_Mpath_n_antenas(n_us, nbits, Nc, Tf, ...
28     Tp, Tc, dt, Pot_dB, formato_pulso, fator_pulso, chan_imp_resp, ...
29     tipo_seq, n_antena)
30
31 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
32 % Transmissao Sistema I-UWB DS-PAM binario em canal AWGN
33 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
34 %                                     % Bruno A. A. – 09/2006 %
35 %                                     % Lisiane C. H. – 2006 %
36 %                                     %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
37 %
38 % This functions is adapted from "cp0202_transmitter_2PAM_DS.m" by Guerino
39 % Giancola – M files of the book "Understand Ultra Wide Band Radio
40 % Fundamentals"
41 %
42 % A funcao retorna:
43 % dado_trans = seq de dados transmitida por todos usuarios
44 % seq_PAMDS_mod = sinal modulado no formato DS-PAM
45 % seq_DS_mod = sinal de referencia sem modulacao PAM
46 % bits_tr = bits gerados
47 % codigo_DS = sequencia DS
48 %

```

Aqui é utilizada a função “uwb_pulse_shape” que é responsável pela Geração do Formato de Pulso:

```

1 pulso_tx = uwb_pulse_shape(formato_pulso, fator_pulso, amost_pulso, dt, Tp, Pot, Tf);

```

É utilizada também a função “desloca_fill_0_matriz”, criada por Taufik Abrão:

```

1 % function [Seqs_expand] = desloca_fill_0_matriz(Seqs,Dly)
2 %
3 % a funcao desloca cada linha da matriz de d posicoes para a direita
4 % sendo d definido pela i-esimo elemento do vetor dly, preenchendo com
5 % ZEROS as d posicoes iniciais. Finalmente, preenche tambem com Zeros
6 % as posicoes finais ate completar a matriz resultante de dimensao K linhas
7 % e N+d_max colunas
8 % d compreendido entre 0 e length(vetor)

```

```

9  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
10
11 % -----
12 % Receptor
13 % -----
14 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
15 % Recepcão Sistema I-UWB DS-PAM binário em canal SV Mod com PIC
16 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
17 %                                     % Bruno A. A. – 09/2006 %
18 %                                     % Lisiane C. H. – 2006 %
19 %                                     %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
20 [erros] = rx_2_i_uwb_ds_pam_Mpath(n, ...
21     dado_rec, seq_DS_mod, nbits, n_us, codigo_DS, amost_frame, ...
22     atraso_us, chan_imp_resp, idx_path, L_finger, n_stg, Nc, ...
23     Tf, Tc, Tp, dt, fator_pulso, formato_pulso, Pot_dB, bits_trans)
24
25 % n = numero de antenas
26 % A funcao retorna:
27 % erros = erros em cada estg do PIC
28 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

Aqui é utilizada a função “pic_i_uwb_ds_pam_Mpath” que é responsável pelo PIC:

```

1  % ----- PIC ----- %
2  if and(n_stg > 0, stg < n_stg)
3      [data_estim_pic] = pic_i_uwb_ds_pam_Mpath(bits_estim, dado_rec, ...
4          chan_imp_resp, n_us, atraso_us, Nc, codigo_DS, Tf, Tc, Tp, ...
5          dt, fator_pulso, formato_pulso, Pot_dB, n);
6  end
7  % ----- %
8  % A funcao retorna:
9  % data_estim_pic = bits estimados em cada 1 estg PIC
10 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

Para calcular a correlação cruzada, utilizou-se a função “corr_per_sqrd_avg”:

```

1  % [R2_avg] = corr_per_sqrd_avg(s1,s2)
2  %
3  % calcula a correlacao cruzada Periodica quadratica media entre s1 e s2
4  % para todos os atrasos relativos: composicao de duas parcelas.
5  %
6  % s1 e s2 representam o pulso

```


Anexo D – Artigos Publicados

D.1 Publicações Relativas ao Trabalho de Investigação

Fernando Ciriaco, Lisiane C. Heringer, Luis Albuquerque, Taufik Abrão, Paul Jean E. Jeszensky. *Detectores Multiusuários Adaptativos para DS-CDMA*. Revista Semina Tecnológica, vol. 27, no.1, Jan-Jun 2006, pp. 63-78. <http://www.uel.br/proppg/semina/>

Lisiane C. Heringer, Bruno A. Angélico, Taufik Abrão e Paul Jean E. Jeszensky. *Sistemas de Comunicação de Banda Ultralarga (UWB)*, Revista Inatel, vol. 9, no. 1, pp. 8-20, Novembro 2006.

Detectores Multiusuários Adaptativos para DS-CDMA

Adaptive Multiuser Detectors for DS-CDMA Systems

Fernando Ciriaco¹; Lisiane Heringer²; Luis Carlos Albuquerque³; Taufik Abrão⁴; Paul Jean E. Jeszensky⁵

Resumo

Este trabalho faz uma revisão dos principais detectores multiusuários adaptativos ((MuD-Adpt) subótimos para sistemas DS-CDMA (*Direct Sequence - Code Division Multiple Access*). São enfocados os detectores adaptativos baseados no erro quadrático médio mínimo (MMSE - *Minimum Mean Square Error*) e os de descorrelação (MuD-Dec). Detectores multiusuários apresentam ótima resistência ao efeito perto-longe (*near-far effect*) e combatem efetivamente a interferência de múltiplo acesso (MAI). Resultados numéricos comparativos caracterizam o aumento substancial de desempenho desses detectores adaptativos em relação ao receptor convencional com filtro casado (Conv).

Palavras-chave: DS-CDMA, Detecção Multiusuário, Descorrelacionador, MMSE, Algoritmos de Detecção Adaptativos, Convergência, 3G.

Abstract

This work makes a review of the main Adaptives Multi-user Detectors (MuD-Adpt) for Direct Sequence - Code Division Multiple Access (DS-CDMA) systems. The MuD-Adpt based on Minimum Mean Square Error (MMSE) and Decorrelator (MuD-Dec) are focused. Multi-user detectors show great resistance to the near-far effect and combat effectively the Multiple Access Interference (MAI). Comparative numeric results characterize the substantial performance improvement of those detectors in relation to the matched filter conventional receiver (Conv).

Keywords: DS-CDMA, Multi-user Detection, Decorrelator, MMSE, Adaptive Detection Algorithms, Convergence, 3G.

^{1,2,3} Alunos de mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Londrina (DEEL-UDEL)

⁴ Professor Adjunto do DEEL-UDEL; taufik@uel.br

⁵ Professor Titular da Escola Politécnica da USP, PTC; pjj@lcs.poli.usp.br

Introdução

O detector convencional baseado no filtro casado resulta em uma capacidade sistêmica bem abaixo da capacidade do canal, além de sofrer a limitação de não ser resistente ao efeito *near-far*, requerendo cuidadoso e preciso controle de potência. Assim, estudos realizados nos últimos quinze anos têm buscado novos algoritmos de detecção multiusuário (MuD) objetivando a redução ou mesmo a eliminação da interferência de múltiplo acesso (MAI). Versões MuD subótimas fixas foram tratadas em (ABRÃO; JESZENSKY, 2001a) (ABRÃO; JESZENSKY, 2001b).

Abordagens adaptativas para a técnica de detecção multiusuário subótima para sistemas de múltiplo acesso por divisão de código (CDMA - *Code Division Multiple Access*) prometem aumento de desempenho e de capacidade por meio da atualização contínua das estimativas dos parâmetros de canal. Basicamente, existem três formas de implementação desses algoritmos: descorrelacionador, erro quadrático médio mínimo (MMSE - *Minimum Mean Square Error*) e cancelamento de interferência adaptativos (VUCETIC; WOODWARD, 1998; ZVONAR; DUEL-HALLEN, 1995; MOSHAVI, 1996; VERDÚ, 1998). Sob o ponto de vista da necessidade de conhecimento das informações dos usuários interferentes, as estruturas MMSE adaptativas não apresentam imposições para atingir desempenho aceitável; o descorrelacionador adaptativo pressupõe um conhecimento razoavelmente preciso dos parâmetros de sistema e as estruturas de cancelamento de interferência (IC) adaptativas necessitam um acurado conhecimento dos parâmetros dos interferentes mais significativos.

Detectores adaptativos são realizações aproximadas de estruturas receptoras multiusuário fixas. Nos detectores multiusuários subótimos subtrativos, são geradas estimativas de interferência MAI e posteri-

ormente subtraídas do sinal desejado. As estruturas receptoras baseadas no cancelamento de interferência sucessivo e paralelo, SIC e PIC (*Successive e Parallel Interference Cancellation*), respectivamente, e o ZF-DF (*Zero Forcing Decision Feedback*) pressupõem a explícita detecção seguida do cancelamento de cada sinal de usuário a partir dos demais. Tais técnicas têm como pré-requisito o conhecimento acurado dos parâmetros de canal e podem, em certas condições de operação do sistema, resultar em excessiva complexidade computacional.

Em (LIN; LEE; TAN, 2002) foi proposto um receptor parcialmente adaptativo, visando a incrementar a supressão da MAI. Na ausência de informação do canal, a supressão eficaz da interferência é conseguida construindo-se um conjunto de canceladores de lóbulo lateral generalizado (*Generalized Side-Lobe Cancellation*), associado à técnica do gradiente conjugado. Zhu *et al* (ZHU; ARASARATNAM; CONSTANTINIDES, 2002) propuseram um receptor DS-CDMA adaptativo cego para ambientes de canal multipercursos práticos baseado na separação das componentes multipercursos, com identificação usuário-e-atraso. Já em (MAROUANE; KACHOURI; KAMOUN, 2004) propôs-se uma abordagem de detecção *single-user* adaptativa que utiliza um filtro adaptativo baseado no critério do mínimo erro quadrático médio (LMS - *Least Mean Squared*), capaz de combater a MAI e combinar coerentemente os multi-percursos.

Resultados recentes da literatura sobre MuD-Adapt incluem (MUCCHI *et al.*, 2004), (LI; HAMOUDA, 2005), (TAKAWIRA, 2005), (SUN; BI; ZHANG, 2004), (KARAYIANNIS; CHOOKIARTI, 2005), (ZHANG; D'AMOURS; YONGACOGU, 2005), (NIEKERK; MNENEY, 2004). Uma versão modificada para o detector multiusuário adaptativo cego DS-CDMA (*Direct Sequence - CDMA*) é proposta em (MUCCHI *et al.*, 2004). Já em (LI; HAMOUDA, 2005) os autores analisam um esquema de detecção multi-

estágio de baixa complexidade para sistemas DS-CDMA capaz de tratar o sinal com desvanecimento plano e seletivo em frequência a partir da técnica adaptativa cego no primeiro estágio. O autor de (TAKAWIRA, 2005) quantifica o desempenho de um detector multiusuário adaptativo cego baseado no algoritmo de módulo constante ajustado linearmente (LCCMA), tanto em um canal estacionário como em não-estacionário. Já em (SUN; BI; ZHANG, 2004) os autores utilizam o LCCMA no desenvolvimento de um detector multiusuário adaptativo cego de convergência rápida, também para sistemas DS-CDMA. Em (KARAYIANNIS; CHOOKIARTI, 2005) foram desenvolvidos detectores adaptativos com estimativas diretas (DEA) para sistemas CDMA. (ZHANG; D'AMOURS; YONGACOGLU, 2005) aplicaram a técnica adaptativa para detecção multiusuário SISO (*soft-input soft-output*), evitando assim a necessidade da obtenção da informação a priori. Um tutorial recente sobre detecção multiusuário adaptativo para sistemas CDMA pode ser encontrado em (NIEKERK; MNENEY, 2004); primeiramente o foco é dado aos detectores adaptativos cegos; discute-se em seguida questões relativas à codificação de erro aplicado a sistemas de CDMA. Particular atenção é dada à codificação turbo introduzindo-se a possibilidade de se ter um decodificador turbo combinado à arquitetura do detector CDMA.

Deve-se ressaltar a existência de problemas práticos e tópicos de pesquisa ainda abertos, tipicamente associados à taxa de convergência e desempenho de sincronismo dos algoritmos adaptativos, particularmente aplicáveis à detecção multiusuário DS/CDMA.

O modelo de sistema DS/CDMA empregado neste trabalho, baseado em canal com ruído branco Gaussiano aditivo (AWGN - *Additive White Gaussian Noise*) e modulação BPSK (PROAKIS, 1989), foi des-

critado em (ABRÃO; JESZENSKY, 2001a) e não será reproduzido aqui. Na próxima seção são analisadas as principais topologias utilizadas nos detectores MuD-Adapt de decorrelação e MMSE, além de aspectos relacionados à convergência e sincronismo desses algoritmos. Em seguida, são analisados resultados numéricos de convergência e desempenho. Na última seção são destacadas as principais conclusões desse trabalho.

Detectores Multiusuários Adaptativos

Em detectores lineares não adaptativos (MMSE e Descorrelacionador Fixos), faz-se necessário o cômputo da resposta impulsiva do filtro, envolvendo inversões das matrizes de correlação cruzada. São necessárias intensas operações de inversão dessas matrizes quando os canais são assíncronos e suas correlações cruzadas são variantes no tempo. O mesmo se verifica em canais nos quais as potências recebidas sejam variantes no tempo (no caso do receptor MMSE fixo linear multiusuário). Assim, torna-se altamente desejável obter detectores multiusuário lineares que não só eliminem a necessidade do cômputo *on-line* da resposta impulsiva, mas também não se utilize do conhecimento das correlações cruzadas ou das seqüências de espalhamento dos usuários interferentes. Isto pode ser obtido a partir da versão adaptativa do receptor MMSE, o qual é capaz de construir a desejada resposta impulsiva do filtro a partir da forma de onda recebida, pressupondo que os dados do usuário de interesse sejam conhecidos no receptor. Isto implica a transmissão de uma seqüência de treinamento que consiste de uma seqüência de dados previamente conhecida no receptor. O receptor utiliza um padrão adaptativo para ajustar a transformação linear enquanto a seqüência de treinamento está sendo transmitida. Finalmente, caso as correlações cruzadas e ampli-

tudes mudem com o tempo, a seqüência de treinamento pode ser enviada periodicamente para reajustar os parâmetros do receptor. Na prática, é comum realizar ajustes “finos” da transformação linear (uma vez que o algoritmo tenha convergido e a transmissão da seqüência de treinamento tenha sido finalizada), deixando que o algoritmo adaptativo opere com as próprias decisões realizadas pelo detector ao invés das informações contidas na seqüência de treinamento. A este procedimento denomina-se decisão direcionada. A única informação necessária no receptor para se obter a equalização adaptativa MMSE é a seqüência de treinamento para o usuário de interesse. O sincronismo é requerido apenas em nível de símbolo, dependendo do número de estágios (*time span*) do filtro receptor. A amostragem à taxas de sub-chip permite reduzir os requisitos de sincronismo.

A imposição do requisito seqüência de treinamento em receptores adaptativos implica algum tipo de *overhead* de sistema, equivalente a um tom piloto ou seqüência preâmbulo em uma abordagem utilizando estimação de canal. Para evitar este tipo de *overhead*, os trabalhos (HONIG; MADHOW; VERDÚ., 1995) (MADHOW, 1998) (WANG; POOR, 1998b) (ULUKUS; YATES, 1998) (WANG; POOR, 1998a) (TONG; PERREAU, 1998) exploram técnicas cegas de equalização a fim de possibilitar a eliminação da seqüência de treinamento. Isso tem-se mostrado possível, porém com alguma restrição no grau de distorção introduzida pelo canal. A técnica, todavia, tem apresentado bons resultados na eliminação da interferência banda estreita (NBI) e simultaneamente na supressão da interferência MAI.

Detector Multiusuário de Descorrelação Adaptativo

O receptor multiusuário de Descorrelação multiplica a saída de um banco de filtro casados pela inversa da matriz de correlação cruzada, (32) em (ABRÃO;

JESZENSKY, 2001a):

$$\hat{\mathbf{b}}_k = \text{sgn}(\mathbf{R}^{-1}\mathbf{y}) \quad (1)$$

onde $\hat{\mathbf{b}}_k$ é a estimativa dos dados, \mathbf{R} é a matriz de correlação (auto e cruzada) e \mathbf{y} é o vetor saída de um banco de filtro casados. Chen e Roy (CHEN; ROY., 1994) mostraram como realizar de forma adaptativa o detector de Descorrelação; propuseram o filtro para a reconstrução do sinal da Fig. 1 objetivando a obtenção da descorrelação dos sinais. Como desvantagem, há aumento de ruído em relação ao Descorrelacionador fixo. A abordagem consiste em encontrar o vetor de coeficientes, o qual multiplica as seqüências de espalhamento para formar uma boa estimativa para o sinal recebido. Assume-se canal AWGN. No início de cada intervalo de símbolo, os coeficientes são anulados e então atualizados a cada intervalo de amostragem.

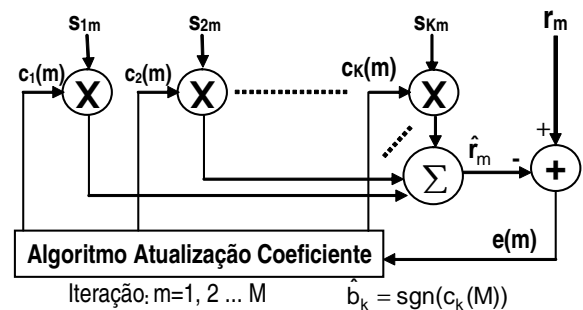


Figura 1: Receptor de descorrelação adaptativo, usuário k

Os coeficientes ótimos do filtro transversal para a n -ésima iteração pode ser computada de acordo com:

$$\mathbf{c}(n) = \mathbf{R}^{-1}(n)\mathbf{D}(n) \quad (2)$$

onde, empregando a abordagem de mínimos quadrados, a matriz de correlações amostrada pode ser determinada iterativamente por (HAYKIN, 1996):

$$\mathbf{R}(n) = \sum_{m=1}^n \lambda^{n-m} \mathbf{S}_m^H \mathbf{S}_m \quad (3)$$

Detectores Multiusuários Adaptativos para DS-CDMA

$$\mathbf{D}(n) = \sum_{m=1}^n \lambda^{n-m} r_m \mathbf{S}_m^H \quad (4)$$

onde \mathbf{S}_m é o vetor observação (no contexto MuD, o código de espalhamento), r_m é a resposta desejada e $\lambda =$ constante de decaimento da memória (ou fator de esquecimento), com valores no intervalo $[0,1]$. Valores de $\lambda < 1$ permitem obter sincronismo em canais não estacionários: quanto menor o valor de λ , maior a adaptabilidade às mudanças do canal. Os valores finais para \mathbf{c} do filtro ótimo são:

$$\mathbf{c}(M) = \sqrt{\mathbf{E}}\mathbf{b} + \mathbf{R}(M)^{-1}\mathbf{\Gamma} \quad (5)$$

onde $\mathbf{E} = \text{diag}\{E_1, E_2, \dots, E_K\}$ é a matriz energia recebida, $\mathbf{\Gamma} = \mathbf{S}^H \mathbf{n}$ é um processo Gaussiano de média zero e M é o número de amostras por símbolos. A expressão (5) indica a versão adaptativa para o detector de Descorrelação em (ABRÃO; JESZENSKY, 2001a). Decisões são feitas de acordo com os sinais das derivações do filtro ao final de cada período de símbolo,

$$\hat{\mathbf{b}} = \text{sgn}[\mathbf{c}(M)] \quad (6)$$

com média $\bar{\mathbf{c}} = \sqrt{\mathbf{E}}\mathbf{b}$ e variância de cada coeficiente dada pelos elementos da diagonal da matriz de covariância:

$$\sigma_c^2 = [\sigma_{c1}^2 \sigma_{c2}^2 \sigma_{c3}^2 \dots \sigma_{cK}^2]^H = \sigma_n^2 \text{diag}(\mathbf{R}^{-1}) \quad (7)$$

Assume-se independência das amostras do ruído. A taxa de erro de bit (BER) para o k -ésimo usuário à saída do Descorrelacionador adaptativo em canal AWGN será:

$$P_k^{DecAdp} = Q\left(\frac{A_k}{\sigma_{c_k}}\right) \quad (8)$$

onde A_k representa a amplitude recebida do k -ésimo usuário e $Q(\cdot)$ está relacionado à função erro complementar, com $Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty e^{-\frac{u^2}{2}} du = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$. Uma possível alternativa ao esquema

adaptativo de Chen e Roy (CHEN; ROY., 1994) foi proposto em (MYERS; MAGANA, 1997) para o cálculo dos coeficientes do detector de Descorrelação sem a necessidade de inversões de matrizes. A técnica está baseada em um eficiente cálculo de ortogonalização de Gram-Schmidt para todos os vetores de espalhamento.

Observe-se que o detector de descorrelação adaptativo deve obter estimativas de dados a cada intervalo de bit, T_b . Neste intervalo, o detector MuD-Adapt deve reconstruir o sinal transmitido a partir do sinal recebido e das seqüências dos usuários. É comum iniciar as estimativas para os coeficientes do filtro um vetor aleatório binário bipolarizado (± 1).

Visando a garantir convergência do algoritmo Decor-Adapt para diferentes condições de operação do sistema como relação sinal-ruído SNR , número de usuários ativos K , efeito *near-far*, entre outros, é comum adotar a seguinte regra prática para o parâmetro passo de convergência:

$$\mu = \frac{\mu_{max}}{10}$$

sendo μ_{max} o maior valor encontrado na etapa de treinamento. A vantagem desse método é que não é necessário uma etapa de treinamento. No entanto, para ser possível estimar o símbolo transmitido do k -ésimo usuário com acurácia, deve-se realizar um número de iterações em tempo real da ordem de 200, quando o sistema estiver operando em canais AWGN e carregamento médio, podendo resultar em um tempo de processamento maior que períodos de bit típicos para aplicações multimídia, acarretando na impossibilidade de implementação.

Detector Multiusuário MMSE Adaptativo

O detector MMSE adaptativo é empregado quando os parâmetros dos interferentes são desconhecidos

e/ou variantes no tempo. O número de coeficientes em um receptor MMSE está relacionado ao ganho de processamento e não ao número de usuários ativos. Processando diretamente amostras do sinal recebido em intervalos de chip (ou sub-chip), o receptor MMSE adaptativo opera como um equalizador adaptativo. Compreende um filtro que simultaneamente está casado com o sinal do usuário desejado, suprimindo a interferência dos demais usuários através da minimização do erro quadrático médio (MSE - *Mean Square Error*). Tal minimização pode ser realizada sobre todos os usuários ou para cada usuário individualmente. Pode-se mostrar que as duas abordagens são equivalentes (VERDÚ, 1998). As componentes do custo MSE a serem minimizadas incluem os efeitos da MAI, da interferência intersimbólica (ISI), do ruído AWGN e, às vezes, da NBI.

Com um adequado número de estágios no filtro adaptativo, o receptor MMSE adaptativo atua como um receptor RAKE (HONIG; MADHOW; VERDÚ, 1995), combinando energia de todas as componentes multipercursos de um sinal de usuário, sem a necessidade de complexidade extra para tratar separadamente a sincronização de cada um dos multipercursos. Como o receptor MMSE linear fixo, definido pela transformação linear (ABRÃO; JESZENSKY, 2001a)

$$\mathbf{T} = [\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1} \quad (9)$$

requer o conhecimento da matriz de correlação normalizada, das amplitudes dos sinais, da potência de ruído e um banco de filtro casado sincronizados, acaba por sofrer do problema de muitos receptores multiusuários que consiste em assumir o conhecimento de demasiada quantidade de parâmetros. Adicionalmente, nos casos nos quais o canal não for estacionário, far-se-ão inúmeras e repetidas inversões de matrizes, resultando em elevado custo computacional. No entanto, o detector MMSE pode ser aproximado por um filtro de resposta impulsiva (FIR) adap-

tativo, sendo tratado exatamente como um problema de equalização adaptativa com um critério de erro MSE. Neste caso, a transformação linear para o receptor MMSE adaptativo torna-se:

$$\mathbf{T} = [\mathbf{Q} + \sigma^2 \mathbf{I}_K]^{-1} \quad (10)$$

com \mathbf{I}_K matriz identidade de dimensão K , a matriz $\mathbf{Q} = \sqrt{\mathbf{E}}\mathbf{H}\sqrt{\mathbf{E}}$, $\mathbf{H} = \mathbf{P}^H\mathbf{P}$ e $\mathbf{P} = [\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \dots, \mathbf{p}_K]$, com \mathbf{p}_k o código de espalhamento que identifica o k -ésimo usuário em um sistema DS-CDMA coerente em canal AWGN (ABRÃO; JESZENSKY, 2001a). Nele $[\cdot]^H$ representa o operador matricial Hermitiano, i.e., o complexo conjugado transposto.

Uma importante característica no receptor MMSE adaptativo é que o critério MSE pode ser minimizado para cada usuário individualmente:

$$\hat{\mathbf{b}}_k = \text{sgn}(\mathbf{c}_k^H \mathbf{r}) \quad (11)$$

onde os coeficientes do filtro linear MMSE \mathbf{c}_k podem ser obtidos a partir de duas formas:

$$\begin{aligned} \mathbf{c}_k &= (\mathbf{Q} + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \sqrt{E_k} \mathbf{p}_k \\ &= \mathbf{P} [(\mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_K)^{-H}]_k \end{aligned}$$

onde $[\cdot]_k$ representa a extração da k -ésima linha da matriz. A última igualdade em (11) pode ser mostrada empregando-se identidade de Woodbury (lema da inversão de matriz, (HAYKIN, 1996)). A resistência ao efeito *near-far* para o detector MMSE linear adaptativo é a mesma do MMSE fixo, (27) em (ABRÃO; JESZENSKY, 2001a); para o primeiro usuário tem-se:

$$\bar{\eta}_1^{MMSE_{adapt}} = 1 - \mathbf{a}_1^T \mathbf{R}_1^{-1} \mathbf{a}_1 \quad (12)$$

A saída do filtro MMSE adaptativo é (ABRÃO; JESZENSKY, 2001a)

Detectores Multiusuários Adaptativos para DS-CDMA

$$z_k = \mathbf{t}_k^H \mathbf{R} \sqrt{\mathbf{E}} \mathbf{b} + \mathbf{t}_k^H \mathbf{P}^H \mathbf{n} \quad (13)$$

$$\text{com média} \quad \bar{z}_k = \mathbf{t}_k^H \mathbf{R} \sqrt{\mathbf{E}} \mathbf{b}$$

$$\text{e variância} \quad \sigma_{z_k}^2 = \sigma_n^2 \mathbf{t}_k^H \mathbf{R} \mathbf{t}_k$$

Para encontrar a BER, é necessário somar a cauda da função Gaussiana sobre todos os possíveis vetores de dados empregando-se a média e variância acima. Isto resulta em um cálculo dispendioso. Uma aproximação pode ser derivada caracterizando a distribuição z_k , condicionada a $b_k = 1$. Assumindo-se que os dados do usuário de interesse tenham média zero, sejam independentemente distribuídos e tomando o teorema do limite central, z_k pode ser considerada uma variável aleatória com distribuição Gaussiana. A saída do filtro terá média e variância dadas por:

$$\text{média:} \quad \bar{z}_k = \mathbb{E}[z_k | b_k = 1] = 1 - J_{\min_k} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \text{variância:} \quad \sigma_{z_k}^2 &= \mathbb{E}[(z_k - \bar{z}_k)^2 | b_k = 1] \quad (15) \\ &= \bar{z}_k - \bar{z}_k^2 = J_{\min_k} (1 - J_{\min_k}) \end{aligned}$$

onde $\mathbb{E}[\cdot]$ é o operador esperança estatística, com J_{\min_k} = mínimo valor para o erro MSE, usuário k , dado por:

$$J_{\min_k} = 1 - \alpha_k^H (\mathbf{Q} + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \alpha_k \quad (16)$$

$$\text{onde} \quad \alpha_k = \sqrt{E_k} \mathbf{p}_K$$

A aproximação Gaussiana para o desempenho de BER do usuário k de um receptor MMSE adaptativo ideal é:

$$P_k^{MMSE \text{ Adpt Assinc}} \approx Q \left(\sqrt{\frac{1 - J_{\min_k}}{J_{\min_k}}} \right) \quad (17)$$

Uma pequena modificação no MMSE adaptativo deve ser feita na abordagem seguida até aqui para

contemplar canal AWGN assíncrono. O receptor adaptativo necessita conhecer os dados do usuário de interesse e sincronizá-lo ao nível de bit. Para um sistema DS-CDMA assíncrono, Miller (MILLER, 1995), assumindo hipótese Gaussiana, centrada sobre os pontos de sinal em $b_k \in \{-1, 1\}$, obteve:

$$P_k^{MMSE \text{ Adpt Assinc}} \approx Q \left(\sqrt{\frac{1}{J_{\min_k}}} \right) \quad (18)$$

A resistência ao efeito *near-far* do detector MMSE linear *one-shot* (VERDÚ, 1998) é a mesma do detector de descorrelação *one-shot*, mas não é tão bom quanto do detector de descorrelação assíncrono (VERDÚ, 1998). Note-se que para baixas SNR a média da distribuição Gaussiana é bastante próxima de zero e, portanto, a BER é maior no caso assíncrono. O filtro MMSE pode ser aproximado adaptativamente por muitos algoritmos (HAYKIN, 1996). Alguns desses algoritmos serão vistos rapidamente a seguir.

Algoritmo LMS para o Detector MMSE

O algoritmo de mínimo erro quadrático médio (LMS) aproxima o método declive máximo (*steepest descent*) (HAYKIN, 1996). Opera tomando passos pequenos sobre a superfície de desempenho do erro quadrático em direção ao gradiente negativo. Emprega-se a estimação de gradientes instantâneos. Os coeficientes são atualizados seguindo:

$$\begin{aligned} \hat{c}_k(n+1) &= \hat{c}_k(n) - \mu \nabla \left[|e_k(n)|^2 \right] \\ &= \hat{c}_k(n) + \mu E[r_k(n) e_k^*(n)] \\ &\approx \hat{c}_k(n) + \mu r_k(n) e_k^*(n) \quad (19) \end{aligned}$$

onde, n = tempo discreto; μ = dimensão do passo, limitado pelos requisitos conflitantes: operação estável e velocidade de convergência aceitável. Assumindo-se conhecido o bit a ser detectado, o erro

será dado por:

$$e_k(n) = b_k(n) - z_k(n) \quad (20)$$

onde $z_k(n) = \hat{c}_k(n)r_k(n)$.

A Fig. 2 mostra a estrutura de um detector MMSE adaptativo LMS *single-user* realizado a partir do processamento direto do sinal recebido amostrado, resultando em uma estrutura simples. A implementação é feita através de uma linha de atraso e de mecanismo de atualização dos coeficientes do filtro a partir de derivações apropriadas. Como vantagem, o algoritmo não requer sincronização acurada e estágios de processamento multiusuário, os quais aumentam a complexidade do receptor DS/CDMA.

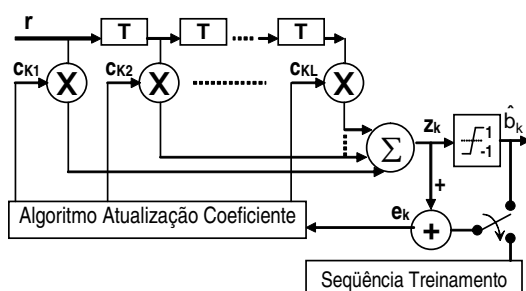


Figura 2: Receptor MMSE adaptativo *single-user* para o k -ésimo usuário baseado em filtro Transversal FIR

O detector MMSE adaptativo da Fig. 2 procura estimar o símbolo transmitido pelo k -ésimo usuário. Para isso, após convergência, os valores dos coeficientes do filtro devem resultar próximos aos valores de chip da sequência de espalhamento. Adicionalmente, esses coeficientes também devem refletir os efeitos da MAI, *near-far* e do ruído AWGN. Verificou-se, por meio de simulação, que a adoção de valores aleatórios binários bipolarizados (± 1) como estimativa inicial para os coeficientes melhora sensivelmente a velocidade de convergência do algoritmo em canal AWGN quando a SNR for elevada.

Alguns resultados preliminares indicaram uma alta sensibilidade do algoritmo ao parâmetro μ . O

incremento de valores para esse parâmetro, mesmo que modesto, resultou, em degradação de desempenho (em termos de BER). Optou-se por utilizar um valor de μ bem conservador, garantindo a estabilidade do algoritmo. Com isso, adotou-se o parâmetro $\mu = \mu_{max}/200$, sendo μ_{max} o maior valor encontrado na etapa de treinamento, tal que ainda há convergência. A desvantagem desse método é a necessidade de uma etapa de treinamento, acarretando em diminuição da taxa líquida de informação transmitida. Além disso, para que seja possível estimar com uma certa acurácia o símbolo transmitido do k -ésimo usuário, deve-se realizar um número de iterações da ordem de 1000 na etapa de treinamento. Observe-se que o processo de treinamento para o detector MMSE adaptativo da Fig. 2 deve ser repetido para atender os k usuários de interesse, pois trata-se de uma abordagem *single-user*.

Short, Xie and Rushforth, (XIE; SHORT; RUSHFORTH, 1990), aplicaram a abordagem MMSE linear adaptativa à estrutura multiusuário. Uma possível implementação para o receptor MMSE adaptativo multiusuário é mostrada na Fig.3. As saídas do banco de filtros casados são processadas por um filtro transversal FIR adaptativo. A desvantagem da abordagem multiusuário inclui aumento de complexidade e requisito do banco de correlatores sincronizados. Em algoritmos adaptativos, o uso de passos μ , mesmo que pequenos (diferentes de zero) implica que os valores finais dos coeficientes calculados desviam-se aleatoriamente dos valores ótimos, ou seja, da solução de Wiener; portanto sempre resultam em algum desajuste no filtro adaptativo. O erro quadrático médio acima daquele obtido pelo custo MMSE é denominado excesso de erro quadrático médio. O desajuste no filtro adaptativo é dado por (HAYKIN, 1996):

$$\mathcal{M} = \frac{J_{exc}(\infty)}{J_{min}} = \sum_{i=1}^M \frac{\mu \lambda_i}{2 - \mu \lambda_i} \quad (21)$$

Detectores Multiusuários Adaptativos para DS-CDMA

onde $J_{exc}(\infty)$ é o excesso de MSE após convergência total; λ_i é o i -ésimo autovalor da matriz de correlações \mathbf{M} , dimensão $M \times M$.

Em ambiente não estacionário, o retardo de sincronismo também resulta em excesso de erro MSE. Em ambiente com elevado ruído ou interferência faz-se necessário desativar a operação de decisão direcionada; caso contrário, pode ocorrer reversão à saída do filtro e as distribuições de probabilidade condicional não mais aproximam a média e variância.

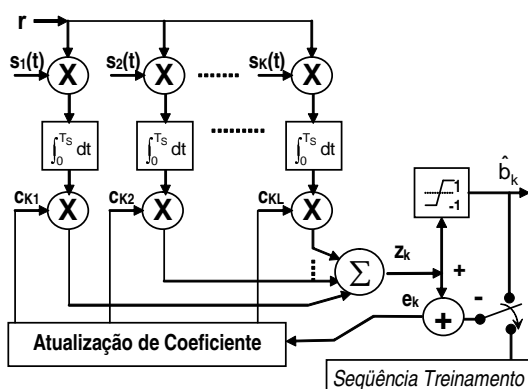


Figura 3: Detector MMSE adaptativo multiusuário, usuário k

O detector MMSE adaptativo multiusuário busca estimar o símbolo transmitido pelo k -ésimo usuário a partir de um banco de filtros casados às seqüências de espalhamento. Nesse caso, não há conhecimento prévio da região (valores) para os coeficientes. Dessa forma, utilizou-se como estimativa inicial para os coeficientes um vetor de zeros.

Para esse algoritmo com abordagem multiusuário, não há necessidade de se utilizar um valor conservador para o parâmetro μ , diminuindo consideravelmente o número de iterações necessário à convergência do algoritmo. Com isso, nos resultados de simulação da seção adotou-se parâmetro $\mu = \mu_{max}/10$.

Esse método também possui a desvantagem da necessidade de uma etapa de treinamento, acarretando

em diminuição da taxa líquida de informação transmitida. No entanto, para que se possa estimar com acurácia o símbolo transmitido pelo k -ésimo usuário, deve-se realizar um número de iterações da ordem de 300 na etapa de treinamento e mesmas condições de operação que no algoritmo anterior, mostrando que essa técnica é mais vantajosa do que o método MMSE *single-user* discutido anteriormente.

O algoritmo LMS normalizado (NLMS) é uma variação do LMS, dado em (19), com vantagens de realização (HAYKIN, 1996). Nesta variante do algoritmo LMS, o valor do passo é obtido de forma dinâmica, de tal forma a ser o inverso da potência do sinal instantâneo:

$$\mu = \frac{\bar{\mu}}{a + \|\mathbf{r}(n)\|^2} \tag{22}$$

onde $\bar{\mu}$ = constante empregada no ajuste da velocidade de convergência; a é a constante que garante a estabilidade quando a energia do sinal for pequena.

O filtro adaptativo requer um período inicial de treinamento, durante o qual o sinal erro empregado para atualização é gerado a partir da diferença entre a saída do filtro transversal FIR e uma cópia da seqüência transmitida, conhecida e armazenada no receptor. Após a fase de “aprendizado”, os coeficientes podem ser mantidos constantes para um ambiente estacionário, ou continuamente adaptados às variações do canal no modo decisão direcionada. Nesta fase, o erro é formado a partir de:

$$e_k(n) = \hat{b}_k(n) - \mathbf{c}_k^H \mathbf{r} \tag{23}$$

Quando houver perturbações no canal, mudanças no número de usuários ativos (chegadas e partidas) ou mesmo alterações significativas nas potências dos sinais recebidos, um novo aprendizado será necessário.

Um filtro adaptativo proposto em (SLOCK, 1993)

emprega técnicas de gradiente estocástico para alcançar a convergência.

Convergência e Sincronismo do MuD MMSE Adaptativo

O maior problema do receptor MMSE adaptativo consiste na inadequada velocidade de convergência e capacidade de sincronismo. Convergência lenta implica grandes períodos de treinamento e novos treinamentos, tempo em que não é possível enviar dados. A convergência da solução MMSE depende da estabilidade das amplitudes e correlações cruzadas. Quando estes parâmetros mudarem muito lentamente, relativamente à velocidade de convergência do algoritmo, é possível ainda seguir essas variações, quer através de seqüência de treinamento, quer no modo decisão direcionada. No entanto, caso haja uma mudança súbita no canal CDMA, como, por exemplo, a ativação de um usuário com potência elevada, o algoritmo de decisão direcionada será iniciado usando decisões não confiáveis, podendo não convergir. Faz-se necessário, então, que o receptor seja capaz de detectar tal mudança brusca e orientar o usuário a interromper sua transmissão de dados e dar lugar ao envio da seqüência de treinamento. Dois parâmetros afetam a velocidade de convergência do filtro LMS:

1. dimensão do filtro;
2. espalhamento dos autovalores da matriz de correlação

$$\vartheta = \frac{\lambda_{\max}}{\bar{\lambda}_{\text{eft}}} \quad (24)$$

onde λ_{\max} = máximo autovalor de \mathbf{R} e $\bar{\lambda}_{\text{eft}}$ = autovalor médio efetivo; os autovalores insignificantes são desprezados.

As duas principais vantagens do algoritmo LMS são simplicidade e imunidade a ruído. A comple-

xidade de implementação do algoritmo LMS é proporcional a $\mathcal{O}(Sp)$, onde p é o número de amostras/símbolo e S é a quantidade de símbolos que o filtro processa.

Algoritmo Mínimos Quadrados Recursivos, RLS para o Detector MMSE

O algoritmo RLS (*Recursive Least Squares*) pode ser aplicado à estrutura linear MMSE, minimizando a função custo a partir da soma dos quadrados, (MILLER, 1995):

$$J_{RLS} = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} |e(i)|^2 \quad (25)$$

Tipicamente resulta em uma maior velocidade de convergência que o LMS. Além disso, a taxa de convergência é independente do espalhamento dos autovalores da matriz de correlação. Aqui, o parâmetro tamanho do passo, conhecido por μ no LMS, é definido pela inversa da matriz de correlação do vetor de entrada. Isto implica diferença na velocidade de convergência quando comparado ao LMS. O cálculo do erro quadrático médio é baseado em uma estimação de erro a priori:

$$\xi(n) = b_k(n) - \hat{c}_k^H(n-1)r_k(n) \quad (26)$$

O maior impedimento da utilização do algoritmo RLS é sua complexidade computacional, $\mathcal{O}(S^2p^2)$.

O algoritmo RLS *padrão* é bastante propenso a problemas de instabilidade numérica e de divergência (HAYKIN, 1996). Isto é de particular interesse em sistemas DS-CDMA com baixo AWGN e nos casos em que ocorre um número significativo de autovalores da matriz de correlação muito menor que a dimensão do filtro. Autovalores muito pequenos ficam próximo ao piso de AWGN e podem, então, causar mal condicionamento da matriz de correlação.

Em (UENG; JENG, 2003) é apresentado um receptor de supressão da MAI e ISI baseado no algoritmo RLS.

Algoritmo LMS no Domínio Transformado, TRLMS

Os potenciais problemas dos algoritmos RLS e LMS padrão motivaram a busca de algoritmos alternativos. Técnicas no domínio transformado consistem em ortogonalizar o sinal de entrada recebido, aumentando então a velocidade de convergência do algoritmo LMS (MARSHALL; JENKINS; MURPHY, 1989). Uma transformação linear, representada pela matriz \mathbf{X} é aplicada ao sinal de entrada:

$$\mathbf{r}_n \rightarrow \mathbf{X}\mathbf{r}_n \quad (27)$$

objetivando diagonalizar a matriz de correlação, \mathbf{R}

$$\mathbf{R}_X = \mathbf{X}\mathbf{R}\mathbf{X}^H \approx \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M] \quad (28)$$

Com uma matriz de correlação aproximadamente diagonal, o LMS pode usar dimensões de passos ótimas e múltiplas, um para cada derivação do filtro, resultando na seguinte equação de atualização dos coeficientes:

$$c(n+1) = c(n) + \mu \text{diag}[\hat{\lambda}_1, \hat{\lambda}_2, \dots, \hat{\lambda}_M]^{-1} e^*(n) \mathbf{r}(n) \quad (29)$$

onde $\hat{\lambda}_j$ = estimativa para o j -ésimo autovalor de \mathbf{R}_X ; $M = Sp$ é a dimensão da linha de atraso com derivações.

A convergência do algoritmo TRLMS é ditada pelo espalhamento dos autovalores da matriz

$$\text{diag}[\hat{\lambda}_1, \hat{\lambda}_2, \dots, \hat{\lambda}_M]^{-1} \mathbf{R}_X = \hat{\mathbf{R}}_X^{-1} \mathbf{R}_X \approx \mathbf{I}_M \quad (30)$$

Idealmente, o espalhamento dos autovalores é agora unitário, e portanto, a velocidade de convergência é muito maior. O principal problema do

emprego da técnica LMS no domínio transformado é escolher uma boa transformação fixa, de modo que seja possível obter aumento na velocidade de convergência que justifique o aumento de complexidade. Este é o caso de canais não estacionários.

Algoritmo Treliça (*Lattice*) para o Detector MMSE

O pré-processamento treliça propicia um caminho adaptativo para a realização da ortogonalização buscada na técnica TRLMS, aumentando a convergência ao final do estágio transversal às custas de adaptação adicional de coeficientes provenientes da estrutura treliça. Uma estrutura treliça com coeficientes de reflexão apropriados propicia a ortogonalização de Gram-Schmidt do sinal de entrada. O algoritmo treliça multicanal mostra desempenho e quantidades numéricas muito bons. No entanto, o preço a ser pago é a alta complexidade computacional, da ordem de $\mathcal{O}(Sp^3)$.

Algoritmo MMSE Adaptativo Cego

O maior impedimento no uso do MMSE adaptativo é o requisito da seqüência de treinamento. Isso implica coordenação extra entre receptor e transmissores, bem como um custo adicional no sistema. O tempo é consumido treinando o receptor ao invés do envio de dados úteis. Técnicas cegas podem eliminar a necessidade da seqüência de treinamento. Honig, Madhow and Verdú (HONIG; MADHOW; VERDÚ., 1995) propuseram um método onde o receptor multiusuário cego deve conhecer apenas a seqüência de espalhamento e atraso do usuário de interesse. A resposta impulsiva do receptor adaptativo é decomposta em duas parcelas ortogonais. Para o k -ésimo usuário, o vetor representando os coeficientes do filtro no receptor será:

$$\mathbf{c}_k = \mathbf{s}_k + \mathbf{x}_k \quad (31)$$

onde \mathbf{s}_k é a seqüência de espalhamento que identifica o k -ésimo usuário; esta componente não é adaptativa, atuando como âncora no processo de atualização dos coeficientes do filtro; \mathbf{x}_k é a componente adaptativa; parcela variável da atualização dos coeficientes; as atualizações restringem-se a serem ortogonais ao vetor âncora.

O critério de otimização adotado busca a mínima energia de saída (MOE). Com isso, pode-se mostrar que os coeficientes do filtro MMSE convergem. Essa abordagem assume que a seqüência de espalhamento do usuário de interesse seja conhecida exatamente no receptor. Na prática, uma estimativa do vetor de espalhamento recebido, $\hat{\mathbf{s}}_k$, é empregada como um filtro âncora. Quando houver desajustes, como no caso de distorções no canal, deve-se impor restrições ainda maiores sobre \mathbf{x}_k . Deve-se permitir ao excesso de energia do filtro receptor, definido por $\chi = \|\mathbf{x}_k\|^2$, crescer o suficiente para efetivamente cancelar a MAI.

O algoritmo cego apresenta convergência um pouco mais ruidosa quando comparada à abordagem adaptativa baseada em seqüência de treinamento. Este problema torna-se mais pronunciado quando o desajuste entre a estimativa e o sinal original cresce.

Resultados Numéricos

Nesta seção são compilados resultados de desempenho para o sistema DS/CDMA, utilizando os algoritmos adaptativos LMS no processo de detecção MuD Descorrelacionador e MMSE. Duas figuras de mérito foram consideradas na obtenção de um quadro comparativo entre as duas estratégias MuD, convergência e taxa de erro de bit, resultando em três tipos de gráficos de desempenho:

- MSE normalizado \times número de iterações até a convergência;

- $\text{BER} \times E_b/N_0$;
- $\text{BER} \times$ carregamento do sistema

Para os dois primeiros tipos de gráfico de desempenho foram adotados os seguintes parâmetros: seqüências aleatórias de comprimento $N = 31$, número de usuários $K = 10$ usuários, resultando em um carregamento $L = 0, 32$ e cenários com controle perfeito de potência. Para o terceiro tipo de gráfico de desempenho foram adotados $N = 31$, região de relação sinal-ruído média ($E_b/N_0 = 7\text{dB}$) e as seguintes condições de carregamento: $L = 1/31, 5/31, 10/31, 15/31, 20/31, 25/31$ e $31/31$.

Em todas as simulações Monte Carlo (MCS), adotou-se um número mínimo de erros/ponto = 20. Para efeito de comparação, foram incluídos os desempenhos dos detectores convencional (CD), dos detectores Descorrelacionador e MMSE fixos e o limite quando há apenas um único usuário ativo no sistema (SuB - *single user bound*) com modulação BPSK e canal AWGN (PROAKIS, 1989).

Os valores adotados para os parâmetros dos algoritmos adaptativos foram obtidos em duas etapas, considerando carregamento fixo $L = 10/31$:

1. simulações preliminares foram conduzidas adotando-se valores típicos encontrados na literatura;
2. simulações adicionais foram feitas visando à otimização dos parâmetros, de modo não exaustivo, porém com resultados de desempenho superiores aos obtidos na primeira etapa.

As figuras 4 a 12 sintetizam os principais resultados de simulação MCS em canal AWGN síncrono. Observe-se que, como esperado, à medida que a relação sinal-ruído cresce, o erro quadrático médio

Detectores Multiusuários Adaptativos para DS-CDMA

decrece para os três tipos de algoritmos adaptativos analisados: LMS Descorrelacionador, Fig. 4, LMS MMSE *single-user*, Fig. 5 e LMS MMSE multiusuário, Fig. 6.

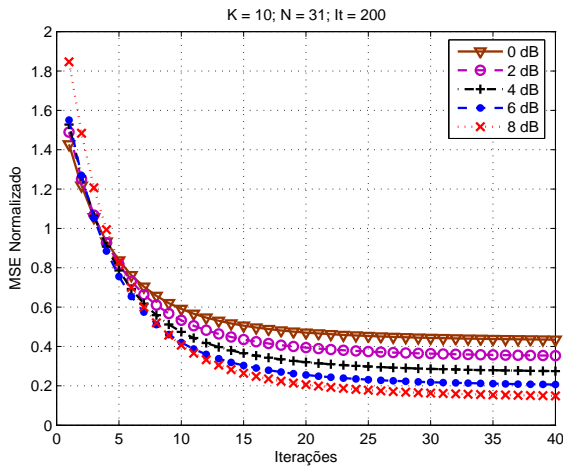


Figura 4: Convergência do algoritmo adaptativo LMS Descorrelacionador para diferentes E_b/N_0 .

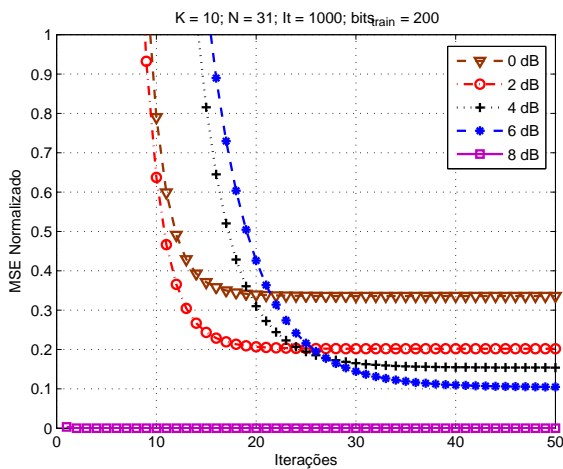


Figura 5: Convergência do algoritmo adaptativo LMS MMSE *single-user* para diferentes E_b/N_0 .

Para todas as figuras de mérito consideradas, o algoritmo adaptativo LMS Descorrelacionador mostrou ter desempenho semelhante ao Descorrelacionador fixo (DEC), porém melhor do que o Convencional, para carregamentos de até $L \approx 0,7$, Figs. 7 e 8. Observe-se que melhoria adicional no desempenho do algoritmo adaptativo LMS Descorrelacionador da Fig. 8 poderia ser obtida caso os parâmetros

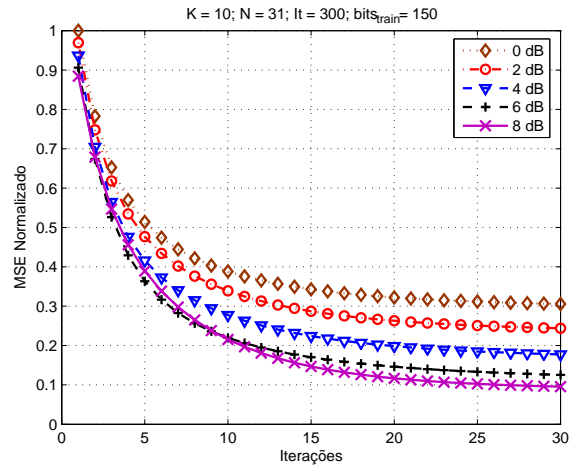


Figura 6: Convergência do algoritmo adaptativo LMS MMSE multiusuário para diferentes E_b/N_0 .

do algoritmo também fosse otimizado em função do aumento do carregamento.

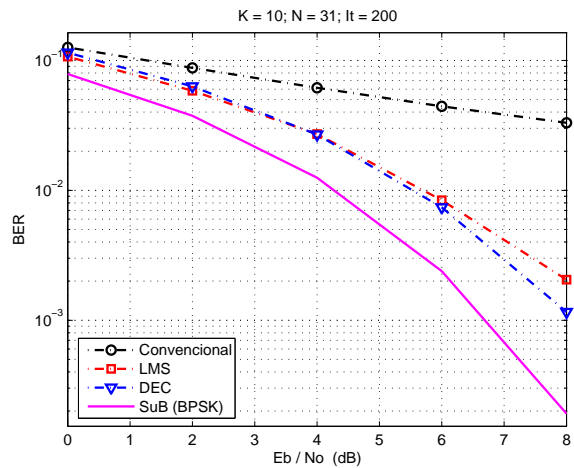


Figura 7: BER para o algoritmo adaptativo LMS Descorrelacionador

O algoritmo adaptativo LMS MMSE *single-user* apresentou melhor desempenho em relação ao detector Convencional e semelhante ao MMSE fixo, principalmente na região de médio carregamento, Fig. 9 e 10. Já para carregamentos próximos à unidade, o LMS MMSE *single-user* adaptativo apresenta melhor desempenho em relação ao MMSE fixo. No entanto, para a região de elevado E_b/N_0 e baixos carregamentos, o algoritmo MMSE fixo apresentará uma tendência de melhor desempenho em relação ao LMS MMSE *single-user* adaptativo, Fig. 9.

Ciriaco, F.; Heringer, L.; Albuquerque, L.C.; Abrão, T.; Jeszensky, P.J.E.

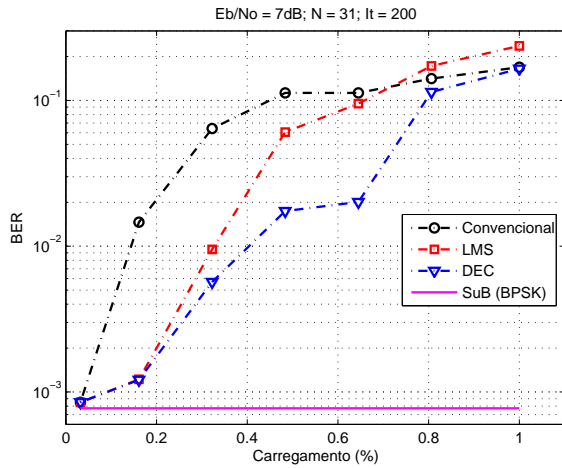


Figura 8: BER para o algoritmo adaptativo LMS Descorrelacionador em função do aumento de carregamento

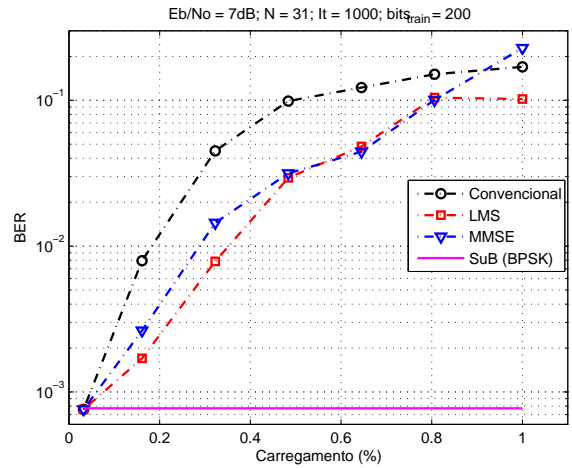


Figura 10: BER para o algoritmo adaptativo LMS MMSE *single-user* em função do aumento de carregamento

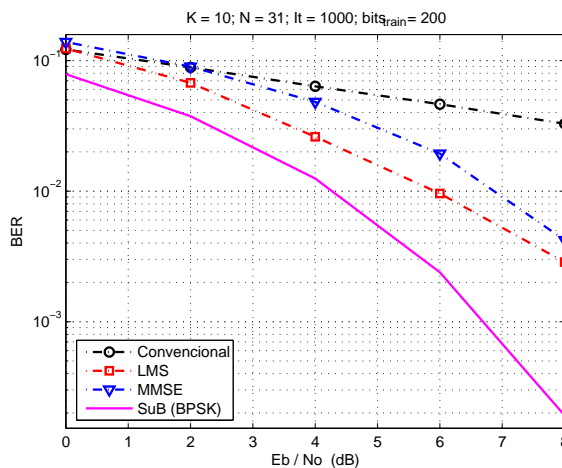


Figura 9: BER para o algoritmo adaptativo LMS MMSE *single-user*

Finalmente, a aplicação do algoritmo adaptativo LMS MMSE multiusuário resultou em desempenho semelhante ao MMSE fixo para a faixa de carregamento $0 < L \lesssim 0,5$ e superior ao detector Convencional para uma faixa de carregamento $0 < L \lesssim 0,6$, Figs. 11 e 12. Com a elevação de E_b/N_0 e mantido o carregamento em níveis moderados, esta diferença de desempenho tende a ser maior também em relação ao MMSE fixo, Fig. 11. Novamente, caso os parâmetros do algoritmo LMS MMSE multiusuário adaptativo fossem otimizados em função do número de usuários ativos, seu desempenho tornar-

se-ia semelhante ao MMSE fixo multiusuário para toda a faixa de carregamentos, $0 \leq L \leq 1$.

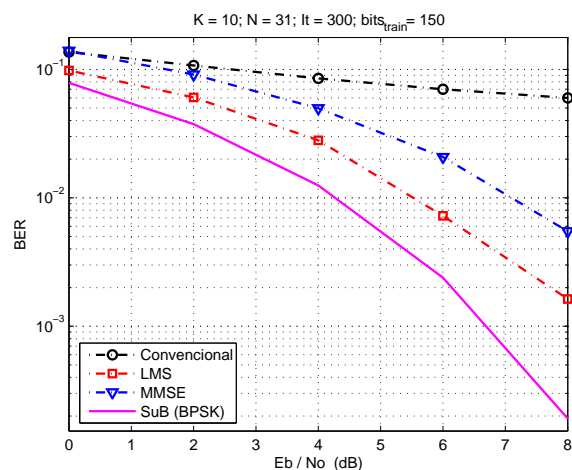


Figura 11: BER para o algoritmo adaptativo LMS MMSE multiusuário

Conclusões

Este trabalho de revisão mostrou o potencial incremento na capacidade dos sistemas de comunicação associado aos receptores multiusuários adaptativos. Diferentemente da detecção convencional com filtro casado *single-user*, a detecção multiusuário utiliza as informações dos demais usuários ativos para

Detectores Multiusuários Adaptativos para DS-CDMA

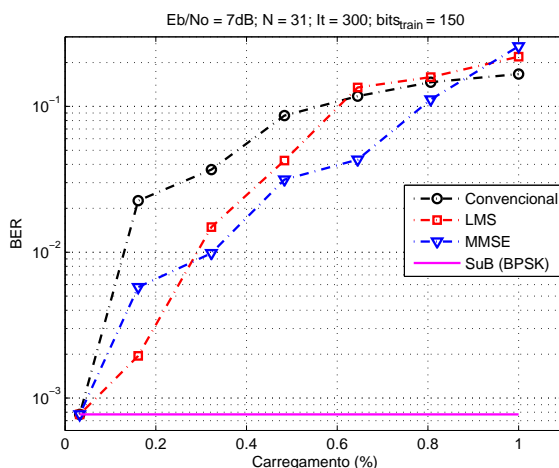


Figura 12: BER para o algoritmo adaptativo LMS MMSE multiusuário em função do aumento de carregamento

anular tais sinais que aparecem como interferência MAI quando da detecção do usuário de interesse. Em contrapartida, ter-se-á um aumento na complexidade de implementação dos sistemas. O receptor DS-CDMA Convencional é extremamente sensível ao efeito *near-far*, requerendo grandes cuidados com controle de potência e o projeto das seqüências de espalhamento a fim de obter aceitável desempenho, além de apresentar capacidade de sistema bem abaixo da capacidade de canal. Isto tem motivado pesquisas de algoritmos de detecção multiusuário, objetivando reduzir ou mesmo eliminar a MAI.

O receptor MMSE adaptativo permite operar como um receptor *single-user*, não necessitando conhecimento explícito dos usuários interferentes, sendo capaz de prover supressão da MAI. Permite recepção descentralizada, importante vantagem em termos de implementação. O Descorrelacionador adaptativo pode ser atrativo em aplicações centralizadas, onde seja possível obter razoável conhecimento dos parâmetros dos usuários interferentes.

A implementação do filtro LMS é muito usado em MuD DS/CDMA adaptativo devido à sua baixa complexidade computacional e boa estabele-

dade numérica. O tempo de convergência do algoritmo LMS MuD deve ser compatível com o período da informação transmitida e uma redução na taxa líquida de dados do sistema deve ser prevista no caso dos algoritmos adaptativos que requerem símbolos de treinamento no detector. Finalmente, a implementação de algoritmos adaptativos cegos esbarra no problema de compatibilizarem velocidade de convergência e recuperação de desvanecimentos profundos, no caso de canais multiplicativos (LIM; GONG; FARHANG-BOROJENY, 1999).

Questões importantes de pesquisa e ainda remanescentes incluem: a garantia de adequado desempenho para algoritmos adaptativos; o aumento das taxas de convergência; a melhoria de desempenho dos algoritmos cegos.

Referências

- ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. Detectores multiusuários para ds-cdma - parte i: Lineares fixos. *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações, SBrT*, v. 16, n. 2, p. 122–137, Dezembro 2001.
- ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. Detectores multiusuários para ds-cdma - parte ii: Cancelamento de interferência. *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações, SBrT*, v. 16, n. 2, p. 138–156, Dezembro 2001.
- CHEN, D.; ROY, S. An adaptive multiuser receiver for cdma systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 12, n. 5, p. 808–16, June 1994.
- HAYKIN, S. *Adaptive Filter Theory*. 3rd. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 1996. (ISBN: 0-13-322760-X). 989 pages.
- HONIG, M. L.; MADHOW, U.; VERDÚ, S. Blind adaptive multiuser detection. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 41, n. 4, p. 944–60, July 1995.
- KARAYIANNIS, N.; CHOOKIARTI, J. Directly estimated adaptive detectors for code-division multiple-access signals. *IEEE Transactions on Communications*, v. 53, n. 2, p. 356–365, February 2005.
- LI, M.; HAMOUDA, W. Adaptive multistage detection for ds-cdma systems in multipath fading channels. In: 61ST VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE. [S.l.]: IEEE, 2005. v. 1, p. 300–304.

- LIM, T. J.; GONG, Y.; FARHANG-BOROUJENY, B. Convergence analysis of lms multiuser cdma detectors. In: WIRELESS COMMUNICATIONS AND NETWORKING CONFERENCE. [S.l.]: IEEE, 1999. v. 1, p. 75–79.
- LIN, G.-J.; LEE, T.-S.; TAN, C.-C. Design of a low complexity partially adaptive cdma receiver using conjugate gradient technique. In: GLOBAL TELECOMMUN. CONF. [S.l.]: IEEE, 2002. v. 1, p. 443–447.
- MADHOW, U. Blind adaptive interference suppression for direct-sequence cdma. *Proceedings of the IEEE*, v. 86, n. 10, p. 2049–69, October 1998.
- MAROUANE, H.; KACHOURI, A.; KAMOUN, L. Lms adaptive filter single-user receiver. In: THE 16TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON MICROELECTRONICS. [S.l.]: IEEE, 2004. p. 637–641.
- MARSHALL, D.; JENKINS, W.; MURPHY, J. The use of orthogonal transforms for improving performance of adaptive filters. *IEEE Trans. Circuits Systems*, v. 36, n. 4, p. 474–84, April 1989.
- MILLER, S. L. An adaptive DS-CDMA receiver for multiuser interference rejection. *IEEE Transactions on Communications*, v. 43, n. 2/3/4, p. 1746–55, Feb./March/April 1995.
- MOSHAVI, S. Multi-user detection for DS-CDMA communications. *IEEE Communications Magazine*, p. 124–36, October 1996.
- MUCCHI, L.; MOROSI, S.; RE, E. D.; FANTACCI, R. A new algorithm for blind adaptive multiuser detection in frequency selective multipath fading channel. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 3, n. 1, p. 235–247, January 2004.
- MYERS, T.; MAGANA, M. E. An adaptive implementation of “one-shot” decorrelating detector for CDMA communications. *IEEE Transactions Circuits Systems II*, v. 44, p. 762–5, September 1997.
- NIEKERK, B. van; MNENEY, S. Blind iterative mud with error coding. In: 7TH CONFERENCE IN AFRICA. [S.l.]: IEEE, 2004. v. 1, p. 179–184.
- PROAKIS, J. *Digital Communications*. second edition. [S.l.]: McGraw-Hill, 1989.
- SLOCK, D. T. M. On the convergence behavior of the lms and the normalized lms algorithms. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 41, n. 9, p. 2811–2825, September 1993.
- SUN, L.; BI, G.; ZHANG, L. Fast converging blind adaptive multiuser detectors with linearly constrained cma for ds/cdma systems. In: EIGHTH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON SPREAD SPECTRUM TECHNIQUES AND APPLICATIONS. Sydney: IEEE, 2004. p. 1749–1758.
- TAKAWIRA, J. W. F. Performance analysis of the linearly constrained constant modulus algorithm-based multiuser detector. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 53, n. 2, p. 643–653, February 2005. Part 1.
- TONG, L.; PERREAU, S. Multichannel blind identification: From subspace to maximum likelihood methods. *Proceedings of the IEEE*, v. 10, n.86, p. 1951–68, October 1998.
- UENG, F.-B.; JENG, L.-D. Adaptive cdma receiver for downlink multiuser interference suppression. *IEE Electronics Letters*, v. 39, n. 6, p. 552–553, March 2003.
- ULUKUS, S.; YATES, R. D. Blind adaptive decorrelating detector for CDMA systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 16, n.8, p. 1530–41, October 1998.
- VERDÚ, S. *Multiuser Detection*. [S.l.]: Cambridge University Press, 1998.
- VUCETIC, B.; WOODWARD, G. Adaptive detection for ds-cdma. *Proceedings of the IEEE*, v. 86, n. 7, p. 1413–35, July 1998.
- WANG, X.; POOR, V. Blind equalization and multiuser detection in dispersive CDMA channels. *IEEE Transactions on Communications*, v. 46, n.12, p. 91–103, January 1998.
- WANG, X.; POOR, V. Blind multiuser detection: A subspace approach. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 44, n.2, p. 677–90, March 1998.
- XIE, L.; SHORT, T. S.; RUSHFORTH, C. K. A family of suboptimum detector for coherent multiuser communication. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 8, n.4, p. 683–90, May 1990.
- ZHANG, W.; D’AMOURS, C.; YONGACOGLU, A. Adaptive soft-input soft-output multiuser detection for asynchronous coded ds-cdma systems. In: WIRELESS COMMUNICATIONS AND NETWORKING CONFERENCE. [S.l.]: IEEE, 2005. v. 1, p. 227–232.
- ZHU, S.; ARASARATNAM, P.; CONSTANTINIDES, A. Blind adaptive cdma receivers based on independent component separation with user-and-delay identification. In: 6TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON SIGNAL PROCESSING. [S.l.]: IEEE, 2002. v. 2, p. 1275–1278.
- ZVONAR, Z.; DUEL-HALLEN, A. Multiuser detection for cdma systems. *IEEE Personal Communications*, p. 46–58, April 1995.

Sistemas de Comunicação de Banda Ultralarga

Lisiane C. Heringer, Bruno A. Angélico, Taufik Abrão e Paul Jean E. Jeszensky

Abstract— This work analyses the principal concepts associated to the technology of wireless communication of ultra wideband (UWB). There are tackled the principal advantages and challenges of this emergent technology, aspects of regulations, models of channels able to describe the fading effects in these systems, the principal schemes of multiple access to implementing with the UWB technology, as well as an analysis of the promise *versus* complexity, considering some approaches for the implementation of the UWB systems.

Index Terms— Wireless communication systems, UWB, Multiple Access Systems, 4G.

Resumo— Este tutorial analisa os principais conceitos associados à tecnologia de comunicação sem fio de banda ultralarga (UWB - *Ultra Wideband*). São enfocados as principais vantagens e desafios desta tecnologia emergente, aspectos de regulamentação, modelos de canais capazes de descrever os efeitos de desvanecimento nesses sistemas, principais esquemas de acesso múltiplo implementáveis com a tecnologia UWB, bem como uma análise do compromisso desempenho *versus* complexidade, considerando algumas abordagens para a implementação dos sistemas UWB.

Palavras chave— Sistemas de comunicação sem fio, UWB, Sistemas de Acesso Múltiplo, 4G.

I. INTRODUÇÃO

A tecnologia de comunicação de banda ultralarga vem recebendo muita atenção e esforços de pesquisa devido às suas características atrativas, associado ao recente e explosivo avanço tecnológico. Esses esforços, associados à crescente escassez de espectro têm contribuído para acelerar o desenvolvimento e maturação da tecnologia UWB. Essa tecnologia, que pode ser implementada tanto em banda-base quanto com a utilização de uma portadora de rádio-freqüência, possibilita conjugar a transmissão de dados digitais de altíssimas taxas com baixa potência envolvida e robustez em ambientes com multipercursos [1]. Devido a estas características, a tecnologia UWB mostra grande potencial quando comparada a outras alternativas de acesso sem fio de quarta geração (4G) para ambientes fechados *indoor* [1].

Teoricamente, por utilizar potência muito baixa, sistemas de comunicação UWB podem coexistir com outras tecnologias na mesma faixa de freqüências de transmissão, tais como as existentes Wi-Fi (padrões IEEE 802.11x), GSM e Bluetooth. Assim, os sinais UWB transmitidos não interferem em outros serviços de rádio transmissão, nem interferem entre si, pois

para os diversos esquemas de modulação e de acesso é possível obter imunidade à interferência de acesso múltiplo e de banda estreita, uma vez que a banda ocupada por esses sistemas é extremamente extensa.

Essa tecnologia foi inicialmente desenvolvida para aplicações militares. Em fevereiro de 2002 a agência reguladora norte-americana FCC (*Federal Communications Commission*) expediu uma regulamentação para o uso comercial da tecnologia UWB, estabelecendo os limites para a banda e potência de transmissão UWB. Porém os esforços para sua padronização continuam. Os sinais UWB devem ocupar pelo menos 500 MHz em uma largura de banda total de 7,5 GHz; o espectro para os sistemas UWB está compreendido entre 3,1 GHz e 10,6 GHz, resultando em uma atrativa solução tecnológica baseada na sobreposição espectral (*overlay systems*), uma vez que uma grande parte desta faixa do espectro é ocupada por serviços e tecnologias de comunicação pré-existentes.

A potência efetiva isotrópica irradiada (EIRP - *Effective Isotropic Radiated Power*¹) apresentada na forma de densidade espectral de potência (PSD - *power spectral density*) com resolução de banda de 1 MHz foi definida pela norma FCC Part 15.517 (*Technical requirements for indoor UWB systems*), sendo esquematizada na Figura I. Esta máscara permite que sistemas UWB coexistam com outras tecnologias, tais como a que ocupa a banda do sistema de posicionamento global (GPS - *Global Positioning System*), sem provocar interferências consideráveis, uma vez que a PSD para a tecnologia UWB não deve ultrapassar 29,5 pW/MHz $\approx -75,3$ dBm/MHz na faixa de 0,96-1,61 GHz e 75 nW/MHz $\approx -41,25$ dBm/MHz na faixa de 3,1-10,6 GHz, a qual é suficientemente baixa² para não causar interferência em outros serviços que compartilhem sub-faixas de freqüências e operem sob diferentes normas de emissão eletromagnéticas. Assim, caso a banda total UWB de 7,5 GHz for otimamente ocupada, a potência máxima disponível no transmissor não deve ultrapassar $\approx 500 \mu\text{W}$. A Tabela I compara os limites de radiação para aplicações internas (*indoor*) e externas (*outdoor*) permitidos para o sistema UWB norte americano e europeu³.

Manuscrito recebido em 18 de maio de 2006; revisado em 05 de setembro de 2006.

L. C. Heringer é aluna de mestrado do Depto Eng. Elétrica da UEL. E-mail: lisiane@yaho.com.br

B. A. Angélico é aluno de doutorado do PTC - Depto de Engenharia de Telecomunicações e Controle da EPUSP. E-mail: angelico@lcs.poli.usp.br

T. Abrão é Professor Adjunto do DEEL - Departamento Eng. Elétrica da UEL - PR, Brazil. E-mail: taufik@uel.br

P. J. E. Jeszensky é professor titular do PTC - Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle, EPUSP. E-mail: pjj@lcs.poli.usp.br

¹A EIRP é a potência aparente transmitida até o receptor, assumindo-se que o sinal foi irradiado igualmente em todas as direções, equivalendo a uma onda esférica irradiada a partir de uma fonte pontual.

²Equivalendo a 29,5 pW/MHz $\equiv 29,5 \times 10^{-18}\text{W}$ e 75 nW/MHz $\equiv 75 \times 10^{-15}\text{W}$, respectivamente.

³Definido em 2002 pelo grupo de trabalho CEPT *European Conference of Postal and Telecommunications* da União de Telecomunicações Internacional (ITU - *International Telecommunication Union*).

TABELA I

LIMITES DE RADIAÇÃO PARA APLICAÇÕES INTERNAS E EXTERNAS, SEGUNDO NORMAS NORTE-AMERICANA E EUROPEIA.

Padrão	Aplicação	Máxima Potência Efetiva Isotrópica Irradiada (EIRP _{max}) [dBm/MHz]				
		Faixa de Freqüências [MHz]				
		960-1610	1610-1990	1990-3100	3100-10600	>10600
Norte-Americano (FCC)	interna	-75,3	-53,3	-51,3	-41,3	-51,3
	externa	-75,3	-63,3	-61,3	-41,3	-61,3
Europeu (ITU)	interna		$-51,3 + 87 \log \frac{f}{3100}$		-41,3	$-51,3 + 87 \log \frac{10600}{f}$
	externa		$-61,3 + 87 \log \frac{f}{3100}$		-41,3	$-61,3 + 87 \log \frac{10600}{f}$

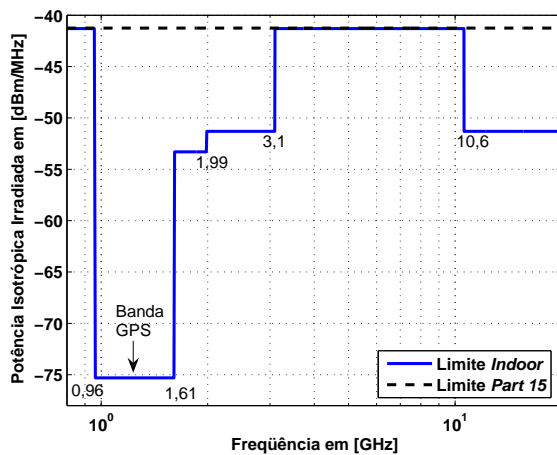


Fig. 1. Máscara espectral definida para o sistema UWB norte-americano (Part 15 da FCC).

O princípio de comunicação UWB é diferente de todas as outras técnicas de comunicação porque emprega pulsos de rádio-freqüência (RF) extremamente estreitos, cobrindo uma largura de banda muito ampla no espectro de freqüência.

O principal benefício de utilizar UWB é sua habilidade de operar em ambiente severamente caracterizado por multipercurso. Em um ambiente real de comunicação sem fio existem sinais multipercursos compostos por sinais refletidos por “obstáculos”, como paredes, piso, teto, móveis, pessoas etc. Dado que a largura de banda da forma de onda UWB é da ordem de centenas ou milhares de MHz, o número de multipercursos resolvíveis é muito grande comparado ao dos sistemas de terceira geração, pois tal número é diretamente proporcional à largura de banda do sinal - admitindo que toda a largura de banda é coerentemente processada [2].

De acordo com a definição da FCC, sinais de UWB devem ter larguras de banda maior do que 500 MHz ou largura de banda fracionária maior do que 20%. A largura de banda fracionária B_f é um fator usado para classificar sinais de banda estreita, banda larga, ou banda ultralarga (UWB), sendo dada pela razão entre a largura de banda e a freqüência central do sinal:

$$B_f = \frac{BW}{f_{central}} = 2 \frac{f_{hi} - f_{low}}{(f_{hi} + f_{low})} \quad (1)$$

onde f_{hi} e f_{low} são a maior e a menor freqüências de corte (definidas pelos pontos de -10 dB em relação à freqüência

central⁴) do espectro UWB, respectivamente. Assim, sinais podem ser classificados em função de suas larguras de banda fracionárias:

$$\text{Banda estreita: } B_f < 1\%;$$

$$\text{Banda larga: } 1\% < B_f < 20\%;$$

$$\text{Banda ultralarga: } B_f > 20\%$$

Um sinal UWB pode ser gerado por vários métodos, como multi-portadora (MC, *multi-carrier*), espectro espalhado (SS, *spread spectrum*) por seqüência direta (DS, *direct sequence*) e ondas senoidais amortecidas exponencialmente (*exponentially damped sine waves*). Devido à característica impulsiva do sinal UWB em banda-base (pulsos estreitos com duração da ordem de unidades ou mesmo décimos de nanosegundos), a banda ocupada é da ordem de centenas de MHz ou mesmo unidades de GHz. Para detalhes, veja Seção V.

Além desta seção introdutória, na Seção II são discutidos as principais vantagens e desafios dos sistemas UWB. A Seção III aborda aspectos de regulamentação para sistemas UWB. A análise dos tópicos modelagem do canal multipercurso UWB e esquemas de modulação apropriados são descritos, respectivamente, nas seções IV e V. Resultados comparativos de desempenho para alguns sistemas UWB são avaliados na Seção VI. Finalmente, na Seção VII são apontadas as principais conclusões deste trabalho.

II. VANTAGENS E DESAFIOS

A natureza dos pulsos curtos usados na tecnologia UWB oferece diversas vantagens sobre sistemas de comunicações banda estreita, entre as quais destacam-se [5]:

- 1) *Habilidade de compartilhar o espectro de freqüência:* os sistemas UWB transmitem trens de pulsos curtos de baixíssima potência em uma grande faixa do espectro; sua energia é espalhada sobre o espectro, possibilitando então que esse sinal seja detectado em ambientes de rádio com elevada intensidade de interferência eletromagnética (EMI), caso que ocorre tipicamente em ambientes internos metropolitanos, onde há ocorrência de elevada interferência eletromagnética ao longo de todo o espectro de rádio.
- 2) *Habilidade de operar com baixíssima relação sinal-ruído e relativa capacidade:* a partir da equação de capacidade de canal de Hartley-Shannon:

$$C = B \log_2(1 + SNR) \quad (2)$$

⁴De acordo com relatório final da FCC [3], [4], avaliado publicamente em abril de 2002.

onde C representa a capacidade máxima do canal, em [bit/s], B é a largura de banda, e SNR é a relação sinal-ruído, verifica-se que a capacidade do canal apresenta uma dependência logarítmica em relação à SNR . Portanto, sistemas de comunicação UWB são capazes de operar satisfatoriamente em canais de comunicação com baixos valores de SNR e ainda oferecem uma certa capacidade de canal como resultado da grande largura de banda ocupada pelo sistema. Devido às características do sinal UWB, a taxa máxima de dados possível de ser transferida é superior em relação aos outros sistemas sem fio. Note-se que C cresce linearmente com a largura de banda B . Por outro lado, os sistemas UWB apresentam uma potência máxima irradiada ao longo do seu espectro de 7,5GHz extremamente baixa (veja máscara espectral, Figura I), resultando em um sistema com características de transmissão de dados limitado a curtas distâncias (máxima em torno 10 a 20 metros). Isto faz dos sistemas UWB candidatos promissores para soluções de redes sem fio pessoais locais (WPAN - *wireless personal area networks*) que devem conjugar alta taxa de transferência de dados com reduzida cobertura e intensidade de EMI.

- 3) *Baixa probabilidade de interceptação e detecção*: devido à sua baixa densidade espectral de potência de transmissão, sistemas UWB apresentam imunidade inerente à detecção e interceptação. Além disto, esquemas de modulação apropriados adicionam nível de imunidade à interceptação aos pulsos UWB ainda maior, como por exemplo, combinando-se as características de sigilo geradas pelas seqüências de espalhamento dos sistemas SS.
- 4) *Resistência à interferência*: os sistemas UWB apresentam elevados ganhos de processamento (PG), definidos pela razão entre a largura de banda de RF ocupada pelo sinal UWB e a largura de banda da informação, R :

$$PG = \frac{\text{Largura de Banda RF}}{\text{Largura de Banda da Informação}} = \frac{B}{R} \quad (3)$$

A diversidade de frequência causada pelo ganho de processamento elevado torna sinais UWB relativamente resistentes à interferência intencional (*jamming*) e não intencional, quando comparado a sistemas de banda estreita e de banda larga.

- 5) *Alto desempenho em canais multipercursos*: a duração do pulso UWB transmitido é da ordem de décimos de nanosegundos na maioria dos casos; portanto, em ambientes fechados convencionais, como escritórios etc, a probabilidade do pulso refletido colidir com o pulso original e causar degradação do sinal é pequena [5].
- 6) *Propriedades de penetração superior*: sistemas UWB podem penetrar eficientemente através de diferentes materiais, pois o espectro do sinal UWB estende-se desde algumas dezenas de MHz até unidades de GHz. Assim, as componentes de baixas frequências (comprimentos de onda elevados) do espectro UWB, penetram em uma certa variedade de materiais, incluindo paredes.
- 7) *Arquitetura simples do transceptor*: uma vez que o sis-

tema UWB baseado em sinais impulsivos (I-UWB) não requer frequência de portadora específica para modular os dados, são necessários menos componentes de RF para transmissão: não há a necessidade de misturadores e osciladores locais; conseqüentemente, a recuperação da portadora na recepção não se faz necessária. Adicionalmente, a transmissão de pulsos de baixa potência elimina o requisito do amplificador de potência (PA - *power amplifier*) em transmissores UWB. Por essas razões, sua arquitetura é mais simples, com menor consumo de potência e de custo menor do que a dos transceptores de banda estreita ou larga que utilizam portadora.

Como já é bem conhecido em engenharia, é muito difícil encontrar uma tecnologia que só traga vantagens. Alguns desafios no desenvolvimento da tecnologia UWB incluem [5]:

- 1) *Variação da potência recebida ao longo do espectro UWB*: a potência recebida deve se adaptar à máscara espectral definida nos padrões europeu ou norte-americano (veja Figura I). Conseqüentemente, essas variações drásticas na potência recebida conforme a faixa de frequência causarão distorções na forma de onda do pulso recebido. Isto limitará o desempenho dos receptores UWB baseados na correlação dos pulsos recebidos com um modelo/réplica predefinido (filtros casados convencionais).
- 2) *Estimação de canal UWB*: a estimação do canal em sistemas UWB é excessivamente complexa. A resposta impulsiva típica do canal UWB apresenta uma excessiva quantidade de percursos com perfil atraso-potência aproximadamente uniforme (veja detalhes na Seção IV), o que implica na necessidade de processar uma elevada quantidade de percursos de baixíssima potência no receptor, tendo em vista recuperar uma percentagem expressiva da energia total do sinal.
- 3) *Sincronismo*: o sincronismo temporal entre o transmissor e o receptor é afetado pela curta duração dos pulsos, além da dificuldade natural de captura de pulsos de baixa potência. Assim, para fazer a amostragem dos pulsos estreitos são necessários conversores (ADCs - *Analog-to-Digital Conversion*) extremamente rápidos.
- 4) *Detecção do sinal*: Em ambientes de acesso múltiplo, a detecção de sinais UWB deve considerar algum esquema capaz de prover redução, ou mesmo eliminação da interferência de acesso múltiplo (MAI - *multiple access interference*), gerada pelos demais sinais interferentes sobre o sinal de interesse. A inclusão desses esquemas eleva a complexidade de implementação dos sistemas UWB.

III. REGULAMENTAÇÃO

Um dos pontos principais para as comunicações UWB é a alocação de frequência, pois esta ainda não foi licenciada. Algumas companhias nos EUA estão trabalhando para remover as limitações das regulamentações da FCC para as aplicações que utilizam a tecnologia de UWB. Estas companhias estabeleceram um grupo de trabalho denominado UWBWG (*Ultra-Wideband work group*) para negociar com a FCC.

Discussão similar na alocação da frequência e interferência de rádio deve também emergir na Europa. Atualmente, não há nenhuma faixa de frequência dedicada para aplicações UWB nas recomendações do Instituto Europeu dos Padrões das Telecomunicações (ETSI - *European Telecommunication Standards Institute*) ou da União de Telecomunicações Internacional (ITU) [6].

Até o presente momento, a emissão em UWB é legal somente nos Estados Unidos; entretanto, os corpos reguladores internacionais estão considerando regras plausíveis e limites de emissão que viabilizariam a operação mundial de sistemas UWB. A empresa Intel possui parceria com órgãos reguladores locais no Japão, Europa e China, tendo em vistas obter regulamentações similares àquelas produzidas pela FCC. Neste sentido, autoridades ligadas a FCC estão formando um modelo para as decisões reguladoras globais, junto a competências do Canadá, Europa, Japão, Coreia, e Cingapura, todos interessados na padronização de decisões visando redução do custo da tecnologia para o consumidor final. A aprovação da regulamentação na Europa e Ásia é esperada brevemente, baseada nos esforços da Intel, Philips, Sony, Sharp, Panasonic, STMicroelectronics, Texas Instruments, e Motorola/XtremeSpectrum, assim como grupos de desenvolvimento, tais como Wisair [5] entre outros.

Nos Estados Unidos, a FCC especifica uma largura espectral de 7,5 GHz para o sistema UWB, na faixa compreendida entre 3,1 GHz e 10,6 GHz. Com a limitação da potência transmitida pelos sinais UWB, sistemas pré-existentes que operam neste espectro não recebem interferência expressiva, pois os níveis de densidade espectral de potência dos dispositivos UWB são limitados a um máximo de $-41,25 \text{ dBm/MHz} \equiv 7,413 \times 10^{-14} \text{ W}$.

IV. CANAL DO SISTEMA UWB

Uma característica importante no modelo de canal UWB é que este contém um número muito grande de multipercursos. Em um ambiente fechado típico, um sistema UWB com uma resolução multipercurso de 0,167 ns (cerca de 6 GHz de largura de banda) é capaz de discernir mais de 30 percursos significativos. Essas componentes multipercurso resultam em um perfil de potência aproximadamente uniforme [7].

Estudos realizados em canais UWB apontaram para um requisito de margem de desvanecimento⁵ de apenas 1,5 dB [19]. Comparado aos 35 a 40 dB para sinais de banda estreita em ambientes sujeitos a desvanecimento Rayleigh, a pequena margem de desvanecimento para sistemas UWB representa uma simplificação na técnica de projeto do receptor UWB. Assim, a presença de multipercurso causa apenas um pequeno aumento na relação sinal-ruído (SNR - *signal to noise ratio*) necessária para se ter níveis razoáveis de taxa de erro de bit (BER - *bit error rate*). Por exemplo, para se ter uma BER = 10^{-5} , é necessário aproximadamente 13,5 dB no caso AWGN e aproximadamente 15 dB no caso de multipercurso⁶. Esta

⁵Margem de desvanecimento é definida como o incremento nos recursos do sistema, em termos de potência adicional disponibilizada no transmissor, necessário à compensação dos efeitos de desvanecimento profundo sobre o sinal, garantindo assim a manutenção da qualidade de serviço, QoS.

⁶Isto é, uma margem de desvanecimento de somente 1,5 dB.

pequena margem de desvanecimento pode ser entendida como uma capacidade do sistema UWB de operar em ambientes densamente caracterizados por multipercurso.

De acordo com [8], é apropriado um modelo multipercurso que capture as características da chegada aleatória das medidas observadas. O modelo escolhido pelo corpo de padronização IEEE 802.15.3a foi o Saleh-Valenzuela (SV) [9], que usa um processo estatístico para modelar de forma discreta a chegada dos componentes multipercursos, onde os componentes chegam em grupos (*cluster*), e também raios dentro de um *cluster*, visto que o fenômeno de agrupamento (*clustering*) foi observado em medições de canal UWB fechado. De acordo com o modelo, existem “taxas de chegada do *cluster*” e “taxas de chegada de um raio dentro de um *cluster*”. A potência dos raios decresce exponencialmente ao longo do tempo em relação ao primeiro raio. Tanto o tempo de chegada do *cluster* quanto o do raio são determinados estatística e independentemente através de um processo de Poisson⁷ [10].

Para fins de comparação, o grupo IEEE 802.15.3a desenvolveu quatro classes de canais baseados no modelo SV modificado⁸ [11]:

- CM-1: 0 a 4 metros, com linha de visada (LOS, *Line-of-sight*)
- CM-2: 0 a 4 metros, sem linha de visada (NLOS, *Non-LOS*)
- CM-3: 4 a 10 metros, NLOS
- CM-4: Extremo NLOS

Os parâmetros fundamentais a serem incluídos no modelo são a perda de percurso e multipercursos, considerando uma variedade de ambientes (escritório e residencial e também LOS e NLOS em função da distância). O modelo multipercurso SV tem resposta impulsiva no tempo discreto dada por [11]:

$$h_i(t) = X_i \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,l}^i \delta(t - T_l^i - \tau_{k,l}^i) \quad (4)$$

onde i refere-se à i -ésima realização do canal, K é o número total de multipercursos e L o número total de *clusters*; $\alpha_{k,l}^i$ é o k -ésimo coeficiente de ganho multipercurso, referente ao l -ésimo *cluster* e à i -ésima realização do canal; T_l^i é o atraso do l -ésimo *cluster*, $\tau_{k,l}^i$ é o atraso do k -ésimo componente multipercurso relativo ao l -ésimo tempo (T_l^i) de chegada do *cluster*, X_i representa o efeito de média em grande escala do desvanecimento (sombreamento, com distribuição log-normal, e perda de percurso, respectivamente).

Define-se ainda Λ = taxa de chegada do *cluster* e λ = taxa de chegada do raio, i.e., a taxa de chegada de percurso dentro de cada *cluster*. Por convenção, admite-se que $\tau_{0,l} = 0$. A distribuição do tempo de chegada do *cluster* e do tempo de chegada do raio é dada por [11]:

$$p(T_l|T_{l-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})], \quad l > 0 \quad (5)$$

$$p(\tau_{k,l}|\tau_{(k-1),l}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})], \quad k > 0 \quad (6)$$

⁷Um processo de Poisson é caracterizado por variáveis aleatórias independentes com mesma distribuição exponencial, representando os intervalos de tempo entre ocorrências de certos eventos.

⁸No modelo SV original [9], a variação da envoltória dos raios é descrita por uma distribuição estatística de Rayleigh.

Os coeficientes de canal são definidos como se segue. Por simplicidade de notação, o índice i que define a i -ésima realização do canal UWB foi desconsiderado.

$$\alpha_{k,l} = p_{k,l}\xi_l\beta_{k,l}, \quad (7)$$

$$20 \log_{10}(\xi_l\beta_{k,l}) \propto \mathcal{N}(\mu_{k,l}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2), \text{ ou} \quad (8)$$

$$|\xi_l\beta_{k,l}| = 10^{(\mu_{k,l} + n_1 + n_2)/20} \quad (9)$$

onde $p_{k,l}$ é uma variável aleatória que assume valores equiprováveis $\{\pm 1\}$, a qual modela o efeito da inversão do sinal devido às reflexões; $\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$ representa uma distribuição estatística Gaussiana com média μ e variância σ^2 ; $n_1 \propto \mathcal{N}(0, \sigma_1^2)$ e $n_2 \propto \mathcal{N}(0, \sigma_2^2)$ são variáveis aleatórias Gaussianas independentes e correspondem ao desvanecimento em cada *cluster* e raio, respectivamente, sendo a esperança estatística de $|\xi_l\beta_{k,l}|^2$ dada por:

$$\mathbb{E}[|\xi_l\beta_{k,l}|^2] = \Omega_0 e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma} \quad (10)$$

onde Ω_0 é a energia média do primeiro percurso do primeiro *cluster*. A equação (10) explicita o fator de decaimento exponencial de cada *cluster* ($e^{-T_l/\Gamma}$), assim como o do conjunto de raios dentro de um *cluster* ($e^{-\tau_{k,l}/\gamma}$), em função do tempo de chegada, como pode ser visto na Figura 2.

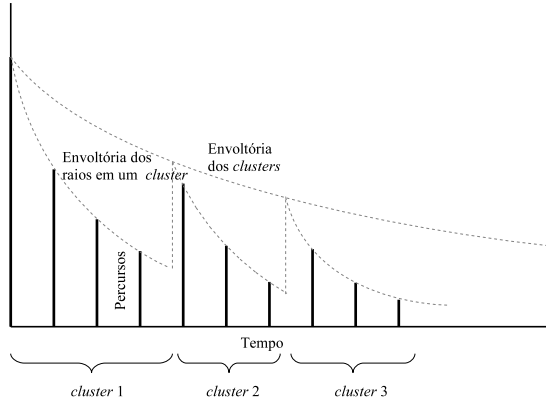


Fig. 2. Exemplo de decaimento exponencial da amplitude dos percursos no modelo de canal considerado.

O parâmetro $\mu_{k,l}$ é dado por [11]

$$\mu_{k,l} = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10 T_l/\Gamma - 10 \tau_{k,l}/\gamma - (\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{\ln(10)} \quad (11)$$

Nas equações anteriores, ξ_l representa o desvanecimento associado ao l -ésimo *cluster* e $\beta_{k,l}$ corresponde ao desvanecimento associado ao k -ésimo raio do l -ésimo *cluster*. Note-se que esse modelo não contém componentes complexos, apenas inversões de fases, pois em sistemas UWB valores de coeficientes puramente reais em banda-passante (RF) são mais realistas na modelagem dos efeitos do canal [8]. Por outro lado, justifica-se o uso de valores complexos para coeficientes de canal em sistemas de banda estreita – modelagem em banda base –, pois coeficientes complexos são capazes de capturar ou descrever adequadamente o comportamento do canal independente da portadora.

O sombreamento log-normal referente ao canal multipercurso SV é descrito pelo termo X_i . Com isso, a energia total

contida nos termos $\alpha_{k,l}^i$ é normalizada a cada realização. O termo de sombreamento é caracterizado por:

$$20 \log_{10}(X_i) \propto \mathcal{N}(0, \sigma_x^2) \quad (11)$$

O modelo SV é caracterizado pelos seguintes parâmetros:

- atraso de espalhamento médio e RMS (*root mean square*);
- perfil de decaimento da potência;
- número de componentes multipercurso com valor médio quadrático (potência média) dentro da faixa de $[-10; 0]$ dB em relação ao raio de maior potência, NP_{10dB} .

Os quatro modelos de canal e seus parâmetros estão listados na Tabela II [11]. A Figura 3 é um exemplo de 100 realizações sobrepostas baseadas no modelo SV CM-3, resultando em uma quantidade de energia significativa espalhada no intervalo de ≈ 50 ns.

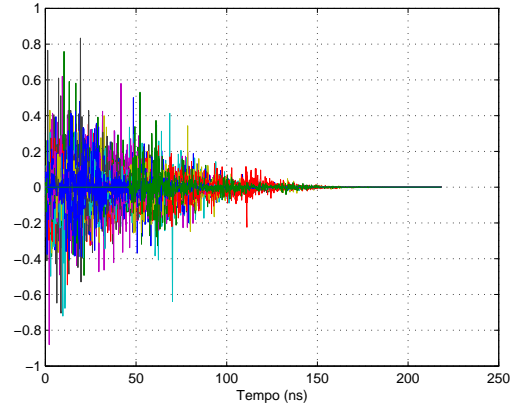


Fig. 3. Perfil do atraso para o modelo de canal Saleh-Valenzuela modificado 3.

A Figura 4 ilustra a diferença entre os modelos SV no domínio do tempo. Os perfis médios são calculados a partir de 100 realizações de canal independentes, aproximação recomendada pelo IEEE 802.15. A resolução do atraso nos modelos é de 167 ps, que corresponde a uma resolução espacial de 5 cm. A Figura 5 mostra o número de percursos de propagação discerníveis dentro de uma escala dinâmica de 10 dB, NP_{10dB} , para cada um dos quatro modelos SV, considerando 100 realizações. Nota-se que em um modelo com maior número de percursos o número de percursos discerníveis também resulta maior.

Na Figura 6 pode-se notar a grande quantidade de percursos necessária à obtenção de 85% da energia total, $NP_{85\%}$, para os quatro tipos de canais SV, considerando 100 realizações de canal, o que evidencia o fato da necessidade do receptor processar uma grande quantidade de percursos.

A respeito do modelo de perda por percurso, pode-se utilizar dados medidos em estudos de propagação multipercurso. Em [11] é adotado modelo de perda por percurso em espaço livre. Alguns parâmetros necessários para modelagem da perda por percurso UWB podem ser obtidos em [11]; esses parâmetros também podem ser utilizados no cálculo final da margem de segurança do enlace. Algumas referências, tais como [12], [13], [14] e [15], estimulam o estudo da estimação

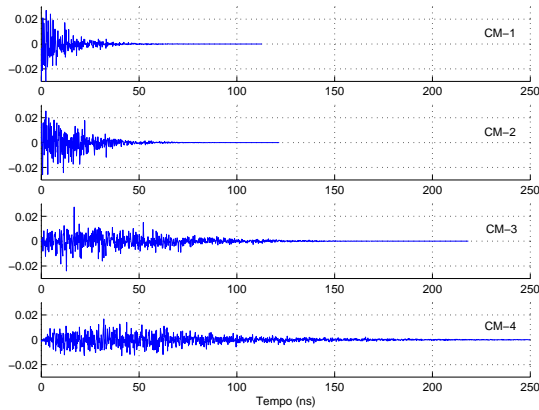


Fig. 4. Perfil do atraso médio para os modelos SV-1 a SV-4.

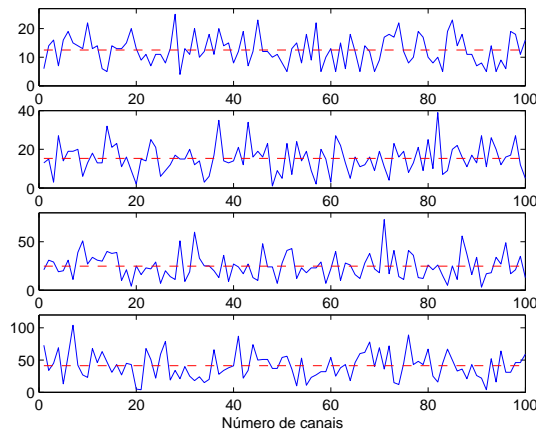
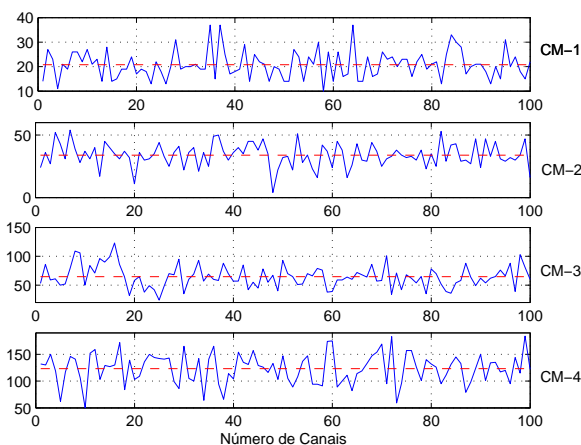
Fig. 5. Número de percursos significativos dentro da escala dinâmica NP_{10dB} para diferentes modelos SV.

Fig. 6. Número de percursos significativos necessário à obtenção de 85% da energia total para os quatro modelos SV.

TABELA II
DIFERENTES MODELOS SV E SEUS PRINCIPAIS PARÂMETROS, CONFORME PROPOSTA IEEE 802.15.3

Características do Canal ⁹	CM-1	CM-2	CM-3	CM-4
Atraso médio, τ_m [ns]	5,05	10,38	14,18	
Atraso RMS, τ_{rms} [ns]	5,28	8,03	14,28	25
NP_{10dB} ¹⁰			35	
$NP_{85\%}$ ¹¹	24	36,1	61,54	
Parâmetros do modelo				
Λ (1/ns)	0,0233	0,4	0,0667	0,0667
λ (1/ns)	2,5	0,5	2,1	2,1
Γ	7,1	5,5	14,00	24,00
γ	4,3	6,7	7,9	12
σ_1 (dB)	3,39	3,39	3,39	3,39
σ_2 (dB)	3,39	3,39	3,39	3,39
σ_x (dB)	3	3	3	3
Características do modelo⁹				
Atraso médio, τ_m [ns]	5,0	9,9	15,9	30,1
Atraso RMS, τ_{rms} [ns]	5	8	15	25
NP_{10dB} ¹⁰	12,5	15,3	24,9	41,2
$NP_{85\%}$ ¹¹	20,8	33,9	64,7	123,3
Média da energia do canal [dB]	-0,4	-0,5	0,0	0,3
Padrão da energia do canal [dB]	2,9	3,1	3,1	2,7

⁹Estas características foram obtidas com período de amostragem de 167 ps.

¹⁰Número de percursos dentro da faixa de potência de 10dB.

¹¹Número de percursos com 85% da energia.

da margem de enlace visando aplicações específicas e cenários estratégicos, incluindo propagação NLOS. Por exemplo, em [13] os modelos de perda por percurso propostos são baseados em medidas realizadas na Universidade de Oulu, Finlândia. As faixas de frequência UWB analisadas são 2 - 8 GHz e 3,1 - 8 GHz. São apresentados resultados para os casos LOS e NLOS.

V. ESQUEMAS DE MODULAÇÃO

Existem várias técnicas de geração de pulso que podem ser empregadas e que satisfazem os requisitos do sinal UWB. Historicamente, sistemas UWB foram baseados em conceitos de rádio impulsivo, que se refere a geração de uma série de pulsos de duração muito curta, da ordem de nanosegundos. Estes pulsos têm energia muito pequena por causa dos baixos níveis de potência permitidos para transmissão UWB típica.

Existem duas formas básicas de se obter um sinal UWB [1]:

- UWB baseado em sinais impulsivos (I-UWB),
- UWB multi-portadora (MC-UWB).

A primeira transmite pulsos curtos sem uma portadora, já a segunda emprega várias sub-portadoras equiespaçadas em frequência, formando sinais ortogonais entre si. Existem ainda soluções híbridas que combinam as duas técnicas de forma a aproveitar as vantagens de ambas e minimizar os problemas inerentes.

Em se tratando de I-UWB, alguns possíveis esquemas são: modulação por amplitude de pulso (PAM - *Pulse Amplitude Modulation*), modulação por posição de pulso (PPM - *Pulse Position Modulation*), chaveamento on-off (OOK - *On-Off Keying*) e chaveamento por deslocamento de fase binário (BPSK - *Binary Phase Shift Keying*).

Para um sistema com usuário único e com sinalização binária, se um pulso é usado para representar um bit, o sinal

transmitido para estes esquemas de modulação pode ser escrito na forma geral como [16]

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_b} b_n^0 p\left(t - nT_b - \frac{\tau}{2}(1 - b_n^1)\right) \quad (12)$$

onde E_b é a energia transmitida por bit, $p(t)$ é o pulso UWB, T_b denota o intervalo de bit, e b_n^0, b_n^1 são relacionados aos bits de informação. Assim, para sinalização PPM binária, b_n^0 é ajustado para “1”, $b_n^1 \in \{-1, 1\}$, e τ é o deslocamento de tempo relativo à referência de tempo quando um “-1” é transmitido. Já para a sinalização PAM binária, b_n^1 é ajustado para “1” e $b_n^0 \in \{-1, 1\}$ carrega informação. Finalmente, para sinalização OOK, $b_n^1 = 1$ e $b_n^0 \in \{0, 1\}$ carrega informação.

Os três esquemas mencionados são ilustrados na Figura 7. Para sinalização PPM, o bit “1” é representado por um pulso sem qualquer atraso, e o bit “0” por um pulso com atraso relativo à referência de tempo. Tendo em vista melhorar o desempenho de sistemas UWB, geralmente utilizam-se esquemas de sinalização ortogonais para que cada pulso UWB seja ortogonal às suas versões deslocadas no tempo. Por outro lado, existe também um deslocamento temporal ótimo para um esquema PPM M -ário. Em ambos os esquemas, ótimo e ortogonal, o deslocamento de tempo depende da escolha do pulso UWB $p(t)$. Para sinalização PAM, os bits de informação modulam a polaridade do pulso. Para sinalização OOK, o bit de informação “1” é representado pela presença de um pulso, e a ausência de pulso representa o bit “0”.

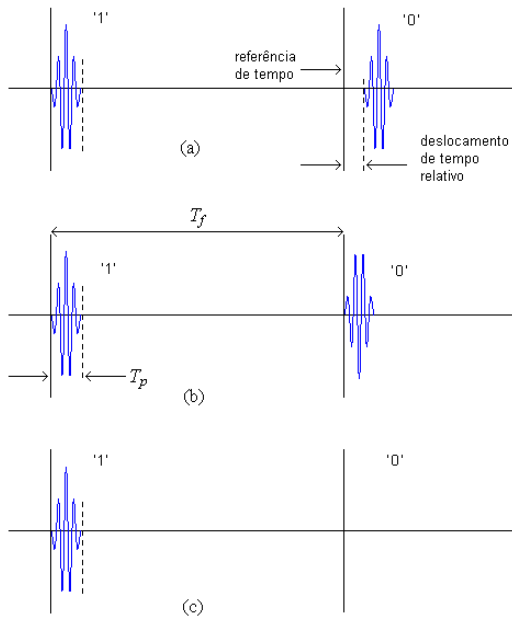


Fig. 7. Modulação binária em sistemas UWB a partir de (12): a) PPM, b) PAM, c) OOK.

Os esquemas PAM e PPM apresentam desempenhos semelhantes, porém superiores ao OOK. Já a complexidade do receptor OOK é menor, e pode-se usar um esquema de detecção de energia simples para compensar seu desempenho inferior. OOK e PPM possuem raias espectrais que podem causar

interferência em sistemas de banda estreita. Na modulação PAM, devido à característica aleatória de polarização dos pulsos UWB (compare a polarização dos pulsos para os três esquemas de modulação na Figura 7), a densidade espectral de potência média, tomada sobre um certo número de intervalos de símbolos, é suavizada.

Comparado aos esquemas de modulação OOK e PAM, os sinais PPM são mais imunes aos erros de detecção causados por ruído de canal [5]. Isto porque os pulsos que representam os bits de informação têm mesma amplitude e fase na modulação PPM (vide Figura 7); logo a probabilidade de detectar um bit de informação errado é menor em relação ao sinal OOK ou PAM. No entanto, o esquema PPM é sensível à sincronização de tempo, isto porque os bits de informação são recuperados exclusivamente através de suas posições temporais. Erros na sincronização resultam em aumento da MAI em canais de acesso múltiplo. Sendo assim, faz-se necessário conversores analógico/digital (ADC) muito rápidos para a detecção, podendo mesmo assim ocorrer distorções e sobreposições dos pulsos (*overlap*) devido aos multipercursos.

A. Esquemas de Acesso Múltiplo

Em um sistema de comunicação de acesso múltiplo típico, vários usuários transmitem informação simultânea e independentemente, em um canal compartilhado. Assim, o sinal recebido é uma sobreposição de todos os sinais dos usuários, com diferentes atrasos e fatores de atenuação e distorção causados pelo canal. O papel do receptor é extrair o sinal do usuário desejado do sinal recebido usando uma técnica de demodulação apropriada.

As técnicas normalmente aplicáveis em comunicações multiusuário são: saltos no tempo, TH (*time hopping*), salto em frequência, FH (*frequency hopping*) e sequência direta, DS (*Direct Sequence*). Os esquemas DS e TH foram analisados em [17] e [18], respectivamente, e o esquema FH-UWB (multiportadora) em [20].

Ressalte-se que as técnicas de acesso múltiplo estão relacionadas a duas categorias: I-UWB e MC-UWB. Os esquemas TH-UWB e DS-UWB estão relacionados ao conceito I-UWB, enquanto que MB-OFDM (*Multi Band - Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) e FH são esquemas associados ao conceito MC-UWB.

A seguir são descritos os vários esquemas de acesso múltiplo aplicáveis aos sistemas UWB.

1) *TH-UWB*: O sistema TH-UWB não utiliza uma portadora senoidal para transladar para banda-passante o sinal que contém a informação. Em vez disso, irradia sinais em banda base TH compostos por pulsos estreitos, como ilustrado na Figura 13. O sinal emitido pelo transmissor consiste em um grande número de formas de ondas monociclos deslocadas temporalmente seguindo um padrão de deslocamento pseudo-aleatório (PN). Este padrão de deslocamento PN evita colisões catastróficas em canais de acesso múltiplo, melhorando sensivelmente o desempenho (BER) final para os usuários.

De (12), o sinal TH transmitido do i -ésimo usuário pode ser escrito na forma geral como na equação (13) [16]:

$$\text{TH-UWB: } s_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_b} b_{i,n}^0 \sum_{j=0}^{N_s-1} p\left(t - nT_b - jT_f - h_{i,nN_s+j}T_c - \frac{T}{2}(1 - b_{i,n}^1)\right) \quad (13)$$

$$\text{DS-UWB: } s_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_b} b_{i,n}^0 \sum_{k=0}^{N_c-1} a_{i,k} p\left(t - nT_b - kT_c - \frac{T}{2}(1 - b_{i,n}^1)\right) \quad (14)$$

onde N_s é o número de pulsos usados para representar um bit, T_f é o intervalo de repetição do pulso nominal, T_c é a duração de *chip*, e $\{h_{i,n}\}$ é a seqüência de salto PN do i -ésimo usuário. A seqüência de salto fornece um deslocamento de tempo adicional para cada pulso no trem de pulsos. O n -ésimo pulso é submetido a um deslocamento adicional de $h_{i,nN_s+j}T_c$. A duração de salto temporal deve ser menor que o tempo do quadro TH.

Nas Figuras 8 e 9 ilustram-se exemplos de modulação TH-PPM UWB e TH-PAM UWB, respectivamente, onde são transmitidos os bits 1 e 0. Para modulação TH-PPM UWB, cada bit é representado por três pulsos, já para modulação TH-PAM UWB, cada bit é representado por dois pulsos.

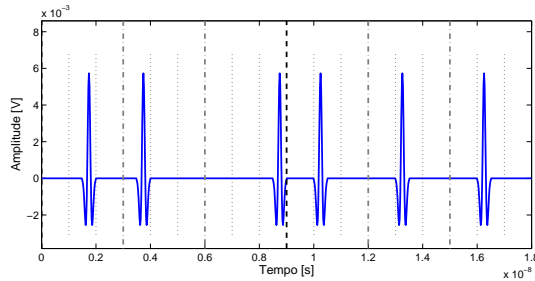


Fig. 8. Exemplo de modulação TH-PPM UWB.

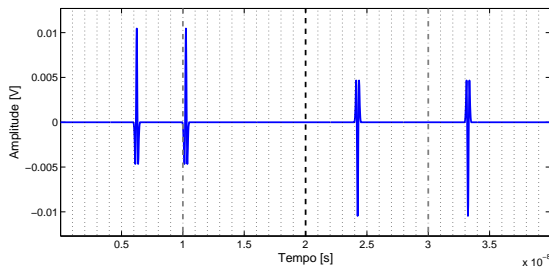


Fig. 9. Exemplo de modulação TH-PAM UWB.

Em [25], uma análise do TH-UWB considerando esquemas codificados e não-codificados foi realizada. Os autores empregaram modelos estatísticos para a MAI, evitando assim as imprecisões associadas à utilização da aproximação Gaussiana (GA - *Gaussian Approximation*). A suposição de que a MAI pode ser modelada com relativa precisão por uma distribuição Gaussiana só é verdadeira em condições bastante particulares¹², não constituindo uma boa aproximação para a predição da BER em altas taxas de transmissão de dados especificamente para o caso de PPM binário. Já em [26], a

¹²Baixo E_b/N_0 e grande quantidade de sinais interferentes.

análise de [25] foi expandida para incluir a modulação M -ária PPM.

2) *DS-UWB*: No esquema DS, cada símbolo é representado por uma série de pulsos modulados por uma seqüência de *chips*, i.e., múltiplos pulsos por período de bit são transmitidos usando modulação bipolar para cada pulso baseado em um certo código de espalhamento [17]. O esquema DS-UWB multiplica um bit de entrada por um código de espalhamento e transmite a informação modulando-se o elemento do símbolo com um pulso. O sinal transmitido para o i -ésimo usuário pode ser escrito como na equação (14) [16].

Na equação (14), N_c é o número de *chips* usados para representar um símbolo, $a_{i,k} \in \{-1, 1\}$ é o k -ésimo *chip* da i -ésima seqüência PN do usuário [7]. Esta seqüência PN, $\{a_{i,k,0}, \dots, a_{i,k,(N_c-1)}\}$, é usada para identificar o i -ésimo usuário. Deve-se assegurar que a duração do pulso T_p utilizado seja menor que a duração de *chip*, e que o produto $N_c T_c$ seja menor do que o intervalo de símbolo.

Para fins de ilustração, a Figura 10 representa o esquema de modulação DS-PAM UWB. Em seguida, apresenta-se na Figura 11 um exemplo de modulação DS-PAM UWB, onde são transmitidos dois bits, 1 e 0. A seqüência temporal de espalhamento DS utilizada pelo usuário 1 tem comprimento $N_c = 10$, sendo constituída pelos chips $a_1 = \{1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1\}$.

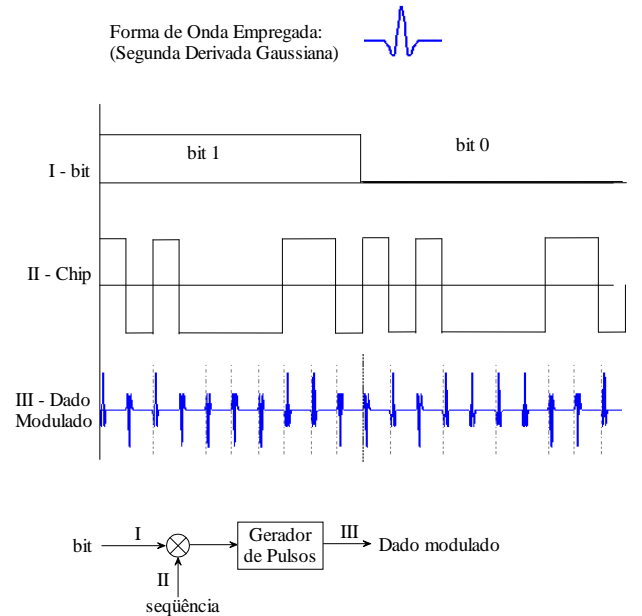


Fig. 10. Esquema de modulação DS-PAM UWB.

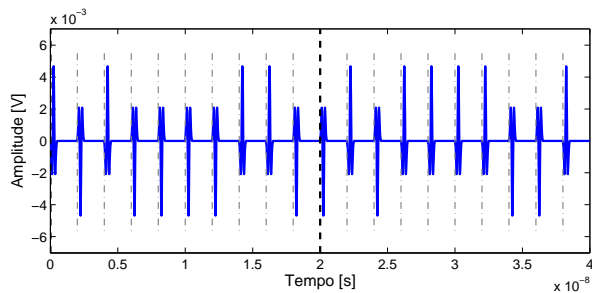


Fig. 11. Exemplo de modulação DS-PAM UWB.

O esquema DS-UWB apresenta uma inerente robustez contra a interferência de acesso múltiplo, sendo indicado em situações onde o canal UWB é compartilhado simultaneamente por outros usuários e/ou quando houver intensa interferência de banda estreita oriunda de outros sistemas de comunicação sobrepostos. Nestas condições, o esquema DS-UWB resultará em melhor compromisso desempenho *versus* complexidade de implementação se comparado aos demais esquemas, pois apresenta maior resistência aos desvanecimentos multipercursos e menor degradação de desempenho em relação a erros de sincronismo.

3) *MC-UWB*: Em sistemas multi-portadora, dados seriais são demultiplexados em conjuntos paralelos de taxa reduzida, onde cada conjunto modula uma frequência diferente (sub-portadora). Cada sub-portadora é modulada em uma taxa baixa o suficiente para minimizar a interferência intersimbólica (ISI). As sub-portadoras devem ser apropriadamente equiespaçadas para que elas não interfiram entre si, resultando em um conjunto de sinais modulados ortogonais no intervalo de símbolo.

Sistemas de comunicação de acesso múltiplo UWB baseado em multi-portadora (MC-UWB) utilizam trens de pulso ortogonais e subcanais múltiplos para realizar a transmissão de informação de altas taxas [24]. Algumas vantagens dos sistemas MC-UWB incluem: melhor resolução de tempo, que garante bom desempenho em canais com desvanecimento multipercursos; melhor utilização do espectro, que resulta em comunicações com altas taxas de bit; e redução na complexidade de implementação do transmissor com o uso da transformada rápida de Fourier (FFT - *fast Fourier transform*), implementável em DSP.

4) *FH-UWB*: O esquema FH-UWB é um esquema de acesso múltiplo capaz de dividir eficientemente um grande número de usuários em grupos com menos usuários. A interferência multi-usuário só afeta usuários dentro do mesmo grupo. Como o número de usuários dentro do mesmo grupo é uma pequena fração do número total de usuários suportado pelo sistema, algoritmos de detecção multi-usuário avançados podem ser empregados para se ter eficiência próxima a de usuário único, com complexidade ainda aceitável.

5) *MB-OFDM-UWB*: Neste esquema de acesso múltiplo, o espectro é dividido em diversas sub-bandas (MB - *multiband*) enquanto a informação é transmitida utilizando a técnica

OFDM em sub-portadoras de frequência diferentes de acordo com o código tempo-frequência específicos¹³. A Figura 12 ilustra este esquema de modulação, onde o código tempo-frequência é $\{1, 3, 2, 1, 3, 2\}$.

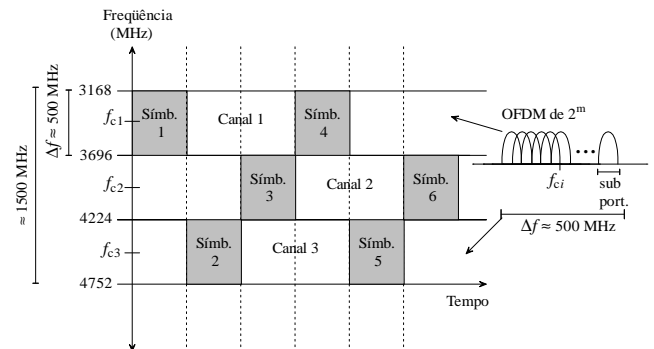


Fig. 12. Exemplo de codificação tempo-frequência para sistema MB-OFDM.

Características desejáveis para o sistema MB-OFDM incluem:

- energia multi-percurso eficientemente capturada;
- supressão da interferência de banda estreita, podendo assim coexistir com outros sistemas;
- incremento na eficiência espectral
- flexibilidade.

As técnicas de modulação empregadas no MB-OFDM-UWB são similares às dos sistemas de banda estreita, como PSK (*Phase Shift Keying*) e QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Um exemplo é o caso de um sistema MB-OFDM que utiliza modulação PSK quaternária (4-PSK-MB-OFDM-UWB) em cada subportadora.

O sinal transmitido MB-OFDM-UWB em banda-passante pode ser descrito por [20]:

$$s_{RF}(t) = Re \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} s_k(t - kT_s) \exp(j2\pi f_{(k \bmod 2G)} t) \right\} \quad (15)$$

onde $Re\{\cdot\}$ representa a parte real de uma variável complexa, $s_k(t)$ é o sinal em banda-base, possivelmente complexo, representando o k -ésimo símbolo OFDM ocupando um intervalo de símbolo de tamanho T_s ; e N é o número de símbolos OFDM transmitidos. A frequência da portadora, em que o k -ésimo símbolo OFDM é transmitido, é denotado como f_k . Os valores de f_k estão compreendidos em um grupo de G frequências designadas ao grupo de bandas (MB) em que o sistema está operando. Estas frequências estão organizadas em uma seqüência de tamanho $2G$, denominadas códigos tempo-frequência (TFCs - *time-frequency codes*). A exata estrutura do k -ésimo símbolo OFDM depende de sua localização dentro do quadro.

$$s_k(t) = \begin{cases} s_{pream,k}(t) & 0 \leq k < N_{pream} \\ s_{head,k-N_{pream}}(t) & N_{pream} \leq k < N_{head} \\ s_{data,k-N_{pream}}(t) & N_{head} \leq k < N_{data} \end{cases}$$

¹³Em um sistema OFDM, os espectros relativos às sub-portadoras podem ser sobrepostas em até 50% sem que haja interferência mútua, resultando em aumento da eficiência espectral.

onde N_{pream} , N_{head} e N_{data} são, respectivamente, o número de símbolos OFDM de preâmbulo, de cabeçalho e de dados propriamente dito.

Uma desvantagem deste sistema é que o transmissor apresenta uma complexidade de implementação, apesar de factível, ainda elevada, uma vez que é necessário a realização da transformada de Fourier inversa (IFFT - *inverse* FFT) [6] [7].

B. Formatação de pulso

Existem algumas possibilidades de formas de onda de pulso monociclos adequadas à geração de sinais UWB que satisfazem os requisitos da máscara espectral. As formas de onda mais comuns incluem pulsos Gaussianos [21], Laplacianos, Rayleigh e Hermitianos [22].

Os formatos do pulso UWB frequentemente analisados na literatura de comunicações I-UWB são os pulsos Gaussianos e suas derivadas, pois são facilmente descritos e gerados. Na formatação de pulso $p(t)$, destaca-se o pulso Gaussiano dado por (16), o pulso Gaussiano monociclo gerado pela primeira derivada do pulso Gaussiano, equação (17) e o pulso de Scholtz monociclo, obtido através da segunda derivada do pulso Gaussiano, equação (18). Tais pulsos são ilustrados na figura 13.

$$p(t) = -A \cdot e^{-2\pi\left(\frac{t}{T_p}\right)^2} \quad (16)$$

$$p(t) = \frac{A \cdot 4\pi \cdot t}{T_p^2} \cdot e^{-2\pi\left(\frac{t}{T_p}\right)^2} \quad (17)$$

$$p(t) = \frac{A \cdot 4\pi}{T_p^2} \cdot e^{-2\pi\left(\frac{t}{T_p}\right)^2} \cdot \left(1 - \frac{A \cdot 4\pi t^2}{T_p^2}\right) \quad (18)$$

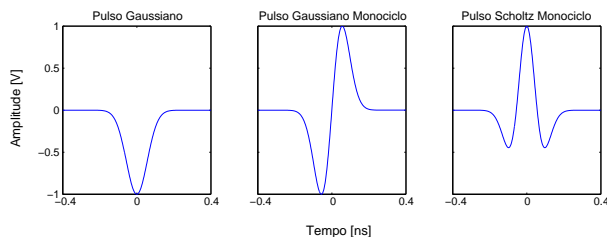


Fig. 13. Pulsos comumente utilizados em sistemas UWB.

A transmissão dos pulsos diretamente às antenas resulta em pulsos que são filtrados devido às propriedades das antenas. Esta operação de filtragem pode ser modelada como uma operação de derivação [23]. O mesmo efeito ocorre na antena receptora. A escolha de qual forma de onda Gaussiana usar é normalmente dirigida pelo projeto do sistema e sua aplicação. Uma característica importante é que todas as formas de onda adequadas devem resultar em um conteúdo espectral uniformemente distribuído sobre todo o espectro de frequência UWB, semelhantemente a um ruído de fundo. Os efeitos de se modificar a duração e a taxa de repetição do pulso são [21]:

- O aumento da taxa de pulso no domínio do tempo aumenta a magnitude no domínio de frequência, isto é, a taxa de pulso influi na magnitude do espectro.

- Quanto menor a duração de pulso no domínio de tempo, maior a largura espectral, isto é, a duração de pulso determina a largura espectral.
- Um intervalo de pulso-a-pulso aleatório produz um espectro de magnitude máxima muito menor do que um intervalo de pulso-a-pulso regular. Por isso, o intervalo de pulso-a-pulso controla a separação das componentes espectrais.

VI. RESULTADOS DE DESEMPENHO ILUSTRATIVOS

Esta seção apresenta resultados ilustrativos de desempenho de sistemas UWB, considerando alguns esquemas de modulação e de formatação de pulso. Esta análise de desempenho é obtida considerando as mesmas condições de canal e sistema. Uma vez que o objetivo consiste apenas em indicar o potencial de utilização da tecnologia UWB, nesses resultados iniciais foram considerados apenas canais AWGN, ambiente com um único usuário UWB (*single-user*) e com diversos usuários UWB ocupando simultaneamente a mesma banda.

Adicionalmente, a análise de desempenho de sistemas UWB em canais AWGN representa um resultado intermediário importante na busca de soluções para casos mais gerais com modelos de propagação mais complexos, como por exemplo, operar em ambientes onde a largura de banda do sistema permite discernir algumas dezenas de componentes multi-percursos, lidar com o problema da interferência intersimbólica corrompida por ruído AWGN [27], entre outros.

Inicialmente, observe-se que a maioria dos trabalhos publicados na literatura aberta não discute a relação entre a formatação do pulso e o desempenho do sistema UWB. Referências como [1] e [6] mencionam que os pulsos da família Gaussiana são facilmente descritos matematicamente e apresentam boa aproximação com relação às medidas atualmente realizadas, porém não mencionam qual pulso da família Gaussiana é mais atrativo ou eficiente. Já em [21], é mencionada que a segunda derivada é muito utilizada por ser facilmente gerada, porém não determina a forma de onda que resulta em desempenho melhorado, mesmo se dependente do tipo de modulação e/ou da aplicação. Em [5], o autor apenas cita a primeira derivada como exemplo de pulso UWB. As referências [19] e [26] simplesmente utilizam a segunda derivada. A referência [23] também utiliza a segunda derivada justificando que se aproxima da forma de onda medida em um experimento particular. Em [28], o autor afirma que todos os pulsos Gaussianos – da primeira à quarta derivada – resultam em mesmo desempenho caso seja adotado idêntica taxa de amostragem no receptor e não haja erros de sincronismo. No entanto, pulsos Gaussianos com derivadas de mais alta ordem, os quais possuem lóbulos espectrais principais mais estreitos, são mais sensíveis a erros de sincronismo. Pode-se concluir que, até o presente, não há estudos sistemáticos relacionando desempenho de sistemas UWB com formatação de pulso e robustez a erros de sincronismo.

Os resultados preliminares, apresentados a seguir, indicam que há algum ganho de desempenho, mesmo que marginal quando se adota a 2a. derivada Gaussiana para a formatação de pulso UWB. Nas Figuras 14, 15 e 16 é analisado o efeito

da formação de pulso, considerando modulação TH-PPM-UWB, TH-PAM-UWB e DS-PAM-UWB, respectivamente, em canal AWGN com 8 usuários. Verifica-se que para TH-PPM-UWB em canal AWGN multiusuário, a formação de pulso mais adequada é a 2a. derivada Gaussiana entre os três pulsos mencionados anteriormente (Gaussiano, 1a. e 2a derivada). Já para TH-PAM-UWB e DS-PAM-UWB, a 1a. e 2a. derivada têm desempenhos semelhantes, porém melhores do que o pulso Gaussiano; com valores maiores de E_b/N_0 , este ganho de desempenho tende a ser maior. Na região de alto E_b/N_0 , a 2a. derivada proporciona melhores desempenhos aos 3 sistemas considerados. Para efeito de comparação, foi incluído o limite de desempenho quando há um único usuário ativo (SuB - *single user bound*) com modulação BPSK.

Finalmente, a Figura 17 apresenta resultados de desempenho para os sistemas TH-PAM, TH-PPM e DS-PAM, considerando formação de pulso 2a. derivada Gaussiana e as regiões de baixo, médio e alto E_b/N_0 . Os parâmetros utilizados para este resultado são listados na Tabela III. Observe-se que o efeito de BER irreduzível (BER *floor*) é evidenciado para a região $E_b/N_0 \geq 16$ dB nos sistemas TH-PPM e TH-PAM, resultando em BER de 9×10^{-4} e 3×10^{-4} , respectivamente. O sistema DS-PAM UWB apresenta desempenho superior aos demais, com ganhos maiores que uma década na taxa de erro de bit quando $E_b/N_0 \geq 16$ dB.

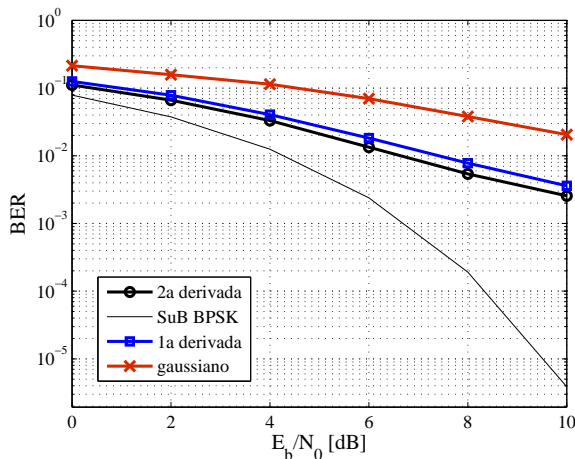


Fig. 14. Desempenho usando modulação TH-PPM-UWB para pulso Gaussiano, sua primeira derivada e sua segunda derivada.

VII. CONCLUSÃO

Para receptores que não são da mesma tecnologia, os sinais UWB comportam-se como ruído de fundo de baixa PSD, por causa da sua baixa potência de transmissão da ordem de 50 microwatts (1/10.000 da potência normal de um telefone celular), e portanto permitem que sistemas UWB coexistam com as outras tecnologias (ou serviços) em um espectro compartilhado. Os pulsos estreitos utilizados no UWB permitem que o mesmo tenha robustez em relação à interferência de multi-percursos. Até mesmo em ambientes fechados (*indoor*), os atrasos mínimos de multi-percursos são apenas algumas

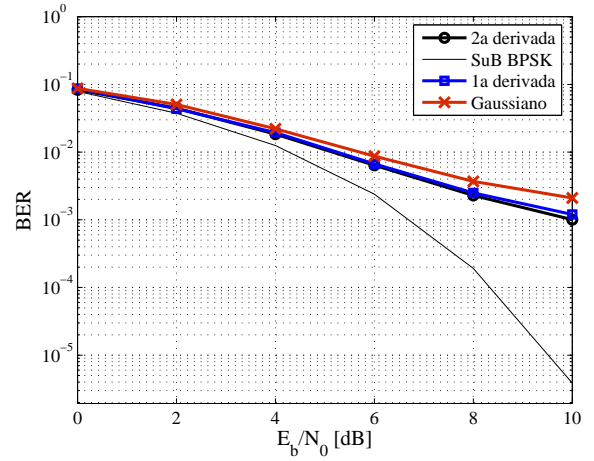


Fig. 15. Desempenho usando modulação TH-PAM-UWB para pulso Gaussiano, sua primeira derivada e sua segunda derivada.

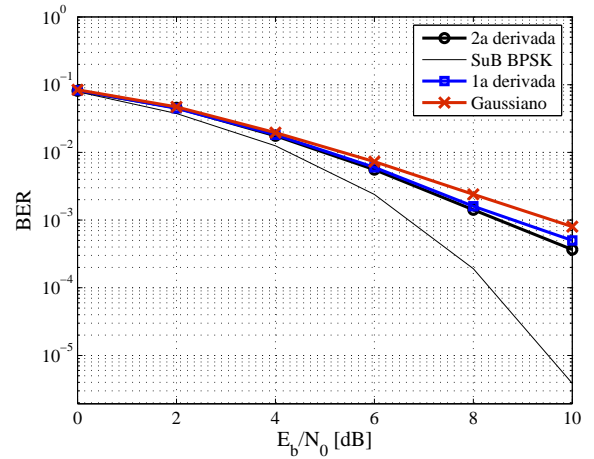


Fig. 16. Desempenho usando modulação DS-PAM-UWB para pulso Gaussiano, sua primeira derivada e sua segunda derivada.

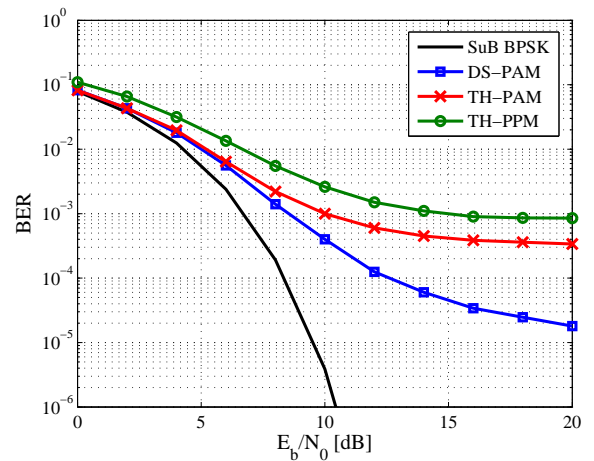


Fig. 17. Desempenho usando as modulações TH-PPM-UWB, TH-PAM-UWB e DS-PAM-UWB para segunda derivada do pulso Gaussiano.

TABELA III
PARÂMETROS UTILIZADOS NOS SISTEMAS TH-UWB E DS-UWB.

Parâmetro	Valor
Tipo de pulso	Gaussiano, 2a. derivada
Fator de formatação de pulso	287,7 ps
Período de <i>frame</i>	14,4 ns @TH; 28,8 ns @DS
Duração de bit	28,8 ns
Espaçamento da modulação PPM	0,15 ns
Período de <i>chip</i>	0,9 ns
Número de usuários	8
Número de saltos por <i>frame</i>	16
Número pulsos/bit informação TH	2
Número de chips por bit	32

dezenas de nanosegundos, ainda assim muito maiores que a largura de pulso do UWB. Portanto, os sinais refletidos nunca interferem com o sinal principal e são inteiramente separáveis no dispositivo receptor de UWB.

As possíveis estruturas de receptor e transmissor mais simples tornam o UWB uma tecnologia para comunicações de grande potencial com baixa complexidade e baixo custo.

Desempenho em canais AWGN multiusuário dos sistemas UWB com modulação TH-PPM, TH-PAM e DS-PAM indicou a existência do efeito da taxa de erro de bit irreduzível nos três sistemas, porém mostrou a superioridade do sistema DS-PAM-UWB nas condições e configurações consideradas: em termos de BER, este desempenho tende a ser superior a uma década na região de alto E_b/N_0 .

Na literatura técnica atual sobre UWB há pouca informação comparada sobre os tipos, vantagens e aplicabilidade dos diferentes formadores de pulso UWB. Nossos resultados preliminares considerando as modulações TH-PPM, TH-PAM e DS-PAM em canal AWGN multiusuário indicaram que o emprego da 2a. derivada do pulso Gaussiano resulta em um ganho de desempenho, mesmo que marginal, nos três sistemas.

Com o advento da tecnologia UWB, torna-se possível e factível o conceito de comunicações sem fio na faixa de gigabits por segundo (Gb/s). Na prática, a tecnologia UWB será capaz de atingir taxas de dados elevadíssimas, tornando-se uma alternativa viável para WPAN, comunicações de alta capacidade a curtas distâncias que requerem aplicações multimídia, permitindo redução de custos da rede, como por exemplo a substituição e/ou eliminação dos cabos.

REFERÊNCIAS

- [1] W. C. Chung, N. J. August, D. S. Ha; "Signaling and Multiple Access Techniques for Ultra Wideband 4G Wireless Communication Systems," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 12, no. 2, Apr. 2005, pp. 46-55.
- [2] P. Runkle, J. McCorkle, T. Miller, M. Welborn; "DS-CDMA: the modulation technology of choice for UWB communications," *IEEE Ultra Wideband Syst. Tech. Conf.*, Nov. 2003, pp. 364-368.
- [3] Federal Communications Commission (2002a), http://www.fcc.gov/Bureaus/Engineering_Technology/News_Releases/2002/nret0203.html, FCC press release, Feb 2002.
- [4] Federal Communications Commission (2002b) "First Report and Order in the matter of revision of Part 15 of the Commission's rules regarding ultrawideband transmission systems," ET-Docket 98-153, FCC 02-48, released April 22, 2002.
- [5] Faranak Nekoogar; "Ultra-Wideband Communications: Fundamentals and Applications," Prentice Hall, 2005.
- [6] I. Oppermann, M. Hämäläinen, J. Iinatti; "UWB Theory and Applications," Wiley, 2004.
- [7] R.C. Qiu, H. Liu, X. Shen; "Ultra-wideband for multiple access communications" *IEEE Commun. Mag.*, vol. 43, no. 2, Feb. 2005, pp. 80-87.
- [8] A. Batra, J. Balakrishnan, G.R. Aiello, J.R. Foerster, A. Dabak; "Design of a Multiband OFDM System for Realistic UWB Channel Environments," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 9, Sept. 2004, pp. 2123-2138.
- [9] A. Saleh and R. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 5, pp. 128-137, Feb. 1987.
- [10] Athanasios Papoulis, "Probability, Random Variables and Stochastic Processes," Electrical Engineering, Communications and Signal Processing. McGraw-Hill, 3rd edition, pp. 290, 1991.
- [11] J. Foerster; "Channel Modeling Sub-committee Report Final," <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2003/Mar03/02490r1P802-15-SG3a-Channel-Modeling-Subcommittee-Report-Final.zip>
- [12] S. Ghassemzadeh and V. Tarokh; "The Ultra-wideband Indoor Path Loss Model," *IEEE P802.15-02/277-SG3a and IEEE P802.15-02/278-SG3a*.
- [13] G. Shor, et. al.; "A proposal for a selection of indoor UWB path loss model," *IEEE P802.15-02/280-SG3a*.
- [14] Kai Siwiak; "UWB Propagation Phenomena," <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02301r2P802-15-SG3a-UWB-Propagation-Phenomena.ppt>
- [15] Kai Siwiak; "Propagation notes to P802.15 SG3a from IEEE Tutorial," <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02328r0P802-15-SG3a-Propagation-notes-to-SG3a-from-IEEE-Tutorial.ppt>
- [16] Xuemin Shen; Weihua Zhuang; Hai Jiang; Jun Cai; "Medium access control in ultra-wideband wireless networks," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 5, Sept. 2005, pp. 1663-1677.
- [17] J.R. Foerster; "The performance of a direct-sequence spread ultrawideband system in the presence of multipath, narrowband interference, and multiuser interference," *IEEE Conf. Ultra Wideband Systems and Technologies*, May 2002, pp. 87-91.
- [18] M.Z. Win, R.A. Scholtz; "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 4, April 2000, pp. 679-689.
- [19] F. Ramirez-Mireles; "On the performance of Ultra-Wide-Band Signals in Gaussian Noise and Dense Multipath," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, no. 1, Jan. 2001, pp. 244-249.
- [20] A. Batra, J. Balakrishnan, A. Dabak, R. Gharpu-rey; J. Lin; "Multi-Band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a," *IEEE P802.15-04/0493r0*, September 2004; <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2004/15-04-0493-00-003a-multi-band-ofdm-cfp-document-update.zip>
- [21] M. Ghavami, L. B. Michael, R. Kohno; "Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering," Wiley, 2004.
- [22] M. Ghavami, L. B. Michael, S. Haruyama, R. Kohno; "A novel UWB pulse shape modulation system," *Kluwer Wireless Personal Communications Journal*, vol. 23, no. 1, October 2002, pp. 105-120.
- [23] F. Ramirez-Mireles and R. A. Scholtz; "Multiple-access with time hopping and block waveform PPM modulation", *In The*

- ICC'98 - IEEE International Conference on Communications, 1998*, vol. 2, June 1998, pp. 775-779.
- [24] E. Saberinia and A. H. Tewfik; "Single and multicarrier UWB Communications," *Proc. 7th International Symposium on Signal Processing and its Applications*, vol. 2, pp. 343-346, July 2003.
- [25] A.R. Forouzan, M.N. Kenari, and J.A. Salehi; "Performance analysis of time-hopping spread-spectrum multiple-access systems: coded and uncoded schemes," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, 2002, vol. 1, no. 4, pp. 671-681.
- [26] R. Pasand, S. Khalesehossseini, J. Nielsen, A. Sesay; "Exact evaluation of M-ary TH-PPM UWB systems on AWGN channels for indoor multiple-access communications Communications," *IEE Proceedings*, vol. 153, Issue 1, Feb. 2006, pp. 83-92.
- [27] Bo Hu, N.C. Beaulieu; "Accurate performance evaluation of time-hopping and direct-sequence UWB systems in multi-user interference," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 6, June 2005, pp. 1053-1062.
- [28] P. Pirinen; "Outage evaluation of ultra wideband spread spectrum system with RAKE combining in lognormal fading multipath channels," *PIMRC 2004 - 15th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 4, Sept. 2004, pp. 2446-2450.

Paul Jean Etienne Jeszensky obteve os títulos de Engenheiro Eletricista, Mestre em Engenharia Elétrica, Doutor em Engenharia Elétrica-Sistemas Eletrônicos e Livre Docente na área de Telecomunicações, pela Escola Politécnica da USP em 1972, 1981, 1989 e 1992, respectivamente. Autor do livro *Sistemas Telefônicos* (Editora Manole, 2004) e de cerca de 70 trabalhos técnicos/científicos, apresentados em Simpósios/Congressos/revistas especializadas, nacionais e internacionais. Professor da EPUSP desde 1978, concursado em 1984, em dedicação exclusiva a partir de 1990, na área de Telecomunicações. General Co-Chairmen do ITS'98-SBT/IEEE International Telecommunications Symposium, realizado em SP de 9 a 13/8/1998. Foi professor visitante da UPC-Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona-Espanha em 1995 e da TUB-Technical University of Budapest, Hungria em 2001.

Suas áreas de interesse para pesquisa incluem: comunicações sem fio em geral, seqüências de códigos para uso em sistemas DS/CDMA, sistemas DS/CDMA quase síncronos e detecção multiusuário em DS/CDMA.

Lisiane C. Heringer nasceu em Itajubá, MG, em 31 de julho de 1981. Possui o título de Engenheira Eletricista, pelo Instituto Nacional de Telecomunicações, MG em 2003, atualmente cursando Mestrado em Engenharia Elétrica na Universidade Estadual de Londrina, PR.

Áreas de interesse para pesquisa incluem: sistemas de comunicação UWB e sistemas de múltiplo acesso.

Bruno Augusto Angélico é graduado em Engenharia Elétrica, 2003, pela Universidade Estadual de Londrina (UEL), e mestre em Engenharia Elétrica, 2005, pela Escola Politécnica da Universidade de São Paulo (EPUSP). Atualmente é aluno regular do programa de pós-graduação - doutorado pela EPUSP.

Áreas de interesse para pesquisa incluem: comunicações sem fio, sistemas OFDM, sistemas CDMA multiportadora, detecção multiusuário e sistemas UWB.

Taufik Abrão é graduado, mestre e doutor em Engenharia Elétrica em 1992, 1996 e 2001, respectivamente, pela Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Atualmente é professor adjunto do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina, PR. Co-autor de cerca de 38 trabalhos técnicos, apresentados em congressos e revistas especializadas, nacionais e internacionais.

Áreas de interesse para pesquisa incluem: comunicações sem fio, métodos de redução de interferência em sistemas de múltiplo acesso, detecção multiusuário, algoritmos heurísticos para detecção sub-ótima e técnicas de diversidade.

Referências

- (2002A), F. C. C. February 2002. http://www.fcc.gov/Bureaus/Engineering_Technology/News_Releases/2002/nret0203.html.
- (2002B), F. C. C. *First Report and Order in the matter of revision of Part 15 of the Commission's rules regarding ultrawideband transmission systems*. April 2002. ET-Docket 98-153, FCC 02-48.
- ABRÃO, T. *Canceladores de Interferência Multiusuário Aplicados a Sistemas DS/CDMA de Múltipla Taxa*. Tese (Doutorado) — Escola Politécnica da Universidade de São Paulo - EPUSP, March 2001.
- ADACHI, F.; GARG, D.; S.TAKAOKA; TAKEDA, K. Broadband cdma techniques. *IEEE Communications Magazine*, v. 12, n. 2, p. 8–18, April 2005.
- BARRETT, T. W. History of ultra wideband (uwb) radar and communications: Pioneers and innovators. *Proceedings of Progress in Electromagnetics Symposium*, July 2000.
- BATRA, A.; BALAKRISHNAN, J.; AIELLO, G. R.; FOERSTER, J. R.; DABAK, A. Design of a multiband ofdm system for realistic uwb channel environments. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 52, n. 9, p. 2123–2138, September 2004.
- BATRA, A.; BALAKRISHNAN, J.; DABAK, A.; GHARPUREY, R.; LIN, J. *Multi-Band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a*. November 2003. http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2003/Jul03/03268r2P802-15_TG3a-Multi-band-CFP-Document.pdf.
- BATRA, A.; BALAKRISHNAN, J.; DABAK, A.; GHARPUREY, R.; LIN, J. *Multi-Band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a*. September 2004. <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2004/15-04-0493-00-003a-multi-band-ofdm-cfp-document-update.zip>.
- BENNETT, C. L.; ROSS, G. F. Time-domain electromagnetics and its applications. *Proceedings of the IEEE*, v. 66, n. 3, p. 299–318, March 1978.
- BOS, L.; LEROY, S. Toward an all-ip umts system architecture. *IEEE Network*, v. 15, n. 1, p. 36–45, January - February 2001.
- CASSIOLI, D.; WIN, M.; MOLISCH, A. A statistical model for the uwb indoor channel. In: *IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference*. Rhodes, Greece: IEEE, 2001. v. 2, p. 1159–1163.
- CASSIOLI, D.; WIN, M. Z.; MOLISCH, A. F. The ultra-wide bandwidth indoor channel: From statistical model to simulations. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 20, n. 6, p. 1247–1257, August 2002.
- CHEN, X.; KIAEI, S. Monocycle shapes for ultra wideband system. In: *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. Phoenix-Scottsdale AZ, USA: IEEE, 2002. v. 1, p. 597–600.

- CHU, X.; MURCH, R. D. The effect of nbi on uwb time-hopping systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 3, n. 5, p. 1431–1436, September 2004.
- CHUNG, W. C.; AUGUST, N. J.; HA, D. S. Signaling and multiple access techniques for ultra wideband 4g wireless communication systems. *IEEE Wireless Communications*, v. 12, n. 2, p. 46–55, April 2005.
- CRAMER, J.; SCHOLTZ, R.; WIN, M. On the analysis of uwb communication channels. In: *IEEE Military Communications Conference Proceedings*. Atlantic City, NJ: IEEE, 1999. v. 2, p. 1191–1195.
- CRAMER, R. J. M.; SCHOLTZ, R. A.; WIN, M. Z. Evaluation of an ultra-wideband propagation channel. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 50, n. 5, p. 561–570, May 2002.
- CRAMER, R. J. M.; Z.WIN, M.; SCHOLTZ, R. A. Impulse radio multipath characteristics and diversity reception. In: *IEEE International Conference on Communications*. Atlanta, GA: IEEE, 1998. v. 3, p. 1650–1654.
- DING, H.; ZHANG, Y.; WU, X. Error analysis of ds-bpsk uwb multiple-access systems in dense multipath channels. In: *IEEE International Conference on Communications*. Istanbul: IEEE, 2006. v. 4, p. 1494–1500.
- ECMA-368. *High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard*. December 2005. <http://www.ecma-international.org/publications/files/ECMA-ST/ECMA-368.pdf>.
- ECMA-369. *MAC-PHY Interface for ECMA-368*. December 2005. <http://www.ecma-international.org/publications/files/ECMA-ST/ECMA-369.pdf>.
- FISHER, R.; KOHNO, R.; OGAWA, H.; ZHANG, H.; TAKIZAWA, K. *DS-UWB Physical Layer Submission to 802.15 Task Group 3a*. July 2004. <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2004/15-04-0137-03-003a-merger2-proposal-ds-uwu-update.doc>.
- FOERSTER, J. The performance of a direct-sequence spread ultrawideband system in the presence of multipath, narrowband interference, and multiuser interference. In: *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*. Baltimore, USA: IEEE, 2002. p. 87–91.
- FOERSTER, J. *Channel Modeling Sub-committee Report Final*. March 2003. http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2003/Mar03/02490r1P802-15_SG3a-Channel-Modeling-Subcommittee-Report-Final.zip.
- FOERSTER, J. R. The effects of multipath interference on the performance of uwb systems in an indoor wireless channel. In: *IEEE 53rd Vehicular Technology Conference*. Rhodes: IEEE, 2001. v. 2, p. 1176–1180.
- FONTANA, R. *A Brief History of UWB Communications*. January 2006. <http://www.multispectral.com/history.html>.
- FOROUZAN, A. R.; KENARI, M. N.; SALEHI, J. A. Performance analysis of time-hopping spread-spectrum multiple-access systems: coded and uncoded schemes. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 1, n. 4, p. 671–681, October 2002.
- GHASSEMZADEH, S.; TAROKH, V. *The Ultra-wideband Indoor Path Loss Model*. July 2002. http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Ju102/02277r1P802-15_SG3a-802.15-UWB-Propagation-Path%20Loss-Model.doc.

- GHAVAMI, M.; MICHAEL, L. B.; HARUYAMA, S.; KOHNO, R. A novel uwb pulse shape modulation system. *Kluwer Wireless Personal Communications Journal*, v. 23, n. 1, p. 105–120, October 2002.
- GHAVAMI, M.; MICHAEL, L. B.; KOHNO, R. Hermite function-based orthogonal pulses for ultra wideband communication. *The Fourth International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, September 2001.
- GHAVAMI, M.; MICHAEL, L. B.; KOHNO, R. *Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering*. first edition. England: John Wiley, 2004.
- GUIMARÃES, D. A. *Introdução às Comunicações Móveis*. 2001. <http://www.wirelessbrasil.org/wirelessbr/colaboradores/dayani/intro04.html>.
- HAYKIN, S. *Communications Systems*. 4th. ed. New York: John Wiley, 2000.
- HU, B.; BEAULIEU, N. C. Accurate performance evaluation of time-hopping and direct-sequence uwb systems in multi-user interference. *IEEE Transactions on Communications*, v. 53, n. 6, p. 1053–1062, June 2005.
- JERUCHIM, M. C.; BALABAN, P.; SHANMUGAN, K. S. *Simulation of Communication Systems*. first edition. [S.l.]: Plenum Press, 1992.
- LUPAS, R.; VERDÚ, S. Linear multiuser detectors for synchronous cdma channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 35, n. 1, p. 123–36, January 1989.
- MCCORKLE, J. Ultra wide bandwidth (uwb): Gigabit wireless communications for battery operated consumer applications introduction. *Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers*, p. 6–9, June 2005.
- MOLISCH, A. F.; FOERSTER, J. R.; PENDERGRASS, M. The evolution of wireless lans and pans-channel models for ultrawideband personal area networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 10, n. 6, p. 14–21, December 2003.
- MOSHAVI, S. Multi-user detection for ds-cdma communicatios. *IEEE Communications Magazine*, v. 1A, p. 124–136, October 1996.
- MULTIBAND-OFDM. *MultiBand OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15.3a*. September 2004. http://www.wimedia.org/imwp/idms/popups/pop_download.asp?ContentID=6516.
- NAKAGAWA, M.; ZHANG, H.; SATO, H. Ubiquitous homelinks based on ieee 1394 and ultra wideband solutions. *IEEE Communications Magazine*, v. 41, n. 4, p. 74–82, April 2003.
- NEKOOGAR, F. *Ultra-Wideband Communications: Fundamentals and Applications*. first edition. United States: Prentice Hall, 2005.
- OPPERMANN, I.; HÄMÄLÄINEN, M.; IINATTI, J. *UWB Theory and Applications*. first edition. England: John Wiley, 2004.
- PAPOULIS, A. *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*. third edition. Singapore: McGraw-Hill, 1991.
- PASAND, R.; KHALESEHOSSEINI, S.; NIELSEN, J.; SESAY, A. Exact evaluation of m-ary th-ppm uwb systems on awgn channels for indoor multiple-access communications communications. In: *IEE Proceedings Communications*. INIST-CNRS: IET, 2006. v. 153, n. 1, p. 83–92.

- PEYROT-SOLIS, M. A.; GALVAN-TEJADA, G. M.; JARDON-AGUILAR, H. State of the art in ultra-wideband antennas. In: *2nd International Conference on Electrical and Electronics Engineering*. Mexico: IEEE, 2005. p. 101–105.
- PIRINEN, P. Outage evaluation of ultra wideband spread spectrum system with rake combining in lognormal fading multipath channels. In: *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. Barcelona: IEEE, 2004. v. 4, p. 2446–2450.
- PORCINO, D.; HIRT, W. Ultra-wideband radio technology: potential and challenges ahead. *IEEE Communications Magazine*, v. 41, n. 7, p. 66–74, July 2003.
- PROAKIS, J. G. *Digital Communications*. third edition. New York: McGraw-Hill, 1995.
- QIU, R. C.; LIU, H.; SHEN, X. Ultra-wideband for multiple access communications. *IEEE Communications Magazine*, v. 43, n. 2, p. 80–87, February 2005.
- RAJESWARAN, A.; SOMAYAZULU, V. S.; FOERSTER, J. R. Rake performance for a pulse based uwb system in a realistic uwb indoor channel. In: *IEEE International Conference on Communications*. Alaska: IEEE, 2003. v. 4, p. 2879–2883.
- RAMIREZ-MIRELES, F. On the performance of ultra-wide-band signals in gaussian noise and dense multipath. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 50, n. 1, p. 244–249, January 2001.
- RAMIREZ-MIRELES, F.; SCHOLTZ, R. A. Wireless multiple-access using ss time-hopping and block waveform pulse position modulation, part 2: Multiple-access performance. In: *Proceedings ISITA Symposium*. Mexico: ISITA, 1998.
- RUNKLE, P.; MCCORKLE, J.; MILLER, T.; WELBORN, M. Ds-cdma: the modulation technology of choice for uwb communications. In: *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*. Virginia, USA: IEEE, 2003. p. 364–368.
- SABERINIA, E.; TEWFIK, A. H. Single and multicarrier uwb communications. In: *IEEE Proc. 7th International Symposium on Signal Processing and its Applications*. Paris: IEEE, 2003. v. 2, p. 343–346.
- SALEH, A.; VALENZUELA, R. A statistical model for indoor multipath propagation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 5, n. 2, p. 128–137, February 1987.
- SANTHI, K.; SRIVASTAVA, V.; SENTHILKUMARAN, G.; BUTARE, A. Goals of true broad band's wireless next wave (4g-5g). In: *IEEE Vehicular Technology Conference*. Florida, USA: IEEE, 2003. v. 4, p. 2317–2321.
- SARWATE, D.; PURSLEY, M. B. Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences. In: *Proceedings of the IEEE*. Piscataway, N.J.: IEEE, 1980. (4, v. 68), p. 593–619.
- SATO, H.; OHTSUKI, T. Frequency domain channel estimation and equalisation for direct sequence ultra wideband (ds-uw) system. *IEE Proceedings Communications*, v. 153, n. 1, p. 93–98, February 2006.
- SCHOLTZ, R. Multiple access with time-hopping impulse modulation. In: *IEEE Military Communications Conference, MILCOM*. Boston, MA, USA: IEEE, 1993. v. 2, p. 447–450.
- SCHOLTZ, R. A.; CRAMER, R. J. M.; WIN, M. Z. Evaluation of the propagation characteristics of ultra-wideband communication channels. In: *IEEE International Antennas and Propagation Society Symposium*. Atlanta, GA, USA: IEEE, 1998. v. 2, p. 626–630.

- SCHOLTZ, R. A.; LEE, J. Y. Problems in modeling uwb channels. In: *IEEE 36th Conference on Signals, Systems, and Computers*. Pacific Grove, CA: IEEE, 2002. v. 1, p. 706–711.
- SHEN, X.; ZHUANG, W.; JIANG, H.; CAI, J. Medium access control in ultra-wideband wireless networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 54, n. 5, p. 1663–1677, September 2005.
- SHOR, G.; AL. et. *A proposal for a selection of indoor UWB path loss model*. July 2002. http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02280r0P802-15_SG3a-Ultrawaves_pathloss_proposal.ppt.
- SIWIAK, K. *Propagation notes to P802.15 SG3a from IEEE Tutorial*. July 2002. http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02328r0P802-15_SG3a-Propagation-notes-to-SG3a-from-IEEE-Tutorial.ppt.
- SIWIAK, K. *UWB Propagation Phenomena*. July 2002. http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Jul02/02301r2P802-15_SG3a-UWB-Propagation-Phenomena.ppt.
- STADERINI, E. M. Uwb radars in medicine. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, v. 17, n. 1, p. 13–18, January 2002.
- STANCANELLI, E. M. G.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. Descorrelacionador aliado à diversidade de percursos. *XX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, p. 438–443, October 2003.
- SUN, J.-Z.; SAUVOLA, J.; HOWIE, D. Features in future: 4g visions from a technical perspective. In: *IEEE Global Telecommunications Conference*. Texas, USA: IEEE, 2001. v. 6, p. 3533–3537.
- TAHA, A.; CHUGG, K. M. Multipath diversity reception of wireless multiple access time-hopping digital impulse radio. In: *IEEE Conference on UWB system and technology*. Baltimore, Md: IEEE, 2002. p. 41–46.
- TAN, S.-S.; KANNAN, B.; NALLANATHAN, A. Performance of uwb multiple access impulse radio systems in multipath environment with antenna array. In: *IEEE Global Telecommunications Conference*. Piscataway, NJ: IEEE, 2003. v. 4, p. 2182–2186.
- TAN, S.-S.; NALLANATHAN, A.; KANNAN, B. Performance of ds-ubw multiple-access systems with diversity reception in dense multipath environments. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 55, n. 4, p. 1269–1280, July 2006.
- TAROKH, V.; JAFARKHANI, H.; CALDERBANK, A. R. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 45, n. 5, p. 1456–1467, July 1999.
- TAROKH, V.; SESHADRI, N.; CALDERBANK, A. R. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 44, n. 2, p. 744–765, March 1998.
- TAYLOR, J. D. *Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems*. first edition. Boca Raton, FL: CRC Press, 1995.
- TAYLOR, J. D. *Ultra-Wideband Radar Technology*. first edition. Boca Raton: CRC Press, 2001.

- TESI, R.; HAMALAINEN, M.; IINATTI, J.; OPPERMANN, J.; HOVINEN, V. On the multi-user interference study for ultra wideband communication systems in awgn and modified saleh-valenzuela channel. In: *International Workshop on Ultra Wideband Systems, Joint UWBST & IWUWBS*. Kyoto, Japan: IEEE, 2004. p. 91–95.
- TSANG, T. K. K.; EL-GAMAL, M. N. Ultra-wideband (uwb) communications systems: an overview. In: *The 3rd International IEEE-NEWCAS Conference*. Quebec, Canadá: IEEE, 2005. p. 381–386.
- UWB-FORUM. *IEEE 802.15.3a Updated DS-UWB Proposal Specification (04/137r3)*. July 2004. http://www.uwbforum.org/index.php?option=com_content&task=view&id=38&Itemid=60.
- VERISIGN-BRASIL. *Infra-estrutura Inteligente para o Século 21*. February 2006. <http://www.verisign.com.br/static/032776.pdf>.
- WIN, M.; SCHOLTZ, R. Characterization of ultra-wide bandwidth wireless indoor channels: a communication-theoretic view. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 20, n. 9, p. 1613–1627, December 2002.
- WIN, M. Z.; KOSTIC, Z. A. Virtual path analysis of selective rake receiver in dense multipath channels. *IEEE Communications Letters*, v. 3, n. 11, p. 308–310, June 1999.
- WIN, M. Z.; SCHOLTZ, R. A. On the robustness of ultra-wide bandwidth signals in dense multipath environments. *IEEE Communications Letters*, v. 2, n. 2, p. 51–53, February 1998.
- WIN, M. Z.; SCHOLTZ, R. A. Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications. *IEEE Transactions on Communications*, v. 48, n. 4, p. 679–689, April 2000.
- WU, X. H.; KISHK, A. A.; CHEN, Z. N. A linear antenna array for uwb applications. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, v. 1A, p. 594–597, July 2005.
- WU, Z.; ZHU, F.; NASSAR, C. High performance ultra-wide bandwidth systems via novel pulse shaping and frequency domain processing. In: *IEEE Conf. Ultra Wideband Systems and Technologies*. Baltimore, MD: IEEE, 2002. p. 53–58.
- YANG, L.; GIANNAKIS, G. B. Space-time coding for impulse radio. In: *IEEE Conf. on Ultra Wideband Systems and Technologies*. Baltimore, MD: IEEE, 2002. p. 235–240.
- ZENG, D. *Pulse Shaping Filter Design and Interference Analysis in UWB Communication Systems*. Tese (Doutorado) — Faculty of The Bradley Department of Electrical and Computer Engineering Virginia Polytechnic Institute and State University, July 2005.
- ZHU, F.; WU, Z.; NASSAR, C. Generalized fading channel model with application to uwb. In: *IEEE Conf. Ultra Wideband Systems and Technologies*. Baltimore, MD: IEEE, 2002. p. 13–17.
- ZVONAR, Z.; DUEL-HALLEN, A. Multiuser detection for cdma systems. *IEEE Personal Communications Magazine*, IEEE, v. 2, n. 2, p. 46–58, April 1995.