

BRUNO AUGUSTO ANGÉLICO

**SISTEMAS DE BANDA
ULTRALARGA COM
PRÉ-PROCESSAMENTO**

Tese apresentada à Escola Politécnica
da Universidade de São Paulo para
obtenção do Título de Doutor em Enge-
nharia Elétrica.

BRUNO AUGUSTO ANGÉLICO

**SISTEMAS DE BANDA
ULTRALARGA COM
PRÉ-PROCESSAMENTO**

Tese apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração:
Sistemas Eletrônicos

Orientador:
Prof. Dr. Paul Jean Etienne Jeszensky

FICHA CATALOGRÁFICA

Angélico, Bruno Augusto
Sistemas de banda ultralarga com pré-processamento / B.A.
Angélico. -- São Paulo, 2010.
106 p.

Tese (Doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle.

1. Telecomunicações 2. Processamento digital de sinais
3. Filtros elétricos adaptativos I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle II. t.

Aos meus familiares.
Em memória de minha mãe, Laura Matilde Vicente Angélico.

Agradecimentos

Primeiramente a Deus pelas oportunidades a mim concedidas.

Ao Prof. Dr. Paul Jean E. Jeszensky pela dedicação, contribuição e prontidão durante a orientação.

Ao Prof. Dr. Taufk Abrão pela incentivo, contribuição e pela constante motivação durante este trabalho.

Ao Prof. Dr. Phillip Mark S. Burt e ao Prof. William Hodgkiss pelas discussões e contribuições.

Ao meu pai José, à minha avó Anna e aos meus irmãos Paulo e Carlos, pelo constante incentivo.

À Janaina de Oliveira Garcia pelo constante apoio e pelo auxílio na revisão ortográfica e gramatical.

Ao Eng. Paulo Breviglieri e a todo o pessoal da Qualcomm de São Paulo e de San Diego pelo apoio oferecido.

Ao Prof. Dr. José Roberto de A. Amazonas pelo auxílio durante os preparatórios da viagem a San Diego.

Aos meus parentes e amigos, especialmente à Neusa Bussolo, que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

À Qualcomm, à FDTE e à FUSP pelo auxílio financeiro.

Resumo

A resposta impulsiva do canal de um sistema de banda ultralarga típico é caracterizada pelo elevado número de percursos discerníveis. Dessa forma, para uma recepção eficiente, a energia espalhada nessas componentes multipercurso deve ser de alguma forma combinada. Considerando o enlace direto (*downlink*) de uma rede pessoal de curto alcance, assume-se que o ponto de acesso possui uma capacidade de processamento maior do que os dispositivos portáteis a ele conectados, tais como câmeras fotográficas, celulares e aparelhos de mp3. Este trabalho se concentra no estudo de esquemas de pré-processamento em ambientes mono e multiusuário, com vistas a combinar eficientemente a energia espalhada nas componentes multipercurso do canal e, conseqüentemente, combater a autointerferência e a interferência entre usuários, sem agregar muito custo computacional ao receptor (dispositivos portáteis da rede). Com isso, boa parte da complexidade é transferida para o transmissor (ponto de acesso), de forma que o receptor necessite apenas de um detector convencional, ou então de um detector convencional seguido de processamento adicional de complexidade moderada para mitigar a interferência residual.

Abstract

The channel impulse response of a typical ultra wideband system is characterized by a large number of resolvable paths. For an efficient reception, the energy spread over the multipath components has to be somehow combined. Considering the downlink of a wireless personal area network, the access point is assumed to have a good hardware capacity when compared to the portable devices of the network, such as digital cameras, cell phones and mp3 players. This work focuses on preprocessing schemes that are able to combine efficiently the multipath components, and to combat self and multiuser interference without increasing the computational cost at the receiver (portable devices) substantially. Hence, most of the complexity is transferred to the transmitter (access point) in such a way that the receiver needs only a conventional detector or a conventional detector followed by a moderated complexity processing in order to mitigate the residual interference.

Sumário

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Lista de Abreviaturas

Convenções e Lista de Símbolos

1	Introdução	1
1.1	Regulamentação dos Sistemas UWB	3
1.2	Padronização em UWB	4
1.3	Escopo do Trabalho, Contribuições e Organização do Texto	6
2	Canal UWB	10
2.1	Modelo IEEE 802.15.4a	11
2.2	Modelo IEEE 802.15.3a	12
2.3	Representação Discreta em Banda Base	14
2.4	Sombreamento Correlacionado	14
2.5	Estimativa do Canal no Transmissor	16
3	Reversão Temporal	19
3.1	Modelo do Sistema Monousuário	21
3.2	Análise da $SINR$	22
3.2.1	Reversão Temporal	22
3.2.2	Reversão Temporal com Equalizador DFE no Receptor	23
3.3	Resultados de Desempenho	26

4	Pré-Equalização em Ambiente Monousuário	31
4.1	Modelo de Sistema Monousuário	33
4.2	Pré-equalizador ZF	34
4.3	Pré-equalizador CLS	35
4.4	Pré-equalizador MMSE	37
4.5	Resultados de Desempenho	41
4.6	Complexidade Computacional	44
4.7	Análise Desempenho×Complexidade	46
4.7.1	Resultados de BER	46
4.7.2	Resultados de Complexidade Numérica	51
4.7.3	Análise dos Resultados	52
5	Esquemas de Pré-Distorção em Ambientes Multiusuário	54
5.1	Modelo de Sistema Multiusuário	56
5.2	Esquemas CLS e MMSE Monousuário em Ambiente Multiusuário	59
5.3	Esquemas de Pré-Distorção com Otimização Multiusuário	62
5.3.1	Zero-Forcing	63
5.3.2	Constrained Least Squares	64
5.3.3	Minimum Mean Square Error	70
6	Conclusões e Sugestões de Trabalhos Futuros	79
	Referências	84
	Apêndice A – Obtenção dos Coeficientes do DFE	89
	Apêndice B – Curvas BER <i>versus</i> L_C sem Erros de Estimação da CIR	92
	Apêndice C – Cálculo dos vetores \mathbf{b}_n e \mathbf{b}_n^T na Seção 5.3.3	94
	Anexo A – Artigo Publicado	96

Lista de Figuras

1.1	Máscara espectral para sistemas UWB <i>indoor</i> estabelecida pela FCC.	3
1.2	Máscara espectral para sistemas UWB <i>indoor</i> na Europa.	4
2.1	Princípio do modelo Saleh-Valenzuela.	11
2.2	100 realizações de respostas impulsivas para os cenários (a) CM1 e (b) CM3.	13
2.3	Exemplos de CIR com resolução $ts = 167$ ps (2.4) e reamostrada com $T = 0,501$ e sombreamento correlacionado (2.10), para CM1 e CM3.	17
2.4	PDP normalizado para cenários CM1 e CM3, sem considerar as amostras nulas antes do primeiro percurso com potência significativa. O critério de -20 dB é escolhido para o truncamento do canal em ambos os cenários.	18
3.1	Modelo de tempo discreto equivalente para os sistemas TR e TR com DFE.	21
3.2	Estrutura do DFE.	23
3.3	Desempenho em função de N_{FF} , para $N_P = 100$ e $SNR = 9$ dB. $N_{FF} = 0$ significa ausência de equalizador. Marcadores indicam simulação e linhas representam desempenho semianalítico; (a) $\kappa = 4$, (b) $\kappa = 3$	27
3.4	BER em função da SNR , com $N_P = 50$	28
3.5	BER em função da SNR , com $N_P = 100$	29
4.1	Tomlinson-Harashima em sistemas SISO monousuário (a) com <i>feedforward</i> no receptor e (b) com <i>feedforward</i> no transmissor. . . .	32
4.2	Modelo de tempo discreto para sistemas com pré-equalização. . .	33
4.3	Exemplos de convergência do algoritmo usado no problema CLS. .	37

4.4	Comparação entre CIRs equivalentes considerando TR, ZF, MMSE e CLS, para CM1 e $N_P = 100$. P_{pk} representa potência de pico da CIR equivalente, enquanto que P_R representa a razão entre a potência de pico e a total.	40
4.5	Comparação entre CIRs equivalentes considerando TR, ZF, MMSE e CLS, para CM3 e $N_P = 100$. P_{pk} representa potência de pico da CIR equivalente, enquanto que P_R representa a razão entre a potência de pico e a total.	40
4.6	BER em função de L_γ , com $N_P = 100$ e cenário CM 1.	41
4.7	BER em função de L_γ , com $N_P = 100$ e cenário CM 3.	42
4.8	BER <i>versus</i> SNR, com $N_P = 50$	43
4.9	BER <i>versus</i> SNR, com $N_P = 100$	44
4.10	BER em função da SNR para cenário CM1, com truncamento da CIR estimada em 40 ns e sem ruído na estimação do canal.	44
4.11	BER x L_C para Bw_1	47
4.12	BER x L_γ para Bw_1 , com $L_C = 20$ em CM1 e $L_C = 40$ em CM3.	47
4.13	BER x SNR para Bw_1 , com $L_C = 20$ em CM1 e $L_C = 40$ em CM3.	48
4.14	BER x L_C para Bw_2	48
4.15	BER x L_γ para Bw_2 , com $L_C = 35$ em CM1 e $L_C = 60$ em CM3.	49
4.16	BER x SNR para Bw_2 , com $L_C = 35$ em CM1 e $L_C = 60$ em CM3.	49
4.17	BER x L_C para Bw_3	50
4.18	BER x L_γ para Bw_3 , com $L_C = 35$ em CM1 e $L_C = 60$ em CM3.	50
4.19	BER x SNR para Bw_3 , com $L_C = 35$ em CM1 e $L_C = 60$ em CM3.	51
5.1	Tomlinson-Harashima em sistemas MISO multiusuário.	56
5.2	Esquema de transmissão MISO multiusuário com pré-distorção, N_t antenas transmissoras e U usuários.	57
5.3	BER x SNR para otimização monousuário com $U = 2$ e $\kappa = 2$	60
5.4	BER x SNR para otimização monousuário com $U = 3$ e $\kappa = 2$	60
5.5	BER x SNR para otimização monousuário com $U = 2$ e $\kappa = 4$	61
5.6	BER x SNR para otimização monousuário com $U = 3$ e $\kappa = 4$	61

5.7	Convergência do Algoritmo 5.1 para $U = 2$ e $\mu = 0, 1$	67
5.8	Comparação das respostas dos pré-filtros CLS grad e CLS SVD para $U = 2$, $N_t = 2$, CM1 e $\mu = 0, 1$	68
5.9	Comparação das respostas dos pré-filtros CLS grad e CLS SVD para $U = 2$, $N_t = 2$, CM3 e $\mu = 0, 1$	68
5.10	Comparação das respostas dos pré-filtros CLS grad e CLS SVD para $U = 2$, $N_t = 3$, CM1 e $\mu = 0, 1$	69
5.11	Comparação das respostas dos pré-filtros CLS grad e CLS SVD para $U = 2$, $N_t = 3$, CM3 e $\mu = 0, 1$	69
5.12	BER x SNR para otimização multiusuário com $U = 2$ e $\kappa = 2$. . .	73
5.13	BER x SNR para otimização multiusuário com $U = 3$ e $\kappa = 2$. . .	74
5.14	BER x SNR para otimização multiusuário com $U = 2$ e $\kappa = 4$. . .	74
5.15	BER x SNR para otimização multiusuário com $U = 3$ e $\kappa = 4$. . .	75
5.16	BER x SNR para otimização multiusuário com $U = 3$ e $\kappa = 2$, $N_t = 4$	75
5.17	BER x SNR para otimização multiusuário com $U = 3$ e $\kappa = 4$, $N_t = 4$	75
5.18	BER x SNR para otimização multiusuário com $U = 2$ e $\kappa = 2$, considerando estimação perfeita da CIR.	76
5.19	BER x SNR para otimização multiusuário com $U = 3$ e $\kappa = 2$, considerando estimação perfeita da CIR.	77
5.20	BER x SNR para otimização multiusuário com $U = 2$ e $\kappa = 4$, considerando estimação perfeita da CIR.	77
5.21	BER x SNR para otimização multiusuário com $U = 3$ e $\kappa = 4$, considerando estimação perfeita da CIR.	78
B.1	BER x L_C sem ruído de estimação para configuração Bw_1	92
B.2	BER x L_C sem ruído de estimação para configuração Bw_2	93
B.3	BER x L_C sem ruído de estimação para configuração Bw_3	93

Lista de Tabelas

2.1	Cenários do modelo de canal IEEE 802.15.4a.	12
2.2	Cenários do modelo de canal IEEE 802.15.3a.	12
3.1	Taxa efetiva de transmissão.	30
4.1	Complexidade computacional.	45
4.2	Análise de Complexidade Numérica.	45
4.3	Configurações com mesma taxa de transmissão $R_b = 499$ Mbps.	46
4.4	Análise Numérica de Complexidade — Bw_1 . Parâmetros: $L_C = 20$ para CM1, $L_C = 40$ para CM3, $L_\gamma = 0,8 \cdot L_C$	51
4.5	Análise Numérica de Complexidade — Bw_2 . Parâmetros: $L_C = 35$ para CM1, $L_C = 60$ para CM3, $L_\gamma = 0,8 \cdot L_C$	52
4.6	Análise Numérica de Complexidade — Bw_3 . Parâmetros: $L_C = 35$ para CM1, $L_C = 100$ para CM3, $L_\gamma = 0,8 \cdot L_C$	52
5.1	Especificações e parâmetros adotados nas análises do Capítulo 5.	58

Lista de Abreviaturas

3G Terceira Geração de Telefonia Móvel Celular

4G Quarta Geração de Telefonia Móvel Celular

A/D Conversor Analógico para Digital

AWGN *Additive White Gaussian Noise*

BER *Bit Error Rate*

BPSK *Binary Phase Shift Keying*

CDMA *Code Division Multiple Access*

CEPT *European Conference of Postal and Telecommunications Administrations*

CIR *Channel Impulse Response*

DARPA *Defense Advanced Research Projects Agency*

DFE *Decision Feedback Equalizer*

DS *Direct Sequence*

DS-CDMA *Direct Sequence CDMA*

DS-UWB *Direct Sequence UWB*

ECMA-368 Camada física do padrão UWB comercial da ECMA International

ECMA-369 Camada MAC do padrão UWB comercial da ECMA International

EIRP *Equivalent Isotropically Radiated Power*

ETSI *European Telecommunications Standards Institute*

FCC *Federal Communications Commission*

FIR *Finite Impulse Response*

FWA *Fixed Wireless Access*

IEEE *Institute of Electrical and Electronic Engineers*

IEEE 802.11n Tipo de Padrão IEEE de redes locais sem fio

IEEE 802.15 Grupo de trabalho do IEEE para WPANs

IEEE 802.15.3a Grupo de tarefas do IEEE 802.15 que estuda alternativas de PHY para altas taxas (TG3a)

IEEE 802.15.4a Grupo de tarefas do IEEE 802.15 que estuda alternativas de PHY para baixas taxas (TG4a)

ISI *Intersymbol Interference*

ITER Número de iterações do algoritmo CLS mono e multiusuário

LOS *Line-of-Sight*

MAI *Multiple Access Interference*

MB-OFDM *Multiband OFDM*

MCS *Monte Carlo Simulation*

MF *Matched Filter*

MIMO *Multiple Input Multiple Output*

MISO *Multiple Input Single Output*

MMSE *Minimum Mean Square Error*

MPC *Multipath Component*

NLOS *non-Line-of-Sight*

OFDM *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*

PDP *Power Delay Profile*

PHY *Physical Layer*

RRC *Square-Root Raised-Cosine*

RLS *Recursive Least Squares*

RX Receptor

SINR *Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio*

SISO *Single Input Single Output*

SNR *Signal-to-Noise Ratio*

S-V Modelo de Canal Saleh-Valenzuela

SVD *Singular Value Decomposition*

T-H Esquema de Pré-distorção Tomlinson-Harashima

THEO Método Semianalítico de obtenção de desempenho em termos de BER

TH *Time-Hopping*

TR *Time Reversal*

TX Transmissor

USB *Universal Serial Bus*

UWB *Ultra Wideband*

WCDMA *Wideband CDMA*

WMAN *Wireless Metropolitan Area Network*

WLAN *Wireless Local Area Networks*

WPAN *Wireless Personal Area Network*

WSN *Wireless Sensor Networks*

ZF *Zero-Forcing*

Convenções e Lista de Símbolos

As seguintes convenções foram utilizadas na notação:

- letras maiúsculas em negrito são matrizes, exemplo: $\mathbf{\Gamma}$;
- letras minúsculas em negrito são vetores, exemplo: $\boldsymbol{\gamma}$;
- i.i.d. representa independente e identicamente distribuídas;
- $\arg \min_x f(x)$ significa encontrar argumento x que minimiza $f(x)$;
- s.t. representa sujeito a;
- v.a. representa variável aleatória;
- $\Re\{\cdot\}$ representa o operador parte real;
- $\Im\{\cdot\}$ representa o operador parte imaginária;
- $|\cdot|$ representa o operador valor absoluto;
- $\|\cdot\|_2$ representa o operador norma 2;
- $\|\cdot\|_F$ representa o operador norma Frobenius;
- $\{\cdot\}^*$ representa o operador conjugado complexo;
- $\{\cdot\}^H$ representa o operador hermitiano;
- $\{\cdot\}^\top$ representa o operador transposto;
- $*$ representa o operador convolução;
- $\mathbb{E}[a]$ representa o valor esperado (média) da v.a. a
- $\text{rank}(A)$ representa o posto da matriz A
- σ_a^2 representa a variância da v.a. a ;
- σ_a representa o desvio padrão da v.a. a ;

Os seguintes símbolos foram utilizados:

símbolo	descrição
\mathbf{A}_c	Capítulo 5: matriz concatenada de CIRs equivalentes
\mathbf{B}_c	Capítulo 5: matriz concatenada de bits
B_f	largura de banda fracionária
b_i	i -ésimo símbolo transmitido
b_i^u	Capítulo 5: i -ésimo símbolo transmitido pelo u -ésimo usuário
\hat{b}_n	sinal equalizado pelo DFE
\tilde{b}_n	símbolo (bit) estimado
$\mathbf{b}_{u,n}$	Capítulo 5: vetor de bits do usuário u
$c_q _{q=1}^{N_{FF}}$	coeficientes do filtro de alimentação direta do DFE
C_k	fator de normalização do pré-filtro TR
\mathbf{d}	Capítulo 4: vetor objetivo do critério CLS
$d_v _{v=1}^{N_{FB}}$	coeficientes do filtro de realimentação do DFE
\mathbf{D}_δ	matriz objetivo no critério ZF
\mathcal{D}_δ	matriz objetivo no critério CLS
\mathbf{e}	Capítulo 4: vetor de erros no critério CLS
\mathbf{E}	Capítulo 5: matriz de erros no critério CLS
E_b^k	Capítulo 4: energia média transmitida na k -ésima antena
$E_b^{u,k}$	Capítulo 5: energia média transmitida na k -ésima antena do usuário u
$f_{u,q}[m]$	convolução entre pré-filtro do usuário q com a CIR do usuário u
$g_T(t)$	resposta impulsiva do pulso no transmissor
$g_R(t)$	resposta impulsiva do pulso no receptor
$h(t)$	resposta impulsiva do canal em tempo contínuo
$h_k[m]$	resposta impulsiva do canal em tempo discreto
$\tilde{\mathbf{H}}_c$	Capítulo 5: matriz concatenada de canal dos critérios ZF e CLS
$\tilde{\mathbf{H}}$	Capítulo 4: matriz de canal estimada
$\tilde{\mathcal{H}}_c$	Capítulo 5: matriz concatenada de canal do critério MMSE
\mathbf{I}	matriz identidade
J_{CLS}	função objetivo do critério CLS
J_{MMSE}	função objetivo do critério MMSE
k	índice utilizado para representar antenas
L	Comprimento da resposta impulsiva do canal de tempo discreto
L_C	Comprimento da resposta impulsiva do canal de tempo discreto estimada

continua...

símbolo	descrição
L_γ	comprimento do pré-filtro por antena
m e n	representam índices de tempo discreto
N_{FB}	número de coeficientes do filtro <i>feedback</i> do DFE
N_{FF}	número de coeficientes do filtro <i>feedforward</i> do DFE
$N_0/2$	densidade espectral de potência bilateral do AWGN
N_P	número de pulsos de prova para estimar o canal
N_t	número de antenas transmissoras
$p(t)$	convolução de $g_T(t)$ e $g_R(t)$
\mathbf{R}_X	matriz de correlação do sombreamento
R_b	taxa de transmissão
$s_k[m]$	Capítulo 4: sinal em tempo discreto transmitido na k -ésima antena
$s_{u,k}[m]$	Capítulo 4: sinal em tempo discreto transmitido na k -ésima antena, u -ésimo usuário
$SINR_{DFE}^j$	$SINR$ instantânea com TR + DFE
$SINR_{TR}^j$	$SINR$ instantânea com TR pura
t	representa tempo
T	período de amostragem da CIR discreta. Utilizado para gerar $g_T(t)$ e $g_R(t)$
T_f	período de <i>frame</i>
T_{tr}	tamanho da sequência de treinamento do algoritmo RLS para o DFE
ts	resolução do modelo de canal IEEE 802.15.3a (= 167 ps)
T_s	espaçamento ente símbolos ($T_s = \kappa T$)
V	variável de decisão
$x[m]$ ou x_m	representa resposta impulsiva equivalente; convolução de pré-filtro com CIR
$x_u[m]$	convolução entre pré-filtro do usuário u com a CIR do usuário u
$y[n]$ ou y_n	Capítulo 4: sinal recebido subamostrado na taxa de símbolos $1/T_s$
$y_u[n]$	Capítulo 5: sinal recebido no u -ésimo usuário subamostrado na taxa de símbolos $1/T_s$
$z[n]$ ou z_n	ruído filtrado na saída do MF
α	coeficiente de canal do modelo discreto em banda base equivalente

continua...

símbolo	descrição
$\tilde{\alpha}$	representa coeficiente de canal estimado
β	coeficiente de canal nos modelos S-V e derivados
χ	sombreamento do canal
$\mathbf{\chi}$	vetor de sombreamento. Cada elemento corresponde ao sombreamento em uma dada antena transmissora
$\delta(t)$	função delta de Dirac
$\delta[n]$	sequência impulso unitário
Δ	atraso de decisão do DFE
$\gamma_k^{\text{TR}}[m]$	coeficientes do filtro TR na k -ésima antena
$\boldsymbol{\gamma}^{\text{CLS}}$	4: vetor de coeficientes do pré-equalizador CLS
$\boldsymbol{\gamma}^{\text{MMSE}}$	4: vetor de coeficientes do pré-equalizador MMSE
$\boldsymbol{\gamma}^{\text{TR}}$	4: vetor de coeficientes do pré-filtro TR
$\boldsymbol{\gamma}^{\text{ZF}}$	4: vetor de coeficientes do pré-equalizador ZF
$\gamma_{u,k}[m]$	5: coeficientes do pré-filtro na k -ésima antena, usuário u
$\boldsymbol{\gamma}_c^{\text{MMSE}}$	5: vetor concatenado de coeficientes para o critério MMSE
$\boldsymbol{\Gamma}_c^{\text{CLS}}$	5: matriz concatenada de coeficientes para o critério CLS
$\boldsymbol{\Gamma}_c^{\text{ZF}}$	5: matriz concatenada de coeficientes para o critério ZF
κ	inteiro utilizado para o espaçamento ente símbolos. Controla a taxa de transmissão
λ	Capítulo 2: taxa de chegada de raios dentro de um <i>cluster</i> no modelo S-V e derivados; Capítulo 4: multiplicador de Lagrange
Λ	Capítulo 2: taxa de chegada de <i>clusters</i> no modelo S-V
μ	Capítulo 3: fator de esquecimento do algoritmo RLS; Capítulos 4 e 5: passo de adaptação do algoritmo gradiente modificado
∇J_{CLS}	gradiente de J_{CLS}
ρ_{χ_k, χ_j}	coeficiente de correlação do sombreamento entre as antenas k e j
σ_k^2	variância do AWGN por antena
ψ	fator de <i>roll-off</i> do pulso RRC
τ_{ℓ_1}	utilizado para representar o atraso de chegada de um dado <i>cluster</i> no modelo S-V e derivados
τ_{ℓ_1, ℓ_2}	utilizado para representar o atraso de chegada de raios dentro de um dado <i>cluster</i> no modelo S-V e derivados
τ_{ef}	espalhamento efetivo do canal
ω_c	frequência angular da portadora

1 Introdução

A evolução dos sistemas de comunicação para a sua quarta geração (4G) objetiva uma unificação das redes de comunicação sem fio, tais como as metropolitanas (WMAN, *Wireless Metropolitan Area Network*), as locais (WLAN, *Wireless Local Area Networks*) e as pessoais (WPAN, *Wireless Personal Area Network*). Nesta última, a comunicação sem fio entre dispositivos portáteis e computadores pessoais em curtas distâncias e taxas elevadas está contemplada.

Boa parte dos dispositivos eletrônicos portáteis, tais como câmeras fotográficas e filmadoras, MP3 players, impressoras, DVD players, projetor digital, assim como TV digital de alta definição, necessitam de cabos para transmitir, reproduzir, gravar ou trocar dados. A tecnologia Bluetooth (Bluetooth SIG, 2010) surgiu como uma solução bem sucedida para a comunicação sem fio entre dispositivos portáteis e computadores pessoais. No entanto, as taxas disponíveis nesse padrão não chegam a dezenas de Mpbs, o que impossibilita sua utilização para algumas das aplicações descritas no início deste enunciado.

Os sistemas de banda ultralarga (UWB, *Ultra Wideband*) surgem como uma provável solução que, geralmente, se caracteriza pelo uso de pulsos ultra curtos para transmitir informação, o que resulta em uma banda muito larga. Tais sistemas estão sendo considerados com grande interesse pelos meios acadêmico e industrial, devido a características atrativas como potencialidade para elevadas taxas de transmissão, sinais com baixa potência e baixa probabilidade de interceptação e elevada resolução temporal, o que permite aplicações de rastreamento e localização com precisão na escala de centímetros. Algumas aplicações potenciais de UWB incluem (YANG; GIANNAKIS, 2004):

- **WPANs:** Representam redes *ad hoc* de curto alcance com possibilidade de taxas relativamente altas e boa qualidade de transmissão, o que envolve, por exemplo, aplicações de transferência de áudio e vídeo, tal como USB (*Universal Serial Bus*) sem fio (USB-IF, 2010). UWB representa uma tecnologia promissora para a camada física (PHY, *physical layer*) de WPANs.

- **Redes de Sensores:** WSNs (*Wireless Sensor Networks*) consistem em redes de sensores (nós de rede) espalhados em uma área geográfica. Cada sensor é provido de capacidade de comunicação e uma limitada capacidade de processamento. Os nós podem ser estáticos (por exemplo, monitores de poluição ou de avalanche) ou móveis (por exemplo, equipados em soldados, bombeiros ou robôs em uma operação militar ou de emergência). Nesse tipo de aplicação, altas taxas de transmissão não são requeridas, mas eficiência energética, baixo custo e boa capacidade de localização são aspectos importantes.
- **Sistemas de Imageamento:** Pulsos UWB são geralmente mais estreitos do que as dimensões do alvo. Com isso, tais sinais são mais sensíveis à dispersão das reflexões que sinais de radar convencionais. Isso favorece a aplicação de UWB em imageamento subterrâneo, subaquático e através de paredes, diagnósticos médicos, etc..
- **Sistemas de Radar Veiculares:** Estradas e carros inteligentes com sistemas de vigilância anticolidão, informações de condições de pista e tráfego, adaptação de sistemas de suspensão e freio são possíveis aplicações de UWB.

Sistemas de banda ultralarga oferecem uma solução promissora para transmissão de dados em altas taxas de transmissão, baixo consumo de potência e capacidade de coexistir harmoniosamente com outros sistemas de comunicação sem fio.

O conceito de UWB tem origem na década de 1960 e foi inicialmente considerado em aplicações militares, principalmente pela alta sensibilidade à dispersão das reflexões e ao baixo consumo de potência. Naquele tempo, tais sistemas eram conhecidos como sistemas impulsivos sem portadora (*carrier-free* ou *impulse systems*). Em 1973 a patente de Ross and Robbins (R&R) foi pioneira na aplicação de UWB em diversas áreas (BARRET, Cambridge, MA, 2000), (ROSS; ROBBINS, June 12, 1973). O termo “banda ultralarga” propriamente dito só passou a ser aplicado no final da década de 1980.

A primeira definição de sinal UWB foi proposta pela DARPA (*Defense Advanced Research Projects Agency*) (OSD/DARPA, 1990) nos Estados Unidos e se baseou na largura de banda fracionária, B_f , do sinal. Essa definição estabeleceu que um sinal UWB deve possuir uma B_f de -3dB maior do que 0.25. A largura de banda fracionária é definida como

$$B_f = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L}, \quad (1.1)$$

onde f_L e f_H representam as frequências de corte inferior e superior com limiar de -3 dB.

1.1 Regulamentação dos Sistemas UWB

Em fevereiro de 2002, um marco na história dos sistemas UWB ocorreu quando a agência reguladora americana FCC (*Federal Communications Commission*) anunciou o relatório denominado *First Report and Order* (R&O) (FCC, 2002), que permitiu o desenvolvimento nos EUA de sistemas de banda ultralarga sobre a enorme faixa espectral de 3.1 a 10.6 GHz, o que, até o momento, representou a maior faixa de frequências já alocada para sistemas de comunicação terrestres. De acordo com as novas definições da FCC, um sinal UWB deve possuir largura de banda fracionária maior que 20% (em vez de 25%), ou largura de banda maior ou igual a 500 MHz, independente da B_f . Adicionalmente, na definição de B_f , f_L e f_H são agora as frequências de corte com limiar de -10 dB (ao invés de -3 dB). Após o FCC R&O, o desenvolvimento de pesquisas em UWB cresceu consideravelmente.

Três categorias de sistemas foram definidas no relatório: sistemas de imageamento, sistemas de comunicações e medidas, e sistemas de radar veiculares. Na segunda categoria, tem-se como destaque os sistemas de comunicação *indoor*.

Os níveis de potência estabelecidos pela FCC são bem baixos (abaixo de -41,3 dBm/MHz — Limite FCC Part 15), o que permite aos sistemas UWB operarem em conjunto com outras tecnologias alocadas na mesma faixa espectral (FCC, 2002). Altas taxas de transmissão são previstas (acima de 110 Mbps), porém, com curto alcance (no máximo 10-15 m). A máscara de espectral estabelecida para sistemas *indoor* é apresentada na Figura 1.1.

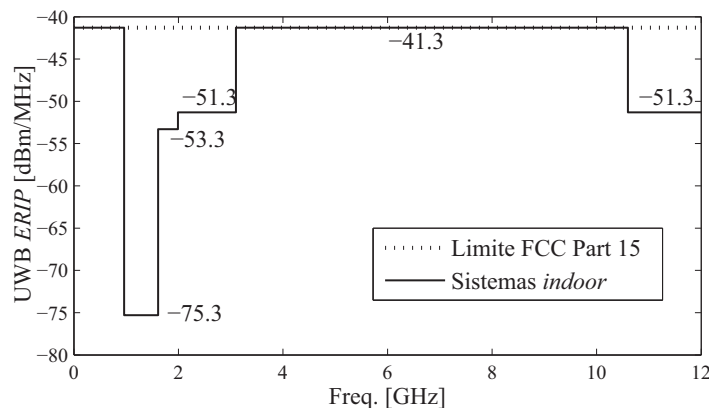


Figura 1.1: Máscara espectral para sistemas UWB *indoor* estabelecida pela FCC.

O termo *EIRP* se refere à potência efetivamente irradiada por uma fonte isotrópica (*Equivalent Isotropically Radiated Power*).

Na Europa, os órgãos envolvidos para a criação de um padrão UWB são ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) e CEPT (*European Conference of Postal and Telecommunications Administrations*). Os limites inicialmente estabelecidos para o uso da tecnologia UWB no espectro estão ilustrados na Figura 1.2 (NIKOOKAR; PRASAD, 2008).

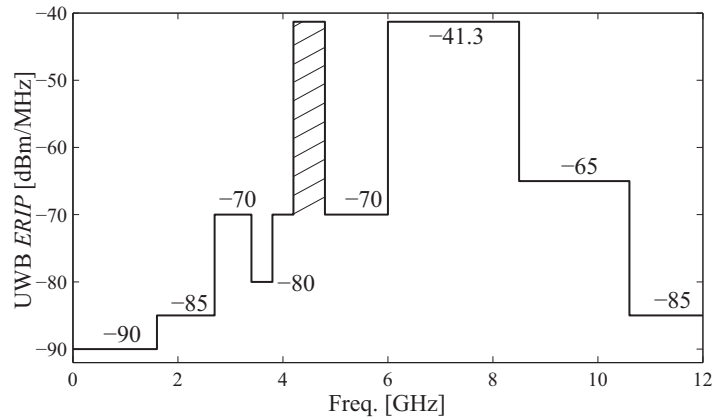


Figura 1.2: Máscara espectral para sistemas UWB *indoor* na Europa.

Como se observa, os limites europeus são, a princípio, mais conservadores que os americanos e somente a banda de 6 GHz a 8,5 GHz possui os mesmos limites de emissão da FCC. Entretanto, no início de 2007 a Comissão Europeia publicou a decisão que permite equipamentos UWB operarem na banda de 4,2 GHz a 4,8 GHz no mercado europeu, sem nenhuma restrição adicional, até 31 de Dezembro de 2010. Após essa data, restrições adicionais serão impostas.

1.2 Padronização em UWB

O histórico de padronização da tecnologia UWB não é dos melhores (GEER, 2006). Em termos de IEEE, as atividades fazem parte do grupo de trabalho IEEE 802.15. Há basicamente dois grupos de tarefa (TG, *Task Groups*) dentro do IEEE 802.15 responsáveis pela padronização de sistemas UWB: IEEE 802.15.3a (TG3a) e IEEE 802.15.4a (TG4a). O TG3a foi formado em janeiro de 2003 com o objetivo de desenvolver a camada física de aplicações que demandem altas taxas de transmissão (110-450 Mbps), tais como aplicações multimídia, sobre curtas distâncias. Em março de 2003, 23 companhias responderam à chamada de propostas, o que convergiu para duas grandes tecnologias: MB-OFDM (*Multiband Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) (MB-OFDM, March, 2004.), com o apoio da WiMedia Alliance, e DS-UWB (*Direct Sequence UWB*) (FISHER et al.,

IEEE P802.15, Jan. 2005.), suportado pelo UWB Forum. Entretanto, após três anos de trabalho, o grupo foi dissolvido. Apesar disso, WiMedia Alliance e UWB Forum anunciaram que a indústria continuaria investindo para a consolidação da tecnologia.

O grupo TG4a foi formado em março de 2004 com o objetivo de promover melhorias na camada física do padrão IEEE 802.15.4 para aplicações de baixas taxas de transmissão, mas com baterias de longa duração e baixa complexidade, tais como rede de sensores (ZHANG et al., 2009). Em 2007 um novo padrão IEEE 802.15.4a foi definido (IEEE 802.15.4a-2007, 2007), adicionando dois novos esquemas de PHY: UWB e (*Chirp Spread Spectrum*) (CSS). O esquema UWB especifica uma taxa de 851 kbps, com taxas adicionais de 110 kbps, 6,81 Mbps e 27,24 Mbps. Uma combinação de BPSK (*binary phase shift keying*) e BPPM (*binary pulse-position modulation*), juntamente com espalhamento por sequência direta (DS, *direct sequence*) e saltos no tempo (TH, *time hopping*), é considerada. Receptores coerentes e não coerentes podem ser utilizados para demodular o sinal (AHMADIAN; LAMPE, 2009). Em (WITRISAL et al., 2009) é feita uma comparação entre receptores coerentes e não coerentes para a recepção de sistemas UWB impulsivos. Um dispositivo compatível com o padrão UWB deve ser capaz de transmitir com banda igual a 500 MHz em pelo menos uma das seguintes frequências centrais: 499,2 MHz, 4,493 GHz e 7,987 GHz.

O primeiro padrão UWB comercial foi lançado pela ECMA International em dezembro de 2005 (ECMA-368, December, 2005) e nomeado ECMA-368 (camada física) e ECMA-369 (camada MAC). A camada física utiliza a faixa espectral de 3.1 GHz a 10.6 GHz e suporta taxas de 53,3 Mb/s, 80 Mb/s, 106,7 Mb/s, 160 Mb/s, 200 Mb/s, 320 Mb/s, 400 Mb/s, e 480 Mb/s, utilizando o padrão (MB-OFDM). Tal padrão é suportado pela WiMedia Alliance.

Um outro exemplo recente de aplicação é a utilização da tecnologia UWB em redes residenciais Áudio/Vídeo (*home AV networks*), onde sinais UWB podem ser transmitidos sobre cabos coaxiais para a comunicação entre ambientes diferentes e de forma sem fio para a conexão entre dispositivos em um mesmo ambiente. Tal aplicação foi lançada pela empresa *Sigma Designs, Inc* (Sigma, 2010). Um *chipset* denominado CoAir[®] foi lançado, baseado nas especificações de PHY e MAC da WiMedia Alliance, capaz suportar comunicação UWB sem fio e sobre cabos coaxiais. Segundo informações disponíveis em (Sigma, 2010), estudos comprovaram que os níveis de atenuação de cabos coaxiais e acopladores na faixa de 3,5 GHz são aceitáveis para a transmissão de sinais UWB.

1.3 Escopo do Trabalho, Contribuições e Organização do Texto

Logo após o relatório anunciado pela FCC em 2002, o interesse por pesquisas na área de sistemas UWB cresceu significativamente. Muitos trabalhos acadêmicos se baseiam em sistemas UWB impulsivos sem portadora, isto é, que utilizam uma formatação de pulso com componentes espectrais significativas em altas frequências (por exemplo, pulsos gaussianos e suas derivadas). Por outro lado, várias pesquisas também foram efetuadas em assuntos associados aos sistemas UWB baseados em OFDM.

A definição de UWB da FCC é bem genérica e, portanto, qualquer sistema que a satisfaça é considerado como de banda ultralarga. Apesar de muitos trabalhos serem desenvolvidos na área de sistemas sem portadora, as duas propostas resultantes do IEEE 802.15.3a, MB-OFDM e DS-UWB, utilizam portadora. A primeira emprega OFDM em banda base para dividir o espectro em várias sub-bandas (sub-portadores) ortogonais e, posteriormente, esse sinal modula uma portadora. Já o DS-UWB utiliza pulsos do tipo raiz quadrada do cosseno levantado (RRC, *Square-Root Raised-Cosine*) com fator de *roll-off* igual a 0,3 em base e, posteriormente, o espectro é deslocado com uma portadora senoidal. Formatação de pulso RRC também é considerada no padrão UWB IEEE 802.15.4a, com fator de *roll-off* igual a 0,6. Modelos de sistema e canal em banda base e formatação de pulso RRC foram considerados ao longo desse trabalho.

O foco da tese de doutorado está na análise de esquemas de pré-processamento lineares aplicados a sistemas UWB em banda base sem codificação. O enlace direto de uma rede pessoal de curto alcance é considerado. Assume-se que no transmissor (ponto de acesso) há uma capacidade maior de processamento do que no receptor (RX), ou seja, a maior parte da complexidade de processamento da comunicação é transferida para o ponto de acesso. Na configuração monousuário, o pré-filtro tem a função de combater a autointerferência, também denominada interferência intersimbólica (ISI, *Intersymbol Interference*), proveniente das componentes multipercurso do canal. Já no caso multiusuário, além da ISI, o pré-processamento deve minimizar a interferência de múltiplo acesso (MAI, *Multiple Access Interference*) entre os usuários.

Para todos os esquemas considerados, assume-se que o canal se mantém estático por um período de 100 a 200 μ s, que inclui o tempo necessário para a estimação do canal no transmissor (TX), a duração do pacote a ser transmitido

e possíveis processamentos no transmissor e/ou no receptor.

Devido ao vasto espectro disponível para aplicações UWB sem fio, optou-se nesse trabalho por uma análise de desempenho em termos de probabilidade de erro de bit (BER, *Bit Error Rate*) no lugar de uma análise de capacidade de canal.

Na maioria dos casos abordados, assume-se que há mais de uma antena transmissora no ponto de acesso e apenas uma antena receptora para cada usuário do sistema, o que caracteriza um canal de múltiplas entradas e simples saída (MISO, *Multiple Input Single Output*). No caso multiusuário, nenhuma outra técnica de multiplexação, além da espacial, é considerada.

Os esquemas estudados, assim como o modelo de canal em banda base, são gerais e não se restringem exclusivamente a aplicações de sistemas de banda ultra larga em redes de curto alcance. Um outro exemplo potencial de aplicação de tais técnicas consiste nos sistemas de comunicação acústicos subaquáticos (SONG et al., 2006; SIFFERLEN et al., 2008; LI et al., 2009), onde, a não ser pela escala de tempo, as características da resposta impulsiva do canal são similares aos ambientes considerados neste trabalho. Adicionalmente, a utilização de todos os esquemas estudados em sistemas impulsivos sem portadora é diretamente aplicável.

As contribuições do trabalho de doutorado são listadas a seguir:

- Análise de sistemas UWB em banda base com reversão temporal na transmissão e equalização com decisões realimentadas na recepção para eliminar a interferência intersimbólica residual. Um amplo estudo foi elaborado em relação ao equalizador, contemplando o comprimento adequado para diferentes taxas de transmissão e cenários.
- Comparação em termos de desempenho e complexidade de esquemas de pré-equalização para sistemas UWB em ambientes monousuário. Uma função custo relativamente simples foi sugerida para a obtenção de um esquema de equalização denominado CLS (*Constrained Least Squares*). Tal equalizador apresentou um desempenho satisfatório e se mostrou mais robusto do que os demais esquemas considerados em relação a erros nas estimativas de canal.
- Extensão dos esquemas de pré-equalização para ambientes multiusuário. Uma nova formulação foi proposta para os esquemas CLS e MMSE (*Minimum Mean Square Error*) para canais multipercorso.

Os artigos publicados e em processo de revisão até o momento, oriundos exclusivamente das pesquisas de doutorado, são os seguintes:

- “Performance of MISO Time Reversal Ultra-wideband over an 802.15.3a Channel Model”. Artigo aceito e apresentado no *ISSSTA2008 – 10th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, realizado em Bolonha, Itália, 2008.
- “Improvement of MISO Single-user Time Reversal Ultra-wideband Using a DFE Channel Equalizer”. Artigo aceito e apresentado no *ISSSTA2008 – 10th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, realizado em Bolonha, Itália, 2008.
- “Performance Analysis of a Single-User MISO Ultra-Wideband Time Reversal System with DFE” (DOI: 10.1007/s11235-010-9295-1). Artigo aceito para publicação no periódico *Telecommunication Systems Journal – Modelling, Analysis, Design and Management*; Springer US; ISSN: 1018-4864 (versão impressa), 1572-9451 (versão eletrônica). A versão de publicação eletrônica está apresentada no Anexo A.
- “Comparison of MISO Single-user Ultra-wideband Systems with Pre-Distortion”. Artigo em processo de submissão para um periódico internacional.
- “MISO Time Reversal and Constrained Least Squares Pre-Equalizer Ultra-wideband Systems”. Artigo aceito para ser apresentado no *SPACOMM 2010 — The Second International Conference on Advances in Satellite and Space Communications*, a ser realizado em Atenas Grécia, 2010. Não foi feita a inscrição deste artigo.

Os esquemas estudados no Capítulo 5 ainda não foram formatados na forma de artigo para submissão. Isso está programado para ser executado na sequência do trabalho.

O restante do texto da tese de doutorado está organizado da seguinte forma: no Capítulo 2 há uma breve revisão do modelo de canal do desenvolvido pelo Modelo IEEE 802.15.3a, assim como uma descrição da representação discreta em banda base, do sombreamento correlacionado e dos erros de estimação de canal. O Capítulo 3 trata da reversão temporal na transmissão e da equalização com decisões realimentadas em ambientes monousuário. Uma comparação em termos de desempenho e complexidade de pré-equalizadores lineares, assim como a definição de uma função custo para o equalizador CLS, são apresentadas no Capítulo 4. O Capítulo 5 basicamente trata da extensão dos esquemas apresentados no Capítulo 4 para ambientes multiusuário, incluindo novas formulações para os es-

quem as CLS e MMSE. Por fim, o Capítulo 6 resume as principais conclusões deste trabalho e lista algumas sugestões de trabalhos futuros.

2 Canal UWB

Esse capítulo apresenta o modelo de canal considerado nas análises dos capítulos seguintes. A base será o modelo proposto pelo grupo IEEE 802.15.3a. No entanto, para se adequar à formatação de pulso, aos valores da largura de banda considerados, ao modelo de sistema complexo em banda base considerado e à possibilidade de haver erros nas estimativas da resposta impulsiva do canal, o modelo precisou ser modificado. O modelo base, assim como as modificações efetuadas, são discutidos ao longo do capítulo.

Os efeitos de propagação sobre um sinal de banda ultralarga impulsivo são, geralmente, diferentes dos observados sobre um sinal de banda estreita convencional. Devido à larga banda de transmissão, as componentes multipercurso (MPC, *Multipath Component*) possuem uma resolução temporal fina e, portanto, poucas componentes se sobrepõem. Nesse caso, geralmente, o teorema central do limite não é geralmente aplicável, e as amplitudes dos desvanecimentos não satisfazem uma distribuição de probabilidades do tipo Rayleigh.

Na maioria dos modelos de canal UWB, as estatísticas dos tempos de chegada das componentes multipercurso são baseados no modelo de canal Saleh-Valenzuela (S-V), inicialmente proposto em 1987 (SALEH; VALENZUELA, 1987), onde as MPCs chegam ao receptor agrupadas em *clusters*, cujos tempos de chegada são caracterizados por uma distribuição de Poisson com taxa Λ . Similarmemente, as componentes dentro de um *cluster* também são descritas por uma distribuição de Poisson, mas com taxa $\lambda > \Lambda$. A Figura 2.1 ilustra o princípio do modelo Saleh-Valenzuela.

A resposta impulsiva do modelo S-V é descrita como

$$h^{SV}(t) = \sum_{\ell_1=0}^{L_1-1} \sum_{\ell_2=0}^{L_2-1} \beta_{\ell_1, \ell_2} \exp(j\phi_{\ell_1, \ell_2}) \delta(t - \tau_{\ell_1} - \tau_{\ell_1, \ell_2}), \quad (2.1)$$

onde β_{ℓ_1, ℓ_2} representa o ganho do ℓ_2 -ésimo percurso dentro do ℓ_1 -ésimo *cluster*, τ_{ℓ_1} é o atraso de chegada do ℓ_1 -ésimo *cluster*, τ_{ℓ_1, ℓ_2} representa o tempo de chegada

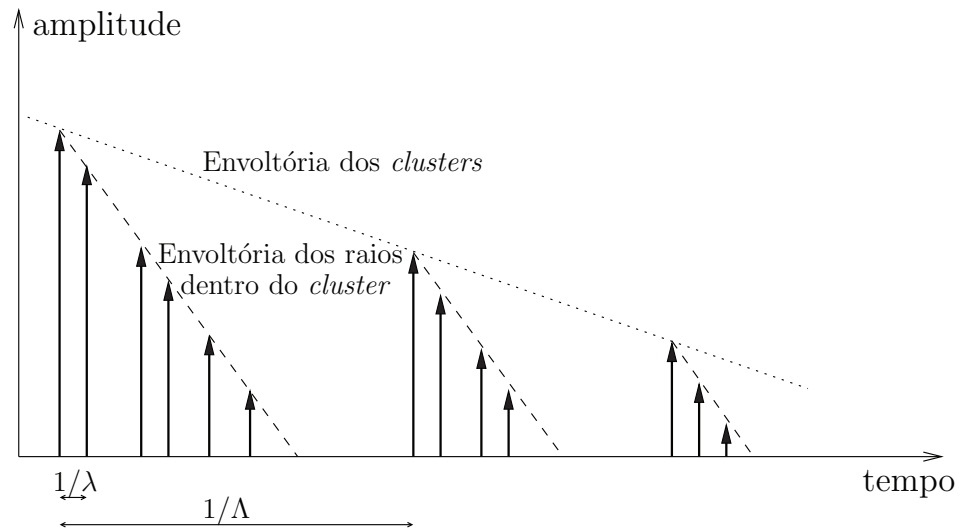


Figura 2.1: Princípio do modelo Saleh-Valenzuela.

do ℓ_2 -ésimo relativo ao ℓ_1 -ésimo *cluster* e ϕ_{ℓ_1, ℓ_2} representa a fase uniformemente distribuída em $(0, 2\pi]$. A amplitude do desvanecimento de pequena escala no modelo S-V é caracterizado por uma distribuição do tipo Rayleigh.

Dentre os modelos de canal UWB baseados no modelo Saleh-Valenzuela destacam-se os propostos pelos grupos IEEE 802.15.4a e IEEE 802.15.3a. O modelo adotado nesse trabalho de doutorado é baseado no IEEE 802.15.3a.

2.1 Modelo IEEE 802.15.4a

O subgrupo de modelagem de canal do grupo IEEE 802.15.4a, baseado em medições, classificou e comparou um conjunto de modelos de canal para avaliar o desempenho dos sistemas a serem propostos (MOLISCH et al., 2004). Três modelos distintos são considerados:

- Um modelo UWB na faixa de frequências de 2 GHz a 10 GHz;
- Um modelo UWB na faixa de frequências de 100 MHz a 1000 MHz;
- Um modelo de banda estreita ao redor de 1 MHz.

Todos os modelos são contínuos no tempo, e a discretização temporal, o que é necessário para simulação, fica a critério do usuário do modelo. O modelo na faixa de 2 GHz a 10 GHz foi dividido em nove cenários distintos, conforme ilustrado na Tabela 2.1.

Os termos LOS (*Line-of-Sight*) e NLOS (*non-Line-of-Sight*) representam presença e não presença de linha de visada.

Cenário	Descrição
CM1	Ambiente residencial interno — LOS (<i>Residential Indoor LOS</i>)
CM2	Ambiente residencial interno — NLOS (<i>Residential Indoor NLOS</i>)
CM3	Ambiente de escritório interno — LOS (<i>Office Indoor LOS</i>)
CM4	Ambiente de escritório interno — NLOS (<i>Office Indoor NLOS</i>)
CM5	Ambiente Externo — LOS (<i>Outdoor LOS</i>)
CM6	Ambiente Externo — NLOS (<i>Outdoor NLOS</i>)
CM7	Ambiente Industrial — LOS (<i>Industrial LOS</i>)
CM8	Ambiente Industrial — NLOS (<i>Industrial NLOS</i>)
CM9	Ambiente Externo Aberto (<i>Open Outdoor NLOS</i>)

Tabela 2.1: Cenários do modelo de canal IEEE 802.15.4a.

A amplitude do desvanecimento de pequena escala nos modelos IEEE 802.15.4a UWB é descrita por uma distribuição do tipo Nakagami- m . Para mais detalhes desse modelo, vide (MOLISCH et al., 2004), (MOLISCH, 2005).

2.2 Modelo IEEE 802.15.3a

Ao contrário do modelo S-V, em que as amplitudes são caracterizadas por uma distribuição do tipo Rayleigh, as medições base do modelo IEEE 802.15.3a apontaram que tais amplitudes eram melhor caracterizadas por uma distribuição do tipo log-normal. Como descrito em (MOLISCH; FOERSTER; PENDERGRASS, 2003), (MOLISCH, 2005), o modelo não está na forma banda base complexa, pois foi concebido para ser utilizado em simulações reais, como, por exemplo, utilizando-se pulsos que não necessitam de portadora. Dessa forma, o coeficiente de canal β_{ℓ_1, ℓ_2} referente ao ℓ_1 -ésimo percurso dentro do ℓ_2 -ésimo *cluster* é caracterizado por uma amplitude com distribuição log-normal e fase assumindo valores 0 ou π equiprováveis.

Quatro cenários foram contemplados pelo modelo, conforme apresentado na Tabela 2.2.

Cenário	Descrição
CM1	Escala de 0 a 4 metros — LOS
CM2	Escala de 0 a 4 metros — NLOS
CM3	Escala de 4 a 10 metros — NLOS
CM4	Ambiente extremo NLOS

Tabela 2.2: Cenários do modelo de canal IEEE 802.15.3a.

A k -ésima realização da resposta impulsiva do canal (CIR, *channel impulse response*) nesse modelo é matematicamente descrita por

$$h'_k(t) = \chi_k \sum_{\ell_1=0}^{L_1-1} \sum_{\ell_2=0}^{L_2-1} \beta_{\ell_1, \ell_2}^k \delta(t - \tau_{\ell_1}^k - \tau_{\ell_1, \ell_2}^k), \quad (2.2)$$

onde, novamente, τ_{ℓ_1} é o atraso de chegada do ℓ_1 -ésimo *cluster*, τ_{ℓ_1, ℓ_2} representa o tempo de chegada do ℓ_2 -ésimo relativo ao ℓ_1 -ésimo *cluster*. $\delta(\cdot)$ é a função delta de Dirac e χ_k representa o termo do sombreamento, que também é representado por uma distribuição log-normal, tal que

$$\chi_k = 10^{\frac{\sigma_\chi}{20} w_k}, \quad (2.3)$$

onde w_k é uma variável aleatória (v.a.) Gaussiana, e $\sigma_\chi = 3$ dB representa o desvio padrão de χ_k , de acordo com (FOERSTER, 2002). Assim como no modelo IEEE 802.15.4a, os tempos de chegada dos multipercursos são variáveis aleatórias contínuas.

Entretanto, as características do canal para os quatro cenários propostos apresentadas em (FOERSTER, 2002), (MOLISCH; FOERSTER; PENDERGRASS, 2003) são baseadas em um período de amostragem de $ts = 167$ ps. Uma realização dessa resposta impulsiva com resolução ts e L percursos, mas ainda em tempo contínuo, pode ser representada pelo seguinte trem de impulsos

$$h''_k(t) = \chi_k \sum_{\ell=0}^L \beta_\ell^k \delta(t - \tau_\ell), \quad (2.4)$$

onde $\tau_\ell = \ell ts$. Figura 2.2 apresenta 100 realizações de respostas impulsivas dos cenários CM1 e CM3 com resolução $ts = 167$ ps, sugeridas em (FOERSTER, 2002) para avaliar o desempenho dos sistemas UWB.

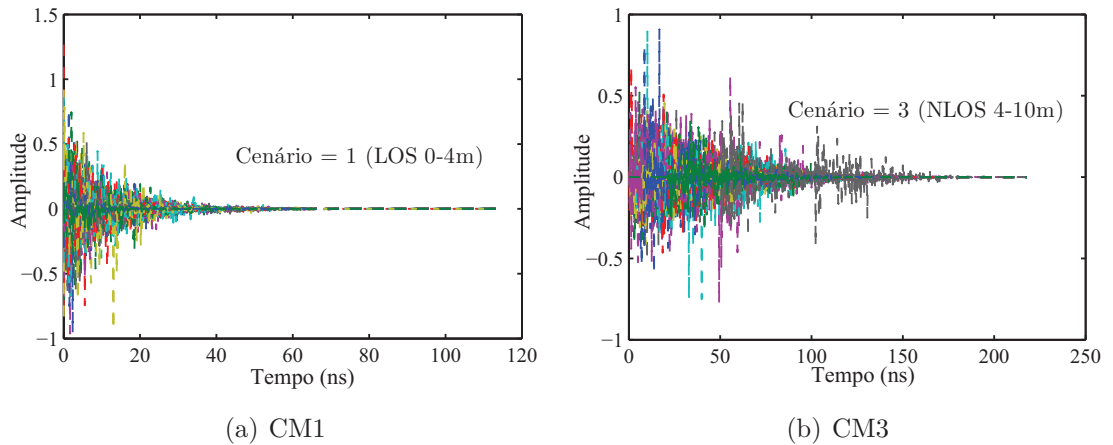


Figura 2.2: 100 realizações de respostas impulsivas para os cenários (a) CM1 e (b) CM3.

Para análise em banda base de sistemas com portadoras, faz-se necessário uma representação complexa em banda base do modelo de canal, como será descrito na seção a seguir. Exemplos de trabalhos na literatura que consideram tal abordagem são (WU et al., 2007), (PARIHAR et al., 2007), (TORABI; MIETZNER; SCHOBBER, 2009), (QIYUE; TARIGHAT; SAYED, 2007).

2.3 Representação Discreta em Banda Base

Uma representação em banda base discreta com período de amostragem T segundos e com as respostas dos filtros de formatação de pulso, $g_T(t)$, e de seu respectivo pulso casado no receptor, $g_R(t)$, já incluídas, é obtida da seguinte forma:

$$\begin{aligned} h_k[m] &= \int_{-\infty}^{\infty} p(mT - v) h_k''(v) e^{-j\omega_c v} dv \\ &= \chi_k \sum_{\ell=0}^L p(mT - \tau_\ell) \beta_\ell^k e^{-j\omega_c \tau_\ell}, \end{aligned} \quad (2.5)$$

onde ω_c representa a frequência da portadora, $p(t) = g_T(t) * g_R(t)$ e $*$ representa o operador convolução. O pulso $g_T(t)$ é do tipo RRC, cuja resposta impulsiva é dada por (ANDERSON, 2005)

$$g_T(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}} \frac{\sin[\pi(1-\psi)t/T] + (4\psi t/T) \cos[\pi(1+\psi)t/T]}{(\pi t/T) [1 - (4\psi t/T)^2]}, & t \neq 0, t \neq \frac{T}{4\psi} \\ \frac{1}{\sqrt{T}} \left[1 - \psi + \frac{4\psi}{\pi} \right], & t = 0 \\ \frac{\psi}{\sqrt{2T}} \left[\left(1 + \frac{2}{\pi} \right) \sin\left(\frac{\pi}{4\psi}\right) + \left(1 - \frac{2}{\pi} \right) \cos\left(\frac{\pi}{4\psi}\right) \right], & t = \pm \frac{T}{4\psi} \end{cases}. \quad (2.6)$$

com $\psi = 0,3$ sendo o fator de *roll-off*. O parâmetro $T = 0,501$ ns é utilizado para a geração do pulso $g_T(t)$ e mantido fixo, uma vez que a taxa de transmissão é controlada pelo espaçamento entre símbolos consecutivos $T_s = \kappa T$, onde κ é um inteiro. $T = 0,501$ ns é utilizado nos Capítulos 3 e em boa parte do Capítulo 4.

2.4 Sombreamento Correlacionado

Uma modificação recente no modelo IEEE 802.15.3a que inclui um fator de correlação no efeito do sombreamento, χ_k , entre diferentes antenas em um sistema com múltiplas antenas transmissoras e múltiplas antenas receptoras, MIMO (*Mul-*

tiple Input Multiple Output), foi proposto em (ZHIWEI et al., 2007). Em (TORABI; MIETZNER; SCHOBBER, 2009), uma variação desse modelo para sistemas MISO foi utilizada. Define-se o vetor aleatório $\boldsymbol{\chi} = [\chi_1 \ \chi_2 \ \cdots \ \chi_{At}]^\top$ que representa o efeito do sombreamento nas antenas transmissoras, cuja matriz de correlação é dada por $\mathbf{R}_\chi = [\rho_{\chi_k, \chi_j}]_{At \times At}$, onde ρ_{χ_k, χ_j} é o coeficiente de correlação espacial entre o k -ésimo e o j -ésimo elemento de antena e $\{\cdot\}^\top$ é o operador transposto. A ideia em (ZHIWEI et al., 2007) foi considerar a relação entre os coeficientes de correlação para variáveis com distribuição log-normal, χ_k , e suas correspondentes variáveis Gaussianas, w_k . Tal relação é descrita da seguinte forma:

$$\rho_{w_k, w_j} = \frac{1}{\xi^2 \sigma_\chi^2} \ln \left\{ \left(e^{\xi^2 \sigma_\chi^2} - 1 \right) \rho_{\chi_k, \chi_j} + 1 \right\}; \quad \xi = \ln(10) / 20. \quad (2.7)$$

Após essa transformação, a matriz de correlação das variáveis Gaussianas, $\mathbf{R}_w = [\rho_{w_k, w_j}]_{At \times At}$, é gerada, e o vetor Gaussiano correlacionado, $\mathbf{w} = [w_1 \ w_2 \ \cdots \ w_{At}]^\top$, é obtido como

$$\mathbf{w} = (\mathbf{R}_w)^{1/2} \mathbf{w}^{(u)}, \quad (2.8)$$

onde $\mathbf{w}^{(u)}$ é vetor real e Gaussiano independente e identicamente distribuído (i.i.d.). Com isso, o vetor log-normal correlacionado é obtido conforme a Equação (2.3). Baseado em campanhas de medida descritas em (ZHIWEI et al., 2007), a matriz de correlação para o caso com três antenas é dada por

$$\mathbf{R}_\chi = \begin{bmatrix} 1 & 0,86 & 0,54 \\ 0,86 & 1 & 0,86 \\ 0,54 & 0,86 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

Assim, a CIR de tempo discreto com resolução T , comprimento L e com sombreamento correlacionado é representada da seguinte forma:

$$h_k[m] = \sum_{\ell=0}^{L-1} \alpha_\ell^k \delta[m - \ell], \quad (2.10)$$

onde α_ℓ^k representa o coeficiente complexo de canal do ℓ -ésimo percurso discernível na k -ésima antena, incluindo o efeito do sombreamento correlacionado, e $\delta[\cdot]$ é a sequência impulso unitário. Note que o efeito da formatação de pulso já está incluído na resposta impulsiva de tempo discreto, como apresentado na Equação (2.5). Uma abordagem similar a essa para a CIR é considerada em (TORABI; MIETZNER; SCHOBBER, 2009). A Figura 2.3 ilustra três realizações da resposta

impulsiva original comparadas com três realizações da CIR amostrada e com sombreamento correlacionado para os dois cenários considerados.

2.5 Estimativa do Canal no Transmissor

Esta seção se concentra em descrever a forma de obtenção de estimativas imperfeitas da resposta impulsiva do canal no transmissor. Devido ao elevado número de componentes multipercurso discerníveis, a resposta impulsiva do canal em cada antena é truncada de acordo com um dado critério. Por exemplo, na Figura 2.4, o critério de -20 dB ilustrado, utilizado no Capítulo 3 e em boa parte do Capítulo 4. O perfil de atraso-potência (PDP, *power delay profile*) normalizado não considera o intervalo de tempo (amostras nulas) antes da chegada do primeiro percurso com potência significativa. Principalmente no cenário CM3, pode existir um atraso relativo entre os primeiros percursos com energia significativa em cada antena. Tal atraso deve ser reinserido no início das estimativas de canal para que a combinação do sinal no receptor ocorra de forma coerente. Entretanto, como o modelo de canal original não considera múltiplas antenas, o atraso relativo máximo entre diferentes CIRs foi fixado em 2.505 ns, o que corresponde a cinco vezes a resolução do canal.

Adicionalmente, as estimativas de canal no TX são obtidas considerando ruído. O método de geração do ruído de estimação na CIR é baseado em (CAO; NALLANATHAN; CHAI, 2007). Considera-se que o canal é testado no sentido receptor para transmissor por uma sequência de N_P pulsos de prova com período de repetição maior do que o espalhamento efetivo do canal, τ_{ef} . Assumindo que o ruído aditivo branco Gaussiano (AWGN, *additive white Gaussian noise*) tem densidade espectral de potência bilateral dada por $N_0/2$, a relação sinal-ruído por antena (SNR , *signal-to-noise ratio*) é definida como

$$SNR = \frac{E_b^k}{N_0}, \quad (2.11)$$

onde $E_b^k = E_b/N_t$ é a energia média por antena, dado que há N_t antenas transmissoras. O estimador de canal realiza uma média coerente das N_P estimativas ruidosas e truncadas da CIR para obter os coeficientes estimados em cada elemento de antena. Ao assumir a hipótese de canal estático, os coeficientes estimados na k -ésima antena, $\{\tilde{\alpha}_\ell^k\}_{\ell=0}^{L-1}$, são representados da forma

$$\tilde{\alpha}_\ell^k = \frac{1}{N_P} \sum_{n=1}^{N_P} \tilde{\alpha}_\ell^k(n) = \alpha_\ell^k + e_\ell, \quad (2.12)$$

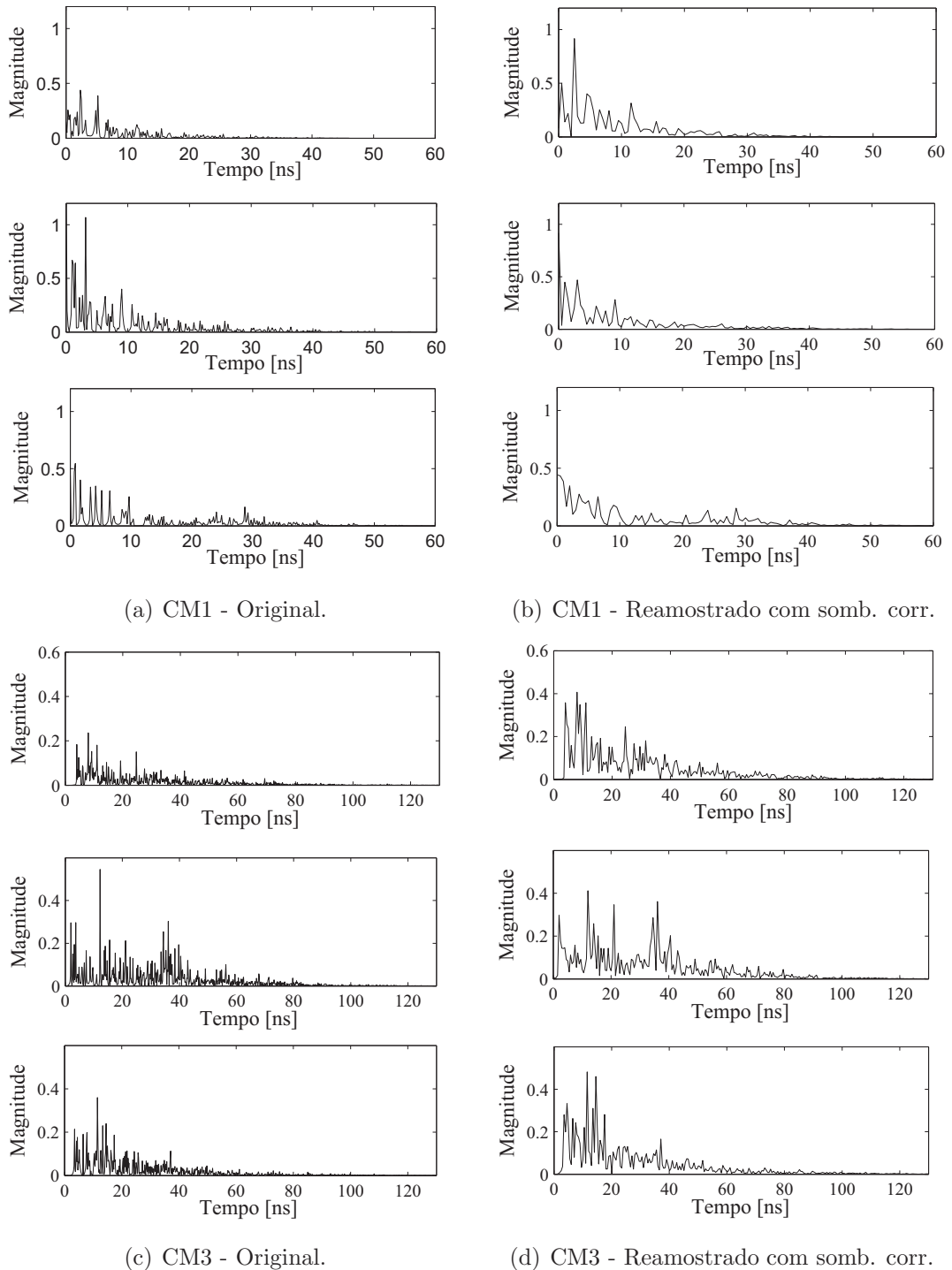


Figura 2.3: Exemplos de CIR com resolução $ts = 167$ ps (2.4) e reamostrada com $T = 0,501$ e sombreamento correlacionado (2.10), para CM1 e CM3.

onde e_ℓ é uma v.a. Gaussiana complexa que representa o efeito do ruído no ℓ -ésimo percurso resolvível da k -ésima antena, com variância das componentes em fase e quadratura dadas por $\frac{N_0}{2N_P}$ (CAO; NALLANATHAN; CHAI, 2007). O canal de tempo discreto estimado na k -ésima antena é definido como $\tilde{h}_k[m]$, com comprimento L_C , ou seja,

$$\tilde{h}_k[m] = \sum_{\ell=0}^{L_C-1} \tilde{\alpha}_\ell^k \delta[m - \ell], \quad (2.13)$$

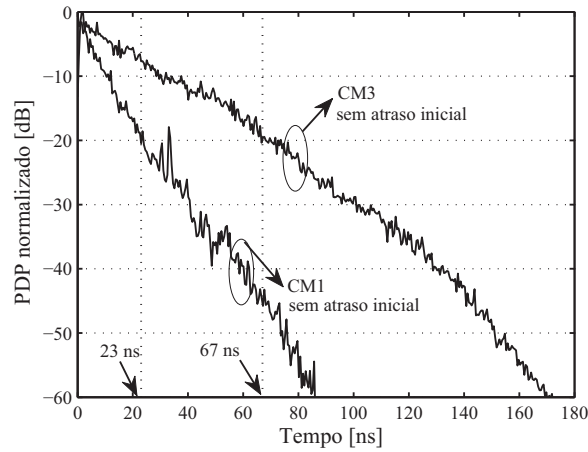


Figura 2.4: PDP normalizado para cenários CM1 e CM3, sem considerar as amostras nulas antes do primeiro percurso com potência significativa. O critério de -20 dB é escolhido para o truncamento do canal em ambos os cenários.

3 Reversão Temporal

Como visto no Capítulo 2, um ambiente típico de operação de um sistema UWB é caracterizado por um denso número de percursos discerníveis. Para que se possa capturar de forma efetiva a energia espalhada nas componentes multipercurso, a técnica de transmissão utilizando reversão temporal do canal (TR, *time reversal*) tem sido investigada (QIU et al., 2006), (NGUYEN; KOVÁCS; EGGERS, 2006), (GUO; SADLER; QIU, 2007), (CAO; NALLANATHAN; CHAI, 2007), (ZHOU et al., 2007). Em um sistema TR em banda base há a convolução entre o dado a ser transmitido e o complexo conjugado do equivalente em banda base da CIR estimada no TX e, posteriormente, a convolução com a resposta impulsiva do canal. Esse processo equivale à convolução entre o dado e a função de autocorrelação da CIR. Com isso, tem-se focalização no tempo, o que reduz a interferência intersimbólica, e também focalização no espaço, o que reduz a interferência de múltiplo acesso. Reversão temporal na transmissão é também conhecida como pré-Rake.

Em (KYRITSI et al., 2004), reversão temporal é aplicada a um sistema MISO com largura de banda de 20 MHz sujeito a canal fixo (FWA, *Fixed Wireless Access*) na frequência de 5 GHz. Foi mostrado que o espalhamento multipercurso do canal pode ser reduzido por um fator igual a três, quando há oito antenas transmissoras e uma alocação de potência otimizada é considerada, o que simplifica consideravelmente a complexidade do receptor.

Nas referências (NGUYEN; ANDERSEN; PEDERSEN, 2005) e (NGUYEN et al., 2006) a potencialidade do uso de reversão temporal com múltiplas antenas transmissoras para mitigar os efeitos de dispersão do canal, provendo focalização temporal e espacial, é evidenciada. Os resultados foram obtidos experimentalmente considerando oito antenas transmissoras, largura de banda e canal compatíveis com o sistema CDMA (*code division multiple access*) de banda larga (WCDMA, *wideband CDMA*) de terceira geração. Em particular, uma margem de redução de 17 a 18dB na interferência foi observada com a utilização de TR. Na segunda referência, resultados de desempenho em termos de probabilidade de erro de bit são apresentados. Em (NGUYEN; KOVÁCS; EGGERS, 2006), uma abordagem de

TR para o caso multiusuário é provida, o que será mais detalhado e estudado no Capítulo 5.

O princípio de funcionamento da reversão temporal é baseado na reciprocidade do canal. Em (QIU et al., 2006), a reciprocidade do canal de comunicação para um ambiente UWB com múltiplas antenas de transmissão é comprovada experimentalmente. Adicionalmente, os autores mostram, por meio de resultados de medição, a influência do número de antenas transmissoras na focalização temporal e no ganho de energia na recepção.

Em (GUO; SADLER; QIU, 2007), a reversão temporal é considerada com a utilização de um filtro de complexidade reduzida. Um conversor analógico-digital (A/D) de um bit é considerado na estimação da resposta impulsiva do canal, resultando em um filtro de resposta impulsiva finita (FIR, *Finite Impulse Response*) monobit. Quando um arranjo linear de quatro antenas separadas por uma distância de 20 cm é utilizado no transmissor, resultados de simulação mostram um bom desempenho em termos de BER para uma taxa de transmissão igual a 33,3 Mbps.

Os autores em (ZHOU et al., 2007) consideram a utilização de reversão temporal em um sistema UWB MIMO monousuário. O ganho na relação sinal-ruído e na focalização temporal com a utilização de múltiplas antenas em ambos os lados da comunicação é enfatizado, o que possibilita um aumento na distância entre transmissor e receptor. Resultados de medições reais em um ambiente de escritório do canal são considerados.

A utilização de reversão temporal na transmissão melhora a focalização temporal (reduz ISI) e espacial (reduz MAI). No entanto, para altas taxas de transmissão e particularmente para transmissão monousuário, o desempenho do sistema ainda é afetado pela ISI, pois a resposta impulsiva equivalente¹ não é o impulso de Dirac. Dessa forma, a utilização de equalizadores na recepção com complexidade relativamente reduzida, como apresentado em (STROHMER et al., 2004; SONG et al., 2006; ANGÉLICO et al., 2008a, 2011) e considerado neste capítulo, ou de esquemas de pré-equalização, como será considerado no Capítulo 4, pode ser necessária.

¹Resposta impulsiva equivalente representa o resultado da convolução entre os coeficientes do pré-filtro e a resposta impulsiva do canal, considerando todas as antenas de transmissão. No caso TR, tais coeficientes são dados pelo complexo conjugado da reversão temporal das CIRs estimadas em cada antena.

3.1 Modelo do Sistema Monousuário

Para a análise de sistemas TR monousuário com e sem equalizador com decisões realimentadas (DFE, *Decision Feedback Equalizer*), o modelo em tempo discreto apresentado na Figura 3.1 será considerado. Para modulação antipodal com símbolos $b_i \in \{\pm 1\}$ (BPSK) e N_t antenas transmissoras, o sinal a ser transmitido no k -ésimo elemento de antena é dado por

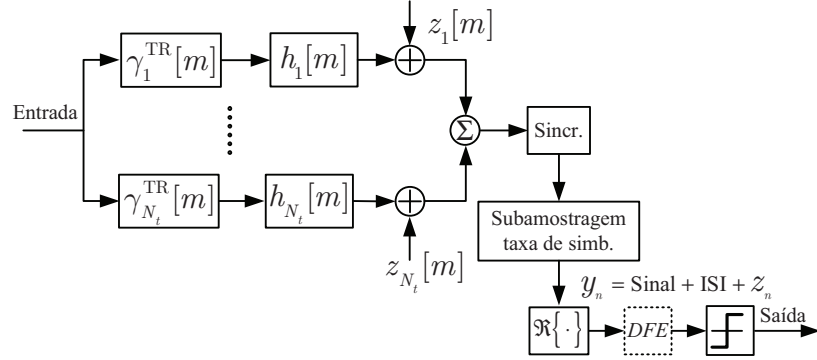


Figura 3.1: Modelo de tempo discreto equivalente para os sistemas TR e TR com DFE.

$$s_k[m] = \sqrt{E_b^k} \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i \gamma_k^{\text{TR}}[m - i\kappa], \quad (3.1)$$

onde

$$\gamma_k^{\text{TR}}[m] = C_k \tilde{h}_k^*[-m], \quad (3.2)$$

representa os coeficientes do filtro TR na k -ésima antena². Considera-se que o fator de normalização C_k é o mesmo para todas as antenas, tal que

$$C_k = \sqrt{\frac{N_t}{\sum_{k=1}^{N_t} \|\tilde{\mathbf{h}}_k\|_2^2}}, \quad (3.3)$$

com $\tilde{\mathbf{h}}_k = [\tilde{h}_k[0] \cdots \tilde{h}_k[L_C - 1]]$. Assumindo sincronismo perfeito, a saída do filtro casado (MF, *Matched Filter*) no receptor, subamostrada na taxa de símbolos efetiva $1/T_s$, é

$$y[n] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i x[n - i] + z[n], \quad (3.4)$$

²Para uma representação causal seria necessário definir $\gamma_k^{\text{TR}}[m] = C_k \tilde{h}_k^*[L_C - m - 1]$. No entanto, na notação matemática considerada, o índice 0 representa o instante da informação, o que não compromete os resultados teóricos.

onde $z[n]$ representa o ruído AWGN amostrado na saída do MF e $x[n]$ a CIR equivalente após reversão temporal, que é obtida pela subamostragem de

$$x[m] = \sqrt{E_b^k} \sum_{k=1}^{N_t} (\gamma_k^{\text{TR}} * h_k)[m], \quad (3.5)$$

por um fator $\kappa = T_s/T$. Nesse modelo, o pulso composto $g_T(t) * g_R(t)$ aparece duas vezes em $x[m]$, o que cria uma ISI adicional, que não é significativa devido ao espaçamento entre símbolos consecutivos. Sem perda de generalidade, assume-se que a energia média por antena é dada por $E_b^k = 1$ e que a variância do ruído AWGN por antena, $z_k[m]$, $k = 1, \dots, N_t$, é dada por $\sigma_k^2 = 1/SNR$ (igual para todas as antenas).

3.2 Análise da SINR

Esta seção apresenta uma análise da relação sinal/ruído+interferentes (*SINR*, *signal-to-interference-plus-noise ratio*) instantânea condicionada a uma dada realização de canal, considerando aproximação Gaussiana para a ISI residual. A taxa de erro de bit média é obtida tomando-se a média de um conjunto de taxas de erro instantâneas para uma particular realização de CIR. Duas situações são consideradas: reversão temporal pura e reversão temporal com equalização por decisões realimentadas no receptor.

3.2.1 Reversão Temporal

Com a troca de variáveis $v = n - i$ na Equação (3.4), tem-se

$$\begin{aligned} y_n &= \sum_{v=-\infty}^{\infty} b_{n-v} x_v + z_n \\ &= \underbrace{b_n x_0}_{\text{Sinal}} + \underbrace{\sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} b_{n-v} x_v}_{\text{ISI}} + \underbrace{z_n}_{\text{Ruído}}, \end{aligned} \quad (3.6)$$

onde, para simplificar a notação, $y_n = y[n]$, $z_n = z[n]$ e $x_v = x[v]$. O termo x_0 representa o pico da CIR equivalente x_v , que é assumido ser perfeitamente sincronizado no receptor. Na representação complexa em banda base com transmissão complexa, a parte imaginária de x_0 não é significativa (x_0 seria totalmente real para canal perfeitamente estimado no ponto de acesso), enquanto que a ISI residual é complexa. Note que o ruído amostrado, z_n , continua sendo AWGN, e sua variância é definida como $\sigma_z^2 = N_t \sigma_k^2$. Logo, as variâncias das partes real e

imaginária de z_n são dadas por $\sigma^2 = \frac{\sigma_z^2}{2} = \frac{N_t}{2SNR}$.

A variável de decisão é $V = \Re \{y_n\}$, onde $\Re \{\cdot\}$ representa o operador real. Se os símbolos de informação são independentes e identicamente distribuídos (i.i.d.), a relação sinal/ruído+interferentes condicionada ao j -ésimo conjunto de realizações de canal (cada conjunto com N_t realizações) pode ser obtida como

$$SINR_{TR}^j = \frac{\Re \{x_0^j\}^2}{\sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} \Re \{x_v^j\}^2 + \sigma^2}. \quad (3.7)$$

3.2.2 Reversão Temporal com Equalizador DFE no Receptor

O DFE é um equalizador não-linear que emprega um filtro de alimentação direta (*feedforward*) e um filtro de realimentação (*feedback*). A Figura 3.2 ilustra o princípio básico de um equalizador DFE em nível de símbolo. O filtro de alimentação direta é um equalizador linear que parcialmente elimina a ISI. O filtro de realimentação é utilizado para remover a parcela da interferência intersimbólica causada por um símbolo detectado anteriormente. Se a entrada do filtro de realimentação for um sinal perfeitamente detectado, tal filtro elimina a ISI sem introduzir ruído no sistema. No entanto, quando uma decisão incorreta é realimentada, há propagação de erro.

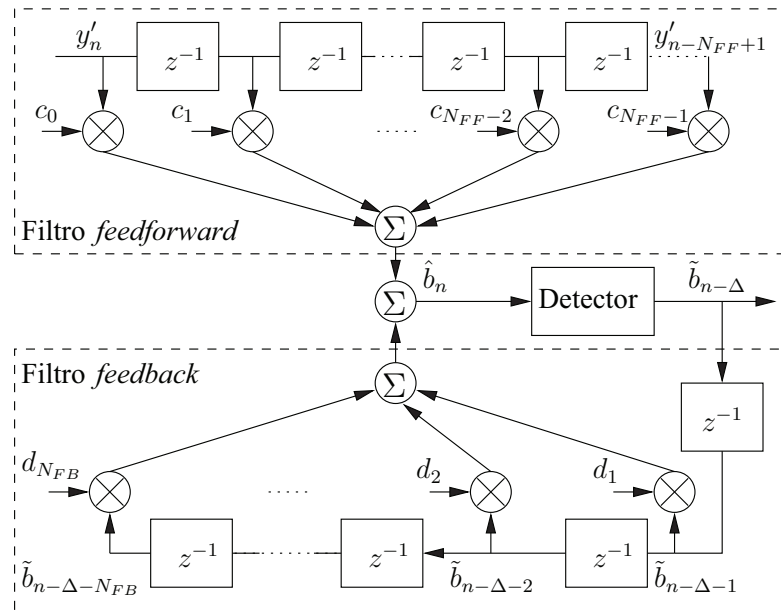


Figura 3.2: Estrutura do DFE.

Devido à reversão temporal, a parte real do sinal de interesse em (3.6) é mais

significativa que a imaginária. Portanto, pode-se assumir $y'_n = \Re \{y_n\}$ como entrada do DFE. Assume-se que o comprimento do equalizador, $N_{FF} + N_{FB}$, é mais curto que a resposta impulsiva equivalente após TR. Considerando o critério de mínimo erro médio quadrático, (BENVENUTO; CHERUBINI, 2002), os coeficientes do filtro de alimentação direta, c_q , $q = 0, 1, \dots, N_{FF} - 1$, satisfazem (veja Apêndice A)

$$\mathbf{c} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p}, \quad (3.8)$$

onde $\mathbf{c} = [c_0 \ \dots \ c_{N_{FF}-1}]$,

$$\begin{aligned} [\mathbf{R}]_{\ell,q} &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} x'_i x'_{i-(\ell-q)} - \sum_{v=1}^{N_{FB}} x'_{v+\Delta-q} x'_{v+\Delta-\ell} + \sigma_z^2 \delta [q - \ell] \\ \ell, q &= 0, 1, \dots, N_{FF} - 1, \end{aligned} \quad (3.9)$$

e

$$[\mathbf{p}]_{\ell} = x_{\Delta-\ell}, \quad \ell = 0, 1, \dots, N_{FF} - 1. \quad (3.10)$$

Por outro lado, os coeficientes do filtro de realimentação são obtidos como

$$d_v = \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q x'_{v+\Delta-q}, \quad v = 1, 2, \dots, N_{FB}, \quad (3.11)$$

onde $x'_i = \Re \{x_i\}$.

O sinal equalizado é dado por

$$\hat{b}_n = \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q y_{n-q} - \sum_{v=1}^{N_{FB}} d_v \tilde{b}_{n-v-\Delta}, \quad (3.12)$$

onde $\tilde{b}_{n-\Delta}$ é a saída do detector com atraso de decisão Δ . Substituindo $y'_n = \Re \{y_n\}$ em (3.10), tem-se

$$\begin{aligned} \hat{b}_n &= \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q \left(\sum_{i=-\infty}^{\infty} b_{n-q-i} x'_i + z'_{n-q} \right) - \sum_{v=1}^{N_{FB}} d_v \tilde{b}_{n-v-\Delta} \\ &= \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q x'_{p-q} b_{n-p} + \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q z'_{n-q} - \sum_{v=1}^{N_{FB}} d_v \tilde{b}_{n-v-\Delta}, \end{aligned} \quad (3.13)$$

onde $z'_n = \Re \{z_n\}$. Define-se

$$f_p = \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q x'_{p-q}. \quad (3.14)$$

A Equação (3.13) resulta em

$$\hat{b}_n = \sum_{p=-\infty}^{\infty} f_p b_{n-p} + \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q z'_{n-q} - \sum_{v=1}^{N_{FB}} d_v \tilde{b}_{n-v-\Delta}. \quad (3.15)$$

O primeiro somatório em (3.15) pode ser dividido em quatro partes, tal que

$$\begin{aligned} \hat{b}_n = & f_{\Delta} b_{n-\Delta} + \sum_{p=-\infty}^{\Delta-1} f_p b_{n-p} + \sum_{p=\Delta+1}^{\Delta+N_{FB}} f_p b_{n-p} + \\ & \sum_{p=\Delta+N_{FB}+1}^{\infty} f_p b_{n-p} + \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q z'_{n-q} - \sum_{v=1}^{N_{FB}} d_v \tilde{b}_{n-v-\Delta}. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Substituindo $v = p - \Delta$ na terceira parcela de (3.16), tem-se

$$\begin{aligned} \hat{b}_n = & f_{\Delta} b_{n-\Delta} + \sum_{p=-\infty}^{\Delta-1} f_p b_{n-p} + \sum_{v=1}^{N_{FB}} f_{v+\Delta} b_{n-v-\Delta} + \\ & \sum_{p=\Delta+N_{FB}+1}^{\infty} f_p b_{n-p} + \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q z'_{n-q} - \sum_{v=1}^{N_{FB}+1} d_v \tilde{b}_{n-v-\Delta} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Ao considerar que não há erros de realimentação ($\tilde{b}_n = b_n$), o terceiro e o último termo da Equação (3.17) são cancelados, pois $d_v = f_{v+\Delta}$. Assim,

$$\hat{b}_n = f_{\Delta} b_{n-\Delta} + \sum_{p=-\infty}^{\Delta-1} f_p b_{n-p} + \sum_{p=\Delta+N_{FB}+1}^{\infty} f_p b_{n-p} + \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q z'_{n-q}. \quad (3.18)$$

O primeiro termo de (3.15) representa o sinal desejado, o segundo e o terceiro a ISI residual, enquanto que o último termo é o ruído na saída do equalizador. A variável de decisão é dada por $V = \Re \left\{ \hat{b}_n \right\} = \hat{b}_n$. Com isso, a SINR condicionada ao j -ésimo conjunto de realizações de canal é representado por

$$SINR_{DFE}^j = \frac{\{f_{\Delta} b_{n-\Delta}\}^2}{\sum_{p=-\infty}^{\Delta-1} \{f_p^j\}^2 + \sum_{p=\Delta+N_{FB}+1}^{\infty} \{f_p^j\}^2 + \sigma^2 \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} \{c_q^j\}^2}. \quad (3.19)$$

Considerando que a ISI residual nos casos TR (3.7) e TR com DFE (3.16) possuem distribuição Gaussiana, a probabilidade de erro de bit condicionada ao j -ésimo conjunto de realizações de canal é dada por

$$BER^j = Q \left(\sqrt{SINR^j} \right), \quad (3.20)$$

onde $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_x^{\infty} e^{-y^2/2} dy$. Para \mathcal{J} conjuntos de realizações de CIR, a BER

média é calculada como

$$BER = \frac{1}{\mathcal{J}} \sum_{j=0}^{\mathcal{J}-1} BER^j. \quad (3.21)$$

3.3 Resultados de Desempenho

Os desempenhos dos sistemas TR e TR com DFE foram obtidos em termos de probabilidade de erro de bit média, utilizando o método de simulação Monte Carlo (MCS, *Monte Carlo Simulation*) e também o método semianalítico (THEO) representado em (3.21).

Duas taxas de transmissão são adotadas: $R_b = 499.0$ Mbps ($\kappa = 4$ — Taxa A) e $R_b = 665.3$ Mbps ($\kappa = 3$ — Taxa B). A frequência central da portadora é fixada em $f_c = 4.1$ GHz. Assume-se que o canal se mantém estático durante o período de estimação da CIR e a duração do pacote de dados. Como o filtro de formatação de pulso já está incluído nos coeficientes de canal, $h_k[m]$, com resolução temporal T , o sinal a ser transmitido é gerado simplesmente pela convolução dos símbolos de informação³ com os coeficientes do filtro TR e, no receptor, após o sincronismo, a sequência é subamostrada por um fator κ , resultando no sinal de tempo discreto y_n , com resolução temporal $T_s = \kappa T$ (taxa de símbolo). O modelo de simulação em tempo discreto está apresentado na Figura 3.1.

Para o cálculo da probabilidade de erro de bit média em cada ponto simulado, dependendo da SNR , entre 1×10^3 e 3×10^4 diferentes conjuntos de N_t CIRs são aleatoriamente escolhidos dentre as 100 realizações de resposta impulsiva de canal propostas em (FOERSTER, 2002). Para o cálculo do desempenho semianalítico, assume-se $\mathcal{J} = 1 \times 10^4$. Em cada conjunto, as CIRs são filtradas, reamostradas, normalizadas, e um novo fator de correlação do sombreamento é inserido, conforme descrito nas Seções 2.3 e 2.4.

O equalizador com decisões realimentadas é implementado usando o algoritmo de mínimos quadrados recursivo (RLS, *Recursive Least Squares*) com um fator de esquecimento dado por $\mu = 0,999$, resolução dos coeficientes igual a T_s e sequência de treinamento de duração $T_{tr} = 1 \mu s$ no início de cada novo pacote de dados. Assume-se que o canal se mantém estático durante o período de transmissão de um pacote de dados, T_f . Note que se o canal não variar dentro do período de um pacote, os coeficientes do equalizador podem ser fixos após o treinamento, o que reduz a complexidade computacional de segunda para primeira ordem. Devido à simetria da CIR equivalente na recepção, o equalizador é simétrico, ou seja,

³Há $(\kappa - 1)$ amostras nulas entre cada símbolo de informação.

$$N_{FB} = N_{FF} - 1.$$

As Figuras 3.3(a) e 3.3(b) apresentam o desempenho do sistema para as duas taxas de transmissão consideradas em função do número de coeficientes do filtro de alimentação direta do DFE, para $SNR = 9$ dB. O número de pulsos de prova para gerar as estimativas do canal no transmissor é dado por $N_P = 100$.

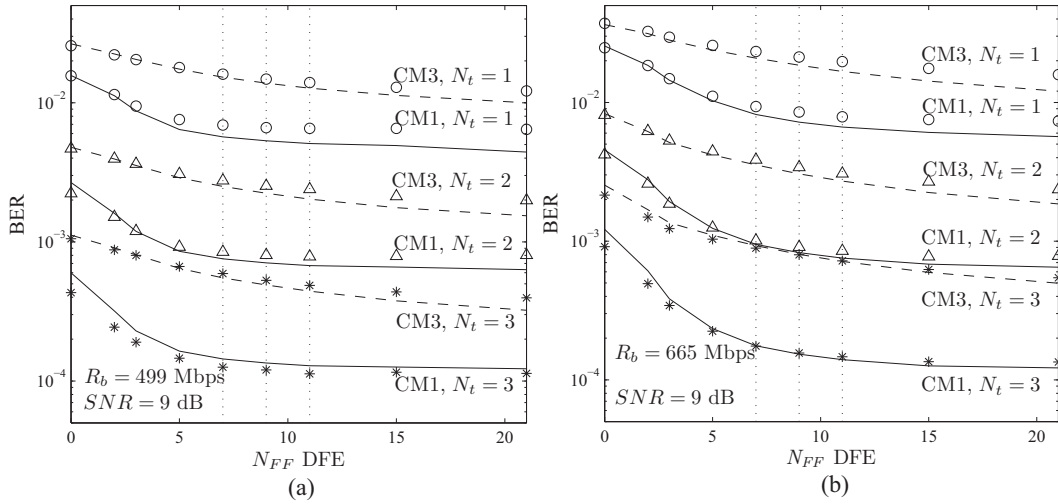
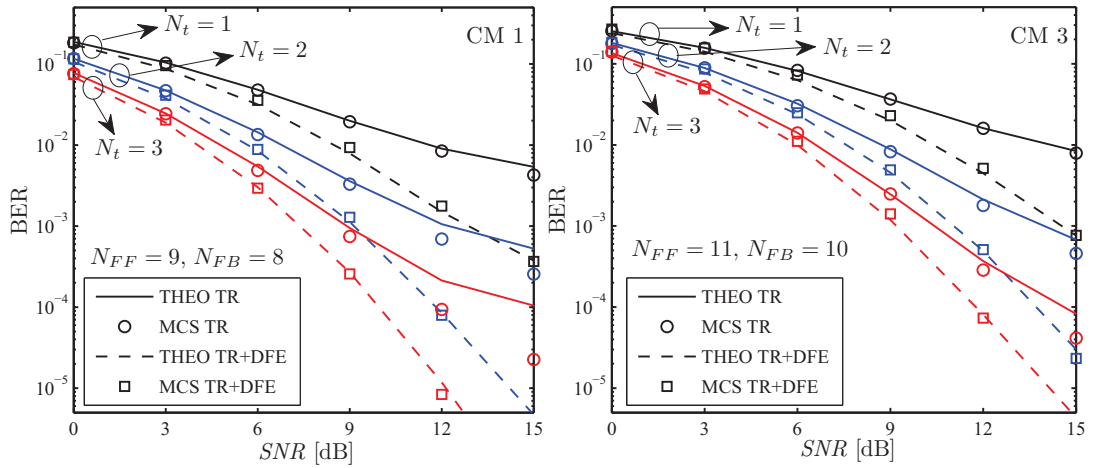
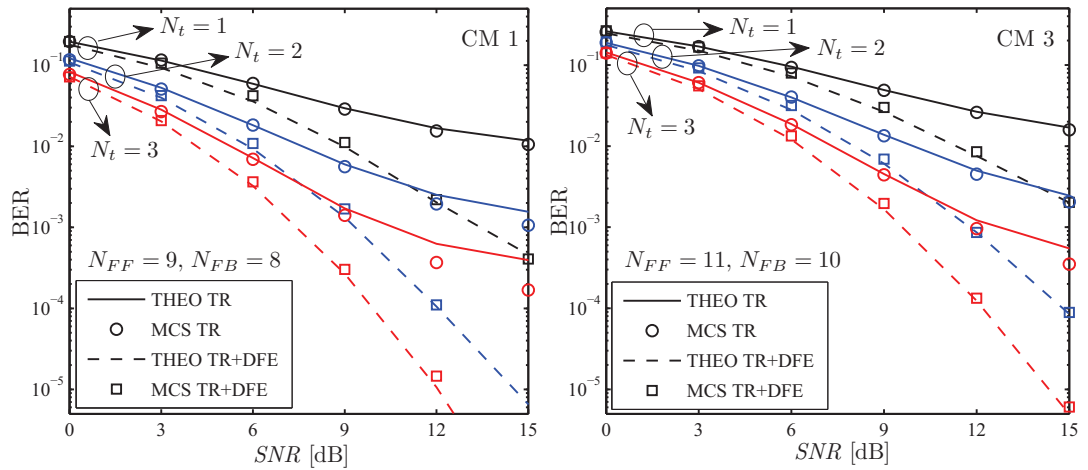


Figura 3.3: Desempenho em função de N_{FF} , para $N_P = 100$ e $SNR = 9$ dB. $N_{FF} = 0$ significa ausência de equalizador. Marcadores indicam simulação e linhas representam desempenho semianalítico; (a) $\kappa = 4$, (b) $\kappa = 3$.

Os desempenhos via simulação praticamente coincidem com os obtidos de forma semianalítica. Observa-se também que o desempenho no cenário CM1 é sempre melhor que no CM3 e que, para a maioria dos os casos considerados, a BER praticamente se torna plana para N_{FF} entre 7 e 11 coeficientes, sendo que o cenário CM3 requer um equalizador mais longo.

As Figuras 3.4 e 3.5 apresentam os resultados de desempenho em função da SNR . É desejável manter o número de coeficientes do equalizador, $N_{FF} + N_{FB}$, o menor possível e, ao mesmo tempo, garantir uma bom desempenho. Baseado nisso e nos resultados da Figura 3.3, fixou-se $N_{FF} = 9$ e $N_{FF} = 11$ para os cenários CM1 e CM3, respectivamente. Como esperado, o desempenho melhora quando há equalização e quando o número de antenas aumenta. Na maioria dos casos considerados, os resultados de simulação e semianalíticos coincidem, especialmente para $SNR \leq 9$ dB. No caso de reversão temporal pura, a aproximação Gaussiana para a ISI residual é pior para $\kappa = 4$ e CM1 pois, nesse caso, há um número menor de componentes independentes que se somam.

A Tabela 3.1 apresenta a taxa efetiva de transmissão levando em conta o período de treinamento e o intervalo necessário para a transmissão dos N_P pulsos

(a) Taxa A ($\kappa = 4$).(b) Taxa B ($\kappa = 3$).**Figura 3.4:** BER em função da SNR , com $N_P = 50$.

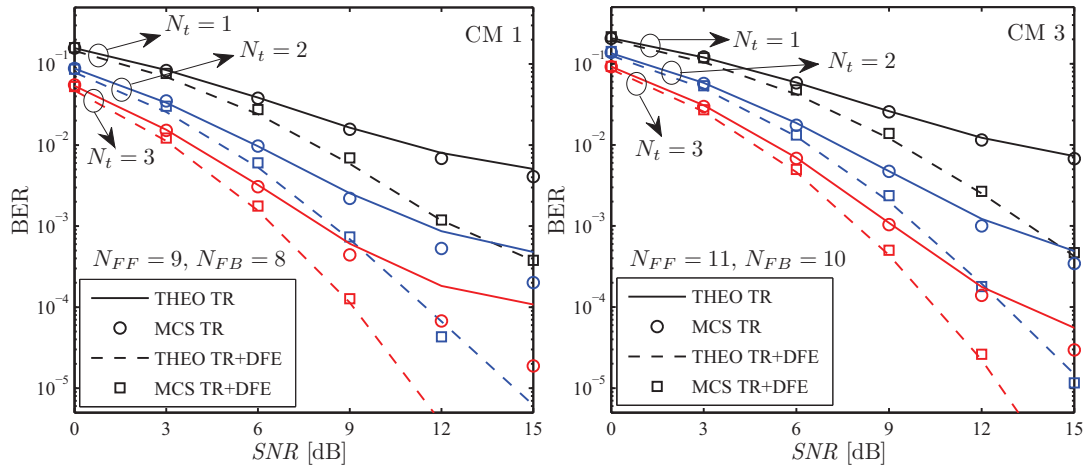
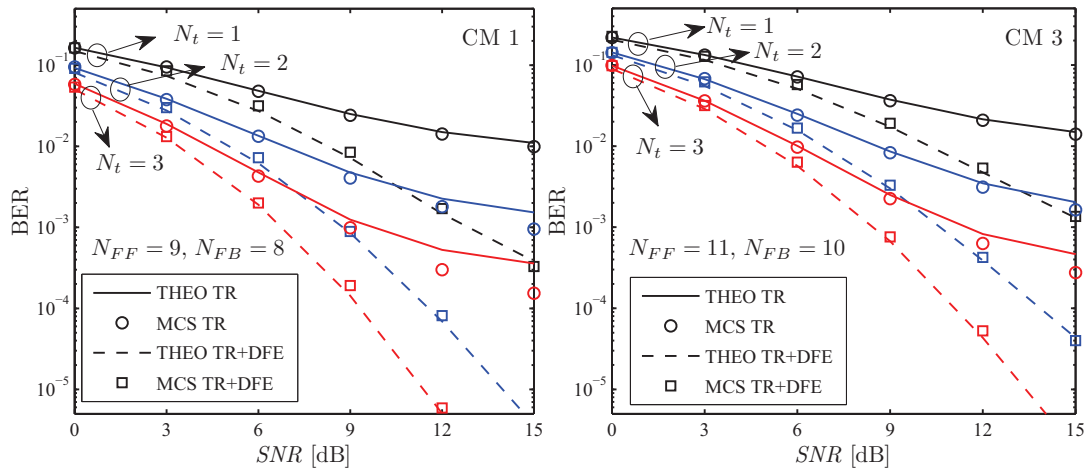
(a) Taxa A ($\kappa = 4$).(b) Taxa B ($\kappa = 3$).**Figura 3.5:** BER em função da SNR , com $N_P = 100$.

Tabela 3.1: Taxa efetiva de transmissão.

Config – Taxa	N_P	Taxa Efetiva (Mbps)			
		CM1 $T_f = 100\mu s$	CM3 $T_f = 100\mu s$	CM1 $T_f = 200\mu s$	CM3 $T_f = 200\mu s$
A – 499,0	100	469,1	424,2	484,0	461,6
B – 665,3	100	625,4	565,5	645,3	615,4
A – 499,0	50	481,5	459,1	490,3	479,0
B – 665,3	50	642,0	612,1	653,7	638,7

para a estimação do canal⁴. Nessa comparação, assume-se o comprimento efetivo do canal igual a $\tau_{ef} = 50$ ns para CM1, e $\tau_{ef} = 140$ ns para CM3. O cálculo da taxa efetiva desconta o tempo não utilizado para transmissão de informação dentro do período de um pacote, que é dado por $T_{tr} + N_P \tau_{ef}$.

De acordo com a seção 2.5, a variância do erro de estimação do canal é inversamente proporcional a N_P e diretamente proporcional a SNR . Entretanto, é desejável manter N_P o menor possível de forma a elevar a taxa efetiva de transmissão (Tabela 3.1). Observe nas Figuras 3.4 e 3.5 que, nos casos analisados, não há uma degradação substancial da BER quando $N_P = 50$ pulsos de prova são utilizados em vez de $N_P = 100$.

⁴Tempos de processamento adicionais necessários para a estimação do canal e para a pré-filtragem não são considerados na análise.

4 Pré-Equalização em Ambiente Monousuário

Em redes pessoais de curto alcance, é desejável manter os equipamentos portáteis o mais simples possível. Desse ponto de vista, um equalizador na recepção, tal como o considerado no Capítulo 3, assim como a utilização de receptores multiusuário quando há interferência de múltiplo acesso, mesmo que possuam complexidade reduzida, podem se tornar inviáveis. A motivação para o estudo de estruturas de pré-equalização surge desse contexto. Esse capítulo se concentra na análise de estruturas de pré-processamento (pré-equalização ou ainda pré-distorção) aplicadas à comunicação monousuário, ou seja, esquemas aptos a combater a interferência intersimbólica.

Três esquemas de pré-equalização aplicados a um sistema UWB com múltiplas antenas no transmissor são considerados: ZF (*Zero-Forcing*), CLS (*Constrained Least Squares*) e MMSE (*Minimum Mean Square Error*). Para o segundo caso, um algoritmo relativamente simples é utilizado para otimizar uma função que tem por objetivo minimizar a interferência intersimbólica e, ao mesmo tempo, maximizar a SNR .

Em (KYRITSI et al., 2005), os autores comparam o desempenho de um sistema com transmissão TR com um esquema de pré-equalização ZF para canais de redes sem fio fixos. Um novo esquema que combina TR e ZF é proposto, mas que, basicamente, possui o mesmo desempenho que o esquema ZF puro. Em (KYRITSI; TSOGKA, 2005), filtros no domínio do espaço e da frequência são propostos em conjunto com os esquemas TR e ZF, considerando o modelo de canal IEEE 802.11n para redes locais de acesso sem fio. A filtragem no domínio da frequência (*frequency weighting*) em conjunto com TR possui um bom desempenho em termos de probabilidade de erro de bit.

No artigo de congresso (TORABI; MIETZNER; SCHOBBER, 2008) e, posteriormente, na versão estendida para periódico (TORABI; MIETZNER; SCHOBBER, 2009), dois novos esquemas de pré-equalização baseados no critério MMSE em cascata

com pré-Rake são propostos para sistemas MISO UWB. No primeiro esquema, um pré-equalizador por antena é utilizado (PEF, *pre-equalization filter*) e, no segundo, um pré-filtro comum a todas as antenas é apresentado (S-PEF, *simplified PEF*). Quando o filtro é relativamente longo e o pré-Rake combina todos os percursos, o esquema S-PEF possui desempenho próximo ao PEF. Na versão periódica os autores ainda mostram que a recepção Rake com equalizador MMSE é o dual do esquema pré-Rake com pré-equalização considerado.

A ideia de pré-distorção não-linear Tomlinson-Harashima (T-H) foi proposta no início da década de 70 (TOMLINSON, 1971), (HARASHIMA; MIYAKAWA, 1972), como uma estratégia de equalização realimentada em canais SISO (*Single Input Single Output*), onde o filtro de realimentação está presente no lado do transmissor, com vistas a minimizar os efeitos de erros de realimentação muito comuns a equalizadores DFE em certos ambientes altamente seletivos em frequência. Para que a potência transmitida seja limitada, há a necessidade de um bloco de operação $\text{mod}_{2\epsilon}$ (modulo- ϵ) no transmissor que mapeia o sinal de entrada no intervalo $(-\epsilon, \epsilon]$. Em esquemas monousuários, o filtro de alimentação direta (*feedforward*) é geralmente implementado no receptor. Em situações onde se deseja simplificar a complexidade do receptor, o filtro *feedforward* pode ser transferido para o transmissor, como proposto em (GIBBARD; SESAY, 1999). Um esquema simplificado de equalização T-H em sistemas SISO é apresentado na Figura 4.1. Tal esquema pode ser diretamente adaptado para um sistema MISO ou MIMO monousuário.

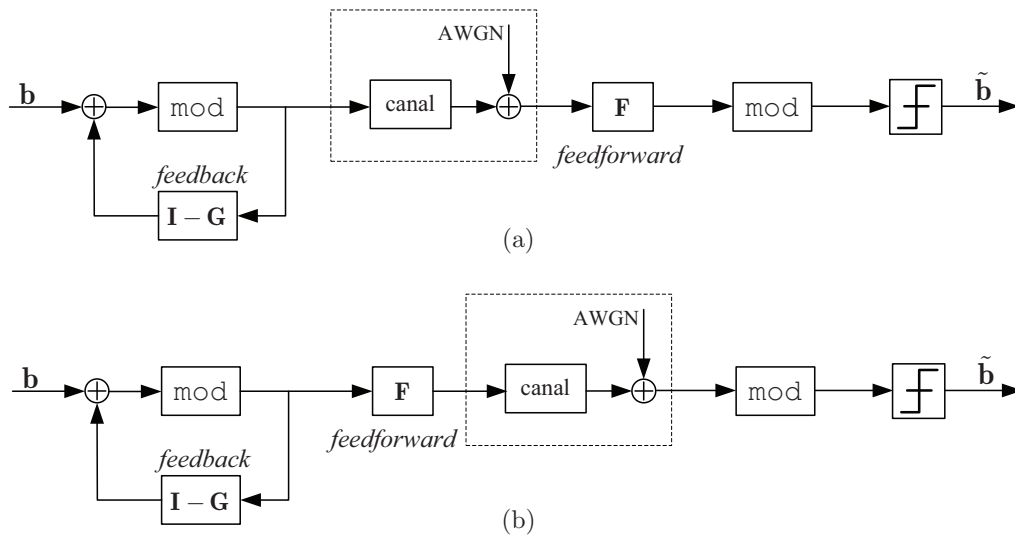


Figura 4.1: Tomlinson-Harashima em sistemas SISO monousuário (a) com *feedforward* no receptor e (b) com *feedforward* no transmissor.

4.1 Modelo de Sistema Monousuário

O modelo de tempo discreto monousuário a ser considerado nesse capítulo está apresentado na Figura 4.2. Em todos os esquemas de pré-equalização, o comprimento do filtro pré-equalizador por antena será denotado por L_γ .

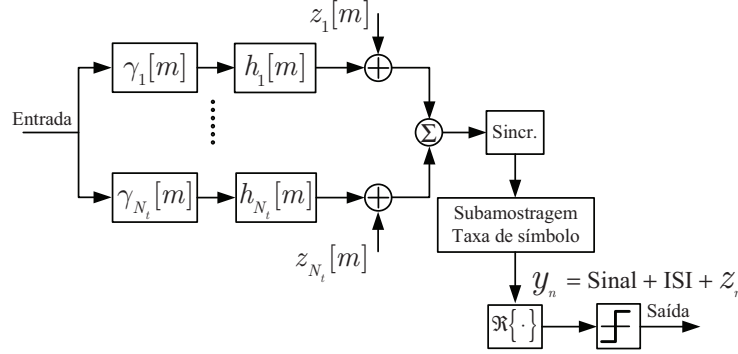


Figura 4.2: Modelo de tempo discreto para sistemas com pré-equalização.

Considerando que γ_k representa os coeficientes do pré-equalizador na k -ésima antena, a CIR equivalente após pré-equalização é dada por

$$x[m] = \sqrt{E_b^k} \sum_{k=1}^{N_t} (\gamma_k * h_k)[m], \quad (4.1)$$

sendo que γ_k depende do esquema de pré-distorção adotado. Uma estimativa de $x[m]$, na forma vetorial, pode ser obtida como

$$\tilde{\mathbf{x}} = \tilde{\mathbf{H}}\boldsymbol{\gamma}, \quad (4.2)$$

onde $\boldsymbol{\gamma} = [(\boldsymbol{\gamma}^0)^\top \dots (\boldsymbol{\gamma}^{L_\gamma-1})^\top]^\top$ tem dimensão $(N_t L_\gamma) \times 1$, com $\boldsymbol{\gamma}^\ell = [\gamma_1[\ell] \dots \gamma_{N_t}[\ell]]^\top$; $\tilde{\mathbf{H}}$ representa a matriz de canal estimada, que é do tipo circulante por blocos de N_t colunas, com dimensão $p \times q$, onde $p = (L_C + L_\gamma - 1)$ e $q = (N_t L_\gamma)$, apresentando a seguinte estrutura:

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} (\tilde{\mathbf{h}}^0)^\top & \mathbf{0}^\top & \dots & \mathbf{0}^\top \\ (\tilde{\mathbf{h}}^1)^\top & (\tilde{\mathbf{h}}^0)^\top & \ddots & \vdots \\ \vdots & (\tilde{\mathbf{h}}^1)^\top & \ddots & \mathbf{0}^\top \\ (\tilde{\mathbf{h}}^{L_C-1})^\top & \vdots & \ddots & (\tilde{\mathbf{h}}^0)^\top \\ \mathbf{0}^\top & (\tilde{\mathbf{h}}^{L_C-1})^\top & & (\tilde{\mathbf{h}}^1)^\top \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}^\top & \dots & \mathbf{0}^\top & (\tilde{\mathbf{h}}^{L_C-1})^\top \end{bmatrix}, \quad (4.3)$$

cujo primeiro bloco de N_t colunas é preenchido com $L_\gamma - 1$ vetores nulos, $\mathbf{0}^\top$,

de comprimento N_t , e $\tilde{\mathbf{h}}^\ell = [\tilde{h}_1[\ell] \cdots \tilde{h}_{N_t}[\ell]]^\top$. Após a obtenção do vetor $\boldsymbol{\gamma}$ para os critérios considerados, o mesmo é redimensionado na forma de uma matriz com N_t linhas e L_γ colunas, cuja k -ésima linha representa os coeficientes para o k -ésimo elemento de antena, $\boldsymbol{\gamma}_k = [\gamma_k[0] \cdots \gamma_k[L_\gamma - 1]]$.

4.2 Pré-equalizador ZF

O pré-equalizador ZF busca anular a interferência intersimbólica. Nessa abordagem, o vetor de coeficientes $\boldsymbol{\gamma}^{\text{ZF}}$ é obtido, tal que

$$\tilde{\mathbf{H}}\boldsymbol{\gamma}^{\text{ZF}} = \psi \mathbf{d}_v, \quad (4.4)$$

onde $\mathbf{d}_v = [0 \cdots 1 \cdots 0]^\top$ é de comprimento p , com 1 na posição v . Os termos v e ψ são definidos em seguida. A solução ZF é dada por

$$\boldsymbol{\gamma}^{\text{ZF}} = \psi \tilde{\mathbf{H}}^\dagger \mathbf{d}_v, \quad (4.5)$$

com $\tilde{\mathbf{H}}^\dagger$ sendo a pseudoinversa da matriz $\tilde{\mathbf{H}}$. Caso $q > p$ e $\text{rank}(\tilde{\mathbf{H}}) = p$, onde $\text{rank}(\cdot)$ representa o posto de uma dada matriz, o sistema é subdeterminado e, portanto, há infinitas soluções, entre elas $\tilde{\mathbf{H}}^\dagger = \tilde{\mathbf{H}}^H \left(\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H \right)^{-1}$, que minimiza a norma $\left\| \tilde{\mathbf{H}}\boldsymbol{\gamma}^{\text{ZF}} - \psi \mathbf{d}_v \right\|_2^2$. Nesse caso, o índice v pode ser escolhido para maximizar ψ , pois ele determina a potência do sinal recebido, que é desejável ser a maior possível (KYRITSI et al., 2005). Para a condição de restrição de potência $\left\| \boldsymbol{\gamma}^{\text{ZF}} \right\|_2^2 = N_t$, tem-se

$$\begin{aligned} \left\| \boldsymbol{\gamma}^{\text{ZF}} \right\|_2^2 &= N_t \Rightarrow |\psi|^2 \mathbf{d}_v \left(\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H \left(\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H \right)^{-1} \mathbf{d}_v = N_t \\ &\Rightarrow |\psi|^2 \left[\left(\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H \right)^{-1} \right]_{v,v} = N_t. \end{aligned} \quad (4.6)$$

Assim, v é escolhido tal que $\left[\left(\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H \right)^{-1} \right]_{v,v}$ seja minimizado. Note que o número de antenas transmissoras precisa ser $N_t \geq 2$ para haver solução ZF. Se $N_t = 2$, L_γ não pode ser menor do que L_C .

Caso $p > q$ e $\text{rank}(\tilde{\mathbf{H}}) = q$, não há garantia de solução ZF. No entanto, pode-se fixar v , por exemplo, em $v = L_\gamma$, e obter uma solução que minimize a norma $\left\| \tilde{\mathbf{H}}\boldsymbol{\gamma} - \mathbf{d}_v \right\|_2^2$, tal que $\boldsymbol{\gamma} = \tilde{\mathbf{H}}^\dagger \mathbf{d}_v$ com $\tilde{\mathbf{H}}^\dagger = \left(\tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}^H$. Tal solução deve ser normalizada obtendo-se $\boldsymbol{\gamma}^{\text{ZF}'} = \sqrt{\frac{N_t}{\|\boldsymbol{\gamma}\|_2^2}} \boldsymbol{\gamma}$.

4.3 Pré-equalizador CLS

Definindo $\tilde{\mathbf{h}}_k = C_k \mathbf{h}_k$ como uma versão normalizada de \mathbf{h}_k , com C_k dado em (3.3), uma estimativa normalizada de $x[m]$ na forma vetorial é obtida como

$$\tilde{\mathbf{x}} = \tilde{\mathbf{H}}\boldsymbol{\gamma}, \quad (4.7)$$

onde a matriz $\tilde{\mathbf{H}}$, de dimensão $p \times q$, é dada por (4.3), substituindo $\mathbf{h}^\ell = [\tilde{h}_1[\ell] \cdots \tilde{h}_{N_t}[\ell]]^\top$ por $\tilde{\mathbf{h}}^\ell = C_k [\tilde{h}_1[\ell] \cdots \tilde{h}_{N_t}[\ell]]^\top$.

Considerando que a potência total transmitida é limitada em $\|\boldsymbol{\gamma}\|_2^2 \leq N_t$, a ideia do pré-equalizador CLS é fazer com que $\tilde{\mathbf{x}}$ seja o mais próximo do vetor $\mathbf{d} = [0 \cdots N_t \cdots 0]^\top$, com comprimento p e elemento N_t fixo na posição L_γ . Definindo $J_{\text{CLS}} = \|\tilde{\mathbf{x}} - \mathbf{d}\|_2^2$, o vetor de coeficientes $\boldsymbol{\gamma}$ pode ser obtido como

$$\begin{aligned} & \arg \min_{\boldsymbol{\gamma}} J_{\text{CLS}} \\ & \text{s.t. } \|\boldsymbol{\gamma}\|_2^2 \leq N_t. \end{aligned} \quad (4.8)$$

O termo s.t. significa sujeito a (*subject to*). Na referência (GOLUB; LOAN, 1996) é apresentada uma solução para um problema CLS genérico usando a decomposição em valores singulares (SVD, *Singular Value Decomposition*) de $\tilde{\mathbf{H}}$, juntamente com o método dos multiplicadores de Lagrange. A matriz $\tilde{\mathbf{H}}$ é decomposta, tal que

$$\mathbf{U}^H \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{V} = \boldsymbol{\Sigma}_{\tilde{\mathbf{H}}}, \quad (4.9)$$

onde $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1 \ \mathbf{v}_2 \ \cdots \ \mathbf{v}_q]$ de dimensão $q \times q$ e $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1 \ \mathbf{u}_2 \ \cdots \ \mathbf{u}_p]$ de dimensão $p \times p$ são matrizes unitárias, enquanto $\boldsymbol{\Sigma}_{\tilde{\mathbf{H}}}$ é a matriz (não necessariamente quadrada) cuja diagonal principal é formada pelos valores singulares de $\tilde{\mathbf{H}}$. Com essa transformação, tem-se

$$\begin{aligned} \left\| \mathbf{U}^H (\tilde{\mathbf{H}}\boldsymbol{\gamma} - \mathbf{d}) \right\|_2^2 &= \left\| \mathbf{U}^H (\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{V}\mathbf{V}^H\boldsymbol{\gamma} - \mathbf{d}) \right\|_2^2 = \left\| \mathbf{U}^H \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{V}\mathbf{V}^H\boldsymbol{\gamma} - \mathbf{U}^H\mathbf{d} \right\|_2^2 \\ &= \left\| \boldsymbol{\Sigma}_{\tilde{\mathbf{H}}}\tilde{\boldsymbol{\gamma}} - \tilde{\mathbf{d}} \right\|_2^2, \end{aligned} \quad (4.10)$$

com $\tilde{\mathbf{d}} = \mathbf{U}^H\mathbf{d}$ e $\tilde{\boldsymbol{\gamma}} = \mathbf{V}^H\boldsymbol{\gamma}$. Note que $\|\tilde{\boldsymbol{\gamma}}\|_2^2 = \|\mathbf{V}^H\boldsymbol{\gamma}\|_2^2 = \|\boldsymbol{\gamma}\|_2^2$. Portanto, o seguinte problema é obtido

$$\mathcal{L}(\tilde{\boldsymbol{\gamma}}, \lambda) = \left(\boldsymbol{\Sigma}_{\tilde{\mathbf{H}}}\tilde{\boldsymbol{\gamma}} - \tilde{\mathbf{d}} \right)^H \left(\boldsymbol{\Sigma}_{\tilde{\mathbf{H}}}\tilde{\boldsymbol{\gamma}} - \tilde{\mathbf{d}} \right) + \lambda (\tilde{\boldsymbol{\gamma}}^H \tilde{\boldsymbol{\gamma}} - N_t), \quad (4.11)$$

onde λ representa o multiplicador de Lagrange. Ao se tomar a primeira derivada

de $\mathcal{L}(\tilde{\gamma}, \lambda)$ em relação a $\tilde{\gamma}^*$ e igualar o resultado a zero, segue que

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathcal{L}(\tilde{\gamma}, \lambda)}{\partial \tilde{\gamma}^*} = 0 &\Rightarrow \Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}}^{\top} (\Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}} \tilde{\gamma} - \tilde{\mathbf{d}}) + \lambda \tilde{\gamma} = 0 \\ &\Rightarrow (\lambda \mathbf{I} + \Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}}^{\top} \Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}}) \tilde{\gamma} = \Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}}^{\top} \tilde{\mathbf{d}}. \end{aligned} \quad (4.12)$$

Assim, os coeficientes do pré-equalizador CLS são dados por

$$\tilde{\gamma} = \left[\frac{\varsigma_1}{\lambda + \varsigma_1^2} \tilde{d}_1 \quad \frac{\varsigma_2}{\lambda + \varsigma_2^2} \tilde{d}_2 \quad \cdots \quad \frac{\varsigma_r}{\lambda + \varsigma_r^2} \tilde{d}_r \right]^{\top}, \quad (4.13)$$

com a restrição

$$\sum_{i=1}^r \left(\frac{\varsigma_i}{\lambda + \varsigma_i^2} \right)^2 |\tilde{d}_i|^2 = N_t, \quad (4.14)$$

onde $r = \text{rank}(\tilde{\mathbf{H}})$ e ς_i representa o i -ésimo valor singular da matriz decomposta.

Conseqüentemente, se $\sum_{i=1}^r \frac{|\tilde{d}_i|^2}{\varsigma_i^2} > N_t$, então

$$\gamma^{\text{CLS}} = \gamma = \sum_{i=1}^r \left(\frac{\varsigma_i \tilde{d}_i}{\lambda^{\circ} + \varsigma_i^2} \right) \mathbf{v}_i, \quad (4.15)$$

com λ° obtido resolvendo a seguinte equação para λ :

$$\sum_{i=1}^r \left(\frac{\varsigma_i}{\lambda^{\circ} + \varsigma_i^2} \right)^2 |\tilde{d}_i|^2 = N_t. \quad (4.16)$$

A solução de (4.16) pode ser encontrada, por exemplo, pelo método da bissecção. Caso $\sum_{i=1}^r \frac{|\tilde{d}_i|^2}{\varsigma_i^2} \leq N_t$, então a solução assume a forma

$$\gamma^{\text{CLS}} = \gamma = \sum_{i=1}^r \left(\frac{\tilde{d}_i}{\varsigma_i} \right) \mathbf{v}_i. \quad (4.17)$$

Com vistas a encontrar uma solução iterativa para o problema de mínimos quadrados com restrição, o problema sem limitação será inicialmente considerado. O gradiente de J_{CLS} é dado por

$$\nabla J_{\text{CLS}} = -2\tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{e}, \quad (4.18)$$

onde $\mathbf{e} = (\mathbf{d} - \tilde{\mathbf{H}}\gamma^{\text{CLS}})$ representa o vetor de erros. No algoritmo do gradiente, os coeficientes na $(i+1)$ -ésima iteração são atualizados da seguinte forma:

$$\gamma^{\text{CLS}}(i+1) = \gamma^{\text{CLS}}(i) + \mu \left(\tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{e}(i) \right), \quad (4.19)$$

com μ sendo o fator de convergência. O algoritmo provê uma solução que não possui restrição de potência. Dessa forma, o Algoritmo 4.1 é proposto para gerar

um vetor $\boldsymbol{\gamma}^{\text{CLS}}$ com limitação de potência, tal que $\|\boldsymbol{\gamma}\|_2^2 = N_t$. A inicialização é feita com a solução TR truncada em L_γ (em cada antena) e normalizada.

Algoritmo 4.1 Gradiente Modificado para Solucionar o Problema CLS

Inicialização: $\boldsymbol{\gamma}^{\text{CLS}}(0) = \boldsymbol{\gamma}^{\text{TR}}$ ($\boldsymbol{\gamma}^{\text{TR}}$: truncado em L_γ por antena e normalizado)

for $i = 1, 2, \dots, \text{ITER}$ (Número de iterações)

$\mathbf{e}(i-1) = \mathbf{d} - \tilde{\mathbf{H}}\boldsymbol{\gamma}^{\text{CLS}}(i-1)$; (Cálculo do erro)

$\boldsymbol{\gamma}_{\text{tmp}}^{\text{CLS}} = \boldsymbol{\gamma}^{\text{CLS}}(i-1) + \mu \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{e}(i-1)$; (Atualização temporária)

$\boldsymbol{\gamma}^{\text{CLS}}(i) = \sqrt{\frac{N_t}{\|\boldsymbol{\gamma}_{\text{tmp}}^{\text{CLS}}\|_2^2}} \boldsymbol{\gamma}_{\text{tmp}}^{\text{CLS}}$; (Normalização)

end

Os coeficientes são normalizados logo após o processo de atualização em cada iteração. Conseqüentemente, o erro e o gradiente são calculados com respeito aos coeficientes normalizados.

A Figura 4.3 apresenta a convergência do algoritmo proposto para quatro configurações distintas, 1000 conjuntos de realização do canal, $L_C = L_\gamma$ e canal perfeitamente estimado. Note que, nos casos considerados, $\text{ITER} = 15$ iterações já são suficientes para a média da norma do erro, $\langle \|\mathbf{e}\|^2 \rangle$, se estabilizar.

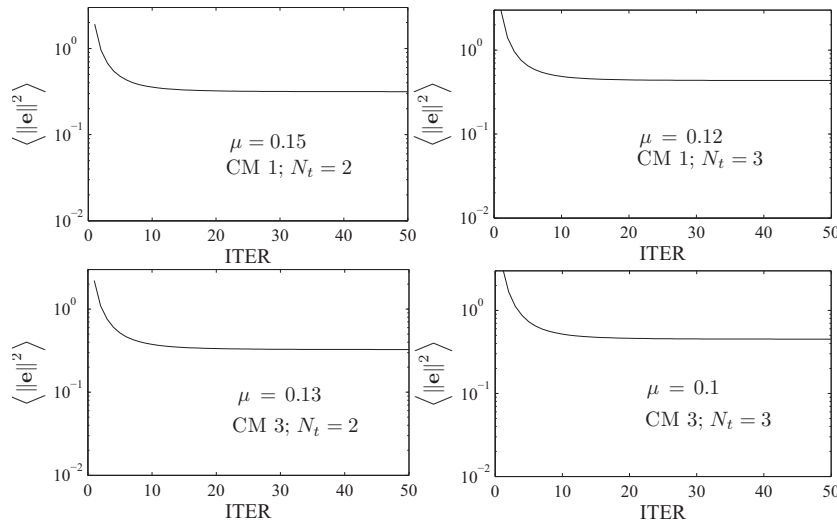


Figura 4.3: Exemplos de convergência do algoritmo usado no problema CLS.

4.4 Pré-equalizador MMSE

Uma outra possibilidade de pré-equalização com restrição de potência na transmissão é baseada em (TORABI; MIETZNER; SCHOBBER, 2009), onde os coeficientes do filtro são obtidos considerando o critério de mínimo erro quadrático médio em série com um filtro TR. Para este trabalho, o filtro MMSE não será usado em cascata com o filtro TR, mas será aplicado diretamente sobre a informação a ser transmitida, como no caso CLS.

Seja $\mathbf{b} = [b_{n+L_\gamma-1} \cdots b_n \cdots b_{n-L_C+1}]$ um vetor de bits de informação com $p = (L_C + L_\gamma - 1)$ componentes. Assim, para $\kappa = 1$ (ou seja, $T_s = T$), uma estimativa do sinal na saída do MF pode ser escrita na seguinte forma vetorial:

$$\tilde{y}_n = \mathbf{b}^\top \tilde{\mathbf{x}} + z_n = \mathbf{b}^\top \tilde{\mathbf{H}}\boldsymbol{\gamma} + z_n \quad (4.20)$$

Percebe-se que (4.20) é uma representação não causal. Como considerado em (TORABI; MIETZNER; SCHÖBER, 2009), o sinal recebido é multiplicado por uma constante ζ que tem por função ajudar no processo de minimização. O objetivo do critério MMSE com restrição de potência transmitida consiste em minimizar

$$J_{\text{MMSE}} = E [|b_n - \zeta \tilde{y}_n|^2], \quad (4.21)$$

sujeita a $\|\boldsymbol{\gamma}\|_2^2 = N_t$. A Equação (4.21) pode ser expandida como

$$\begin{aligned} J_{\text{MMSE}} &= \mathbb{E} [|b_n - \zeta \tilde{y}_n|^2] = E [(b_n - \zeta \tilde{y}_n)^* (b_n - \zeta \tilde{y}_n)] \\ &= \mathbb{E} [1 - b_n \zeta \tilde{y}_n - \zeta^* \tilde{y}_n^* b_n + |\zeta|^2 |\tilde{y}_n|^2] \\ &= \mathbb{E} \left[1 - b_n \zeta \left(\mathbf{b}^\top \tilde{\mathbf{H}}\boldsymbol{\gamma} + z_n \right) - \zeta^* \left(\boldsymbol{\gamma}^H \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{b} + z_n^* \right) b_n + |\zeta|^2 |\tilde{y}_n|^2 \right]. \end{aligned} \quad (4.22)$$

O termo $\mathbb{E} [|\tilde{y}_n|^2]$ em (4.22) é dado por

$$\mathbb{E} [|\tilde{y}_n|^2] = \mathbb{E} \left[\left(\boldsymbol{\gamma}^H \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{b} + z_n^* \right) \left(\mathbf{b}^\top \tilde{\mathbf{H}}\boldsymbol{\gamma} + z_n \right) \right] = \boldsymbol{\gamma}^H \tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}}\boldsymbol{\gamma} + \zeta_z^2. \quad (4.23)$$

Logo,

$$J_{\text{MMSE}} = 1 + |\zeta|^2 \zeta_z^2 - \zeta^* \boldsymbol{\gamma}^H \mathbf{h}_n - \zeta \mathbf{h}_n^H \boldsymbol{\gamma} + |\zeta|^2 \boldsymbol{\gamma}^H \tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}}\boldsymbol{\gamma}, \quad (4.24)$$

onde $\mathbf{h}_n = \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbb{E} [b_n \mathbf{b}] = \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{d}_n$ e \mathbf{d}_n é um vetor de componentes nulas, exceto o n -ésimo elemento que é igual a um. Define-se

$$\bar{\boldsymbol{\gamma}} = \zeta \boldsymbol{\gamma}. \quad (4.25)$$

Com isso, $|\zeta|^2 = \frac{1}{N_t} \bar{\boldsymbol{\gamma}}^H \bar{\boldsymbol{\gamma}}$, e a restrição de potência fica automaticamente inserida na função custo J_{MMSE} (TORABI; MIETZNER; SCHÖBER, 2009), o que resulta em

$$J_{\text{MMSE}} = 1 + \frac{\zeta_z^2}{N_t} \bar{\boldsymbol{\gamma}}^H \bar{\boldsymbol{\gamma}} - \bar{\boldsymbol{\gamma}}^H \mathbf{h}_n - \mathbf{h}_n^H \bar{\boldsymbol{\gamma}} + \bar{\boldsymbol{\gamma}}^H \tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}}\bar{\boldsymbol{\gamma}}. \quad (4.26)$$

Derivando J_{MMSE} em relação a $\bar{\boldsymbol{\gamma}}^*$ e igualando o resultado a zero,

$$\frac{\partial J_{\text{MMSE}}}{\partial \bar{\boldsymbol{\gamma}}^*} = \frac{1}{\text{SNR}} \bar{\boldsymbol{\gamma}} - \mathbf{h}_n + \tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}}\bar{\boldsymbol{\gamma}} = 0 \Rightarrow \left[\tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}} + \mathbf{I} \frac{1}{\text{SNR}} \right] \bar{\boldsymbol{\gamma}} = \mathbf{h}_n. \quad (4.27)$$

Portanto,

$$\bar{\boldsymbol{\gamma}}_{\text{opt}} = \left[\tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}} + \mathbf{I} \frac{1}{SNR} \right]^{-1} \mathbf{h}_n, \quad (4.28)$$

e,

$$\boldsymbol{\gamma}^{\text{MMSE}} = \frac{\bar{\boldsymbol{\gamma}}_{\text{opt}}}{\zeta_{\text{opt}}} \Rightarrow \boldsymbol{\gamma}^{\text{MMSE}} = \sqrt{N_t} \frac{\bar{\boldsymbol{\gamma}}_{\text{opt}}}{\|\bar{\boldsymbol{\gamma}}_{\text{opt}}\|_2}. \quad (4.29)$$

O termo ζ é apenas uma constante que não precisa ser implementada.

Ao observar (4.29) verifica-se que se $SNR \rightarrow \infty$, então $\bar{\boldsymbol{\gamma}}_{\text{opt}} \rightarrow \left(\tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}} \right)^{-1} \mathbf{h}_n = \left(\tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{d}_n$ e, após a normalização de potência, $\boldsymbol{\gamma}^{\text{MMSE}} \rightarrow \boldsymbol{\gamma}^{\text{ZF}'}$. Por outro lado, se $SNR \rightarrow 0$, então $\bar{\boldsymbol{\gamma}}_{\text{opt}} \rightarrow C \mathbf{I} \mathbf{h}_n = C \tilde{\mathbf{H}}^H \mathbf{d}_n$, o que representa a L_γ -ésima linha de $\tilde{\mathbf{H}}$ na Equação (4.29) multiplicada pela constante C , e portanto, após a normalização de potência, $\boldsymbol{\gamma}^{\text{MMSE}} \rightarrow \boldsymbol{\gamma}^{\text{TR}}$.

As Figuras 4.4 e 4.5 ilustram exemplos de respostas impulsivas equivalentes considerando os esquemas TR, ZF, MMSE e CLS, com canal truncado segundo um critério de, aproximadamente, -30 dB (vide Figura 2.4) e $L_\gamma = L_C$. Observe que a máxima SNR é obtida com o esquema TR (que representa um filtro casado), porém a ISI residual é maior. O esquema ZF elimina totalmente a ISI, mas resulta em perda significativa na SNR . Isso pode ser interpretado como o problema dual de se ter ZF no receptor, o que provoca uma amplificação indesejável no ruído, resultando, da mesma forma, em uma perda na SNR .

O pico da CIR equivalente com o pré-filtro MMSE é menor do que no CLS, para as condições de SNR consideradas. No entanto, a ISI residual é menor no MMSE. Para valores menores de SNR no MMSE, o pico da CIR equivalente tende a aumentar, uma vez que a interferência do ruído AWGN se torna mais significativa do que a interferência intersimbólica. Já no CLS, o pico da resposta impulsiva equivalente não se altera em função da SNR , uma vez que ela não faz parte do critério de minimização. Por fim, nota-se que a solução proposta para o filtro CLS converge para a mesma solução utilizando SVD.

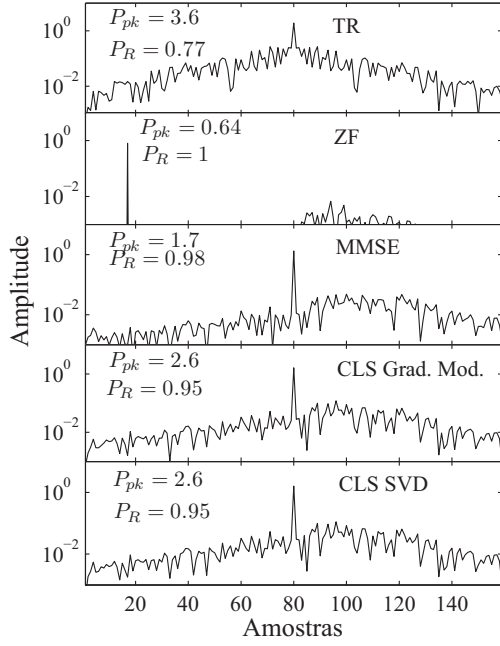
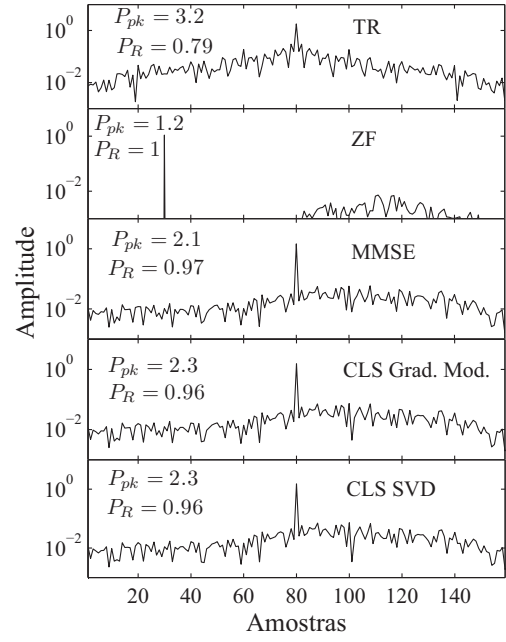
(a) CIR Equiv., $N_t = 2$, $SNR = 15$ dB.(b) CIR Equiv., $N_t = 3$, $SNR = 12$ dB.

Figura 4.4: Comparação entre CIRs equivalentes considerando TR, ZF, MMSE e CLS, para CM1 e $N_P = 100$. P_{pk} representa potência de pico da CIR equivalente, enquanto que P_R representa a razão entre a potência de pico e a total.

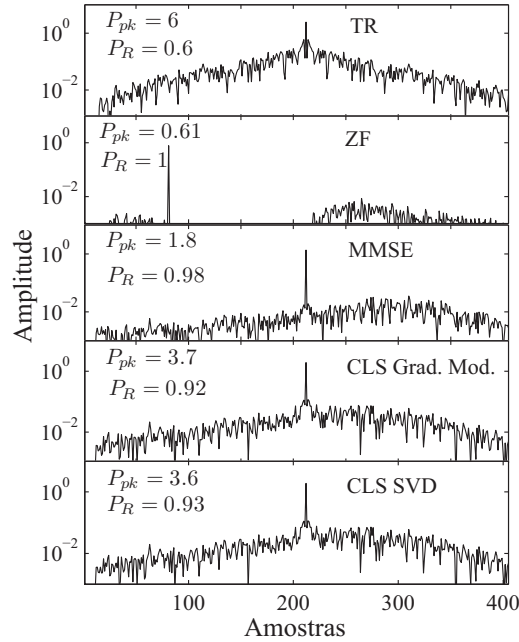
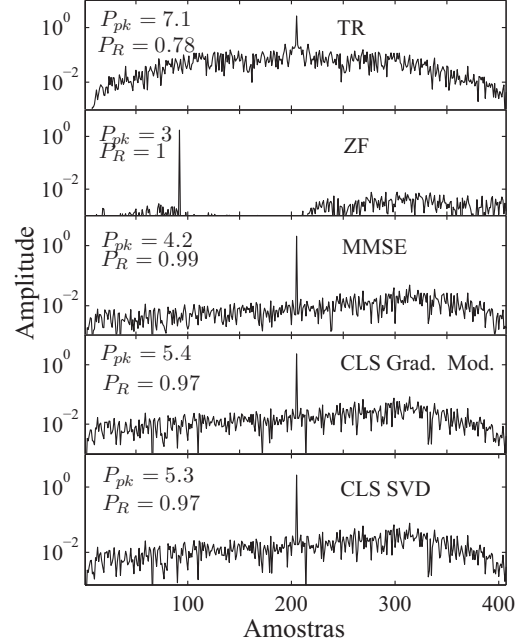
(a) CIR Equiv., $N_t = 2$, $SNR = 15$ dB.(b) CIR Equiv., $N_t = 3$, $SNR = 12$ dB.

Figura 4.5: Comparação entre CIRs equivalentes considerando TR, ZF, MMSE e CLS, para CM3 e $N_P = 100$. P_{pk} representa potência de pico da CIR equivalente, enquanto que P_R representa a razão entre a potência de pico e a total.

4.5 Resultados de Desempenho

Os métodos e as configurações de taxa de transmissão, canal e estimação do canal são os mesmos adotados na Seção 3.3. Da mesma forma que no Capítulo 3, resultados de desempenho semianalítico e via Simulação Monte Carlo são considerados. No caso semianalítico, a expressão para a $SINR$ é a mesma da Equação (3.7), mas agora para a CIR equivalente em (3.5), o termo $\gamma_k^{\text{TR}}[m]$ pode ainda ser $\gamma_k^{\text{ZF}}[m]$, $\gamma_k^{\text{CLS}}[m]$ ou $\gamma_k^{\text{MMSE}}[m]$.

Inicialmente, as Figuras 4.6 e 4.7 apresentam os resultados de desempenho em função do comprimento dos pré-filtros (L_γ) para os esquemas TR, CLS e MMSE. Pode-se observar que o CLS é o que apresenta um melhor desempenho dentre os esquemas analisados, nas configurações consideradas. O desempenho do MMSE está próximo do CLS. Verifica-se que a taxa de erro de bit média para as configurações $N_t = 2$ e $N_t = 3$ antenas se torna praticamente plana quando L_γ corresponde a cerca de 80% e 70% do comprimento do canal estimado (CM1: $L_C = 46$ coeficientes por antena; CM3: $L_C = 134$ coeficientes por antena), respectivamente. Isso equivale a $L_\gamma = 37, 33, 108$ e 94 coeficientes por antena nos casos CM1 $N_t = 2$, CM1 $N_t = 3$, CM3 $N_t = 2$, CM3 $N_t = 3$, respectivamente.

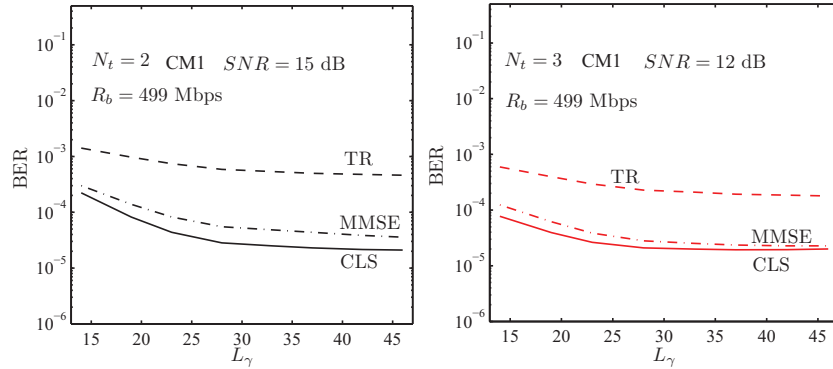
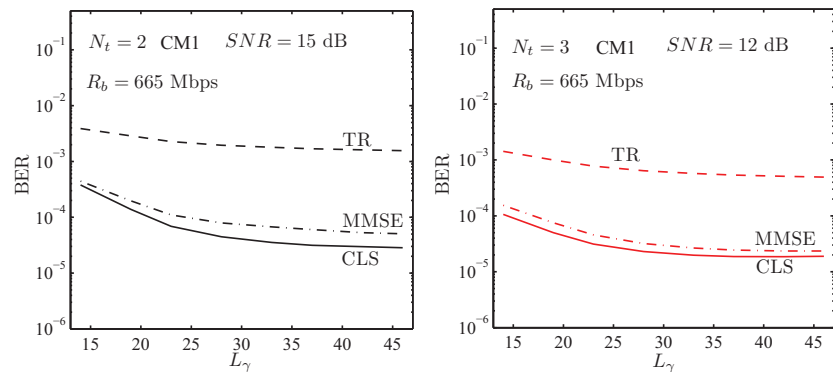
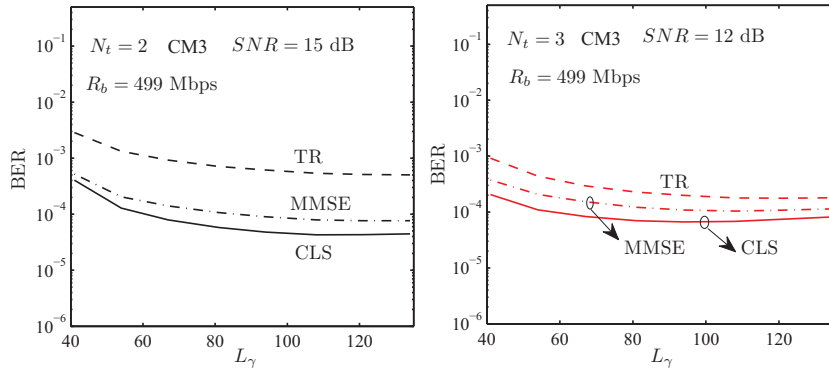
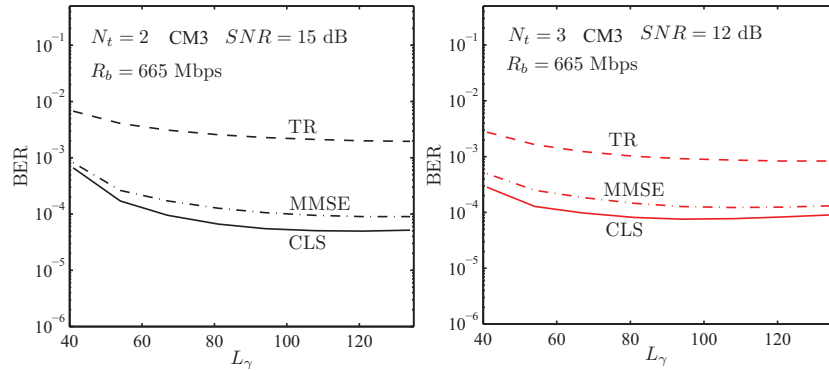
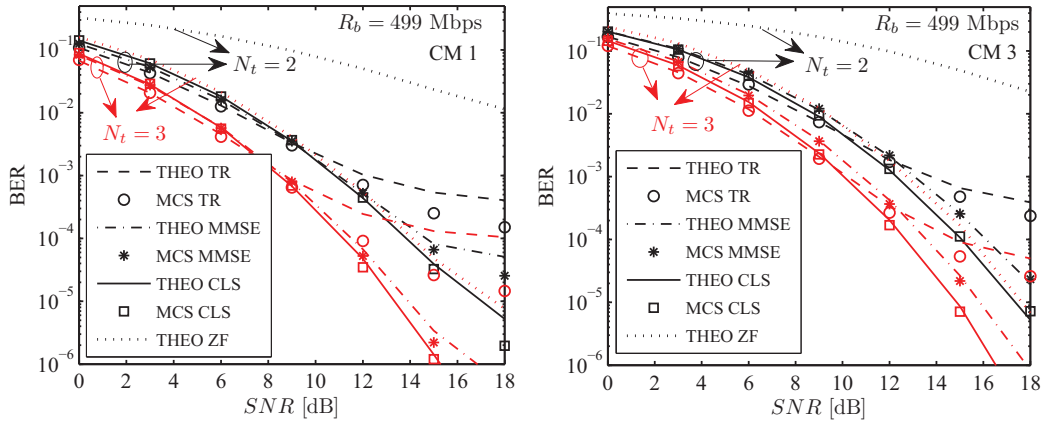
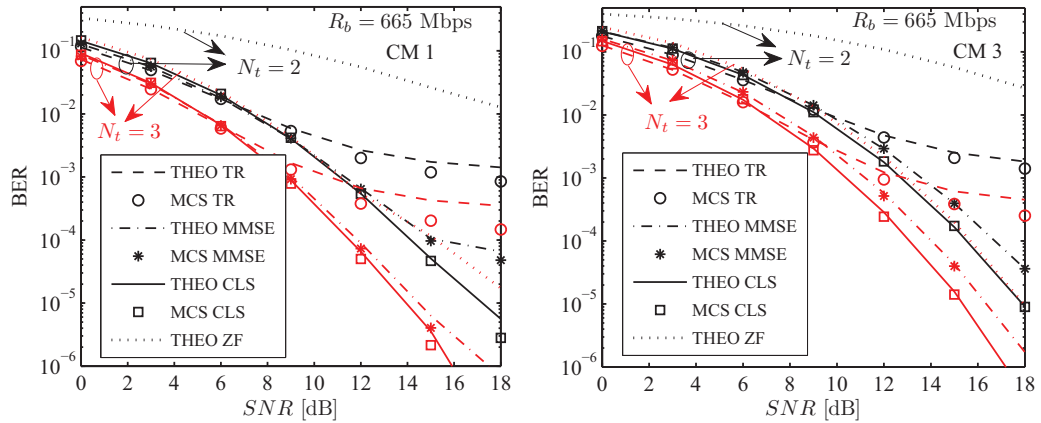
(a) Taxa A ($\kappa = 4$).(b) Taxa B ($\kappa = 3$).

Figura 4.6: BER em função de L_γ , com $N_P = 100$ e cenário CM 1.

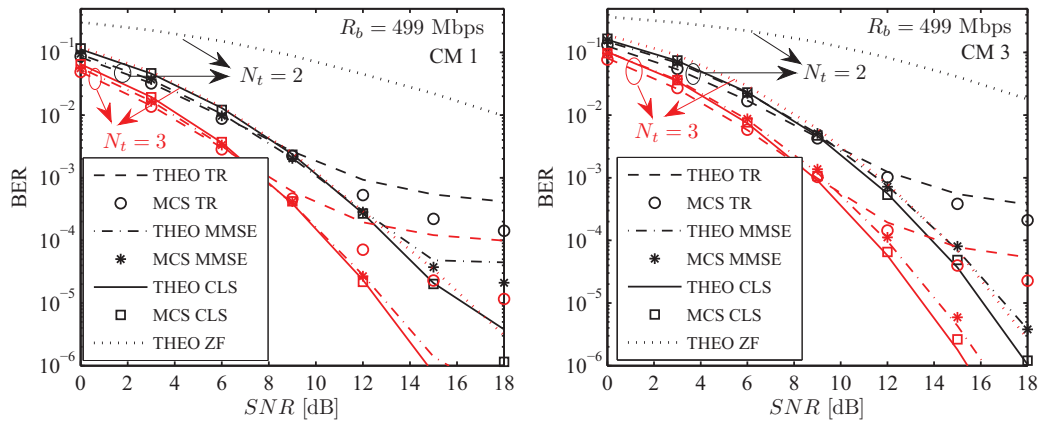
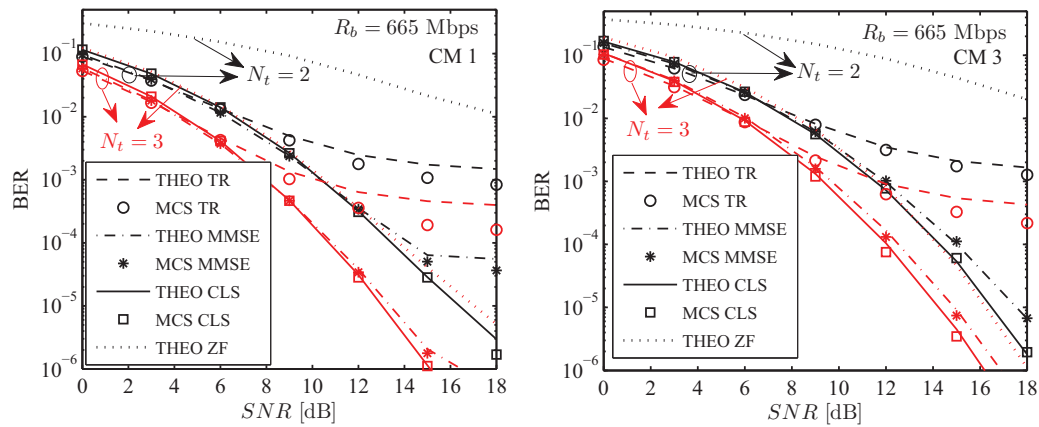
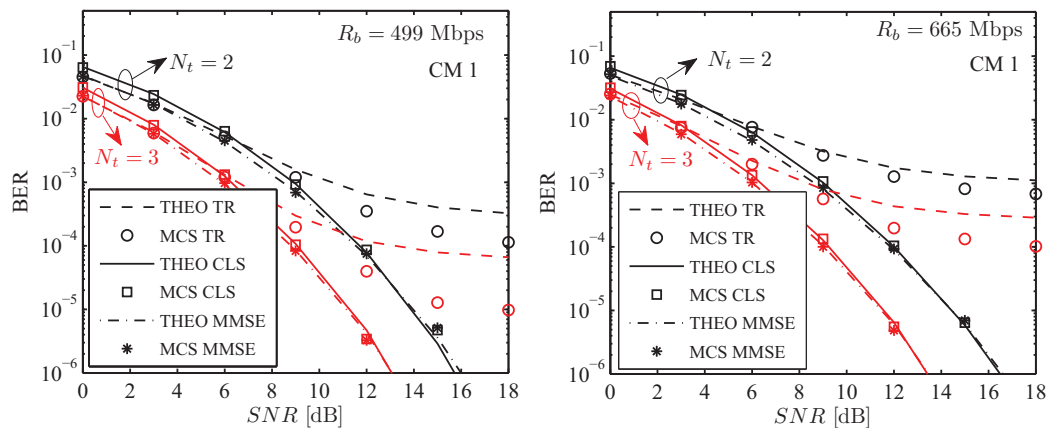
(a) Taxa A ($\kappa = 4$).(b) Taxa B ($\kappa = 3$).**Figura 4.7:** BER em função de L_γ , com $N_P = 100$ e cenário CM 3.

Com base nos resultados e conclusões relativos às Figuras 4.6 e 4.7, as Figuras 4.8 e 4.9 apresentam resultados de BER em função da SNR variando de 0 a 18 dB. O número de coeficientes dos pré-filtros foi ajustado para 80% e 70% do comprimento do canal estimado, respectivamente, para as configurações $N_t = 2$ e $N_t = 3$. Note que o desempenho do CLS é superior aos demais esquemas para $SNR > 9$ dB. Para baixa região de SNR , TR e MMSE se comportam melhor do que o CLS, o que se deve ao fato de a solução CLS não depender da SNR . O esquema ZF foi considerado apenas para o caso $L_\gamma = L_C$ e apresenta um desempenho bem inferior aos demais esquemas nas condições de baixa e média SNR . Para alta SNR e $N_t = 3$, o ZF se comporta melhor do que o esquema TR; porém, até a máxima SNR considerada nos resultados apresentados (18 dB), seu desempenho é inferior ao dos esquemas CLS e MMSE. Para $N_t = 2$, o desempenho do ZF não é satisfatório.

Assim como no caso TR com DFE, não há perdas significativas nos desempenhos dos sistemas quando $N_P = 50$ pulsos são utilizados, em vez de $N_P = 100$, para a geração das estimativas ruidosas do canal no transmissor.

(a) Taxa A ($\kappa = 4$).(b) Taxa B ($\kappa = 3$).**Figura 4.8:** BER versus SNR, com $N_P = 50$.

A Figura 4.10 apresenta resultados de BER \times SNR para o cenário CM1, considerando canal estimado sem ruído e com truncamento em 40 ns (ao invés de 23 ns), o que corresponde a um limiar de, aproximadamente, -30 dB (vide Figura 2.4). Note que o desempenho do MMSE é similar ao do CLS para $12 < SNR < 16$ dB e melhor que o CLS para $0 < SNR < 12$ dB. Com isso, pode-se concluir que o pré-equalizador MMSE é mais sensível que o CLS em relação a erros (ruído e truncamento) nas estimativas do canal.

(a) Taxa A ($\kappa = 4$).(b) Taxa B ($\kappa = 3$).**Figura 4.9:** BER versus SNR, com $N_P = 100$.**Figura 4.10:** BER em função da SNR para cenário CM1, com truncamento da CIR estimada em 40 ns e sem ruído na estimação do canal.

4.6 Complexidade Computacional

A Tabela 4.1 apresenta a complexidade computacional dos esquemas ZF, CLS and MMSE. Multiplicações (ou divisões) complexas, adições (ou subtrações) complexas, extração de raiz quadrada e comparações são consideradas operações simples. Todas as multiplicações e somas são consideradas operações complexas.

Para o método CLS baseado em SVD, apenas as operações necessárias para o cômputo da decomposição SVD foram consideradas. Na inversão de uma matriz de dimensão $N \times N$, o método da eliminação de Gauss foi considerado, o que exige, aproximadamente, $(2/3) N^3$ operações (FAREBROTHER, 1988). Observe que, pela estrutura das matrizes $\tilde{\mathbf{H}}$ e $\tilde{\mathbf{H}}_t$, o número de operações é efetivamente menor, pois as multiplicações e adições por zero não precisam ser efetuadas.

Tabela 4.1: Complexidade computacional.

Método	Número de Operações ^a
ZF	$\frac{2p^3}{3} + (2q - 1)p^2 + (2p - 1)(pq + q) + 2q + 1$
MMSE	$\frac{2q^3}{3} + (2p - 1)(q^2 + q) + (2q - 1)(1 + q) + 3q + 3$
CLS (SVD)	$9 \cdot q^3 + 4 \cdot p^2q + 8 \cdot pq^2$
CLS (Alg. 4.1)	$ITER \cdot (4 \cdot pq + 4 \cdot q - p + 2)$

^a Note que $p = L_C + L_\gamma - 1$ e $q = N_t L_\gamma$.

A Tabela 4.2 apresenta valores numéricos da complexidade apresentada na Tabela 4.1, considerando os valores de L_C , L_γ e N_t utilizados até o momento em cada configuração analisada. No Algoritmo do gradiente modificado para o caso CLS, $ITER = 15$ foi considerado. Pode-se notar que o esquema CLS utilizando decomposição SVD resulta em uma complexidade superior aos demais esquemas. ZF e MMSE apresentam complexidades da mesma ordem, mas superior ao esquema CLS utilizando o algoritmo do gradiente modificado, que representa o esquema mais viável em termos de complexidade. No entanto, verifica-se que mesmo no melhor caso (CLS com gradiente modificado), os valores de complexidade são relativamente elevados, principalmente no cenário CM3.

Tabela 4.2: Análise de Complexidade Numérica.

Configuração	Número de Operações			
	Esquema			
	ZF	MMSE	CLS (SVD)	CLS (Alg. 4.1)
CM1, $N_t = 2$	$2,3573 \times 10^6$	$1,1860 \times 10^6$	$9,2296 \times 10^6$	$3,6732 \times 10^5$
CM1, $N_t = 3$	$2,7274 \times 10^6$	$2,2014 \times 10^6$	$1,72578 \times 10^7$	$4,6812 \times 10^5$
CM3, $N_t = 2$	$5,9508 \times 10^7$	$2,9358 \times 10^7$	$2,3083 \times 10^8$	$3,1327 \times 10^6$
CM3, $N_t = 3$	$6,5936 \times 10^7$	$5,1263 \times 10^7$	$4,0437 \times 10^8$	$3,8543 \times 10^6$

4.7 Análise Desempenho \times Complexidade

Como observado, o pré-equalizador CLS utilizando o algoritmo do gradiente modificado resulta em complexidade computacional inferior aos demais esquemas. Entretanto, mesmo nessa condição, a complexidade de implementação é relativamente elevada. Até esse momento, o parâmetro L_C foi fixado segundo o critério de -20 dB na resposta impulsiva dos cenários CM1 e CM3, como definido no Capítulo 2. Com vistas a diminuir o número de operações necessário para a implementação dos esquemas de pré-equalização, o presente capítulo busca otimizar os valores de L_C e L_γ em termos de probabilidade de erro de bit. Os esquemas CLS e MMSE são considerados. O Esquema TR é utilizado como referência.

Para essa análise, a taxa de transmissão equivalente é fixada em $R_b = 499$ Mbps, mas o parâmetro T assume três valores distintos (três valores para a largura de banda de transmissão Bw), conforme apresentado na Tabela 4.3. As respostas impulsivas do canal em cada configuração são filtradas pelo pulso RRC gerado com parâmetros T e $\alpha = 0,3$. Após a filtragem, as CIRs são normalizadas e o sombreamento correlacionado é acrescentado, conforme descrito no Capítulo 2.

Tabela 4.3: Configurações com mesma taxa de transmissão $R_b = 499$ Mbps.

Taxa	Parâmetro T	Parâmetro κ
Bw_1	$T = 2$ ns	$\kappa = 1$
Bw_2	$T = 1$ ns	$\kappa = 2$
Bw_3	$T = 0.5$ ns	$\kappa = 4$

Os valores de L_C (truncamento do canal) e L_γ (comprimento do pré-filtro) são otimizados por meio da análise de curvas BER $\times L_C$ e BER $\times L_\gamma$. Para o método CLS baseado no algoritmo do gradiente modificado, o número de iterações é mantido fixo em $ITER = 15$. O comprimento L_γ está descrito em termos de porcentagem do valor L_C . Para as curvas BER $\times L_C$ e BER $\times L_\gamma$, a relação sinal-ruído foi fixada em $SNR = 15$ dB.

4.7.1 Resultados de BER

As Figuras 4.11 a 4.18 apresentam os resultados de probabilidade de erro de bit em função de L_C , L_γ e SNR , para as bandas de transmissão consideradas.

• Resultados para configuração Bw_1

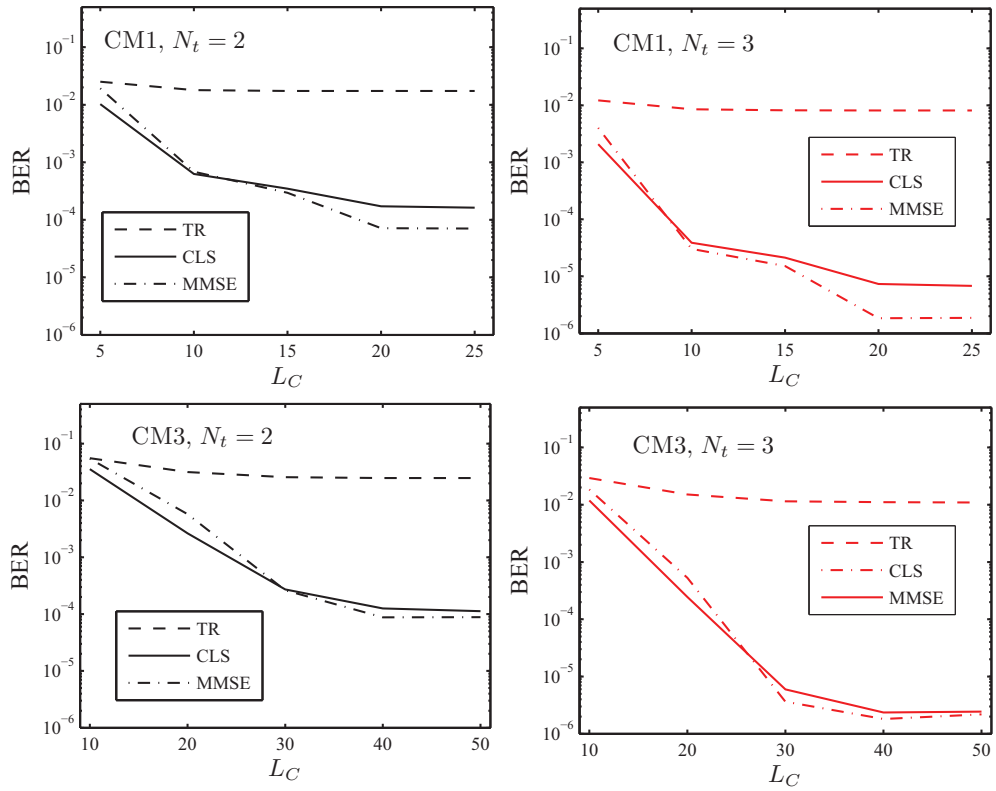


Figura 4.11: BER x L_C para Bw_1 .

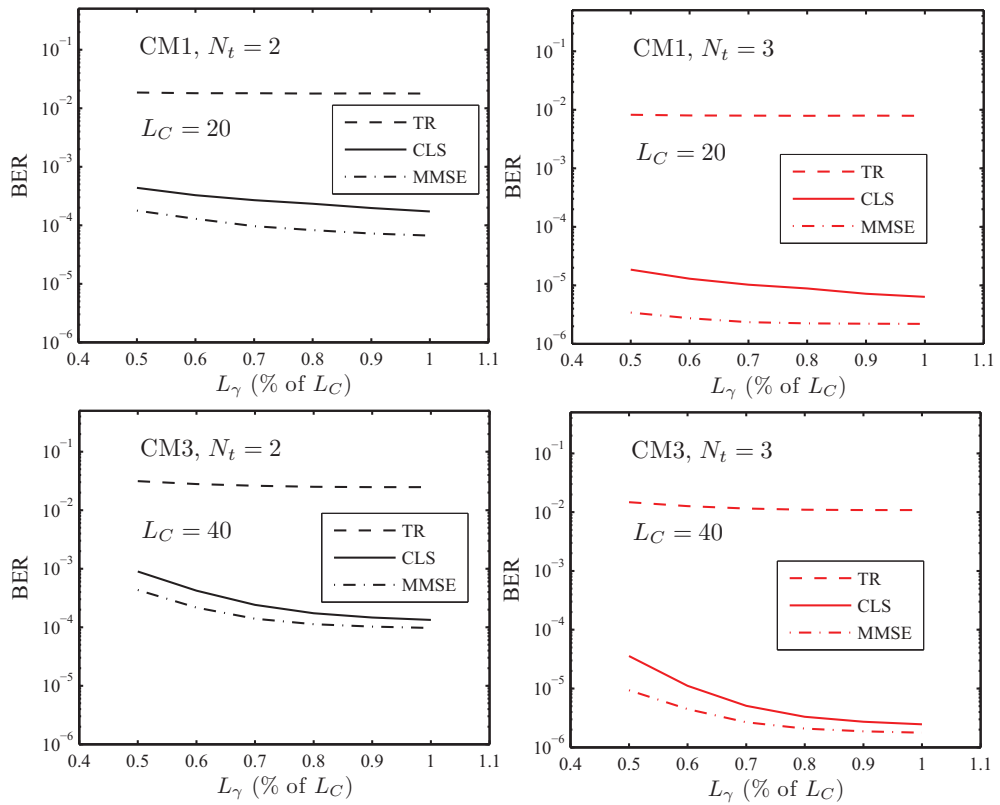


Figura 4.12: BER x L_γ para Bw_1 , com $L_C = 20$ em CM1 e $L_C = 40$ em CM3.

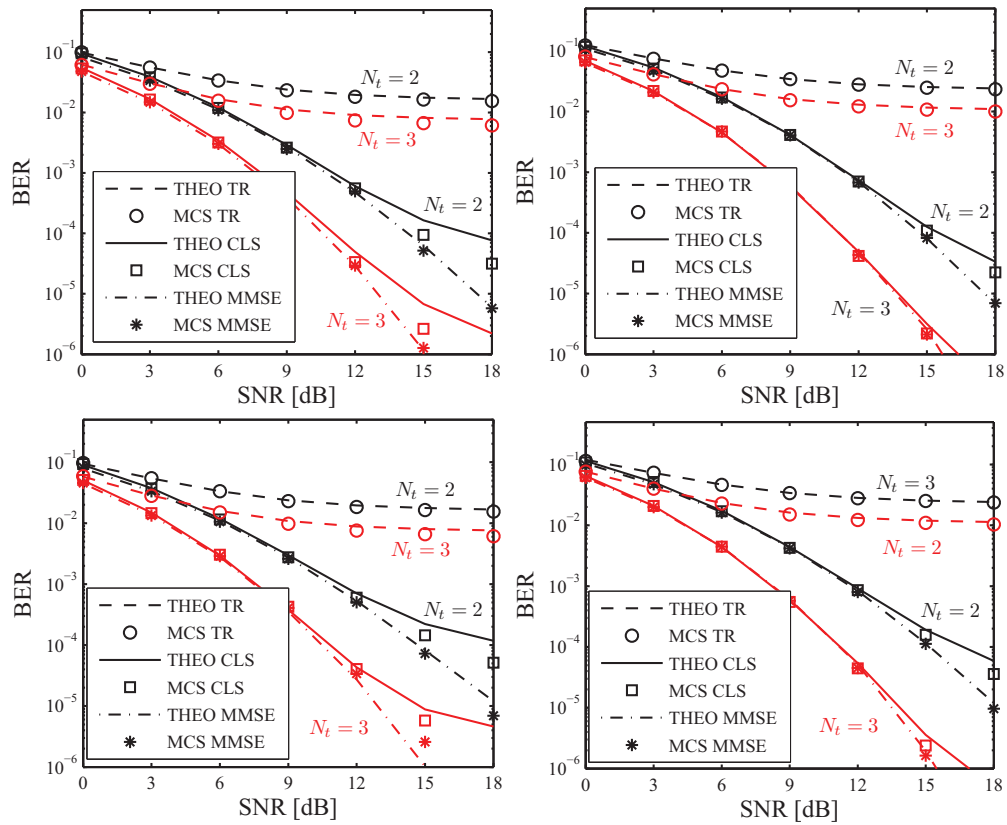


Figura 4.13: BER x SNR para Bw_1 , com $L_C = 20$ em CM1 e $L_C = 40$ em CM3.

• Resultados para configuração Bw_2

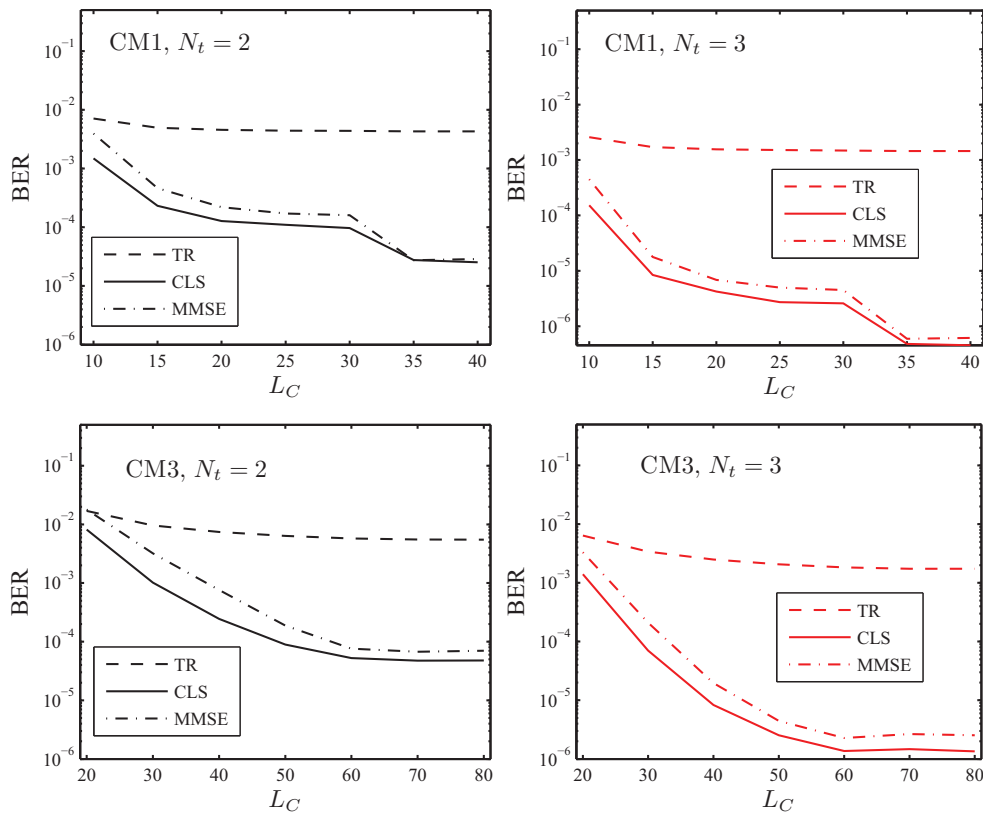


Figura 4.14: BER x L_C para Bw_2 .

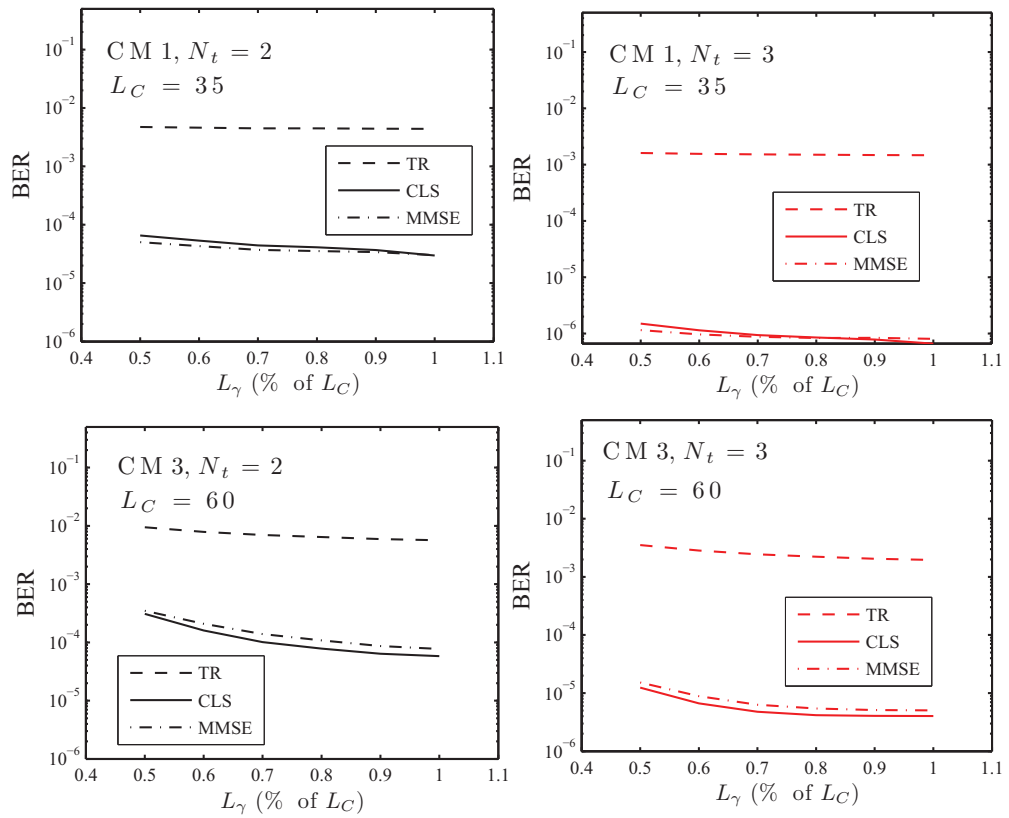


Figura 4.15: BER x L_γ para Bw_2 , com $L_C = 35$ em CM1 e $L_C = 60$ em CM3.

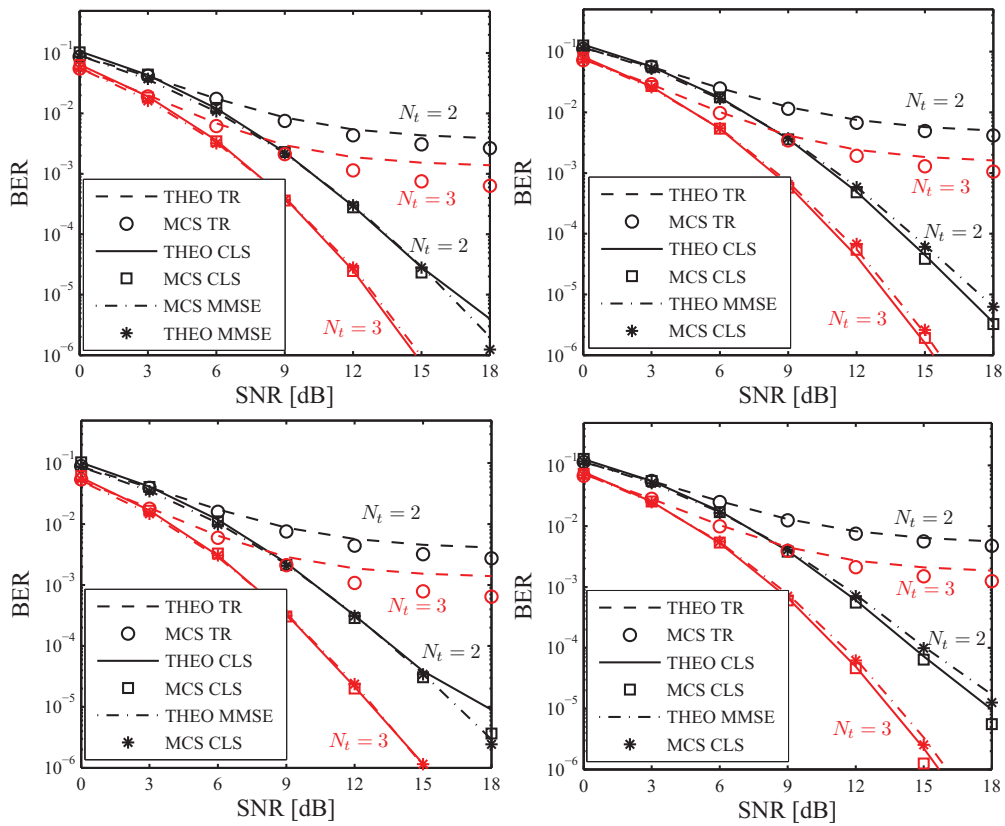


Figura 4.16: BER x SNR para Bw_2 , com $L_C = 35$ em CM1 e $L_C = 60$ em CM3.

• Resultados para configuração Bw_3

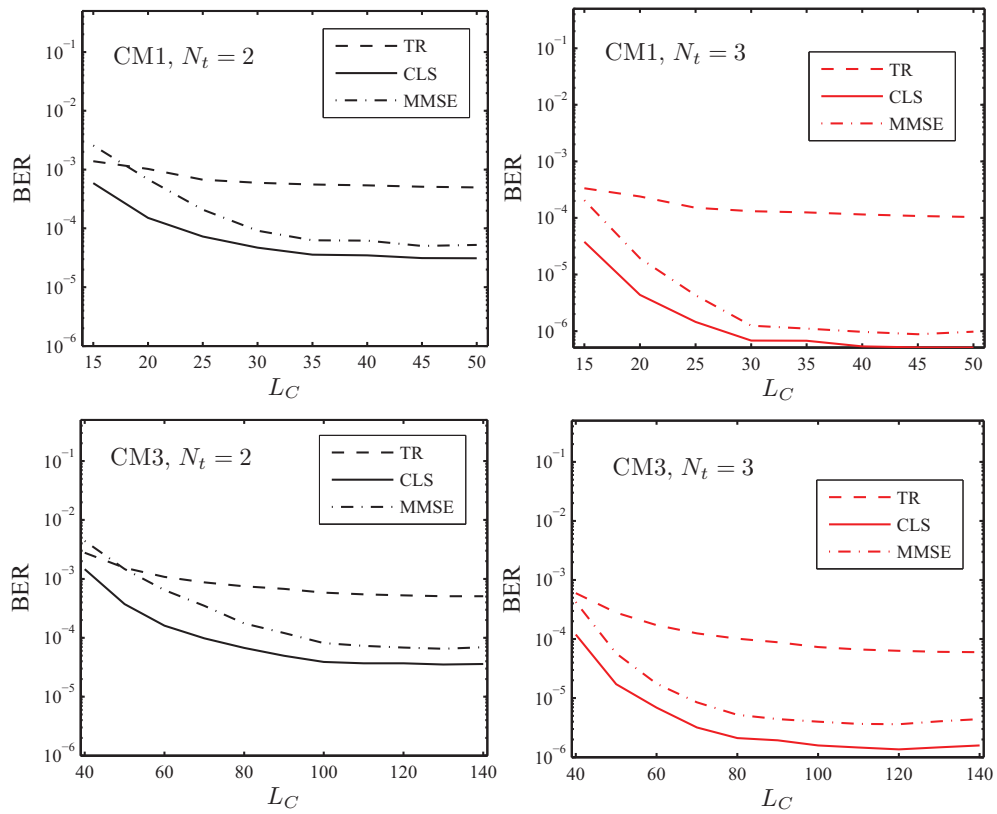


Figura 4.17: BER x L_C para Bw_3 .

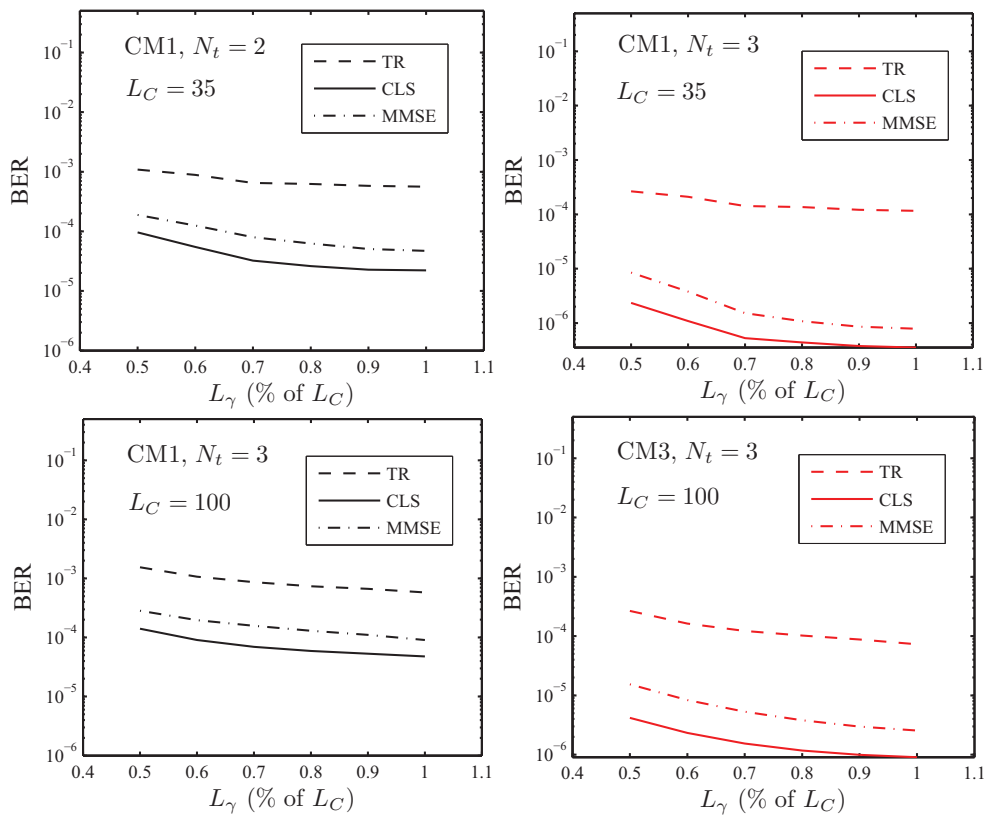


Figura 4.18: BER x L_γ para Bw_3 , com $L_C = 35$ em CM1 e $L_C = 60$ em CM3.

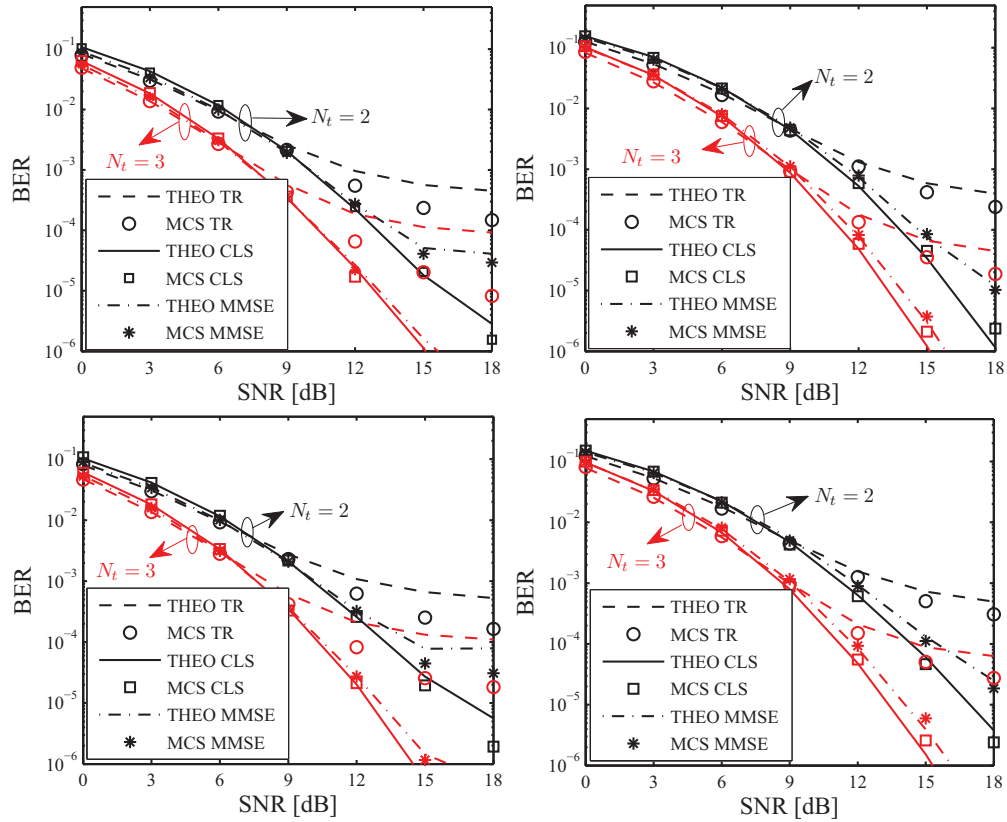


Figura 4.19: BER x SNR para Bw_3 , com $L_C = 35$ em CM1 e $L_C = 60$ em CM3.

4.7.2 Resultados de Complexidade Numérica

As Tabelas 4.4 a 4.6 apresentam os resultados de complexidade numérica para as configurações de banda de transmissão adotadas. Os valores de L_C utilizados em cada configuração estão apresentados nas Figuras 4.12, 4.15 e 4.18. Adicionalmente, considerou-se $L_\gamma = 0,8 \cdot L_C$ em todos os casos.

Tabela 4.4: Análise Numérica de Complexidade — Bw_1 . Parâmetros: $L_C = 20$ para CM1, $L_C = 40$ para CM3, $L_\gamma = 0,8 \cdot L_C$.

Configuração	Número de Operações		
	Esquema		
	MMSE	CLS (SVD)	CLS (Alg. 4.1)
CM1, $N_t = 2$	$9,689 \times 10^4$	$7,384 \times 10^5$	$6,862 \times 10^4$
CM1, $N_t = 3$	$2,408 \times 10^5$	$1,876 \times 10^6$	$1,031 \times 10^5$
CM3, $N_t = 2$	$7,698 \times 10^5$	$5,976 \times 10^6$	$2,752 \times 10^5$
CM3, $N_t = 3$	$1,921 \times 10^6$	$1,513 \times 10^7$	$4,136 \times 10^5$

Tabela 4.5: Análise Numérica de Complexidade — Bw_2 . Parâmetros: $L_C = 35$ para CM1, $L_C = 60$ para CM3, $L_\gamma = 0,8 \cdot L_C$.

Configuração	Número de Operações		
	Esquema		
	MMSE	CLS (SVD)	CLS (Alg. 4.1)
CM1, $N_t = 2$	$5,162 \times 10^5$	$3,997 \times 10^6$	$2,108 \times 10^5$
CM1, $N_t = 3$	$1,288 \times 10^6$	$1,013 \times 10^7$	$3,166 \times 10^5$
CM3, $N_t = 2$	$2,592 \times 10^6$	$2,025 \times 10^7$	$6,205 \times 10^5$
CM3, $N_t = 3$	$6,480 \times 10^6$	$5,121 \times 10^7$	$9,315 \times 10^5$

Tabela 4.6: Análise Numérica de Complexidade — Bw_3 . Parâmetros: $L_C = 35$ para CM1, $L_C = 100$ para CM3, $L_\gamma = 0,8 \cdot L_C$.

Configuração	Número de Operações		
	Esquema		
	MMSE	CLS (SVD)	CLS (Alg. 4.1)
CM1, $N_t = 2$	$5,162 \times 10^5$	$3,997 \times 10^6$	$2,108 \times 10^5$
CM1, $N_t = 3$	$1,288 \times 10^6$	$1,013 \times 10^7$	$3,166 \times 10^5$
CM3, $N_t = 2$	$1,198 \times 10^7$	$9,403 \times 10^7$	$1,725 \times 10^6$
CM3, $N_t = 3$	$2,998 \times 10^7$	$2,377 \times 10^8$	$2,589 \times 10^6$

4.7.3 Análise dos Resultados

Com base nos resultados apresentados, verifica-se que a complexidade dos esquemas de pré-equalização pode ser simplificada com base na otimização dos parâmetros L_C e L_γ . Vale lembrar que tal análise considera erros de estimativa e de truncamento do canal.

Nota-se que os esquemas MMSE e CLS são menos sensíveis à variação do número de percursos discerníveis (ou à variação da largura de banda de transmissão) do que o esquema TR, principalmente para $N_t = 3$ antenas. Com $N_t = 3$, o desempenho do esquema MMSE praticamente não se altera com a variação de Bw . No caso TR, o desempenho piora significativamente com a diminuição da banda de transmissão. Isso está de acordo com o fato de a focalização temporal (e espacial) no caso TR ser mais eficiente para percursos mais descorrelacionados, o que está diretamente relacionado com a banda do filtro de formatação de pulso. Por outro lado, verifica-se que, em todas as configurações apresentadas, o esquema TR é menos sensível ao truncamento do canal e ao comprimento do pré-filtro que os demais esquemas.

Na condição Bw_1 o esquema MMSE apresenta desempenho superior ao CLS. À medida em que a banda de transmissão aumenta ($Bw_1 \rightarrow Bw_2 \rightarrow Bw_3$), verifica-se a tendência de melhora do esquema CLS em relação ao MMSE, na condição de média a alta SNR .

Em termos de complexidade computacional, para configuração e cenário fixos, o CLS baseado no algoritmo do gradiente (CLS grad) necessita de um menor número de operações que os demais esquemas. O esquema CLS com SVD apresenta complexidade muito superior aos demais esquemas.

Como exemplo particular de análise de desempenho \times complexidade, considere o caso $N_t = 3$ antenas e as configurações Bw_1 e Bw_2 . O desempenho em termos de BER do MMSE para Bw_1 é similar aos esquemas CLS grad e MMSE em Bw_2 . Em termos de número de operações, o MMSE em Bw_1 apresenta complexidade próxima ao CLS grad em Bw_2 . No entanto, na banda Bw_2 há um maior número de percursos discerníveis que na banda Bw_1 , o que exige uma complexidade maior para o estimador de canal. Para uma mesma configuração e cenário, o CLS grad é sempre mais viável em termos de complexidade.

Pode-se dizer que, em termos de complexidade \times desempenho, os esquemas MMSE na banda Bw_1 e CLS na banda Bw_2 são aproximadamente equivalentes.

Em todos os casos analisados, o esquema TR apresenta uma saturação na curva de BER, o que resulta em um desempenho bem inferior aos esquemas de pré-equalização.

O Apêndice B apresenta resultados de desempenho de taxa de erro de bit em função do comprimento (truncamento) da resposta impulsiva estimada, sem considerar ruído de estimação. Pode-se observar um desempenho assintótico equivalente para os esquemas CLS e MMSE.

5 Esquemas de Pré-Distorção em Ambientes Multiusuário

Este Capítulo apresenta uma análise comparativa de esquemas de pré-processamento para sistemas UWB em ambientes multiusuário em canais MISO. Como já mencionado, a grande motivação para o uso de esquemas de pré-distorção consiste na transferência de complexidade do receptor para o transmissor, o que possibilita a utilização de esquemas de detecção relativamente simples. Nenhuma técnica de multiplexação, a não ser a espacial, é considerada.

Na presença de múltiplos usuários, a maioria dos trabalhos encontrados na literatura sobre pré-distorção considera sistemas CDMA síncronos, ou sistemas MIMO em canal Rayleigh plano (*flat*).

Em (VOJCIC; JANG, 1998), esquemas de pré-distorção, baseados no critério MMSE, são aplicados a um sistema CDMA de sequência direta (DS-CDMA, *direct sequence* CDMA) SISO síncrono em canais AWGN e Rayleigh multipercurso. No caso multipercurso, a diversidade temporal é explorada no receptor por meio de um receptor Rake. Na referência (CHOI; LETAIEF; MURCH, 2001), os autores mostram que reversão temporal na transmissão (pré-Rake) representa uma boa solução para o enlace reverso de sistemas DS-CDMA MISO. No entanto, em (ANGÉLICO et al., 2008b), nota-se que, em um sistema UWB MISO sem espalhamento espectral e com reversão temporal, o desempenho para altas taxas de transmissão não é satisfatório.

A referência (JOHAM; UTSCHICK; NOSSEK, 2005) apresenta uma comparação entre vários esquemas de filtros lineares na transmissão (pré-distorção linear) e na recepção aplicados ao enlace direto de canais MIMO com desvanecimento Rayleigh plano. Resultados de simulação indicaram que, embora os esquemas de transmissão e recepção tenham convergências similares, há diferença do desempenho em termos de probabilidade de erro de bit: filtros no receptor apresentaram desempenho superior para região de baixa SNR , enquanto que esquemas de filtragem na transmissão foram superiores em alta SNR .

Em (CHOI; PERREAU, 2004) os autores propõem um esquema de pré-processamento MMSE para sistemas DS-CDMA com múltiplas antenas transmissoras, canais Rayleigh plano e seletivo em frequência. Expressões fechadas para ambos os casos são obtidas, porém, a restrição de potência transmitida não é considerada na formulação do problema.

O esquema ZF aplicado ao enlace direto de um canal MISO Gaussiano complexo é analisado em (WIESEL; ELDAR; SHAMAI, 2008). Os autores relacionam o esquema ZF com a teoria de matrizes inversas generalizadas, considerando uma otimização com restrição de potência total para todas as antenas conjuntamente, assim como restrição de potência transmitida em cada antena separadamente. Resultados obtidos confirmam que a matriz pseudo-inversa representa a solução ótima para o caso de restrição total de potência em todas as antenas, mas não necessariamente tal solução é a melhor na condição de restrição de potência por antena.

As referências (NGUYEN; KOVÁCS; EGGERS, 2006), (CHEN; LI, 2004) e (LIU; TIAN; YANG, 2008) tratam especificamente de esquemas de pré-processamento aplicados a sistemas UWB impulsivos sem portadora em ambientes multiusuário. Em (NGUYEN; KOVÁCS; EGGERS, 2006) um sistema MISO com quatro antenas transmissoras é considerado e reversão temporal é utilizada como pré-filtro. A resposta impulsiva do canal foi obtida experimentalmente. Com a taxa de transmissão considerada, os autores mostraram que até cinco usuários podem ser acomodados no sistema com BER em torno de 10^{-3} , quando deslocamentos entre as respostas dos pré-filtros são considerados (*shifted time-reversed transmission*), o que, segundo os autores, melhora a focalização espacial.

Em (CAO; NALLANATHAN; CHAI, 2007) é apresentado um amplo estudo dos efeitos de erros de estimação da resposta impulsiva do canal no desempenho de sistemas DS UWB com múltiplo acesso. Como já mencionado no Capítulo 2, uma abordagem similar para a modelagem de erros de estimativa no canal foi considerada nesta tese.

Em (CHEN; LI, 2004), pré-Rake e um esquema de pré-distorção baseado no critério ZF são aplicados a um sistema DS-CDMA em canais SISO. Resultados de simulação com cinco usuários e ganho de processamento 121 mostram que o esquema de pré-processamento proposto apresenta resultado satisfatório.

A referência (LIU; TIAN; YANG, 2008) aplica os critérios ZF e MMSE em um esquema UWB impulsivo multiusuário em canais SISO. Nos resultados obtidos, considera-se que a duração do símbolo é 15 vezes maior que a duração do pulso

considerado, que é a segunda derivada do pulso Gaussiano. O desempenho para cinco usuários com MMSE é superior ao ZF que, por sua vez, é superior à reversão temporal para $SNR > 6$ dB. Um interferente de banda estreita também é considerado na análise.

A utilização do equalizador Tomlinson-Harashima foi estendida para o caso multiusuário em canais MISO e, principalmente, MIMO (WINDPASSINGER et al., 2004), (LEE et al., 2005), (JOHAM et al., 2004), (JOHAM et al., 2007), (UBAIDULLA; CHOCKALINGAM, 2009), (HUANG et al., 2007). Particularmente, a referência (LEE et al., 2005) trata da utilização de T-H em canais MISO seletivos em frequência. Na configuração multiusuário, o filtro de alimentação direta é sempre implementado no transmissor, pois os usuários distribuídos não podem ser processados por um filtro comum. A Figura 5.1 apresenta o esquema MISO multiusuário com pré-equalização T-H.

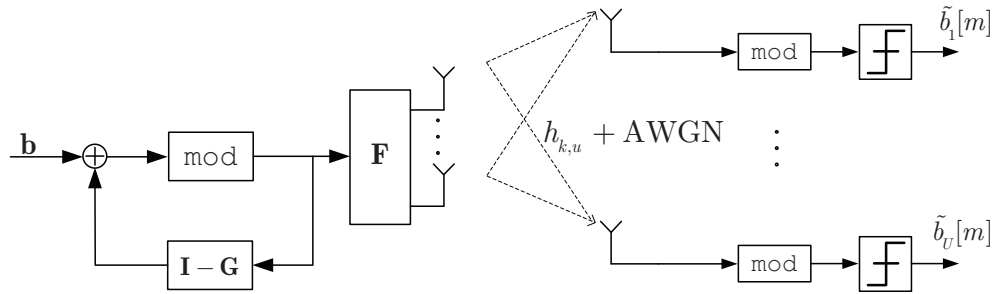


Figura 5.1: Tomlinson-Harashima em sistemas MISO multiusuário.

Neste trabalho, apenas esquemas lineares serão considerados. Inicialmente, os esquemas monousuários desenvolvidos no Capítulo 4 serão diretamente utilizados em ambientes com vários usuários simultâneos. Em seguida, os esquemas CLS e MMSE serão derivados com base em um critério multiusuário, ou seja, que minimiza a ISI e a MAI de forma conjunta.

5.1 Modelo de Sistema Multiusuário

O modelo de sistema multiusuário considerado está ilustrado na Figura 5.2.

O termo $h_{k,u}[m]$ representa o m -ésimo coeficiente de canal na k -ésima antena transmissora, referente ao u -ésimo usuário. y_u representa o sinal recebido pelo u -ésimo usuário. Considerando modulação BPSK com símbolos $b_u^i \in \{\pm 1\}$, o sinal a ser transmitido para o u -ésimo usuário no k -ésimo elemento de antena é dado por

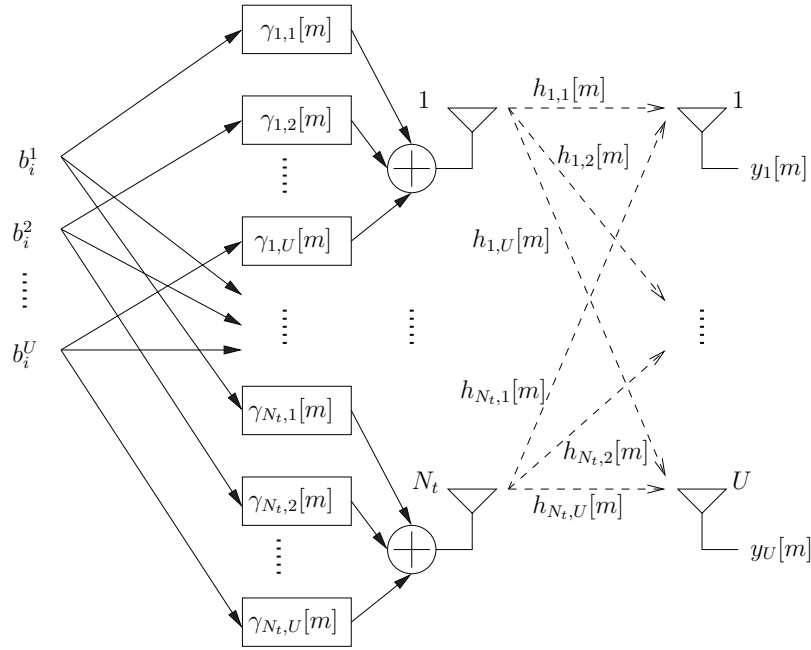


Figura 5.2: Esquema de transmissão MISO multiusuário com pré-distorção, N_t antenas transmissoras e U usuários.

$$s_{u,k}[m] = \sqrt{E_b^{u,k}} \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i^u \gamma_{u,k}[m - ik], \quad (5.1)$$

onde $\gamma_{u,k}[m]$ representa o pré-filtro na k -ésima antena do u -ésimo usuário. Assumindo sincronismo perfeito, a saída do filtro casado no receptor do usuário de índice u , subamostrada na taxa de símbolos efetiva $1/T_s$, é

$$y_u[n] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i^u x_u[n - i] + \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq u}}^U b_i^q f_{u,q}[n - i] + z[n], \quad (5.2)$$

onde os termos $x_u[n]$ e $f_{u,q}[n]$ são obtidos pela subamostragem de

$$x_u[m] = \sqrt{E_b^u} \sum_{k=1}^{N_t} \gamma_{k,u}[m] * h_{k,u}[m], \quad (5.3)$$

e

$$f_{u,q}[m] = \sqrt{E_b^u} \sum_{k=1}^{N_t} \gamma_{k,q}[m] * h_{k,u}[m], \quad (5.4)$$

respectivamente, por um fator $\kappa = T_s/T$. Note que $x_u[m]$ representa a combinação coerente das correlações entre as respostas impulsivas dos pré-filtros e dos canais em cada antena transmissora para o u -ésimo usuário (combinação de autocorrelações para o caso TR), enquanto que $f_{u,q}[m]$ representa a combinação entre as respostas impulsivas dos pré-filtros em cada antena transmissora para o usuário q e as respostas impulsivas dos canais em cada antena transmissora para

o usuário u (equivalente a uma combinação de autocorrelações para o caso TR).

A Equação (5.2) pode ser reescrita como

$$y_u[n] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_{n-i}^u x_u[i] + \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq u}}^U b_{n-i}^q f_{u,q}[i] + z[n], \quad (5.5)$$

ou, ainda, como

$$y_u[n] = b_n^u x_u[0] + \sum_{\substack{i=-\infty \\ i \neq 0}}^{\infty} b_{n-i}^u x_u[i] + \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq u}}^U b_{n-i}^q f_{u,q}[i] + z[n]. \quad (5.6)$$

O primeiro termo de (5.6) representa o sinal de interesse, o segundo representa a interferência intersimbólica e o terceiro a interferência de múltiplo acesso. Nessa notação, $i = 0$ representa o índice de tempo do pico de $x_u[i]$, que é assumido ser perfeitamente sincronizado no receptor. A variável de decisão é dada por $V_u = \Re\{y_u[n]\}$. A SINR do u -ésimo usuário condicionada ao j -ésimo conjunto de realizações de canal é dada por

$$SINR_u^j = \frac{\Re\{x_u^j[0]\}^2}{\sigma_b^2 \sum_{\substack{i=-\infty \\ i \neq 0}}^{\infty} \Re\{x_u^j[i]\}^2 + \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq u}}^U \sum_{v=-\infty}^{\infty} \Re\{f_{u,q}^j[i]\}^2 + \sigma^2}. \quad (5.7)$$

As especificações e parâmetros adotados na maioria das análises efetuadas ao longo deste capítulo são apresentados na Tabela 5.1. A largura de banda Bw_2 foi considerada, como definida na Seção 4.7, com $T = 1$ ns. Os valores de L_C também são os mesmos considerados na Seção 4.7 para Bw_2 . Porém, em todos os casos, fixou-se $L_\gamma = L_C$, em vez de $L_\gamma = 0,8 \cdot L_C$.

Tabela 5.1: Especificações e parâmetros adotados nas análises do Capítulo 5.

Especificações	Parâmetros
Taxa ≈ 500 Mbps	$\kappa = 2, T = 1$ ns
Taxa ≈ 250 Mbps	$\kappa = 4, T = 1$ ns
Truncamento da CIR para CM1	$L_C = 35; L_\gamma = L_C$
Truncamento da CIR para CM3	$L_C = 60; L_\gamma = L_C$
Erros de Estimção da CIR	$N_P = 100$

A matriz de correlação do sombreado do canal considerada neste capítulo se baseia em (2.9). No entanto, um novo coeficiente de correlação foi adicionado, o que possibilita haver até quatro antenas transmissoras. Adicionou-se $\rho_{\chi_1, \chi_4} = \rho_{\chi_4, \chi_1} = 0.32$, representando a correlação entre os sombreados da primeira e da quarta antena. Assumiu-se que as antenas estão igualmente espaçadas.

$$\mathbf{R}_x = \begin{bmatrix} 1 & 0,86 & 0,54 & 0,32 \\ 0,86 & 1 & 0,86 & 0,54 \\ 0,54 & 0,86 & 1 & 0,86 \\ 0,32 & 0,54 & 0,86 & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.8)$$

5.2 Esquemas CLS e MMSE Monousuário em Ambiente Multiusuário

Nesta seção, os esquemas CLS e MMSE obtidos no Capítulo 4 com critérios de otimização monousuário¹ serão empregados em um sistema multiusuário e comparados com o esquema TR. Para cada um dos U usuários do sistema os coeficientes γ^{CLS} e γ^{MMSE} serão obtidos separadamente. Note que, dessa forma, somente a ISI (focalização temporal) é considerada na minimização. O objetivo é observar o que ocorre com a focalização espacial dos esquemas CLS e MMSE e verificar se há melhora no desempenho em relação ao pré-filtro com reversão temporal.

Os resultados obtidos via simulação MCS estão presentes nas Figuras 5.3 a 5.6. Pode-se observar que os desempenhos não são satisfatórios, especialmente para o esquema MMSE. O pré-filtro CLS apresenta desempenho similar ao TR na maioria dos casos. Quando $N_t = 3$ antenas e $U = 2$ usuários, o esquema CLS possui desempenho superior ao TR. No entanto, a complexidade requerida pelo CLS e o ganho de desempenho obtido não justificam a sua utilização quando otimização monousuário é considerada em ambiente multiusuário.

¹Os coeficientes são obtidos individualmente para cada usuário, como considerado no Capítulo 4.

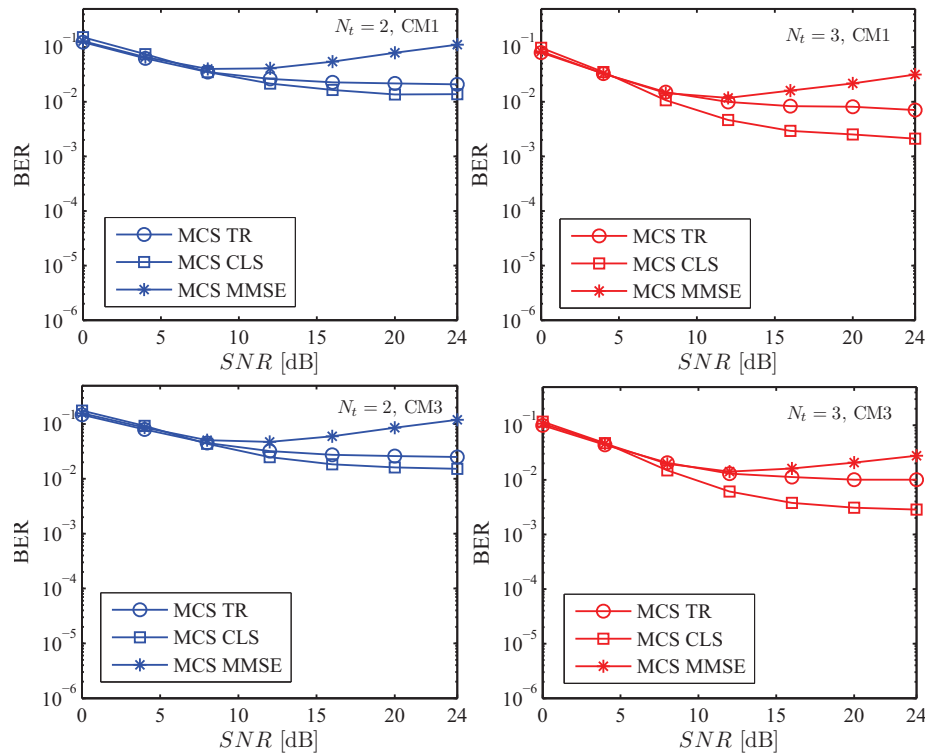


Figura 5.3: BER x SNR para otimização monousuário com $U = 2$ e $\kappa = 2$.

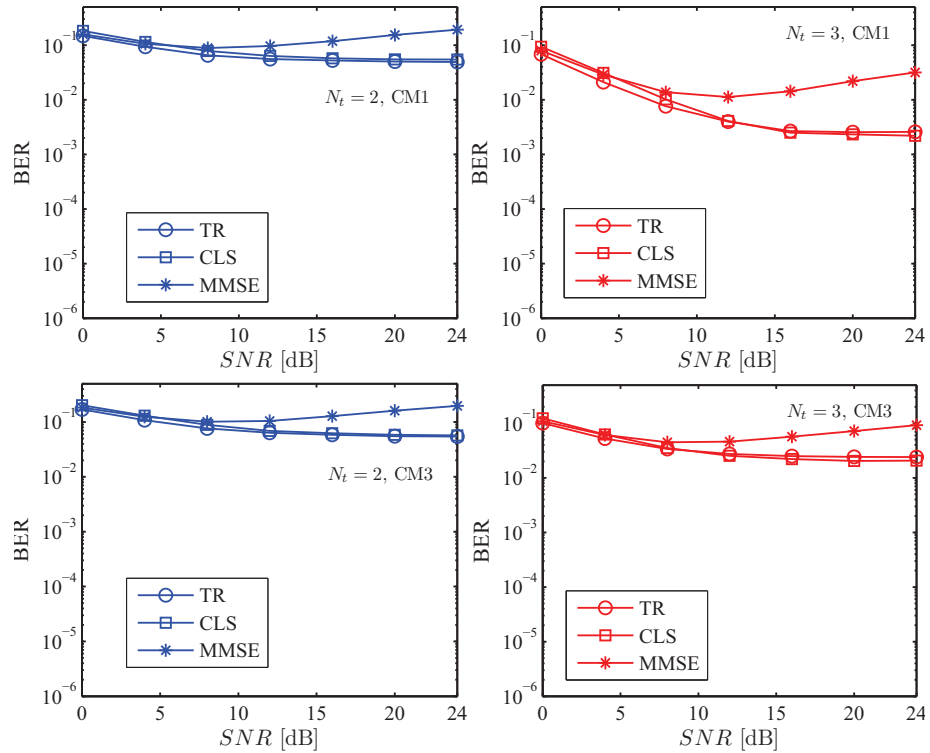


Figura 5.4: BER x SNR para otimização monousuário com $U = 3$ e $\kappa = 2$.

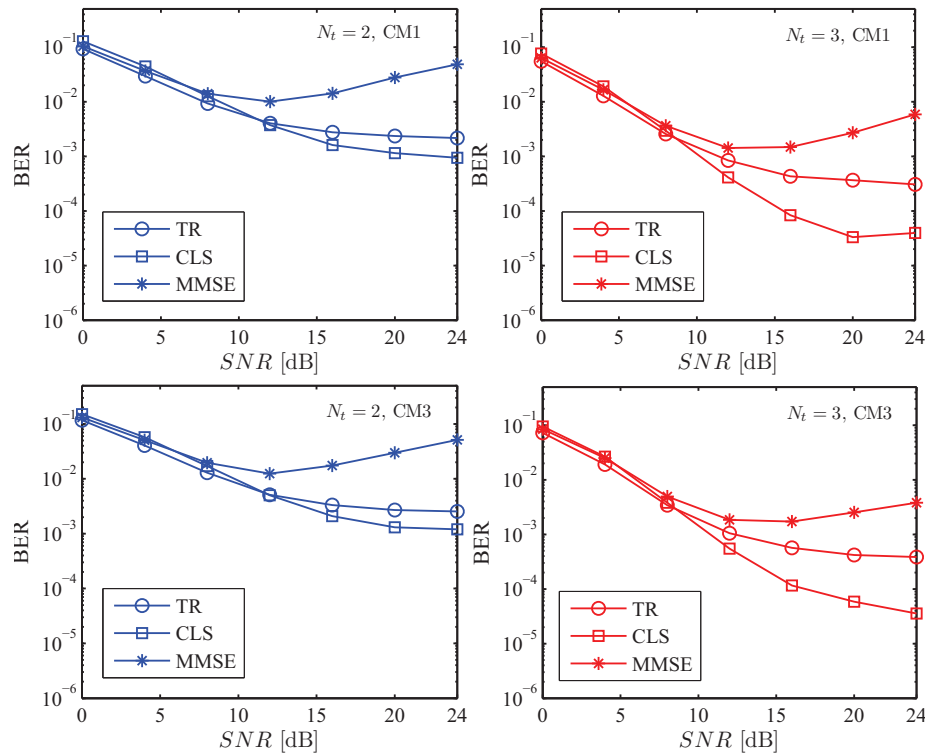


Figura 5.5: BER x SNR para otimização monousuário com $U = 2$ e $\kappa = 4$.

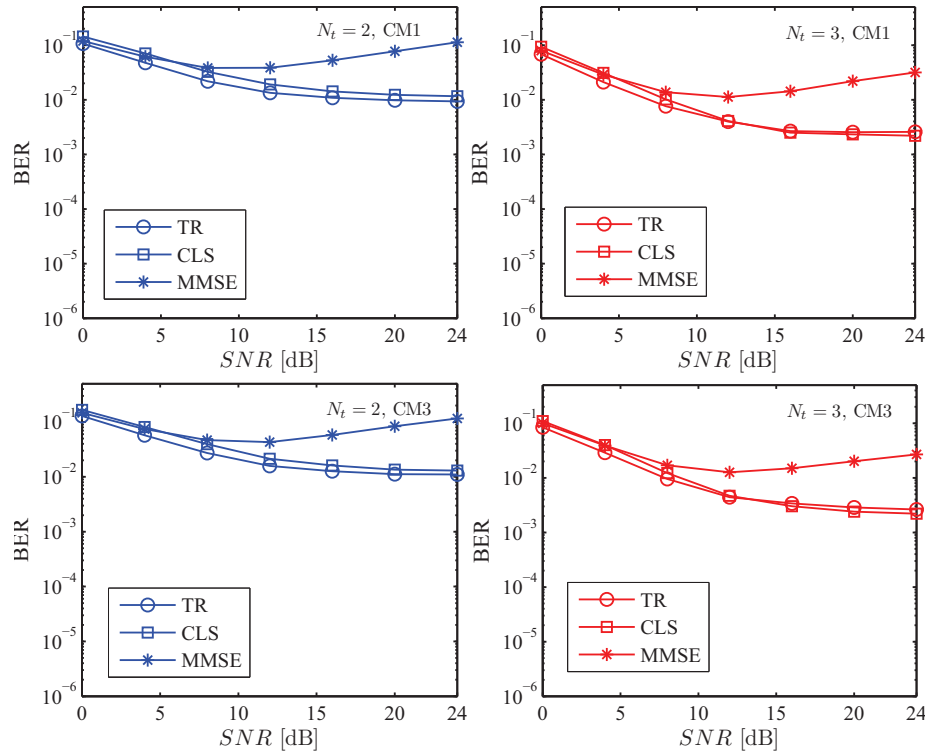


Figura 5.6: BER x SNR para otimização monousuário com $U = 3$ e $\kappa = 4$.

5.3 Esquemas de Pré-Distorção com Otimização Multiusuário

Nesta seção os esquemas de pré-equalização ZF, CLS e MMSE são obtidos para ambiente multiusuário, como uma generalização dos esquemas monousuários desenvolvidos no Capítulo 4. Adotou-se restrição total de potência transmitida, e não individualmente por usuário ou por antena.

A Equação (5.5) pode ser escrita na seguinte forma matricial-vetorial como

$$y_{u,n} = \mathbf{b}_{u,n}^\top \mathbf{x}_u + \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq u}}^U \mathbf{b}_{q,n}^\top \mathbf{f}_{u,q} + z_{u,n}, \quad (5.9)$$

onde $\mathbf{b}_{u,n} = [b_{n+L_\gamma-1}^u, \dots, b_n^u, \dots, b_{n-L_C+1}^u]^\top$ possui $p = L_\gamma + L_C - 1$ elementos.

Logo, uma estimativa do sinal recebido na saída do MF do usuário u pode ser escrita na forma

$$\begin{aligned} \tilde{y}_{u,n} &= \mathbf{b}_{u,n}^\top \tilde{\mathbf{x}}_u + \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq u}}^U \mathbf{b}_{q,n}^\top \tilde{\mathbf{f}}_{u,q} + z_{u,n} \\ &= [\mathbf{b}_{1,n}^\top \ \cdots \ \mathbf{b}_{u,n}^\top \ \cdots \ \mathbf{b}_{U,n}^\top] \cdot \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{f}}_{u,1} \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{x}}_u \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{f}}_{u,U} \end{bmatrix} + z_{u,n} \end{aligned} \quad (5.10)$$

Definindo o vetor $\tilde{\mathbf{y}}_n^\top = [\tilde{y}_{1,n} \ \tilde{y}_{2,n} \ \cdots \ \tilde{y}_{U,n}]$, tem-se

$$\tilde{\mathbf{y}}_n^\top = \underbrace{[\mathbf{b}_{1,n}^\top \ \mathbf{b}_{2,n}^\top \ \cdots \ \mathbf{b}_{U,n}^\top]}_{\mathbf{b}_c^\top} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_1 & \tilde{\mathbf{f}}_{2,1} & \cdots & \tilde{\mathbf{f}}_{U,1} \\ \tilde{\mathbf{f}}_{1,2} & \tilde{\mathbf{x}}_2 & \cdots & \tilde{\mathbf{f}}_{U,2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{f}}_{1,U} & \tilde{\mathbf{f}}_{2,U} & \cdots & \tilde{\mathbf{x}}_U \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_c} + \mathbf{z}_n^\top, \quad (5.11)$$

onde a matriz \mathbf{A}_c , que representa os valores das convoluções dos coeficientes dos pré-filtros com as respostas impulsivas do canal MISO para todos os usuários,

pode ser reescrita como

$$\mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_1 & \tilde{\mathbf{f}}_{2,1} & \cdots & \tilde{\mathbf{f}}_{U,1} \\ \tilde{\mathbf{f}}_{1,2} & \tilde{\mathbf{x}}_2 & \cdots & \tilde{\mathbf{f}}_{U,2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{f}}_{1,U} & \tilde{\mathbf{f}}_{2,U} & \cdots & \tilde{\mathbf{x}}_U \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_1\gamma_1 & \tilde{\mathbf{H}}_2\gamma_1 & \cdots & \tilde{\mathbf{H}}_U\gamma_1 \\ \tilde{\mathbf{H}}_1\gamma_2 & \tilde{\mathbf{H}}_2\gamma_2 & \cdots & \tilde{\mathbf{H}}_U\gamma_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{H}}_1\gamma_U & \tilde{\mathbf{H}}_2\gamma_U & \cdots & \tilde{\mathbf{H}}_U\gamma_U \end{bmatrix}, \quad (5.12)$$

onde $\tilde{\mathbf{x}}_u = \tilde{\mathbf{H}}_u\gamma_u$ e $\tilde{\mathbf{f}}_{u,q} = \tilde{\mathbf{H}}_u\gamma_q$, $u \neq q$, representam

$$x_u[m] = \sqrt{E_b^u} \sum_{k=1}^{N_t} \gamma_{k,u}[m] * \tilde{h}_{k,u}[m], \quad (5.13)$$

e

$$f_{u,q}[m] = \sqrt{E_b^u} \sum_{k=1}^{N_t} \gamma_{k,q}[m] * \tilde{h}_{k,u}[m], \quad (5.14)$$

respectivamente, na forma vetorial, com $\tilde{h}_{k,u}[m]$ sendo o m -ésimo coeficiente do canal estimado na antena k do u -ésimo usuário.

5.3.1 Zero-Forcing

O pré-filtro ZF será obtido sem considerar no processo de otimização a limitação na potência transmitida. A restrição na potência total transmitida é inserida por normalização da matriz obtida. O objetivo do esquema ZF consiste em encontrar $\gamma_1, \dots, \gamma_U$, tal que

$$\mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_1\gamma_1 & \tilde{\mathbf{H}}_2\gamma_1 & \cdots & \tilde{\mathbf{H}}_U\gamma_1 \\ \tilde{\mathbf{H}}_1\gamma_2 & \tilde{\mathbf{H}}_2\gamma_2 & \cdots & \tilde{\mathbf{H}}_U\gamma_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{H}}_1\gamma_U & \tilde{\mathbf{H}}_2\gamma_U & \cdots & \tilde{\mathbf{H}}_U\gamma_U \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_\delta & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{d}_\delta & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \mathbf{d}_\delta \end{bmatrix} = \mathbf{D}_\delta, \quad (5.15)$$

com $\mathbf{d}_\delta = [0 \ \cdots \ 1 \ \cdots \ 0]^\top$. Note, no entanto, que a Equação (5.15) é equivalente

a

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_1\gamma_1 & \tilde{\mathbf{H}}_1\gamma_2 & \cdots & \tilde{\mathbf{H}}_1\gamma_U \\ \tilde{\mathbf{H}}_2\gamma_1 & \tilde{\mathbf{H}}_2\gamma_2 & \cdots & \tilde{\mathbf{H}}_2\gamma_U \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{H}}_U\gamma_1 & \tilde{\mathbf{H}}_U\gamma_2 & \cdots & \tilde{\mathbf{H}}_U\gamma_U \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{H}}_c\boldsymbol{\Gamma}_c = \mathbf{D}_\delta, \quad (5.16)$$

onde $\tilde{\mathbf{H}}_c = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_1 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{H}}_U \end{bmatrix}$, com dimensão $(Up \times q)$, e $\boldsymbol{\Gamma}_c = [\gamma_1 \ \cdots \ \gamma_U]$, com

dimensão $(q \times U)$, sendo que $p = L_c + L_\gamma - 1$ e $q = N_t L_\gamma$. Com isso, a matriz

concatenada de coeficientes no caso ZF é obtida como

$$\mathbf{\Gamma}_c^{\text{tmp}} = \tilde{\mathbf{H}}_c^\dagger \mathbf{D}_\delta, \quad (5.17)$$

tal que $\mathbf{\Gamma}_c^{\text{tmp}} = \begin{bmatrix} \gamma_1^{\text{tmp}} & \gamma_2^{\text{tmp}} & \dots & \gamma_U^{\text{tmp}} \end{bmatrix}$. O sobrescrito tmp em $\mathbf{\Gamma}_c^{\text{tmp}}$ significa temporário, pois a matriz necessita ser normalizada para satisfazer a restrição de potência transmitida. Considerando que a restrição de potência total transmitida é tal que $P_{\text{tot}} \leq U N_t$, tem-se

$$\mathbf{\Gamma}_c^{\text{ZF}} = \begin{bmatrix} \gamma_1^{\text{ZF}} & \gamma_2^{\text{ZF}} & \dots & \gamma_U^{\text{ZF}} \end{bmatrix} = \sqrt{U N_t} \frac{\mathbf{\Gamma}_c^{\text{tmp}}}{\|\mathbf{\Gamma}_c^{\text{tmp}}\|_F}, \quad (5.18)$$

onde $\|\mathbf{M}\|_F$ representa a norma de Frobenius de uma matriz \mathbf{M} , definida como $\|\mathbf{M}\|_F = \sqrt{\text{tr}(\mathbf{M}^H \mathbf{M})}$; $\text{tr}(\cdot)$ é o operador traço de uma matriz (soma dos elementos da diagonal principal).

5.3.2 Constrained Least Squares

Generalizando o método CLS inicialmente descrito para o caso monousuário, a matriz de coeficientes concatenada para o caso multiusuário pode ser obtida pela minimização

$$\begin{aligned} \arg \min_{\mathbf{\Gamma}_c} & \left\| \tilde{\mathbf{H}}_c \mathbf{\Gamma}_c - \mathbf{D}_\delta \right\|_F^2, \\ \text{s. t.} & \quad \|\mathbf{\Gamma}_c\|_F^2 \leq N_t \end{aligned} \quad (5.19)$$

onde $\mathbf{D}_\delta = N_t \mathbf{D}_\delta$. A matriz $\tilde{\mathbf{H}}_c$ é da mesma forma que $\tilde{\mathbf{H}}_u$, mas com a matriz normalizada $\tilde{\mathbf{H}}_u$ no lugar de $\tilde{\mathbf{H}}_u$.

Define-se $J_{\text{CLS}} = \left\| \tilde{\mathbf{H}}_c \mathbf{\Gamma}_c - \mathbf{D}_\delta \right\|_F^2$. Assim como feito no Capítulo 4 para o caso monousuário, o pré-filtro CLS é obtido analiticamente para o caso multiusuário. A matriz $\tilde{\mathbf{H}}_c$ pode ser decomposta da seguinte forma:

$$\mathbf{U}^H \tilde{\mathbf{H}}_c \mathbf{V} = \mathbf{\Sigma}_{\tilde{\mathbf{H}}_c}, \quad (5.20)$$

onde \mathbf{U} e \mathbf{V} são matrizes unitárias e $\mathbf{\Sigma}_{\tilde{\mathbf{H}}_c}$ é a matriz de valores singulares. Aplicando tal transformação em J_{CLS} e observando que o valor da norma não é alterado quando se multiplica a matriz por uma matriz unitária \mathbf{U}^H , verifica-se que

$$\begin{aligned} \left\| \tilde{\mathbf{H}}_c \mathbf{\Gamma} - \mathbf{D}_\delta \right\|_F^2 &= \left\| \mathbf{U}^H \left(\tilde{\mathbf{H}}_c \mathbf{\Gamma} - \mathbf{D}_\delta \right) \right\|_F^2 = \left\| \mathbf{U}^H \left(\tilde{\mathbf{H}}_c \mathbf{V} \mathbf{V}^H \mathbf{\Gamma} - \mathbf{D}_\delta \right) \right\|_F^2 \\ &= \left\| \mathbf{U}^H \tilde{\mathbf{H}}_c \mathbf{V} \mathbf{V}^H \mathbf{\Gamma} - \mathbf{U}^H \mathbf{D}_\delta \right\|_F^2 = \left\| \mathbf{\Sigma}_{\tilde{\mathbf{H}}_c} \tilde{\mathbf{\Gamma}} - \tilde{\mathbf{D}}_\delta \right\|_F^2, \end{aligned} \quad (5.21)$$

com $\tilde{\mathbf{\Gamma}} = \mathbf{V}^H \mathbf{\Gamma}$ e $\tilde{\mathbf{D}}_\delta = \mathbf{U}^H \mathbf{D}_\delta$. Utilizando multiplicadores de Lagrange, o seguinte

problema é formulado:

$$\begin{aligned}
\mathcal{L}(\tilde{\Gamma}, \lambda) &= \text{tr} \left[\left(\Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}_c} \tilde{\Gamma} - \tilde{\mathcal{D}}_\delta \right)^H \left(\Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}_c} \tilde{\Gamma} - \tilde{\mathcal{D}}_\delta \right) \right] + \lambda \left(\text{tr} \left[\tilde{\Gamma}^H \tilde{\Gamma} \right] - UN_t \right) \\
&= \text{tr} \left(\tilde{\Gamma}^H \Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}_c}^\top \Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}_c} \tilde{\Gamma} \right) - \text{tr} \left(\tilde{\Gamma}^H \Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}_c}^\top \tilde{\mathcal{D}}_\delta \right) - \text{tr} \left(\tilde{\mathcal{D}}_\delta^\top \Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}_c} \tilde{\Gamma} \right) + \\
&\quad \text{tr} \left(\tilde{\mathcal{D}}_\delta^\top \tilde{\mathcal{D}}_\delta \right) + \lambda \left(\text{tr} \left[\tilde{\Gamma}^H \tilde{\Gamma} \right] - UN_t \right)
\end{aligned} \tag{5.22}$$

Aplicadas as propriedades de derivadas envolvendo o operador traço de matrizes complexas (PETERSEN; PEDERSEN, 2008), ao derivar $\mathcal{L}(\tilde{\Gamma}, \lambda)$ em relação a $\tilde{\Gamma}^*$ e igualar o resultado a zero, obtém-se

$$\begin{aligned}
\frac{\partial \mathcal{L}(\tilde{\Gamma}, \lambda)}{\partial \tilde{\Gamma}^*} = 0 &\Rightarrow \Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}_c}^\top \Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}_c} \tilde{\Gamma} - \Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}_c}^\top \tilde{\mathcal{D}}_\delta + \lambda \tilde{\Gamma} = 0 \\
&\Rightarrow \Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}_c}^\top \left(\Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}_c} \tilde{\Gamma} - \tilde{\mathcal{D}}_\delta \right) + \lambda \tilde{\Gamma} = 0 \\
&\Rightarrow \left[\lambda \mathbf{I} + \Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}_c}^\top \Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}_c} \right] \tilde{\Gamma} = \Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}_c}^\top \tilde{\mathcal{D}}_\delta
\end{aligned} \tag{5.23}$$

Dessa forma, verifica-se que

$$\begin{aligned}
\tilde{\Gamma} &= \left[\lambda \mathbf{I} + \Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}_c}^\top \Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}_c} \right]^{-1} \Sigma_{\tilde{\mathbf{H}}_c}^\top \tilde{\mathcal{D}}_\delta \\
&= \begin{bmatrix} \frac{s_1}{\lambda + \varsigma_1^2} \tilde{d}_\delta^{1,1} & \frac{s_1}{\lambda + \varsigma_1^2} \tilde{d}_\delta^{1,2} & \cdots & \frac{s_1}{\lambda + \varsigma_1^2} \tilde{d}_\delta^{1,U} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{s_r}{\lambda + \varsigma_r^2} \tilde{d}_\delta^{r,1} & \frac{s_r}{\lambda + \varsigma_r^2} \tilde{d}_\delta^{r,2} & \cdots & \frac{s_r}{\lambda + \varsigma_r^2} \tilde{d}_\delta^{r,U} \end{bmatrix},
\end{aligned} \tag{5.24}$$

com a seguinte restrição:

$$\sum_{j=1}^U \sum_{i=1}^r \left(\frac{s_i}{\lambda + \varsigma_i^2} \right)^2 \left| \tilde{d}_\delta^{i,j} \right|^2 \leq UN_t, \tag{5.25}$$

onde $r = \text{rank}(\tilde{\mathbf{H}}_c)$. Logo, se

$$\sum_{j=1}^U \sum_{i=1}^r \frac{\left| \tilde{d}_\delta^{i,j} \right|^2}{\varsigma_i^2} > UN_t, \tag{5.26}$$

então,

$$\tilde{\Gamma} = \begin{bmatrix} \frac{s_1}{\lambda^0 + \varsigma_1^2} \tilde{d}_\delta^{1,1} & \frac{s_1}{\lambda^0 + \varsigma_1^2} \tilde{d}_\delta^{1,2} & \cdots & \frac{s_1}{\lambda^0 + \varsigma_1^2} \tilde{d}_\delta^{1,U} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{s_r}{\lambda^0 + \varsigma_r^2} \tilde{d}_\delta^{r,1} & \frac{s_r}{\lambda^0 + \varsigma_r^2} \tilde{d}_\delta^{r,2} & \cdots & \frac{s_r}{\lambda^0 + \varsigma_r^2} \tilde{d}_\delta^{r,U} \end{bmatrix}, \tag{5.27}$$

e o valor λ^0 é obtido resolvendo a seguinte equação para λ :

$$\sum_{j=1}^U \sum_{i=1}^r \left(\frac{s_i}{\lambda + \varsigma_i^2} \right)^2 \left| \tilde{d}_\delta^{i,j} \right|^2 = UN_t, \tag{5.28}$$

o que pode ser feito, por exemplo, pelo método da bissecção.

Senão,

$$\tilde{\mathbf{\Gamma}} = \begin{bmatrix} \frac{\tilde{d}_\delta^{1,1}}{\varsigma_1} & \frac{\tilde{d}_\delta^{1,2}}{\varsigma_1} & \dots & \frac{\tilde{d}_\delta^{1,U}}{\varsigma_1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{\tilde{d}_\delta^{r,1}}{\varsigma_r} & \frac{\tilde{d}_\delta^{r,2}}{\varsigma_r} & \dots & \frac{\tilde{d}_\delta^{r,U}}{\varsigma_r} \end{bmatrix}. \quad (5.29)$$

Portanto,

$$\mathbf{\Gamma} = \mathbf{V}\tilde{\mathbf{\Gamma}} \quad (5.30)$$

Em seguida, o Algoritmo 4.1, descrito no Capítulo 4 para o caso monousuário, é estendido para o caso multiusuário. O gradiente de J_{CLS} é dado por

$$\begin{aligned} J_{\text{CLS}} &= \text{tr} \left[\left(\tilde{\mathbf{H}}_c \mathbf{\Gamma}_c - \mathcal{D}_\delta \right)^H \left(\tilde{\mathbf{H}}_c \mathbf{\Gamma}_c - \mathcal{D}_\delta \right) \right] \\ &= \text{tr} \left(\mathbf{\Gamma}_c^H \tilde{\mathbf{H}}_c^H \tilde{\mathbf{H}}_c \mathbf{\Gamma}_c \right) - \text{tr} \left(\mathbf{\Gamma}_c^H \tilde{\mathbf{H}}_c^H \mathcal{D}_\delta \right) - \\ &\quad \text{tr} \left(\mathcal{D}_\delta^T \tilde{\mathbf{H}}_c \mathbf{\Gamma}_c \right) - \text{tr} \left(\mathcal{D}_\delta^T \mathcal{D}_\delta \right) \end{aligned} \quad (5.31)$$

O gradiente de J_{CLS} é definido como

$$\nabla J_{\text{CLS}} = 2 \frac{\partial J_{\text{CLS}}}{\partial \mathbf{\Gamma}_c^*}. \quad (5.32)$$

A derivada de J_{CLS} em relação a $\mathbf{\Gamma}_c^*$ é dada por

$$\frac{\partial J_{\text{CLS}}}{\partial \mathbf{\Gamma}_c^*} = \tilde{\mathbf{H}}_c^H \tilde{\mathbf{H}}_c \mathbf{\Gamma}_c - \tilde{\mathbf{H}}_c^H \mathcal{D}_\delta = \tilde{\mathbf{H}}_c^H \left(\tilde{\mathbf{H}}_c \mathbf{\Gamma}_c - \mathcal{D}_\delta \right). \quad (5.33)$$

Portanto,

$$\nabla J_{\text{CLS}} = -2 \tilde{\mathbf{H}}_c^H \mathbf{E} \quad (5.34)$$

onde $\mathbf{E} = \mathcal{D}_\delta - \tilde{\mathbf{H}}_c \mathbf{\Gamma}_c$. Com isso, o Algoritmo 5.1 é obtido.

Algoritmo 5.1 Algoritmo CLS para o Problema Multiusuário

$$\mathbf{\Gamma}_c^{\text{CLS}}(i) = [\gamma_1^{\text{CLS}}(i) \dots \gamma_u^{\text{CLS}}(i) \dots \gamma_U^{\text{CLS}}(i)]^\top;$$

$$\mathbf{\Gamma}_c^{\text{tmp}} = [\gamma_1^{\text{tmp}} \dots \gamma_u^{\text{tmp}} \dots \gamma_U^{\text{tmp}}]^\top;$$

Inicialização: $\mathbf{\Gamma}_c^{\text{CLS}}(0) = \mathbf{\Gamma}_c^{\text{TR}}$ ($\mathbf{\Gamma}^{\text{TR}}$: inicialização com a solução TR)

for $i = 1, 2, \dots, \text{ITER}$ (Número de iterações)

$$\mathbf{E}(i-1) = \mathcal{D}_\delta - \tilde{\mathbf{H}}_c \mathbf{\Gamma}_c^{\text{CLS}}(i-1); \text{ (Cálculo do erro)}$$

$$\mathbf{\Gamma}_c^{\text{tmp}} = \mathbf{\Gamma}_c^{\text{CLS}}(i-1) + \mu \tilde{\mathbf{H}}_c^H \mathbf{E}(i-1); \text{ (Atualização temporária)}$$

$$\mathbf{\Gamma}_c^{\text{CLS}}(i) = \sqrt{U \cdot N_t} \frac{\mathbf{\Gamma}_c^{\text{tmp}}}{\|\mathbf{\Gamma}_c^{\text{tmp}}\|_F}; \text{ (Normalização } \rightarrow \text{ restrição de potência total)}$$

end

A Figura 5.7 ilustra exemplos de convergência do Algoritmo CLS baseado

no gradiente modificado (CLS grad) para $U = 2$ usuários e passo de adaptação $\mu = 0,1$. Observa-se que $ITER = 20$ iterações são suficientes para o algoritmo atingir a convergência.

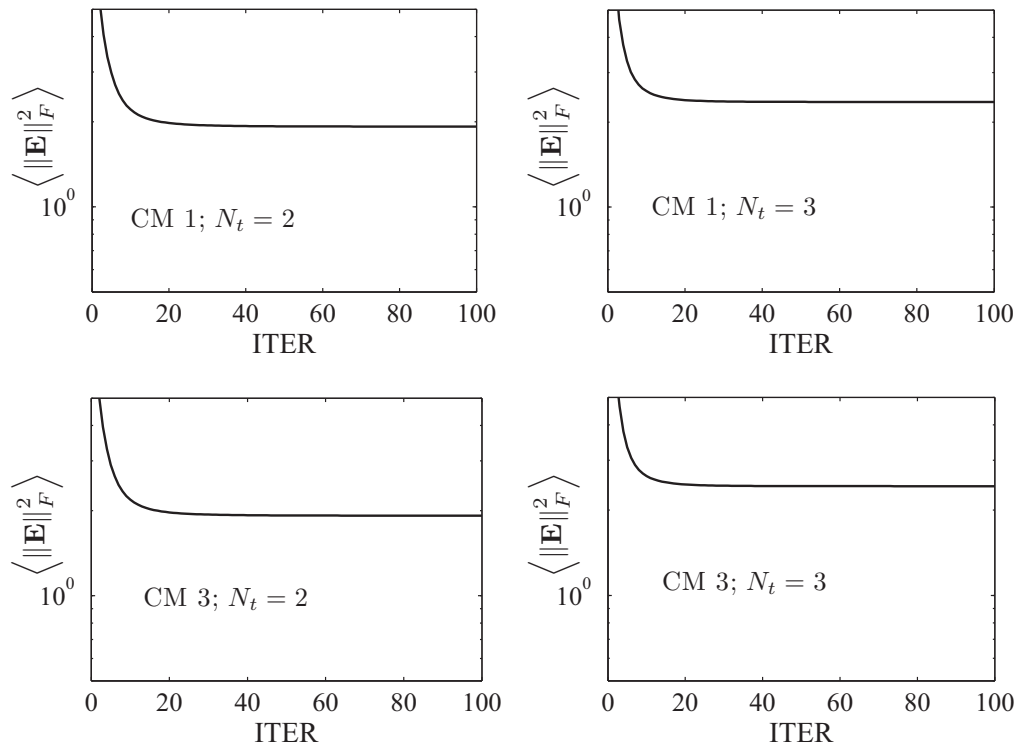


Figura 5.7: Convergência do Algoritmo 5.1 para $U = 2$ e $\mu = 0,1$.

As Figuras 5.8 a 5.11 apresentam comparações das respostas dos filtros CLS grad e do CLS baseado em decomposição SVD e em multiplicadores de Lagrange. Pode-se verificar que as respostas de ambos os métodos são semelhantes, o que valida a utilização do Algoritmo 5.1.

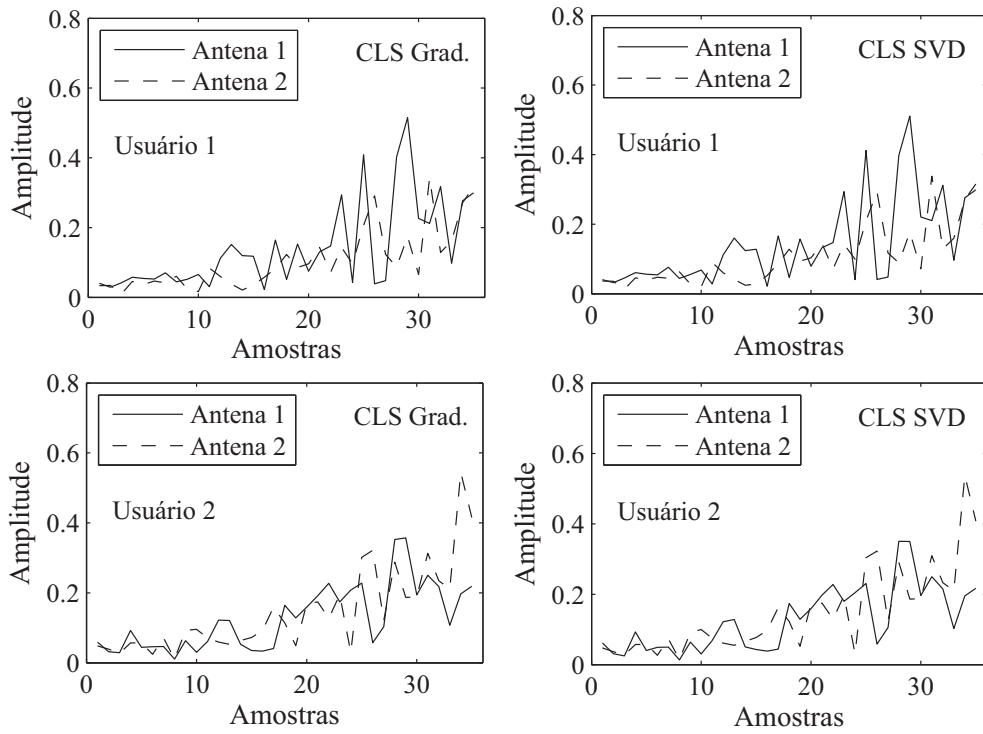


Figura 5.8: Comparação das respostas dos pré-filtros CLS grad e CLS SVD para $U = 2$, $N_t = 2$, CM1 e $\mu = 0, 1$.

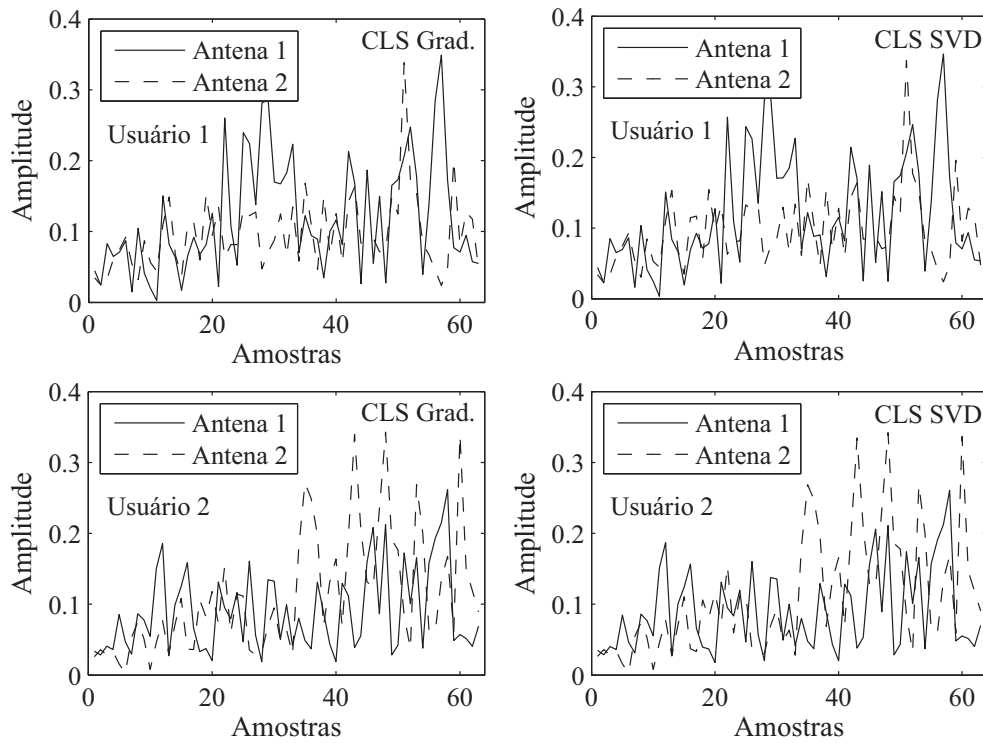


Figura 5.9: Comparação das respostas dos pré-filtros CLS grad e CLS SVD para $U = 2$, $N_t = 2$, CM3 e $\mu = 0, 1$.

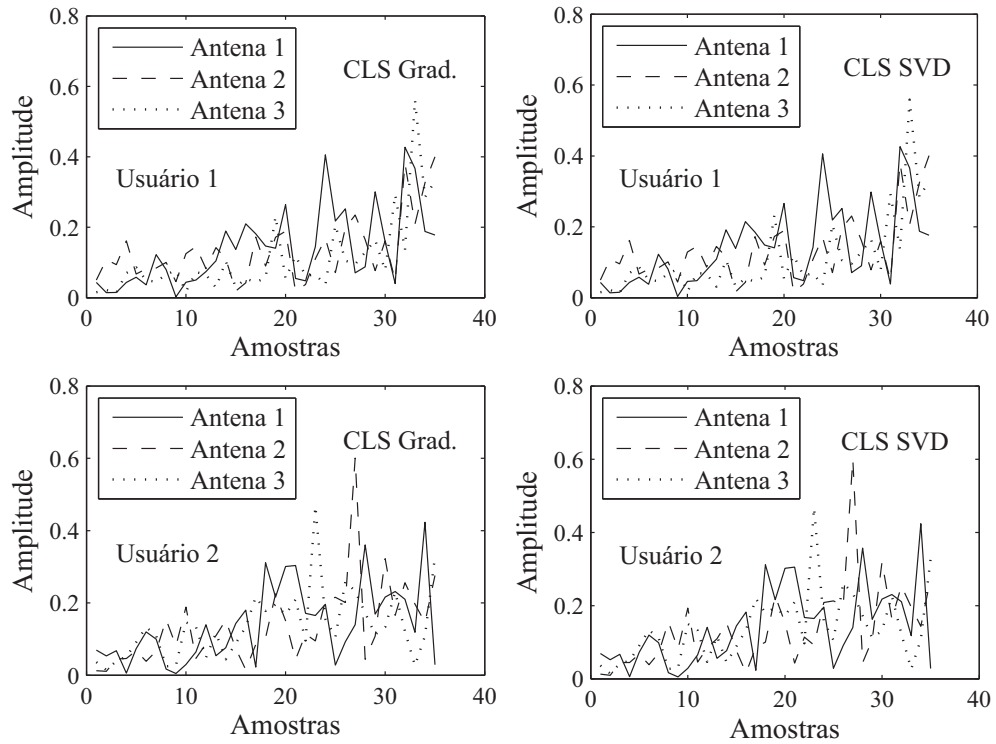


Figura 5.10: Comparação das respostas dos pré-filtros CLS grad e CLS SVD para $U = 2$, $N_t = 3$, CM1 e $\mu = 0, 1$.

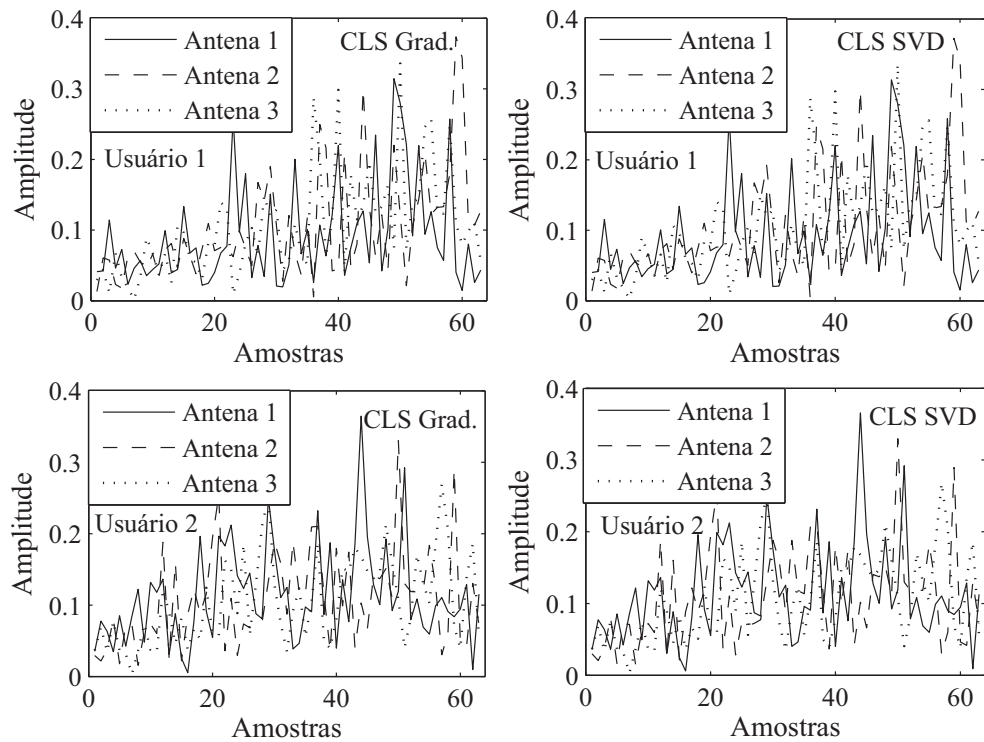


Figura 5.11: Comparação das respostas dos pré-filtros CLS grad e CLS SVD para $U = 2$, $N_t = 3$, CM3 e $\mu = 0, 1$.

5.3.3 Minimum Mean Square Error

O critério MMSE considera a minimização da esperança da norma ao quadrado entre o sinal recebido e o transmitido. Portanto, a modificação considerada na Equação (5.16) não pode ser utilizada, pois $\mathbf{b}_c^\top \tilde{\mathbf{H}}_c \boldsymbol{\Gamma}_c + \mathbf{z}_n^\top$ não é igual ao vetor linha de sinal recebido por todos os usuários, $\tilde{\mathbf{y}}_n^\top$. No entanto, uma nova formulação para pré-distorção é proposta, onde o vetor de sinal estimado, $\tilde{\mathbf{y}}_n$, é escrito como

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}_n &= \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{1,n}^\top \tilde{\mathbf{H}}_1 & \mathbf{b}_{2,n}^\top \tilde{\mathbf{H}}_1 & \cdots & \mathbf{b}_{U,n}^\top \tilde{\mathbf{H}}_1 \\ \mathbf{b}_{1,n}^\top \tilde{\mathbf{H}}_2 & \mathbf{b}_{2,n}^\top \tilde{\mathbf{H}}_2 & \cdots & \mathbf{b}_{U,n}^\top \tilde{\mathbf{H}}_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{b}_{1,n}^\top \tilde{\mathbf{H}}_U & \mathbf{b}_{2,n}^\top \tilde{\mathbf{H}}_U & \cdots & \mathbf{b}_{U,n}^\top \tilde{\mathbf{H}}_U \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \vdots \\ \gamma_U \end{bmatrix} + \mathbf{z}_n \\ &= \mathbf{B}_c^\top \tilde{\mathbf{H}}_c \boldsymbol{\gamma}_c + \mathbf{z}_n, \end{aligned} \quad (5.35)$$

onde as matrizes \mathbf{B}_c^\top ($U \times U^2 p$) e $\tilde{\mathbf{H}}_c$ ($U^2 p \times Uq$) são dadas por

$$\mathbf{B}_c^\top = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{1,n}^\top \cdots \mathbf{b}_{U,n}^\top & \mathbf{0}_{1 \times U \cdot p} & \cdots & \mathbf{0}_{1 \times U \cdot p} \\ \mathbf{0}_{1 \times U \cdot p} & \mathbf{b}_{1,n}^\top \cdots \mathbf{b}_{U,n}^\top & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0}_{1 \times U \cdot p} \\ \mathbf{0}_{1 \times U \cdot p} & \cdots & \mathbf{0}_{1 \times U \cdot p} & \mathbf{b}_{1,n}^\top \cdots \mathbf{b}_{U,n}^\top \end{bmatrix}, \quad (5.36)$$

$$\tilde{\mathbf{H}}_c = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_1 & \mathbf{0}_{p \times q} & \cdots & \mathbf{0}_{p \times q} \\ \mathbf{0}_{p \times q} & \tilde{\mathbf{H}}_1 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0}_{p \times q} \\ \mathbf{0}_{p \times q} & \cdots & \mathbf{0}_{p \times q} & \tilde{\mathbf{H}}_1 \\ \tilde{\mathbf{H}}_2 & \mathbf{0}_{p \times q} & \cdots & \mathbf{0}_{p \times q} \\ \mathbf{0}_{p \times q} & \tilde{\mathbf{H}}_2 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0}_{p \times q} \\ \mathbf{0}_{p \times q} & \cdots & \mathbf{0}_{p \times q} & \tilde{\mathbf{H}}_2 \\ & & \vdots & \\ \tilde{\mathbf{H}}_U & \mathbf{0}_{p \times q} & \cdots & \mathbf{0}_{p \times q} \\ \mathbf{0}_{p \times q} & \tilde{\mathbf{H}}_U & \cdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0}_{p \times q} \\ \mathbf{0}_{p \times q} & \cdots & \mathbf{0}_{p \times q} & \tilde{\mathbf{H}}_U \end{bmatrix}, \quad (5.37)$$

e

$$\boldsymbol{\gamma}_c = \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \vdots \\ \gamma_U \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

representa o vetor concatenado com os vetores dos pré-filtros dos U usuários.

Para derivação dos coeficientes segundo o critério MMSE, será considerado que a potência total transmitida por todos os usuários é dada por $P_{\text{tot}} = U N_t$. Assumindo que o sinal no receptor de cada usuário é multiplicado por um escalar ζ , o objetivo do critério MMSE consiste em minimizar

$$J_{MMSE} = \mathbb{E} [\|\mathbf{b}_n - \zeta \tilde{\mathbf{y}}_n\|_2^2], \quad (5.39)$$

sujeita a $\|\boldsymbol{\gamma}_c\|_2^2 = U N_t$. O vetor \mathbf{b}_n é dado por $\mathbf{b}_n = [b_n^1 \ b_n^2 \ \dots \ b_n^U]^\top$ e representa o vetor de símbolos transmitidos pelos U usuários no instante n . Logo,

$$\begin{aligned} J_{MMSE} &= \mathbb{E} [(\mathbf{b}_n - \zeta \tilde{\mathbf{y}}_n)^H (\mathbf{b}_n - \zeta \tilde{\mathbf{y}}_n)] \\ &= \mathbb{E} [\mathbf{b}_n^\top \mathbf{b}_n] - \mathbb{E} [\mathbf{b}_n^\top \zeta \tilde{\mathbf{y}}_n] - \mathbb{E} [\zeta \tilde{\mathbf{y}}_n^H \mathbf{b}_n] + \mathbb{E} [\zeta \tilde{\mathbf{y}}_n^H \tilde{\mathbf{y}}_n \zeta]. \end{aligned} \quad (5.40)$$

O Primeiro termo de (5.40) é dado por

$$\mathbb{E} [\mathbf{b}_n^\top \mathbf{b}_n] = U. \quad (5.41)$$

Para o segundo termo, tem-se

$$\begin{aligned} \mathbb{E} [\mathbf{b}_n^\top \zeta \tilde{\mathbf{y}}_n] &= \mathbb{E} [\mathbf{b}_n^\top \zeta \mathbf{B}_c^\top \tilde{\mathcal{H}}_c \boldsymbol{\gamma}_c] + \mathbb{E} [\zeta \mathbf{b}_n^\top \mathbf{z}_n] \\ &= \mathbb{E} [\mathbf{b}_n^\top \mathbf{B}_c^\top] \tilde{\mathcal{H}}_c \zeta \boldsymbol{\gamma}_c = \mathbf{d}_n^\top \tilde{\mathcal{H}}_c \zeta \boldsymbol{\gamma}_c, \end{aligned} \quad (5.42)$$

onde \mathbf{d}_n^\top de dimensão $(1 \times U^2 p)$ dado por (vide Apêndice C)

$$\mathbf{d}_n^\top = [(\mathbf{d}_n^1)^\top \ (\mathbf{d}_n^2)^\top \ \dots \ (\mathbf{d}_n^U)^\top], \quad (5.43)$$

com os seguintes subvetores linha de dimensão $(1 \times U p)$

$$\begin{aligned} (\mathbf{d}_n^1)^\top &= [\underbrace{(0 \dots 1 \dots 0)}_{p \text{ elementos}} (0 \dots 0 \dots 0) \dots (0 \dots 0 \dots 0)]; \\ (\mathbf{d}_n^2)^\top &= [(0 \dots 0 \dots 0) (0 \dots 1 \dots 0) \dots (0 \dots 0 \dots 0)]; \\ (\mathbf{d}_n^U)^\top &= [(0 \dots 0 \dots 0) (0 \dots 0 \dots 0) \dots (0 \dots 1 \dots 0)]. \end{aligned} \quad (5.44)$$

Já para o terceiro termo,

$$\begin{aligned}\mathbb{E} [\zeta \tilde{\mathbf{y}}_n^H \mathbf{b}_n] &= \mathbb{E} [\zeta \boldsymbol{\gamma}_c^H \tilde{\mathbf{H}}_c^H \mathbf{B}_c \mathbf{b}_n] + \mathbb{E} [\mathbf{z}_n^H \zeta \mathbf{b}_n] \\ &= \zeta \boldsymbol{\gamma}_c^H \tilde{\mathbf{H}}_c^H \mathbb{E} [\mathbf{B}_c \mathbf{b}_n] = \zeta \boldsymbol{\gamma}_c^H \tilde{\mathbf{H}}_c^H \mathbf{d}_n.\end{aligned}\quad (5.45)$$

Por fim, o quarto termo de (5.40) pode ser expandido como

$$\begin{aligned}\mathbb{E} [\zeta \tilde{\mathbf{y}}_n^H \tilde{\mathbf{y}}_n \zeta] &= \mathbb{E} \left[\left(\zeta \mathbf{B}_c^T \tilde{\mathbf{H}}_c \boldsymbol{\gamma}_c + \zeta \mathbf{z}_n \right)^H \left(\zeta \mathbf{B}_c^T \tilde{\mathbf{H}}_c \boldsymbol{\gamma}_c + \zeta \mathbf{z}_n \right) \right] \\ &= \zeta \boldsymbol{\gamma}_c^H \tilde{\mathbf{H}}_c^H \mathbb{E} [\mathbf{B}_c \mathbf{B}_c^T] \tilde{\mathbf{H}}_c \zeta \boldsymbol{\gamma}_c + |\zeta|^2 \mathbb{E} [\mathbf{z}_n^H \mathbf{z}_n] \\ &= \zeta \boldsymbol{\gamma}_c^H \tilde{\mathbf{H}}_c^H \tilde{\mathbf{H}}_c \zeta \boldsymbol{\gamma}_c + U |\zeta|^2 \sigma_z^2.\end{aligned}\quad (5.46)$$

Com isso,

$$J_{MMSE} = U - \mathbf{d}_n^T \tilde{\mathbf{H}}_c \zeta \boldsymbol{\gamma}_c - \zeta \boldsymbol{\gamma}_c^H \tilde{\mathbf{H}}_c^H \mathbf{d}_n + \zeta \boldsymbol{\gamma}_c^H \tilde{\mathbf{H}}_c^H \tilde{\mathbf{H}}_c \zeta \boldsymbol{\gamma}_c + U |\zeta|^2 \sigma_z^2. \quad (5.47)$$

Fazendo-se $\bar{\boldsymbol{\gamma}}_c = \zeta \boldsymbol{\gamma}_c$, tem-se que $\|\bar{\boldsymbol{\gamma}}_c\|_2^2 = |\zeta|^2 \|\boldsymbol{\gamma}_c\|_2^2 = |\zeta|^2 UN_t$ e, portanto, $|\zeta|^2 = \frac{1}{UN_t} \bar{\boldsymbol{\gamma}}_c^H \bar{\boldsymbol{\gamma}}_c$. Consequentemente, o último termo de (5.47) é igual a

$$U |\zeta|^2 \sigma_z^2 = \frac{\sigma_z^2}{N_t} \bar{\boldsymbol{\gamma}}_c^H \bar{\boldsymbol{\gamma}}_c = \frac{1}{SNR} \bar{\boldsymbol{\gamma}}_c^H \bar{\boldsymbol{\gamma}}_c, \quad (5.48)$$

onde $SNR = \frac{N_t}{\sigma_z^2}$ é a relação sinal-ruído por antena. Ao substituir (5.48) em (5.47), tem-se que

$$J_{MMSE} = U - \mathbf{d}_n^T \tilde{\mathbf{H}}_c \bar{\boldsymbol{\gamma}}_c - \bar{\boldsymbol{\gamma}}_c^H \tilde{\mathbf{H}}_c^H \mathbf{d}_n + \bar{\boldsymbol{\gamma}}_c^H \tilde{\mathbf{H}}_c^H \tilde{\mathbf{H}}_c \bar{\boldsymbol{\gamma}}_c + \frac{1}{SNR} \bar{\boldsymbol{\gamma}}_c^H \bar{\boldsymbol{\gamma}}_c. \quad (5.49)$$

Ao derivar (5.49) em relação a $\boldsymbol{\gamma}_c^*$, obtém-se

$$\frac{\partial J_{MMSE}}{\partial \boldsymbol{\gamma}_c^*} = -\tilde{\mathbf{H}}_c^H \mathbf{d}_n + \tilde{\mathbf{H}}_c^H \tilde{\mathbf{H}}_c \bar{\boldsymbol{\gamma}}_c + \frac{1}{SNR} \bar{\boldsymbol{\gamma}}_c. \quad (5.50)$$

Igualando o resultado da derivada a zero, verifica-se que

$$\left(\tilde{\mathbf{H}}_c^H \tilde{\mathbf{H}}_c + \frac{1}{SNR} \right) \bar{\boldsymbol{\gamma}}_c = \tilde{\mathbf{H}}_c^H \mathbf{d}_n, \quad (5.51)$$

e, portanto,

$$\bar{\boldsymbol{\gamma}}_c^{\text{opt}} = \left(\tilde{\mathbf{H}}_c^H \tilde{\mathbf{H}}_c + \frac{1}{SNR} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_c^H \mathbf{d}_n. \quad (5.52)$$

Como $|\zeta|^2 = \frac{1}{UN_t} \bar{\boldsymbol{\gamma}}_c^H \bar{\boldsymbol{\gamma}}_c$, tem-se que

$$\zeta^{\text{opt}} = \frac{1}{\sqrt{UN_t}} \|\bar{\boldsymbol{\gamma}}_c^{\text{opt}}\|_2, \quad (5.53)$$

e, assim, o vetor concatenado de coeficientes do pré-filtro MMSE é dado por

$$\boldsymbol{\gamma}_c^{\text{MMSE}} = \frac{\bar{\boldsymbol{\gamma}}_c^{\text{opt}}}{\zeta^{\text{opt}}} \Rightarrow \boldsymbol{\gamma}_c^{\text{MMSE}} = \sqrt{UN_t} \frac{\bar{\boldsymbol{\gamma}}_c^{\text{opt}}}{\|\bar{\boldsymbol{\gamma}}_c^{\text{opt}}\|_2}. \quad (5.54)$$

Novamente, nesse caso, a constante ζ é apenas uma variável auxiliar do processo de otimização e não há a necessidade de implementá-la no receptor.

Nos esquemas considerados, principalmente no MMSE, apesar de a matriz de canal possuir dimensão elevada, a complexidade de implementação pode ser reduzida, devido aos zeros fixos em sua estrutura. O mesmo vale para as matrizes \mathbf{D}_δ (ZF), \mathbf{D}_δ (CLS) e o vetor \mathbf{d}_n^\top (MMSE).

Os resultados de desempenho de BER \times SNR obtidos via simulação MCS para os esquemas ZF, CLS e MMSE em ambientes multiusuário são apresentados nas Figuras 5.12 a 5.17. O número de antenas varia de dois a quatro, enquanto que $U = 2$ e 3 é adotado.

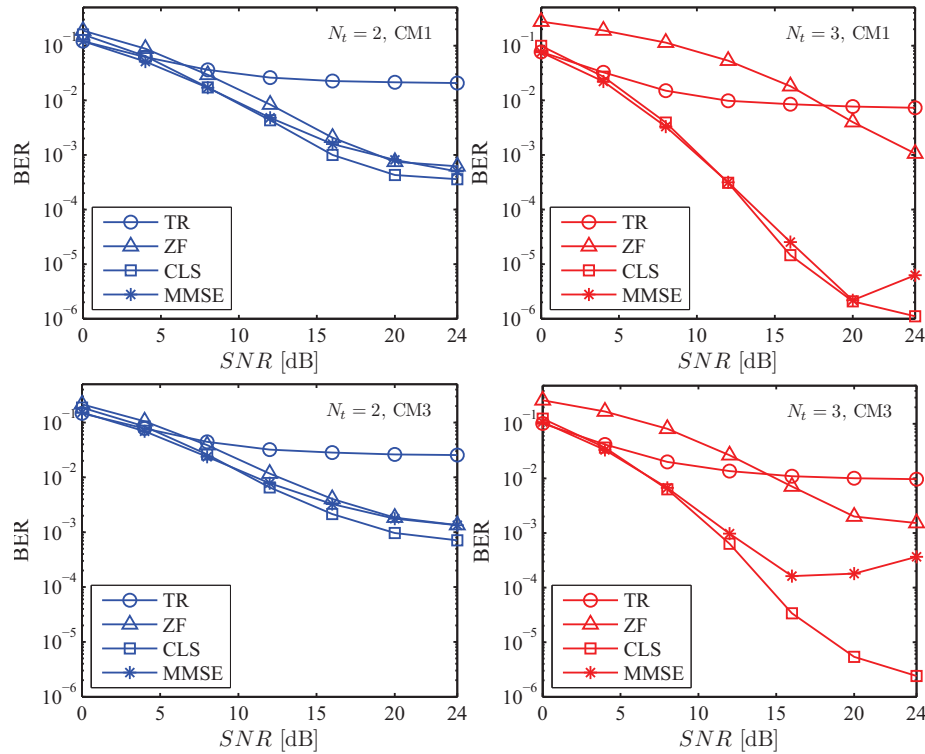


Figura 5.12: BER \times SNR para otimização multiusuário com $U = 2$ e $\kappa = 2$.

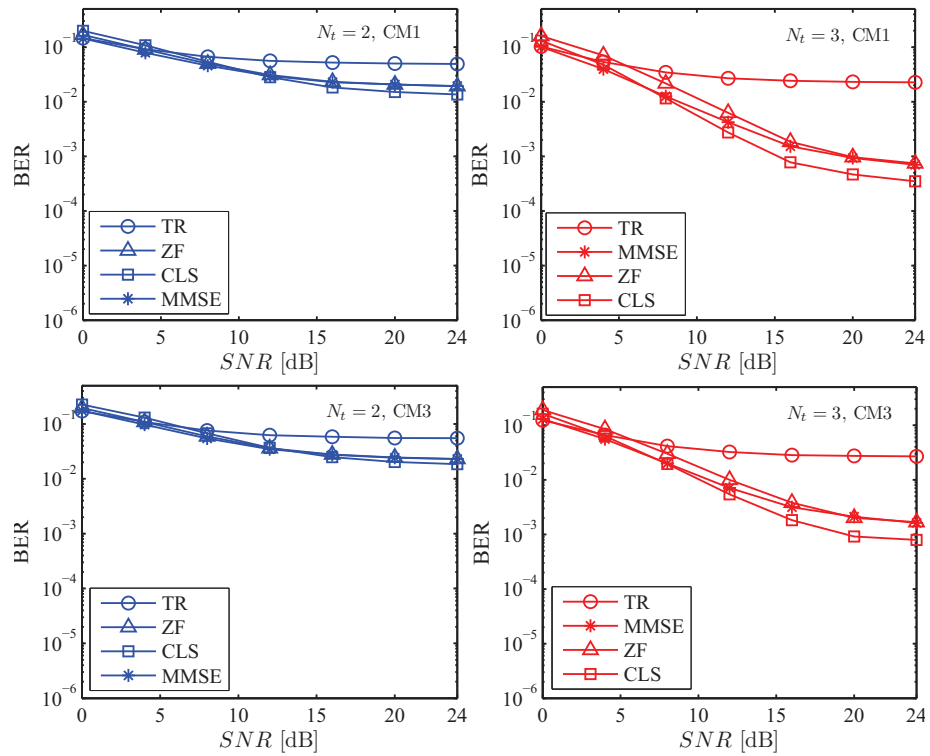


Figura 5.13: BER x SNR para otimização multiusuário com $U = 3$ e $\kappa = 2$.

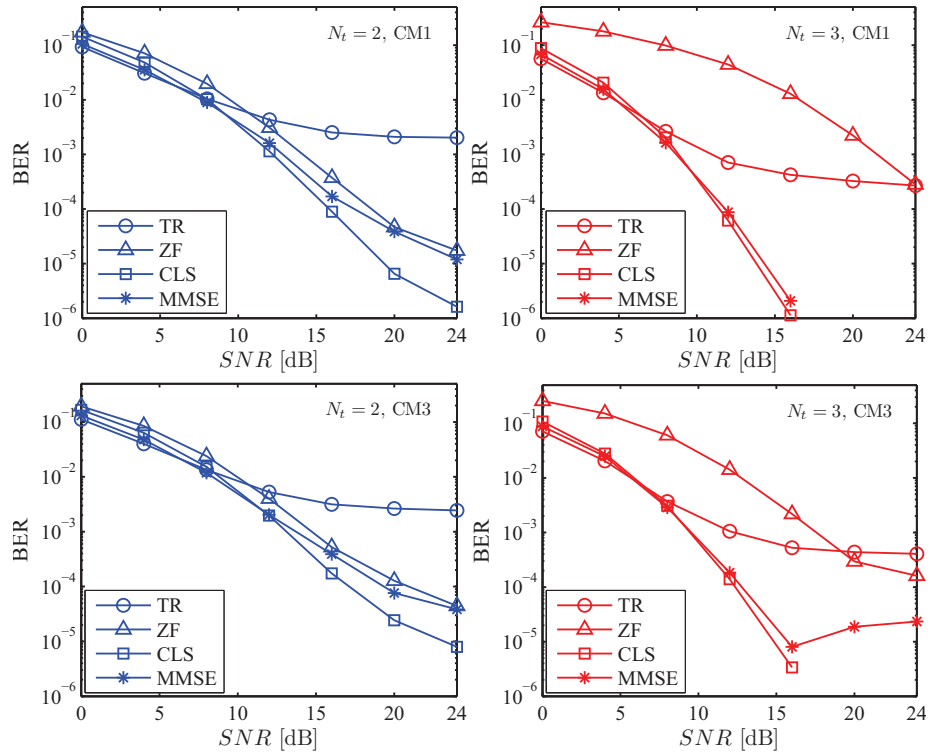


Figura 5.14: BER x SNR para otimização multiusuário com $U = 2$ e $\kappa = 4$.

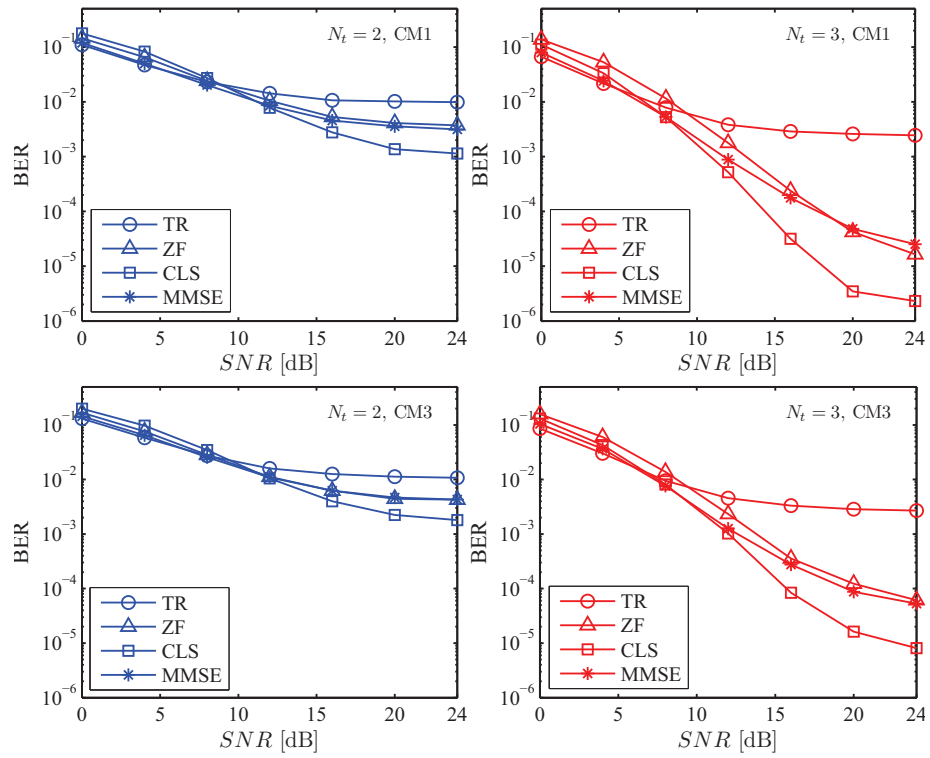


Figura 5.15: BER x SNR para otimização multiusuário com $U = 3$ e $\kappa = 4$.

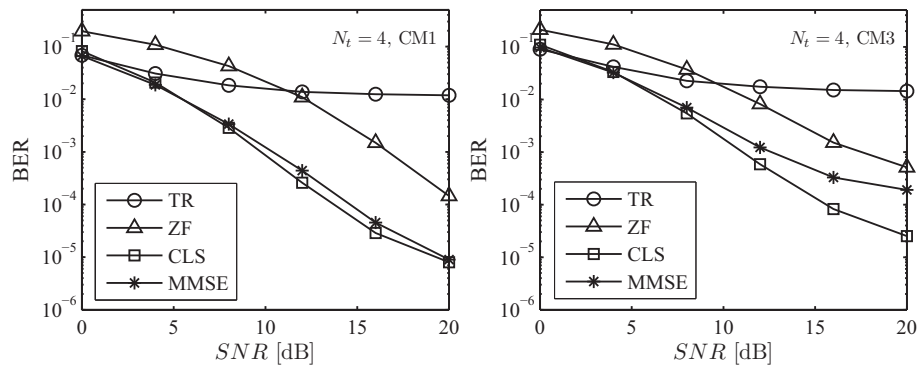


Figura 5.16: BER x SNR para otimização multiusuário com $U = 3$ e $\kappa = 2$, $N_t = 4$.

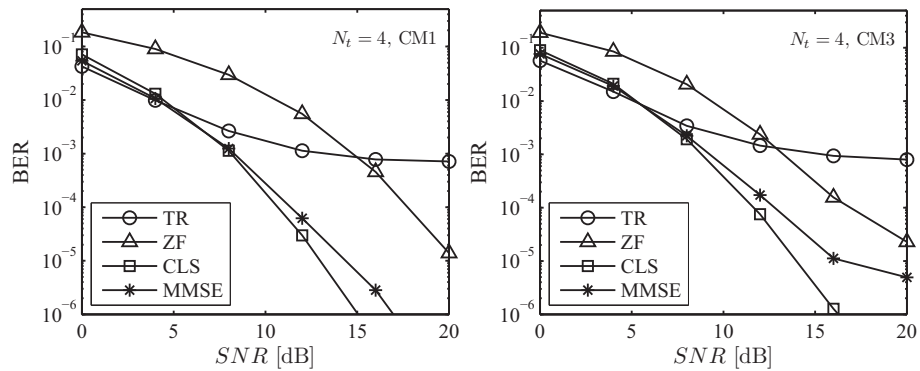


Figura 5.17: BER x SNR para otimização multiusuário com $U = 3$ e $\kappa = 4$, $N_t = 4$.

Pode-se observar que na condição $N_t \geq U$ os esquemas CLS e MMSE apresentam bom desempenho, sendo o CLS o melhor esquema para $SNR > 8$ dB. Na condição de baixa SNR o pré-filtro CLS apresenta desempenho ligeiramente inferior aos esquemas MMSE e TR. Quando $N_t = U$ e $\kappa = 4$, os esquemas ZF, CLS e MMSE apresentam desempenhos razoavelmente bons, sendo o CLS novamente o melhor entre eles para $SNR > 8$ dB. Os esquemas ZF e MMSE apresentam desempenhos similares para alta região de SNR , $N_t = U$ e $\kappa = 4$. Para $\kappa = 2$, os esquemas considerados não apresentam desempenho satisfatório quando $U \geq N_t$.

Quando o número de usuários excede o número de antenas transmissoras, os resultados obtidos são totalmente insatisfatórios.

Particularmente, o esquema MMSE apresenta uma inversão no desempenho com o aumento da relação sinal-ruído, o que é devido à estimação imperfeita da resposta impulsiva do canal.

Para verificar a maior sensibilidade do MMSE aos erros de estimação do canal, as Figuras 5.18 a 5.21 apresentam os resultados obtidos considerando estimativas perfeitas do canal, para $N_t = 2$ e 3. Note que não há mais inversão de BER com aumento da SNR no MMSE e que há uma maior aproximação de desempenho em relação ao CLS, sendo o primeiro melhor para $N_t > U$.

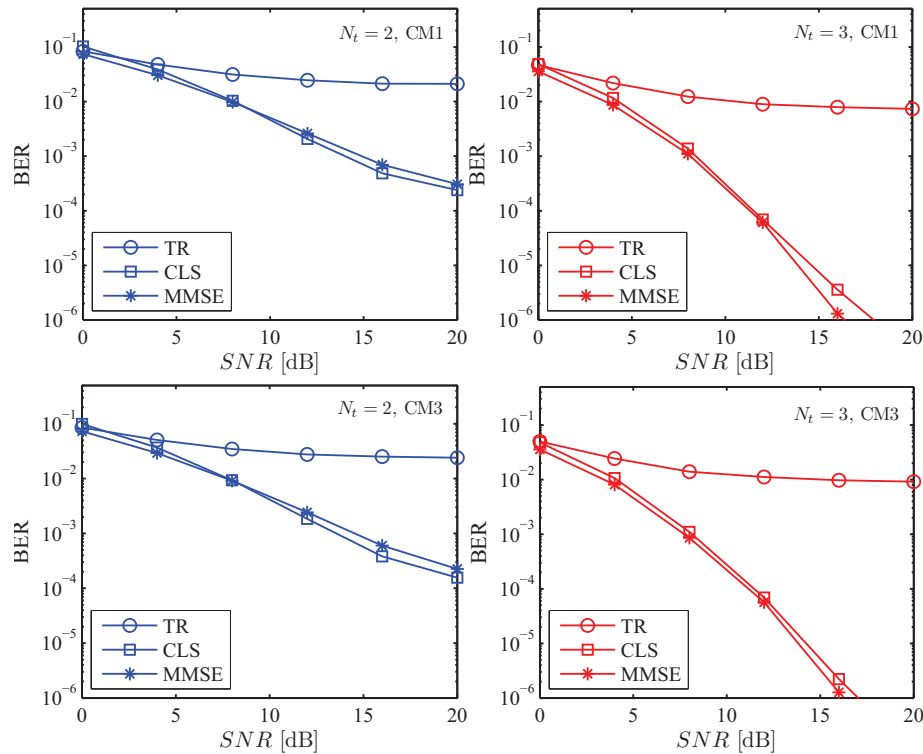


Figura 5.18: BER x SNR para otimização multiusuário com $U = 2$ e $\kappa = 2$, considerando estimação perfeita da CIR.

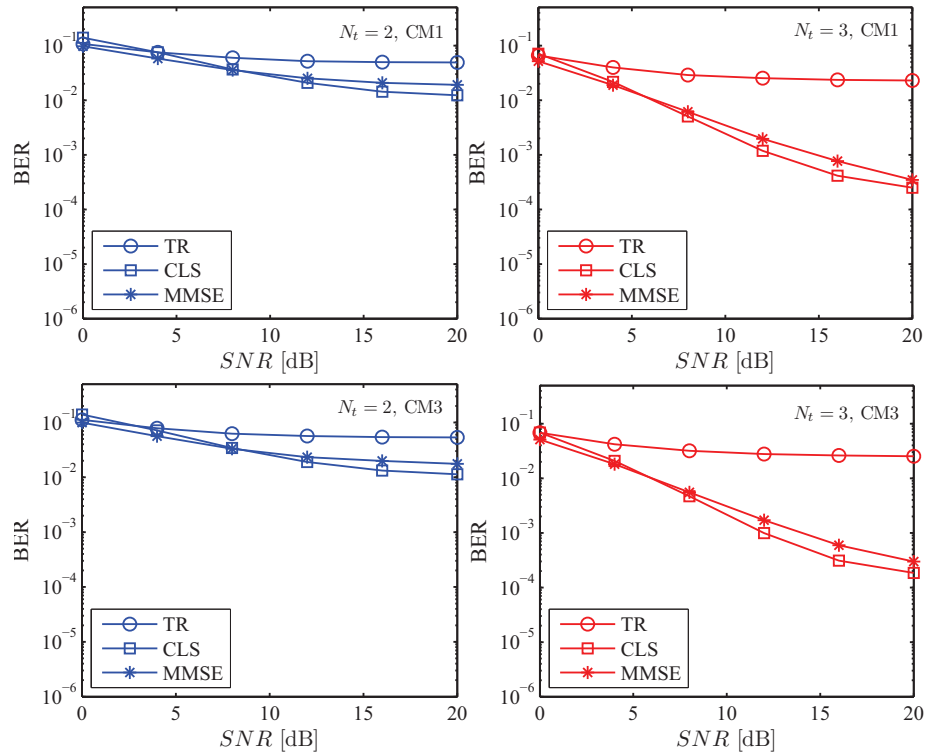


Figura 5.19: BER x SNR para otimização multiusuário com $U = 3$ e $\kappa = 2$, considerando estimação perfeita da CIR.

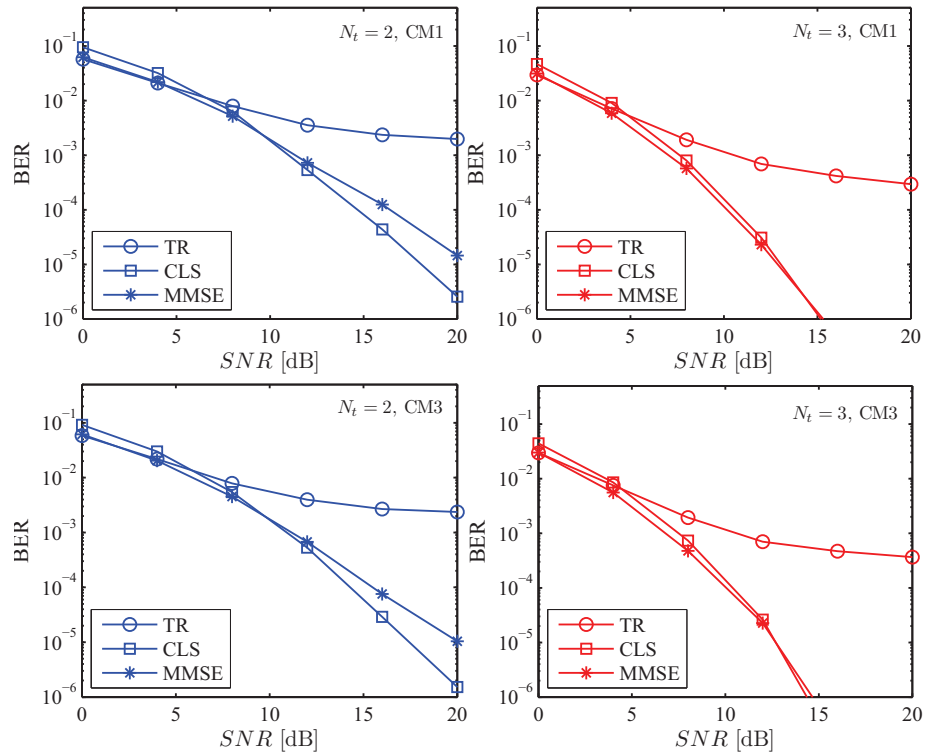


Figura 5.20: BER x SNR para otimização multiusuário com $U = 2$ e $\kappa = 4$, considerando estimação perfeita da CIR.

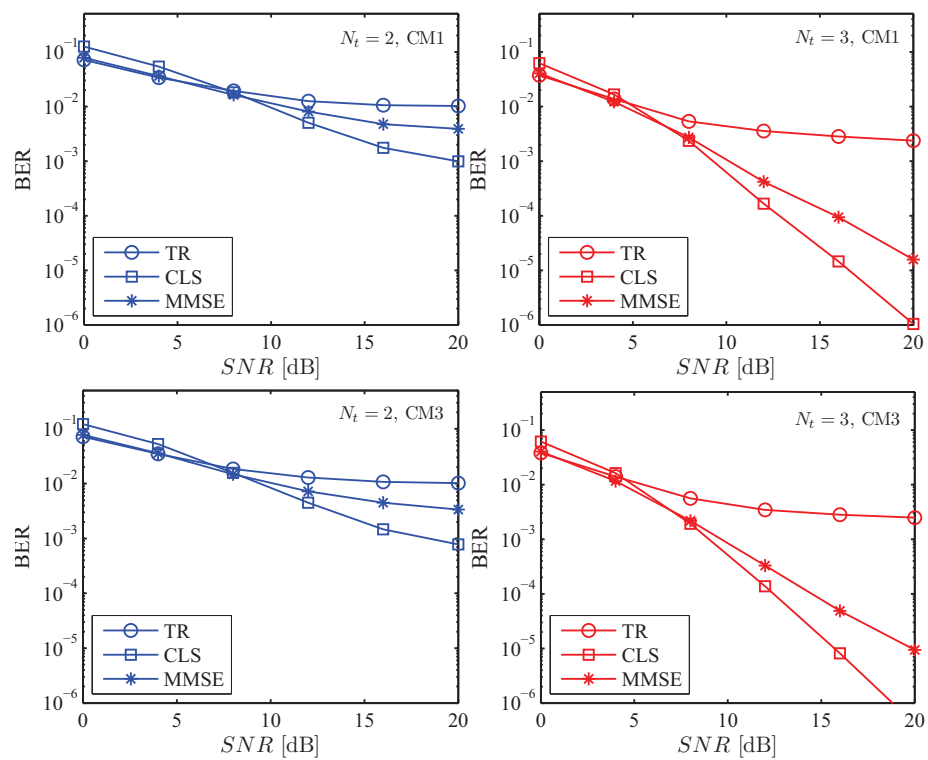


Figura 5.21: BER x SNR para otimização multiusuário com $U = 3$ e $\kappa = 4$, considerando estimação perfeita da CIR.

6 Conclusões e Sugestões de Trabalhos Futuros

O presente trabalho abordou a utilização de esquemas de pré-processamento no enlace direto (*downlink*) de sistemas UWB com múltiplas antenas de transmissão em ambientes mono e multiusuário. Tais esquemas permitem a transferência de grande parte da complexidade da detecção para o transmissor, o que possibilita a utilização de receptores relativamente simples. No caso multiusuário, nenhuma técnica de multiplexação adicional à espacial foi considerada.

O modelo de canal IEEE 802.15.3a foi adotado. Como as análises foram efetuadas em banda base, tal modelo foi adaptado para uma representação complexa em banda base, como apresentado no Capítulo 2. Adicionalmente, sombreamento correlacionado e erros nas estimativas da resposta impulsiva do canal são considerados nesta análise, da forma apresentada no Capítulo 2. Os cenários CM1 e CM3 são utilizados neste trabalho.

O Capítulo 3 apresenta uma análise de desempenho teórica e por simulação de sistemas UWB com reversão temporal na transmissão, com a possibilidade de haver equalização com decisões realimentadas na recepção. Resultados comprovam a eficiência da reversão temporal em reduzir o espalhamento do canal (focalização espacial), o que melhora a relação sinal-interferência-ruído na recepção. No entanto, para taxas elevadas, a interferência intersimbólica residual ainda causa danos no desempenho do sistema. Tal fato sugere a utilização de equalização adicional.

Assim, equalização DFE é considerada no receptor. Devido à focalização temporal proporcionada pela reversão temporal, o comprimento do DFE é relativamente menor do que o que seria necessário sem TR. Uma análise aprofundada do comprimento necessário para cada cenário e taxa considerados é apresentado no Capítulo 3. Para a maioria dos casos considerados, a taxa de erro de bit praticamente se torna plana para N_{FF} entre 7 e 11 e N_{FB} entre 6 e 10 coeficientes, lembrando que $N_{FB} = N_{FF} - 1$ foi adotado. Como esperado, verificou-se

que o cenário CM3 requer um equalizador mais longo. Para $SNR = 9$ dB, o ganho de desempenho com equalizador é melhor no cenário CM1 que no CM3. Nas curvas de $BER \times SNR$, fica evidente a melhora de desempenho quando há equalização e quando o número de antenas aumenta. Na maioria dos casos considerados, os resultados de simulação e semianalíticos coincidem, especialmente para $SNR \leq 9$ dB. No caso de reversão temporal pura, a aproximação Gaussiana para a ISI residual é pior para $\kappa = 4$ e CM1, pois, nesse caso, há um número menor de componentes independentes que se somam.

Caso as exigências de complexidade do receptor não permitam a utilização de alguma forma de processamento adicional no receptor, se necessário, o equalizador precisa ser movido para o transmissor. A motivação para o estudo de estruturas de pré-equalização surge desse contexto. O Capítulo 4 se concentra na análise de estruturas de pré-processamento (pré-equalização, ou, ainda, pré-distorção) aplicadas à comunicação monousuário, ou seja, esquemas aptos a combater a interferência intersimbólica. Reversão temporal (TR), pré-equalização *zero-forcing* (ZF), *constrained least squares* (CLS) e minimum mean square error (MMSE) são analisados e comparados em termos de desempenho e complexidade computacional. Para o caso CLS, um algoritmo simples baseado no algoritmo do gradiente é considerado e sua eficiência na obtenção do resultado ótimo para o critério considerado é validada na comparação com o resultado teórico obtido via decomposição SVD e multiplicadores de Lagrange.

Os primeiros resultados apresentados no Capítulo 4 consideram o critério de truncamento da CIR apresentado na Seção 2.5. Nos resultados com erros nas estimativas do canal (ruído e truncamento), observou-se que o esquema CLS apresenta o melhor desempenho dentre os esquemas analisados, nas configurações consideradas para as regiões de média e alta SNR . O desempenho do MMSE está próximo do CLS. O esquema ZF foi considerado apenas para o caso $L_\gamma = L_C$ e se comportou melhor que o esquema TR para alta SNR e $N_t = 3$. No entanto, até $SNR = 18$ dB, o desempenho do ZF foi inferior ao dos esquemas CLS e MMSE. Para $N_t = 2$, o desempenho do ZF não é satisfatório. Para baixa região de SNR , TR e MMSE se comportaram melhor que o CLS, o que se deve ao fato de a solução CLS não depender da SNR . Na situação de estimação de canal sem ruído e com erros de truncamento não significantes, o desempenho do MMSE foi similar ao do CLS para $12 < SNR < 16$ dB e melhor que o CLS para $0 < SNR < 12$ dB. Com isso, pode-se concluir que o esquema MMSE apresenta uma sensibilidade maior que o CLS em relação a erros (ruído e truncamento) nas estimativas do canal.

A Seção 4.6 apresenta uma análise de complexidade dos esquemas de pré-

equalização. Em termos de complexidade, o esquema CLS utilizando decomposição SVD resultou em complexidade superior à dos demais esquemas. ZF e MMSE apresentaram complexidades da mesma ordem, mas superior ao esquema CLS utilizando o algoritmo do gradiente modificado, que representa o esquema mais viável em termos de complexidade.

Mesmo no esquema CLS com o algoritmo gradiente modificado, que foi o melhor caso em termos de complexidade, os valores de complexidade observados foram relativamente elevados, principalmente no cenário CM3. Baseado nisso, a Seção 4.7 foi acrescentada, considerando menores resoluções de canal ou, equivalentemente, menores bandas ocupadas para uma taxa fixa em $R_b = 499$ Mbps. Além disso, os parâmetros L_C e L_γ foram otimizados em termos de BER.

Os resultados obtidos na Seção 4.7 apontaram que os esquemas MMSE e CLS são menos sensíveis à variação do número de percursos discerníveis (ou à variação da largura de banda de transmissão) que o esquema TR, principalmente para $N_t = 3$ antenas. Por outro lado, verificou-se que, em todas as configurações apresentadas, TR é o esquema menos sensível ao truncamento do canal e ao comprimento do pré-filtro. Na condição Bw_1 o esquema MMSE apresentou desempenho superior ao CLS. À medida em que a banda de transmissão aumenta ($Bw_1 \rightarrow Bw_2 \rightarrow Bw_3$), a tendência de melhora do esquema CLS em relação ao MMSE, na condição de média a alta SNR , foi observada. Em termos de complexidade \times desempenho, os esquemas MMSE na banda Bw_1 e CLS na banda Bw_2 são, de certa forma, equivalentes.

No Capítulo 5 os esquemas TR, ZF, CLS e MMSE foram aplicados em ambiente multiusuário. Inicialmente, otimização monousuário, como considerado no Capítulo 4, foi independentemente aplicada a cada usuário do sistema. Com isso, apenas a ISI é considerada no processo de otimização. Os resultados obtidos não foram satisfatórios. Em seguida, os esquemas ZF, CLS e MMSE foram derivados considerando minimização da ISI e da MAI.

Observou-se que quando $N_t \geq U$ os esquemas CLS e MMSE apresentaram bom desempenho, especialmente o CLS. Para $\kappa = 4$, $N_t = U$ já garantiu um bom resultado e os esquemas ZF e MMSE apresentaram desempenhos similares para alta SNR . Para $\kappa = 2$, os esquemas considerados não foram satisfatórios quando $U \geq N_t$. Para $N_t < U$ os desempenhos obtidos não foram de forma alguma satisfatórios. No caso MMSE, foi observada uma inversão no desempenho com o aumento da relação sinal-ruído devido à estimação imperfeita da resposta impulsiva do canal, o que ficou comprovado com os resultados obtidos sem erros

de estimação.

Apesar do fato de as matrizes de canal nos casos de pré-distorção em ambiente multiusuário serem de dimensões elevadas, há muitos zeros fixos em sua estrutura, o que pode reduzir consideravelmente a complexidade de implementação.

O esquema CLS apresentou-se melhor que os demais esquemas na maioria dos cenários e configurações considerados, tanto no caso monousuário como no multiusuário. Além disso, um algoritmo simples, baseado no algoritmo do gradiente, pode ser utilizado para atingir a solução ótima do critério CLS proposto, o que foi comprovado em comparação com os resultados obtidos teoricamente para os coeficientes do pré-filtro.

Muitos aspectos ainda podem ser abordados nessa linha de pesquisa. Algumas sugestões para trabalhos futuros são listadas a seguir:

- Utilização dos esquemas desenvolvidos nessa tese para esquemas UWB impulsivos, sem portadora, que utilizam pulsos com características espectrais que satisfazem os limites impostos pela FCC ou por qualquer outra agência reguladora, como os pulsos da família Gaussiana e suas variações;
- Desenvolvimento dos esquemas de pré-processamento ZF, CLS e MMSE em cascata com a reversão temporal na transmissão em ambientes mono e multiusuário, tal como considerado em (TORABI; MIETZNER; SCHOBBER, 2009) para o esquema MMSE em ambiente monousuário;
- Análise dos sistemas apresentados em canais MIMO, onde o receptor de cada usuário do sistema é provido de múltiplas antenas;
- Consideração de técnicas de posto reduzido das matrizes de canal para diminuir a complexidade de implementação dos pré-filtros lineares abordados no trabalho;
- Consideração das restrições de potência impostas pela FCC, nas análises de desempenho em função da SNR ;
- Consideração do esquema de pré-distorção Tomlinson-Harashima em ambiente mono e multiusuário com os filtros de alimentação direta e de realimentação no lado do transmissor;
- Aplicação dos esquemas apresentados em comunicações subaquáticas;
- Aplicação dos esquemas apresentados em um sistema DS-UWB;

- Análise de desempenho dos esquemas apresentados com códigos corretores de erro.

Referências

AHMADIAN, Z.; LAMPE, L. Performance analysis of the IEEE 802.15.4a UWB system. *IEEE Transactions on Communications*, v. 57, n. 5, p. 1474–1485, may 2009.

ANDERSON, J. B. *Digital Transmission Engineering*. 2. ed. [S.l.]: IEEE Series on Digital & Mobile Comm. - John Wiley & Sons, 2005. 446 p.

ANGÉLICO, B. A.; BURT, P. M. S.; JESZENSKY, P. J. E.; HODGKISS, W. S.; ABRÃO, T. Improvement of MISO single-user time reversal ultra-wideband using a DFE channel equalizer. In: *10th IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA'08)*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 582 – 586.

ANGÉLICO, B. A.; BURT, P. M. S.; JESZENSKY, P. J. E.; HODGKISS, W. S.; ABRÃO, T. Performance of MISO time reversal ultra-wideband over an 802.15.3a channel model. In: *10th IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA'08)*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 577 – 581.

ANGÉLICO, B. A.; BURT, P. M. S.; JESZENSKY, P. J. E.; HODGKISS, W. S.; ABRÃO, T. Performance analysis of a single-user MISO ultra-wideband time reversal system with DFE. *Aceito para publicação no periódico: Telecommunication Systems – Springer*, v. 46, n. 4, May 2011. ISSN 1018-4864 (print) 1572-9451 (electronic).

BARRET, T. W. History of ultra wideband (UWB) radar and communications: Pioneers and innovators. *Progress in Electromagnetics Symposium*, Cambridge, MA, 2000.

BENVENUTO, N.; CHERUBINI, G. *Algorithms for Communications Systems and their Applications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2002.

Bluetooth SIG. 2010. [Online] Disponível: <http://bluetooth.com/bluetooth/>.

CAO, W.; NALLANATHAN, A.; CHAI, C. C. Performance analysis of pre-rake DS UWB multiple access system under imperfect channel estimation. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 6, n. 11, p. 3892–3896, Nov. 2007.

CHEN, M.; LI, X. Transmitter-based channel equalization and MUI suppression for UWB systems. In: *Proceedings of the International Conference Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 501–504.

CHOI, J.; PERREAU, S. MMSE multiuser downlink multiple antenna transmission for CDMA systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 52, n. 6, p. 1564–1573, June 2004. ISSN 1053-587X.

- CHOI, R. L.-U.; LETAIEF, K.; MURCH, R. MISO CDMA transmission with simplified receiver for wireless communication handsets. *IEEE Transactions on Communications*, v. 49, n. 5, p. 888–898, May 2001. ISSN 0090-6778.
- ECMA-368. *High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard*. December, 2005. [Online] Disponível: <http://www.ecma-international.org/publications/standards/Ecma-368.htm>.
- FAREBROTHER, R. W. *Linear least squares computations*. New York, NY, USA: Marcel Dekker, Inc., 1988. ISBN 0-82-477661-5.
- FCC. *FCC First Report and Order: In the matter of Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems*. April 2002.
- FISHER, R.; KOHNO, R.; MCLAUGHLIN, M.; WELBOURN, M. *DS-UWB Physical Layer Submission to IEEE 802.15 Task Group 3a (Doc. Number P802.15-04/0137r4)*. April IEEE P802.15, Jan. 2005.
- FOERSTER, J. R. *Channel Modeling Sub-committee Report Final*. Dec. 2002. IEEE P802.15-02/368r5-SG3a, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPAN).
- GEER, D. UWB standardization effort ends in controversy. *Computer - IEEE Computer Society*, IEEE Computer Society, Los Alamitos, CA, USA, v. 39, n. 7, p. 13–16, 2006. ISSN 0018-9162.
- GIBBARD, M.; SESAY, A. Asymmetric signal processing for indoor wireless LANs. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 48, n. 6, p. 2053–2064, Nov 1999. ISSN 0018-9545.
- GOLUB, G. H.; LOAN, C. F. V. *Matrix computations*. 3. ed. Baltimore, MD, USA: Johns Hopkins University Press, 1996.
- GUO, N.; SADLER, B. M.; QIU, R. C. Reduced-complexity UWB time-reversal techniques and experimental results. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 6, n. 12, p. 4221–4226, Dec. 2007.
- HARASHIMA, H.; MIYAKAWA, H. Matched-transmission technique for channels with intersymbol interference. *IEEE Transactions on Communications*, v. 20, n. 4, p. 774–780, Aug 1972. ISSN 0090-6778.
- HUANG, M.; ZHANG, X.; ZHOU, S.; WANG, J. Tomlinson-harashima precoding in multiuser MIMO systems with imperfect channel state information. In: *IEEE Global Telecommunications Conference. GLOBECOM '07*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2806–2810.
- IEEE 802.15.4a-2007. *Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs); Amendment 1: Add Alternate PHYs*. April 2007.
- JOHAM, M.; BREHMER, J.; VOULGARELIS, A.; UTSCHICK, W. Multiuser spatio-temporal tomlinson-harashima precoding for frequency selective vector channels. In: *ITG Workshop on Smart Antennas*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 208–215.

- JOHAM, M.; SCHMIDT, D.; BREHMER, J.; UTSCHICK, W. Finite-length MMSE tomlinson-harashima precoding for frequency selective vector channels. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 55, n. 6, p. 3073–3088, June 2007. ISSN 1053-587X.
- JOHAM, M.; UTSCHICK, W.; NOSSEK, J. Linear transmit processing in MIMO communications systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 53, n. 8, p. 2700–2712, Aug. 2005. ISSN 1053-587X.
- KYRITSI, G. P. P.; TSOGKA, C. Optimally designed time reversal and zero forcing schemes. In: *Wireless Personal Multimedia Communication (WPMC'05)*. [S.l.: s.n.], 2005.
- KYRITSI, P.; PAPANICOLAOU, G.; EGGERS, P.; OPREA, A. MISO time reversal and delay-spread compression for FWA channels at 5 GHz. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 3, p. 96–99, 2004. ISSN 1536-1225.
- KYRITSI, P.; STOICA, P.; PAPANICOLAOU, G.; EGGERS, P.; OPREA, A. Time reversal and zero-forcing equalization for fixed wireless access channels. In: *Thirty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 1297–1301.
- LEE, F.; EMAMI, S.; OTERI, O.; PAULRAJ, A. Tomlinson-harashima precoding for MISO frequency-selective broadcast channels. In: *Thirty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 1508–1513. ISSN 1058-6393.
- LI, B.; HUANG, J.; ZHOU, S.; BALL, K.; STOJANOVIC, M.; FREITAG, L.; WILLETT, P. MIMO-OFDM for high-rate underwater acoustic communications. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, v. 34, n. 4, p. 634–644, Oct. 2009. ISSN 0364-9059.
- LIU, Z.; TIAN, Y.; YANG, C. A preprocessing algorithm of ultra-wideband signal for space-time focusing transmission. In: *9th International Conference on Signal Processing, ICSP'08*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1896–1899.
- MB-OFDM. *Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a*. March, 2004.
- MOLISCH, A. Ultrawideband propagation channels-theory, measurement, and modeling. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 54, n. 5, p. 1528–1545, Sept. 2005. ISSN 0018-9545.
- MOLISCH, A. F.; BALAKRISHNAN, K.; CASSIOLI, D.; CHONG, C.-C.; EMAMI, S.; FORT, A.; KAREDAL, J.; KUNISCH, J.; SCHANTZ, H.; SCHUSTER, U.; SIWIAK, K. *IEEE 802.15.4a channel model - final report*. Nov. 2004. IEEE 802.15 WPAN Low Rate Alternative PHY Task Group 4a (TG4a).
- MOLISCH, A. F.; FOERSTER, J. R.; PENDERGRASS, M. Channel models for ultrawideband personal area networks. *IEEE Wireless Communications*, v. 10, n. 6, p. 14 – 21, Dec. 2003.
- NGUYEN, H.; ANDERSEN, J.; PEDERSEN, G. The potential use of time reversal techniques in multiple element antenna systems. *IEEE Communications Letters*, v. 9, n. 1, p. 40 – 42, Jan. 2005.

NGUYEN, H.; ANDERSEN, J.; PEDERSEN, G.; KYRITSI, P.; EGGERS, P. Time reversal in wireless communications: a measurement-based investigation. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 5, n. 8, p. 2242–2252, Aug. 2006. ISSN 1536-1276.

NGUYEN, H. T.; KOVÁCS, I. Z.; EGGERS, P. C. F. A time reversal transmission approach for multiuser UWB communications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 54, n. 11, p. 3216 – 3224, Nov. 2006.

NIKOOKAR, H.; PRASAD, R. *Introduction to Ultra Wideband for Wireless Communications*. [S.l.]: Springer Publishing Company, Incorporated, 2008.

OSD/DARPA. *Assessment of Ultra-Wideband (UWB) Technology*. Contract No. DAAH01-88-C-0131, ARPA Order 6049, July 13 1990.

PARIHAR, A.; LAMPE, L.; SCHÖBER, R.; LEUNG, C. Equalization for DS-UWB systems-part I: BPSK modulation. *IEEE Transactions on Communications*, v. 55, n. 6, p. 1164 – 1173, Jun. 2007.

PETERSEN, K. B.; PEDERSEN, M. S. *The Matrix Cookbook*. Technical University of Denmark, oct 2008. Version 20081110. Disponível em: <<http://www2.imm.dtu.dk/pubdb/p.php?3274>>.

QIU, R. C.; ZHOU, C.; GUO, N.; ZHANG, J. Q. Time reversal with MISO for ultrawideband communications: Experimental results. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 5, n. 1, p. 269 – 273, Dec. 2006.

QIYUE, Z.; TARIGHAT, A.; SAYED, A. Performance analysis of multiband OFDM UWB communications with application to range improvement. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 56, n. 6, p. 3864–3878, Nov. 2007. ISSN 0018-9545.

ROSS, G. F.; ROBBINS, K. W. *Base-band radiation and reception systems*. June 12, 1973. U.S. Patent 3,739,392.

SALEH, A.; VALENZUELA, R. A. A statistical model for indoor multipath propagation. *IEEE J. Selected Areas Comm.*, v. 5, n. 2, p. 128–137, Feb. 1987.

SIFFERLEN, J.; SONG, H.; HODGKISS, W.; KUPERMAN, W.; STEVENSON, J. An iterative equalization and decoding approach for underwater acoustic communication. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, v. 33, n. 2, p. 182–197, April 2008. ISSN 0364-9059.

Sigma. *UWB-over-Coax for Home AV Networks*. 2010. [Online] Disponível: <http://www.sigmadesigns.com/>.

SONG, H. C.; HODGKISS, W. S.; KUPERMAN, W. A.; STEVENSON, M.; AKAL, T. Improvement of time-reversal communications using adaptive channel equalizers. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, v. 31, n. 2, p. 487 – 496, Apr. 2006.

STROHMER, T.; EMAMI, M.; HANSEN, J.; PAPANICOLAOU, G.; PAULRAJ, A. J. Application of time-reversal with MMSE equalizer to UWB communications. In: *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '04)*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 5, p. 3123–3127.

- TOMLINSON, M. New automatic equaliser employing modulo arithmetic. *Electronics Letters*, v. 7, n. 5, p. 138–139, 25 1971. ISSN 0013-5194.
- TORABI, E.; MIETZNER, J.; SCHOBER, R. Pre-equalization for pre-rake MISO DS-UWB systems. In: *IEEE International Conference on Communications, ICC '08*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 4861–4866.
- TORABI, E.; MIETZNER, J.; SCHOBER, R. Pre-equalization for MISO DS-UWB systems with pre-rake combining. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 8, n. 3, p. 1295–1307, March 2009. ISSN 1536-1276.
- UBAIDULLA, P.; CHOCKALINGAM, A. Robust tomlinson-harashima precoders for multiuser MISO downlink with imperfect CSI. *Wireless Personal Communications Journal*, Springer, April 2009.
- USB-IF. *Wireless USB from the USB-IF*. 2010. [Online] Disponível: <http://www.usb.org/developers/wusb/>.
- VOJCIC, B.; JANG, W. M. Transmitter precoding in synchronous multiuser communications. *IEEE Transactions on Communications*, v. 46, n. 10, p. 1346–1355, Oct 1998. ISSN 0090-6778.
- WIESEL, A.; ELDAR, Y.; SHAMAI, S. Zero-forcing precoding and generalized inverses. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 56, n. 9, p. 4409–4418, Sept. 2008. ISSN 1053-587X.
- WINDPASSINGER, C.; FISCHER, R.; VENCEL, T.; HUBER, J. Precoding in multiantenna and multiuser communications. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 3, n. 4, p. 1305–1316, July 2004.
- WITRISAL, K.; LEUS, G.; JANSSEN, G.; PAUSINI, M.; TROESCH, F.; ZASOWSKI, T.; ROMME, J. Noncoherent ultra-wideband systems. *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 26, n. 4, p. 48–66, July 2009.
- WU, W.-D.; LEE, C.-C.; WANG, C.-H.; CHAO, C. c. Signal-to-interference-plus-noise ratio analysis for direct-sequence ultra-wideband systems in generalized Saleh-Valenzuela channels. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, v. 1, n. 3, p. 483–497, Oct. 2007.
- YANG, L.; GIANNAKIS, G. B. Ultra-wideband communications: an idea whose time has come. *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 21, n. 6, p. 26–54, Nov. 2004.
- ZHANG, J.; ORLIK, P. V.; SAHINOGLU, Z.; MOLISCH, A. F.; KINNEY, P. UWB systems for wireless sensor networks. *Proceedings of the IEEE*, v. 97, n. 2, p. 313–331, Feb. 2009. ISSN 0018-9219.
- ZHIWEI, L.; XIAOMING, P.; PNG, K. B.; CHIN, F. Kronecker modeling for correlated shadowing in UWB MIMO channels. In: *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC 2007)*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1583–1587.
- ZHOU, C.; GUO, N.; SADLER, B. M.; QIU, R. C. Performance study on time reversed impulse MIMO for UWB communications based on measured spatial UWB channels. In: *IEEE Military Communications Conference (MILCOM 2007)*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–6.

Apêndice A - Obtenção dos Coeficientes do DFE

O sinal equalizado antes do decisor no filtro DFE da Figura 3.2 é dado por

$$\hat{b}_n = \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q y_{n-q} - \sum_{v=1}^{N_{FB}} d_v \tilde{b}_{n-v-\Delta}, \quad (\text{A.1})$$

Da Equação (3.15), \hat{b}_n pode ser escrito como

$$\hat{b}_n = \sum_{p=-\infty}^{\infty} f_p b_{n-p} + \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q z'_{n-q} - \sum_{v=1}^{N_{FB}} d_v \tilde{b}_{n-v-\Delta}. \quad (\text{A.2})$$

O primeiro somatório da Equação (A.2) pode ser desmembrado, tal que

$$\begin{aligned} \hat{b}_n = & \sum_{p=-\infty}^{\Delta} f_p b_{n-p} + \sum_{p=\Delta+1}^{\Delta+N_{FB}} f_p b_{n-p} + \sum_{p=\Delta+N_{FB}+1}^{\infty} f_p b_{n-p} \\ & + \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q z'_{n-q} - \sum_{v=1}^{N_{FB}} d_v \tilde{b}_{n-v-\Delta}. \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Substituindo $v = p - \Delta$ no segundo somatório de (A.3), tem-se

$$\begin{aligned} \hat{b}_n = & \sum_{p=-\infty}^{\Delta} f_p b_{n-p} + \sum_{v=1}^{N_{FB}} f_{v+\Delta} b_{n-v-\Delta} + \sum_{p=\Delta+N_{FB}+1}^{\infty} f_p b_{n-p} \\ & + \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q z'_{n-q} - \sum_{v=1}^{N_{FB}} d_v b_{n-v-\Delta}. \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

Note que se os coeficientes do filtro de realimentação forem tais que

$$d_v = f_{v+\Delta} = \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q x'_{v+\Delta-q}, \quad v = 1, 2, \dots, N_{FB}, \quad (\text{A.5})$$

então o segundo e o último somatório em (A.4) se anulam, ou seja, caso não haja erros de estimação, o filtro de realimentação elimina os N_{FB} primeiros termos da ISI pós-cursora.

Substituindo (A.5) em (A.1), verifica-se que

$$\begin{aligned}\hat{b}_n &= \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q y_{n-q} - \sum_{v=1}^{N_{FB}} \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q x'_{v+\Delta-q} b_{n-v-\Delta} \\ &= \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q \left(y_{n-q} - \sum_{v=1}^{N_{FB}} c_q x'_{v+\Delta-q} b_{n-v-\Delta} \right).\end{aligned}\quad (\text{A.6})$$

A solução de Wiener-Hopf para os coeficientes do filtro de alimentação direta (BENVENUTO; CHERUBINI, 2002) é dada por

$$\mathbf{c} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}, \quad (\text{A.7})$$

onde, para coeficientes reais

$$\mathbf{p}_\ell = \mathbb{E} \left[b_{n-\Delta} \left(y'_{n-\ell} - \sum_{v=1}^{N_{FB}} x'_{v+\Delta-\ell} b_{n-v-\Delta} \right) \right], \quad \ell = 0, 1, \dots, N_{FF} - 1 \quad (\text{A.8})$$

e,

$$\mathbf{R}_{\ell,q} = \mathbb{E} \left[\left(y'_{n-q} - \sum_{v=1}^{N_{FB}} x'_{v+\Delta-q} b_{n-v-\Delta} \right) \left(y'_{n-\ell} - \sum_{u=1}^{N_{FB}} x'_{u+\Delta-\ell} b_{n-u-\Delta} \right) \right],$$

$$\ell, q = 0, 1, \dots, N_{FF} - 1. \quad (\text{A.9})$$

As esperanças para a obtenção de \mathbf{p} e \mathbf{R} são calculadas a seguir

$$\begin{aligned}\mathbf{p}_\ell &= \mathbb{E} \left[b_{n-\Delta} \left(y'_{n-\ell} - \sum_{v=1}^{N_{FB}} x'_{v+\Delta-\ell} b_{n-v-\Delta} \right) \right] \\ &= \mathbb{E} \left[b_{n-\Delta} \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i x'_{n-i-\ell} + z_{n-\ell} \right] - \mathbb{E} \left[b_{n-\Delta} \left(\sum_{v=1}^{N_{FB}} x'_{v+\Delta-\ell} b_{n-v-\Delta} \right) \right] \\ &= x'_{n-(n-\Delta)-\ell} = x'_{\Delta-\ell}, \quad \ell = 0, 1, \dots, N_{FF} - 1\end{aligned}\quad (\text{A.10})$$

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{\ell,q} &= \mathbb{E} \left[\left(y'_{n-q} - \sum_{v=1}^{N_{FB}} x'_{v+\Delta-q} b_{n-v-\Delta} \right) \left(y'_{n-\ell} - \sum_{u=1}^{N_{FB}} x'_{u+\Delta-\ell} b_{n-u-\Delta} \right) \right] \\ &= \underbrace{\mathbb{E} [y'_{n-q} y'_{n-\ell}]}_{\mathbb{E}_1} - \underbrace{\mathbb{E} \left[y'_{n-q} \left(\sum_{v=1}^{N_{FB}} x'_{v+\Delta-\ell} b_{n-v-\Delta} \right) \right]}_{\mathbb{E}_2} - \\ &\quad \underbrace{\mathbb{E} \left[y'_{n-\ell} \left(\sum_{u=1}^{N_{FB}} x'_{u+\Delta-q} b_{n-u-\Delta} \right) \right]}_{\mathbb{E}_3} + \\ &\quad \underbrace{\mathbb{E} \left[\left(\sum_{v=1}^{N_{FB}} x'_{v+\Delta-q} b_{n-v-\Delta} \right) \left(\sum_{u=1}^{N_{FB}} x'_{u+\Delta-\ell} b_{n-u-\Delta} \right) \right]}_{\mathbb{E}_4}\end{aligned}\quad (\text{A.11})$$

$$\begin{aligned}
 \mathbb{E}_1 &= \mathbb{E} \left[\left(\sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i x'_{n-i-q} + z'_{n-q} \right) \left(\sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i x'_{n-i-\ell} + z'_{n-\ell} \right) \right] \\
 &= \mathbb{E} \left[\left(\sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i x'_{n-i-q} \right) \left(\sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j x'_{n-j-\ell} \right) \right] + \mathbb{E} [z'_{n-q} z'_{n-\ell}] \\
 &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} x'_{n-i-q} x'_{n-i-\ell} + \sigma_z^2 \delta [q - \ell] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x'_i x'_{i-(\ell-q)} + \sigma^2 \delta [q - \ell]. \quad (\text{A.12})
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbb{E}_2 &= \mathbb{E} \left[\left(\sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i x'_{n-i-q} \right) \left(\sum_{v=1}^{N_{FB}} x'_{v+\Delta-\ell} b_{n-v-\Delta} \right) \right] + \\
 &\quad + \mathbb{E} \left[z'_{n-q} \left(\sum_{v=1}^{N_{FB}} x'_{v+\Delta-\ell} b_{n-v-\Delta} \right) \right] \\
 &= \sum_{v=1}^{N_{FB}} x'_{v+\Delta-q} x'_{v+\Delta-\ell} = \mathbb{E}_3. \quad (\text{A.13})
 \end{aligned}$$

$$\mathbb{E}_4 = \sum_{v=1}^{N_{FB}} x'_{v+\Delta-q} x'_{v+\Delta-\ell}. \quad (\text{A.14})$$

Note que $\mathbb{E}_2 = \mathbb{E}_3 = \mathbb{E}_4$. Logo,

$$\mathbf{R}_{\ell,q} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x'_i x'_{i-(\ell-q)} - \sum_{v=1}^{N_{FB}} x'_{v+\Delta-q} x'_{v+\Delta-\ell} + \sigma^2 \delta [q - \ell]. \quad (\text{A.15})$$

Apêndice B – Curvas BER *versus* L_C sem Erros de Estimação da CIR

Esse apêndice apresenta os resultados de BER *versus* L_C do Capítulo 4, considerando resposta impulsiva do canal sem ruído de estimação. Pode-se observar a tendência de mesmo desempenho assintótico para os esquemas MMSE e CLS.

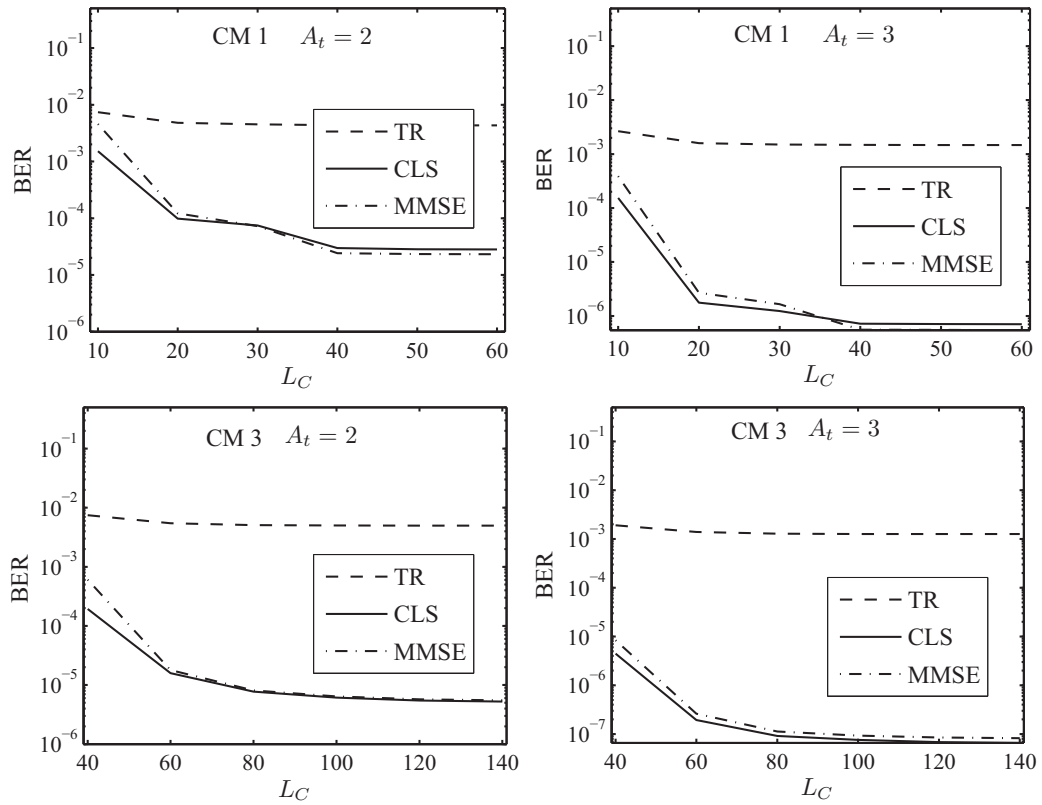


Figura B.1: BER x L_C sem ruído de estimação para configuração Bw_1 .

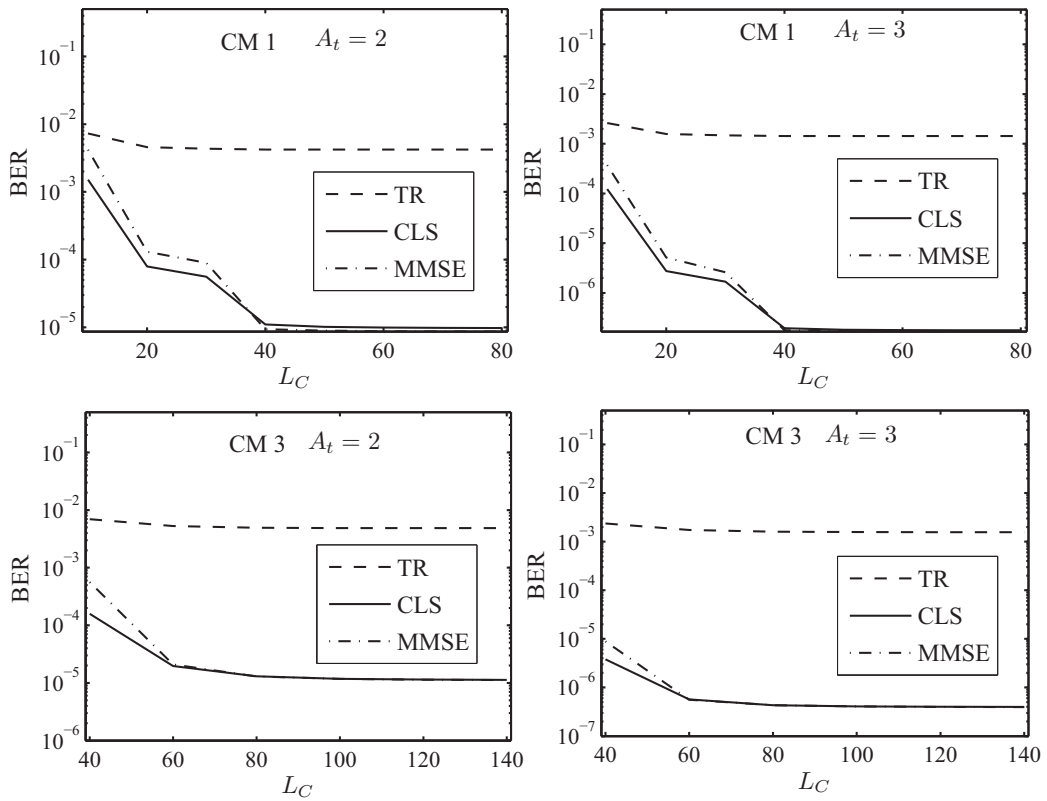


Figura B.2: BER x L_C sem ruído de estimação para configuração Bw_2 .

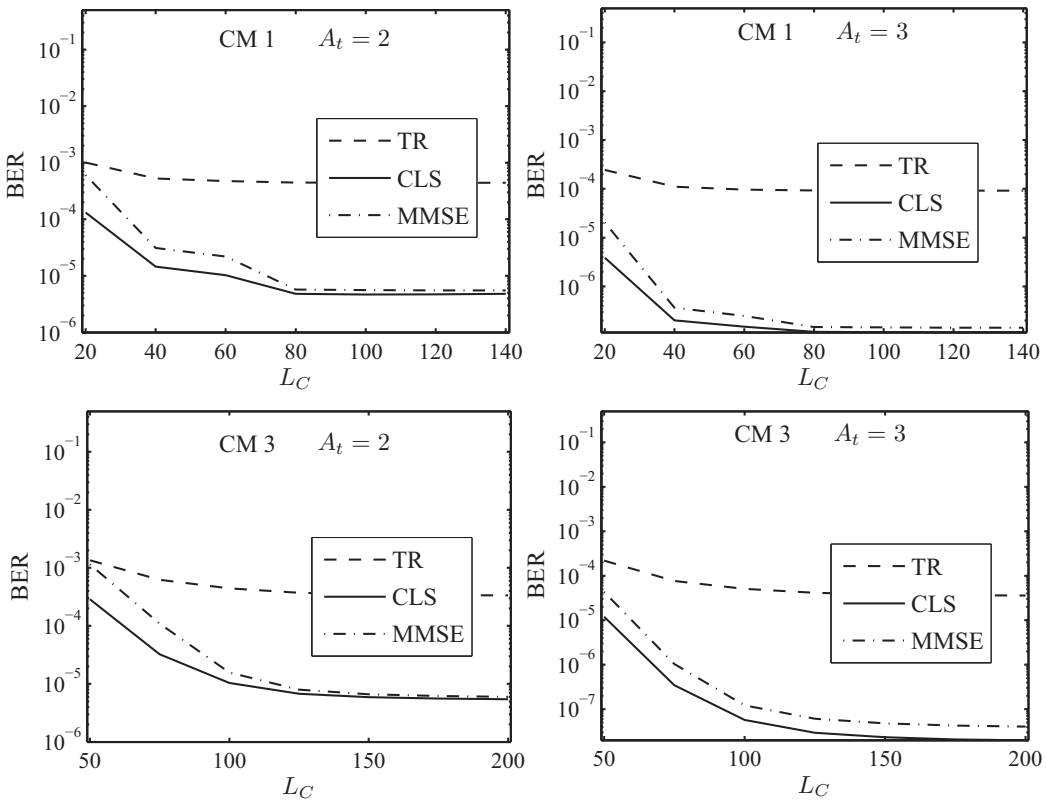


Figura B.3: BER x L_C sem ruído de estimação para configuração Bw_3 .

Apêndice C – Cálculo dos vetores \mathbf{b}_n e \mathbf{b}_n^\top na Seção 5.3.3

De (5.42),

$$\mathbb{E} [\mathbf{b}_n^\top \mathbf{B}_c^\top] = \mathbf{d}_n^\top, \quad (\text{C.1})$$

onde

$$\mathbf{b}_n = \begin{bmatrix} b_n^1 \\ b_n^2 \\ \vdots \\ b_n^U \end{bmatrix} \quad (\text{C.2})$$

e

$$\mathbf{B}_c^\top = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{1,n}^\top \cdots \mathbf{b}_{U,n}^\top & \mathbf{0}_{1 \times U \cdot p} & \cdots & \mathbf{0}_{1 \times U \cdot p} \\ \mathbf{0}_{1 \times U \cdot p} & \mathbf{b}_{1,n}^\top \cdots \mathbf{b}_{U,n}^\top & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0}_{1 \times U \cdot p} \\ \mathbf{0}_{1 \times U \cdot p} & \cdots & \mathbf{0}_{1 \times U \cdot p} & \mathbf{b}_{1,n}^\top \cdots \mathbf{b}_{U,n}^\top \end{bmatrix}. \quad (\text{C.3})$$

A esperança do produto entre \mathbf{b}_n^\top e o primeiro bloco de colunas de \mathbf{B}_c^\top é dado por

$$\begin{aligned} & \mathbb{E} \left\{ \mathbf{b}_n^\top \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{1,n}^\top \cdots \mathbf{b}_{U,n}^\top \\ \mathbf{0}_{1 \times U \cdot p} \\ \vdots \\ \mathbf{0}_{1 \times U \cdot p} \end{bmatrix} \right\} = \\ & \mathbb{E} \left[\begin{bmatrix} b_n^1 & b_n^2 & \cdots & b_n^U \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_{n+L_\gamma-1}^1 \cdots b_n^1 \cdots b_{n-L_C+1}^1 & \cdots & b_{n+L_\gamma-1}^U \cdots b_n^U \cdots b_{n-L_C+1}^U \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ & & \vdots & & & & \vdots & & & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \right] = \\ & \begin{bmatrix} \underbrace{(0 \cdots 1 \cdots 0)}_{p \text{ elementos}} & (0 \cdots 0 \cdots 0) & \cdots & (0 \cdots 0 \cdots 0) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (\text{C.4})$$

Similarmente,

$$\mathbb{E} \left\{ \mathbf{b}_n^T \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{1 \times U \cdot p} \\ \mathbf{b}_{1,n}^T \cdots \mathbf{b}_{U,n}^T \\ \vdots \\ \mathbf{0}_{1 \times U \cdot p} \end{bmatrix} \right\} = \left[(0 \cdots 0 \cdots 0) \underbrace{(0 \cdots 1 \cdots 0)}_{p \text{ elementos}} \cdots (0 \cdots 0 \cdots 0) \right], \quad (\text{C.5})$$

e assim por diante. Portanto, a Equação (C.1) é satisfeita.

Com isso, pode-se concluir também que

$$\mathbb{E} [\mathbf{B}_c \mathbf{b}_n] = \mathbf{d}_n, \quad (\text{C.6})$$

conforme considerado na Equação (5.45).

Anexo A – Artigo Publicado

Artigo “Performance Analysis of a Single-User MISO Ultra-Wideband Time Reversal System with DFE” aceito para publicação no periódico *Telecommunication Systems Journal – Modelling, Analysis, Design and Management*; Springer US.

Performance analysis of a single-user MISO ultra-wideband time reversal system with DFE

Bruno A. Angélico · Phillip M.S. Burt ·
Paul Jean E. Jeszensky · William S. Hodgkiss ·
Taufik Abrão

© Springer Science+Business Media, LLC 2010

Abstract This paper presents an analysis of the performance of a baseband multiple-input single-output (MISO) time reversal ultra-wideband system (TR-UWB) incorporating a symbol spaced decision feedback equalizer (DFE). A semi-analytical performance analysis based on a Gaussian approach is considered, which matched well with simulation results, even for the DFE case. The channel model adopted is based on the IEEE 802.15.3a model, considering correlated shadowing across antenna elements. In order to provide a more realistic analysis, channel estimation errors are considered for the design of the TR filter. A guideline for the choice of equalizer length is provided. The results show that the system's performance improves with an increase in the number of transmit antennas and when a symbol spaced

equalizer is used with a relatively small number of taps compared to the number of resolvable paths in the channel impulse response. Moreover, it is possible to conclude that due to the time reversal scheme, the error propagation in the DFE does not play a role in the system's performance.

Keywords DFE · MISO · Time reversal · UWB

1 Introduction

Ultra-wideband has been considered as a promising solution for short distance high data rate communications, such as wireless personal area networks and sensor networks applications [1, 10, 12, 18]. Due to the very large bandwidths typically used, the UWB channel is characterized by a dense multipath environment. In order to effectively capture the energy spread over the multipath components, the transmit based time reversal (TR) technique (sometimes called Pre-Rake) has been investigated [4, 6, 9, 11, 20]. In baseband time reversal, the channel impulse response (CIR) is estimated from a probe signal, and the data is convolved with the complex conjugate time reversed version of the estimated CIR (namely, time reversal coefficients) prior to transmission. TR-based UWB transmission can provide intersymbol interference (ISI) mitigation by reducing the delay spread of the channel, and also co-channel interference rejection by focusing the signal on the point of interest. TR is based on the channel reciprocity, which was verified experimentally in [11] for a particular UWB environment.

Using a transmitter-based time reversal scheme, most of the computational complexity is transferred from the receiver to the transmitter side, which makes it possible to have relatively low-complexity receivers. However, for high transmission rates, the residual ISI still will degrade the system

Part of this work was presented in the ISSSTA'08 conference.

B.A. Angélico · P.M.S. Burt · P.J.E. Jeszensky
Dept. of Telecomm. and Control Engineering,
Escola Politécnica of the University of São Paulo, São Paulo,
Brazil

B.A. Angélico
e-mail: angelico@lcs.poli.usp.br

P.M.S. Burt
e-mail: phillip@lcs.poli.usp.br

P.J.E. Jeszensky
e-mail: pjj@lcs.poli.usp.br

W.S. Hodgkiss
Dept. of Electrical & Computer Engineering,
University of California San Diego, San Diego, USA
e-mail: whodgkiss@ucsd.edu

T. Abrão (✉)
Dept. of Electrical Engineering, State University of Londrina,
Londrina, Brazil
e-mail: taufik@uel.br

Published online: 19 March 2010

 Springer

performance, since the equivalent channel impulse response after TR¹ is not a delta function. In order to handle such impairment, a receiver based channel equalization scheme can be employed with fewer taps than that used without TR [14, 15].

In [11] the authors found that, in a particular MISO UWB environment, an antenna spacing of 20 cm is sufficient such that there is practically no correlation between antennas. Based on channel measurements presented in [7], reference [19] stated that, due to high resolution in space and time, the small scale fading may be considered as uncorrelated, but the large scale shadowing term is moderately correlated, depending on the spacing between antennas. Thus, a modification of the IEEE 802.15.3a channel model for a MIMO system, that takes into account the large scale fading correlation across antennas, is proposed in [19]. This work considers an equivalent baseband time reversal system with imperfect channel estimation, single and multiple transmit antennas, and channel equalization at the receiver side. The transmission is from an access point with relatively good computational capacity to a lower complexity device with hardware constraints. When the number of transmit antennas $N_t > 1$, it is assumed that the small scale fading components across antennas are independent, but the shadowing factors are correlated, according to the method in [19]. No coding is used, and perfect timing is assumed at the receiver. In [2], a simplified version of this paper, considering uncorrelated CIR across antennas and perfect channel estimation at the transmitter is presented.

The main contribution of this paper can be summarized as: a bit error rate (BER) performance comparison between single user TR-UWB system incorporating a DFE and a conventional TR-UWB scheme under realistic channel scenarios, different number of antennas and transmission rates, is presented; a guideline for the choice of equalizer length in different scenarios and configurations is provided. Monte Carlo simulation and semi-analytical method are considered. The rest of paper has the following organization: channel and system models are presented in Sect. 2. Section 3 describes the signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR) analysis, while Sect. 4 shows the system configuration and the performance results. Finally the main conclusions are summarized in Sect. 5.

2 Channel and system model

This section describes the channel and system considerations that are going to be used throughout the text. A baseband discrete-time representation is considered.

¹The term equivalent CIR refers to the convolution between the TR coefficients and the original CIR. In a MISO system, it is the summation of the resultant convolutions from each transmit antenna element.

2.1 IEEE 802.15.3a channel model

The IEEE 802.15.3a Channel Model [5, 8], is basically a modified version of the Saleh-Valenzuela model [13], where multipath components (MPCs) arrive at the receiver in clusters. Cluster arrivals are Poisson distributed with rate Λ . The ray arrivals within each cluster are also a Poisson process with rate $\lambda > \Lambda$. The arrival time of the ℓ_1 th cluster is denoted by τ_{ℓ_1} , and the arrival time of the ℓ_2 th ray within the ℓ_1 th cluster by τ_{ℓ_1, ℓ_2} . The channel coefficient gain β_{ℓ_1, ℓ_2} is described by a log-normal distribution and its phase has only values 0 or π with equal probability. Four scenarios were proposed: CM1—based on line of sight (LOS) 0 to 4 m length, CM2—based on non-LOS (NLOS) 0 to 4 m, CM3—based on NLOS 4 to 10 m, and CM4 based on an extreme NLOS environment. The present work considers the CM1 and CM3 scenarios. One multipath channel realization for the k th antenna consists of

$$h^k(t) = \chi^k \sum_{\ell_1=0}^{L_1-1} \sum_{\ell_2=0}^{L_2-1} \beta_{\ell_1, \ell_2}^k \delta(t - \tau_{\ell_1}^k - \tau_{\ell_1, \ell_2}^k), \quad (1)$$

where L_1 and L_2 are the number of clusters and the number of rays within a cluster, respectively, $\delta(\cdot)$ is the Dirac delta function, and χ^k represents the log-normal shadowing term

$$\chi^k = 10^{\frac{\sigma_x}{20} w^k}, \quad (2)$$

associated with the Gaussian random variable (r.v.) w^k , where $\sigma_x = 3$ dB stands for the log-normal shadowing standard deviation, according to [5]. The CIR described above is not a baseband complex tap model and its associated arrival times and amplitudes are continuous variables.

2.2 Discrete-time baseband channel

In this paper, a baseband signal analysis is adopted. Thus, since the IEEE 802.15.3a channel model is a bandpass model, its complex baseband version must be generated. The discrete-time baseband channel impulse response, $\{h_m^k\}_{m=0}^{L-1}$, with length L , including the transmit pulse shape $g_T(t)$, and its matched pulse shape filter at the receiver, $g_R(t)$, can be obtained by [17]

$$\begin{aligned} h_m^k &= \int_{-\infty}^{\infty} p(mT - t) h^k(t) e^{-j\omega_c t} dt \\ &= \chi^k \sum_{\ell_1=0}^{L_1-1} \sum_{\ell_2=0}^{L_2-1} p(t - \tau_{\ell_1}^k - \tau_{\ell_1, \ell_2}^k) \\ &\quad \times \beta_{\ell_1, \ell_2}^k e^{-j\omega_c(\tau_{\ell_1}^k + \tau_{\ell_1, \ell_2}^k)}, \end{aligned} \quad (3)$$

where T is the reciprocal of the symbol rate, $p(t) = g_T(t) * g_R(t)$, with $*$ denoting convolution. The pulse $g_T(t)$ has a

square-root raised-cosine (RRC) shape. Here, parameter T is used for the pulse generation, but the effective symbol rate is controlled by the space between consecutive symbols, $T_s = \kappa T$, where κ is an integer.

A recent modification of the IEEE 802.15.3a channel model that includes a correlation factor on shadowing factor, χ^k , among different antennas in a MIMO UWB system was proposed in [19]. In [16], the shadowing correlation between two transmit antennas was considered for the analysis of a MISO DS-UWB system. Let $\mathbf{x} = [\chi_1 \chi_2 \cdots \chi_{A_t}]^T$ be the vector of log-normal shadowing random variables with transmit correlation matrix, given by $\mathbf{R}_x = [\rho_{\chi^k, \chi^j}]_{A_t \times A_t}$, where ρ_{χ^k, χ^j} represents the spatial correlation coefficient between the k th and j th transmit antenna elements, and $\{\cdot\}^T$ is the transpose operator. The idea in [19] was to find a relation between the correlation coefficient for the log-normal variables, χ^k , and their corresponding Gaussian distributed variables, w^k . Such a relation is given by

$$\rho_{w^k, w^j} = \frac{1}{\xi^2 \sigma_x^2} \ln \left\{ \left(e^{\xi^2 \sigma_x^2} - 1 \right) \rho_{\chi^k, \chi^j} + 1 \right\};$$

$$\xi = \ln(10) / 20. \tag{4}$$

After this transformation, the corresponding Gaussian correlation matrix $\mathbf{R}_w = [\rho_{w^k, w^j}]_{A_t \times A_t}$ is generated. Hence, the vector of correlated Gaussian random variables, $\mathbf{w} = [w_1 \ w_2 \ \cdots \ w_{A_t}]^T$, is obtained as

$$\mathbf{w} = (\mathbf{R}_w)^{1/2} \mathbf{w}^{(u)}, \tag{5}$$

where $\mathbf{w}^{(u)}$ is a random real-valued i.i.d. Gaussian vector. Thus, the components of the corresponding log-normal correlated shadowing vector are obtained according to (2). Based on the measurement campaign in [19], the correlation matrix for the three antenna case is given by

$$\mathbf{R}_x = \begin{bmatrix} 1 & 0.86 & 0.54 \\ 0.86 & 1 & 0.86 \\ 0.54 & 0.86 & 1 \end{bmatrix}. \tag{6}$$

The resultant discrete-time complex baseband channel impulse response with time resolution T and length L , can be rewritten as

$$h_m^k = \sum_{\ell=0}^{L-1} \alpha_\ell^k \delta_{m-\ell}. \tag{7}$$

where α_ℓ^k represents the complex channel coefficient on the ℓ th resolvable path of the k th antenna, including the associated correlated shadowing term, and $\delta[\cdot]$ is the Kronecker delta function. Note that the pulse shape filter already is included in the discrete-time baseband CIR, as represented in (3). A similar approach for the CIR is considered in [16].

2.3 Time reversal coefficients

Due to the large number of resolvable paths, the CIR on each antenna is truncated for obtaining the TR coefficients. The criterion for this truncation is illustrated in Fig. 1. The normalized power delay profile (PDP) does not take into account the interval (zero samples) before the first significant path. Mainly in the scenario CM3, there might exist a relative delay between the first significant path on each antenna element. However, such a delay must be reinserted on the channel estimates in order to properly combine the components from each antenna. As the original channel model does not consider multiple antennas, the maximum relative delay among CIRs was fixed at 2.505 ns, which corresponds to five times the channel resolution.

Moreover, the time reversal coefficients are obtained considering estimate errors. The method for generating CIR estimation errors is based on [4]. A sequence of N_P probe pulses with repetition period longer than the maximum effective delay spread of the channel, τ_{ef} , is transmitted from the receiver to the transmitter side. Assuming perfect synchronization, the N_P CIR estimates on each antenna are coherently averaged. If the double-sided power spectral density of additive white Gaussian noise (AWGN) per antenna is given by $N_0/2$, the signal-to-noise ratio per antenna can be defined as $SNR = \frac{E_b}{N_0}$, where E_b is the mean bit energy per antenna (the total energy transmitted is equal to $E_b N_i$). For a perfectly static channel during the frame period, the noisy estimated coefficients on the k th antenna, $\{\tilde{\alpha}_\ell^k\}_{\ell=0}^{L-1}$, are represented as

$$\tilde{\alpha}_\ell^k = \frac{1}{N_P} \sum_{n=1}^{N_P} \tilde{\alpha}_\ell^k(n) = \alpha_\ell^k + e_\ell, \tag{8}$$

where e_ℓ is a complex Gaussian r.v. that represents the noise of the imperfect channel estimation on the ℓ th resolvable

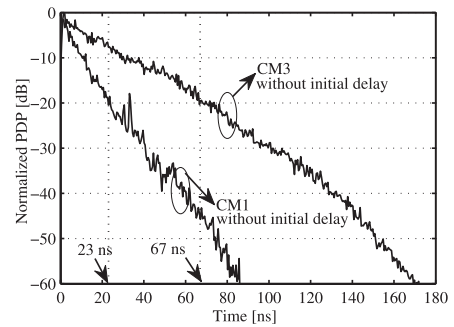


Fig. 1 Normalized PDP for CM1 and CM3, not considering the zero samples before the first significant path. A -20 dB criterion is chosen for the CIR truncation on each antenna

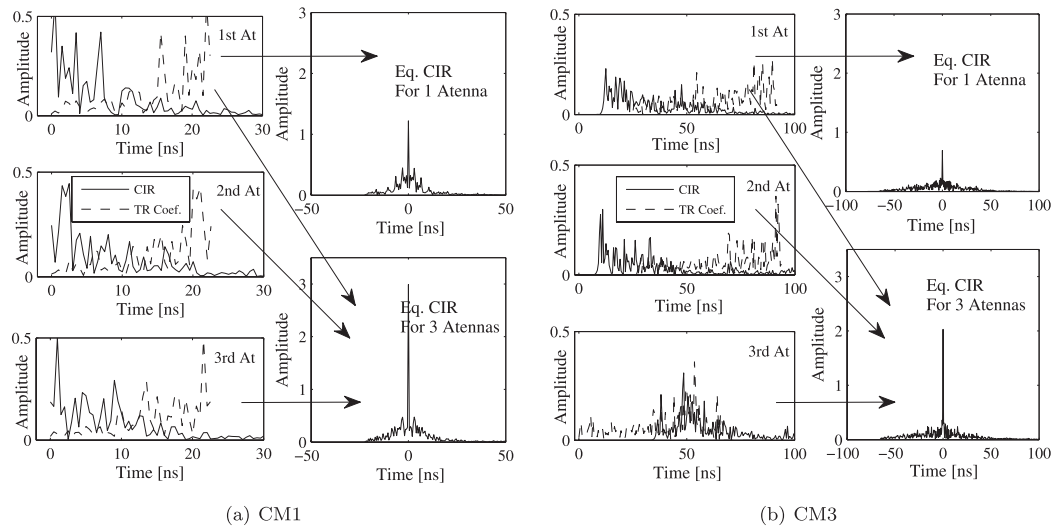


Fig. 2 Magnitude of the complex resampled CIR and compressed CIR after time reversal, for $SNR = 9$ dB and $N_p = 100$

path of the k th antenna element, with variance of the in-phase and quadrature components given by $\frac{N_0}{2N_p}$ [4].

The estimated discrete-time CIR after truncation is defined as \tilde{h}_m^k , with length L_C . Consequently, the associated time reversal coefficients are given by²

$$\gamma_m^k = C^k (\tilde{h}_{-m}^k)^*. \tag{9}$$

In this paper, $C^k = C$ is set to be equal for all the antenna elements, such that

$$C = \frac{N_t}{\sqrt{\sum_{k=1}^{N_t} \|\tilde{\mathbf{h}}^k\|_2^2}}, \tag{10}$$

with $\tilde{\mathbf{h}}^k = [\tilde{h}_0^k \dots \tilde{h}_{L_C-1}^k]$ being the discrete-time vector formed by the estimated channel taps on each antenna element. Note that the total energy of the normalized coefficients from all N_t antennas is normalized to N_t . Figure 2 illustrates an arbitrary realization of the discrete-time CIR, its estimated time reversal coefficients, and the compression of the CIR after TR, for the CM1 and CM3 channel scenarios, considering one and three transmit antennas, $SNR = 9$ dB, and $N_p = 100$ as in [4]. One can see that, even though the TR coefficients are not perfectly estimated and the shadowing terms across antennas are correlated, there still is tempo-

ral focusing, which is better for three antennas than for only one.

2.4 System model

A discrete-time single-user MISO TR-UWB system is considered, as shown in Fig. 3. Signals and systems are represented by their complex baseband equivalents. For antipodal binary signaling with symbols $b_i \in \{\pm 1\}$ and N_t transmit antennas, the signal to be transmitted on the k th antenna element is represented as

$$s_m^k = \sqrt{E_b} \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i \gamma_{m-i}^k. \tag{11}$$

The combined received signal from N_t transmit antennas is represented as

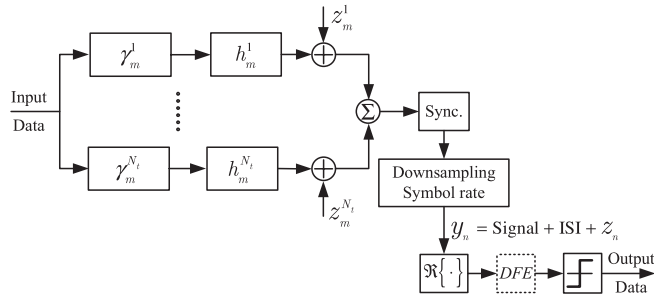
$$y_m = \sum_{k=1}^{N_t} s_m^k * h_m^k. \tag{12}$$

At the receiver, the equivalent channel impulse response, considering the time reversal procedure and the combination from all transmit antennas, is given by

$$x_m = \sqrt{E_b} \sum_{k=1}^{N_t} \gamma_m^k * h_m^k. \tag{13}$$

²For a causal representation, $\gamma_m^k = C^k (\tilde{h}_{L_C-m-1}^k)^*$ should have been assumed, but it does not change the theoretical results, because we are further considering that the index “0” represents the information timing in the mathematical representation.

Fig. 3 Equivalent discrete-time model. z_m^k represents the AWGN on the k th antenna



Assuming perfect synchronization, the output of the receive matched filter,³ downsampled at the effective symbol rate by a factor $\kappa = T_s/T$, is

$$y_n = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i x_{n-i} + z_n, \tag{14}$$

where z_n represents the discrete-time AWGN at the output of the matched filter. Note that, in this notation, the composite pulse $g_T(t) * g_R(t)$ appears twice in x_m , which creates a little additional ISI, that is mitigated due to the equalizer and also to the space between consecutive pulses. Assuming without loss of generality that the mean transmitted bit energy per antenna is normalized to $E_b = 1$, the variance of the z_n is given by $\sigma_z^2 = \frac{N_t}{2SNR}$.

3 Signal-to-interference-plus-noise ratio analysis and semi-analytical BER derivation

In this section, a *SINR* conditioned to a particular set of channel realizations is derived for the pure TR and TR with DFE cases. The instantaneous bit error rate associated with a particular *SINR* is obtained using a Gaussian approximation, and the average BER is obtained averaging a set of instantaneous BERs.

3.1 Pure time reversal

Equation (13) can be rewritten as

$$y_n = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_{n-i} x_i + z_n = \underbrace{b_n x_0}_{\text{Signal}} + \underbrace{\sum_{\substack{i=-\infty \\ i \neq 0}}^{\infty} b_{n-i} x_i}_{\text{ISI}} + \underbrace{z_n}_{\text{Noise}}, \tag{15}$$

³Note that the signal at this point is already combined.

where the notation x_0 represents the peak of the autocorrelation function x_i , assumed to be perfectly synchronized at the receiver. For this complex baseband representation with complex transmission, the imaginary part of x_0 at the receiver is not significant (x_0 is real for perfect channel estimation), while the residual ISI is still complex. The variance of the in-phase and quadrature components of z_n are given by $\sigma^2 = \frac{\sigma_z^2}{2} = \frac{N_t}{2SNR}$.

The decision variable is $V = \Re\{y_n\}$, where $\Re\{\cdot\}$ represents the real operator. If the information symbols are independent and identically distributed (i.i.d.), the signal-to-interference-plus-noise ratio conditioned on the j th set of channel realizations can be obtained as

$$SINR_{tr}^j = \frac{\Re\{x_0^j\}^2}{\sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} \Re\{x_v^j\}^2 + \sigma^2}. \tag{16}$$

3.2 Time reversal with DFE channel equalization

Due to the time reversal procedure, the real part of the signal of interest in (15) is more significant than the imaginary one (it is completely real for perfect channel knowledge at the access point). Therefore, the input of the equalizer can be set to $y_n' = \Re\{y_n\}$. The length of the feedforward (N_{FF}) plus the length of the feedback (N_{FB}) filter are considered to be smaller than the length of the equivalent CIR. Assuming that the decision delay of the DFE is Δ , the optimum taps of the feedforward, $\mathbf{c} = [c_0, c_1, \dots, c_{N_{FF}-1}]$, satisfy [3]

$$\mathbf{c} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}, \tag{17}$$

where

$$\begin{aligned} [\mathbf{R}]_{\ell,q} &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_i' x_{i-(\ell-q)}' \\ &\quad - \sum_{v=1}^{N_{FB}} x_{v+\Delta-q}' x_{v+\Delta-\ell}' + \sigma^2 \delta[q-\ell], \\ \ell, q &= 0, 1, \dots, N_{FF}-1, \end{aligned} \tag{18}$$

and

$$[p]_\ell = x_{\Delta-\ell}, \quad \ell = 0, 1, \dots, N_{FF} - 1. \quad (19)$$

Indeed, the first summation (18) extends from the first to the last non null element in the downsampled equivalent CIR, x_n .

On the other hand, for the feedback filter,

$$d_v = \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q x'_{v+\Delta-q}, \quad v = 1, 2, \dots, N_{FB}, \quad (20)$$

where $x'_i = \Re\{x_i\}$. The approach for evaluating the SINR considers that the equalizer length is not longer than the equivalent CIR. The equalized signal \hat{b}_n is given by

$$\hat{b}_n = \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q y'_{n-q} - \sum_{v=1}^{N_{FB}} d_v \tilde{b}_{n-v-\Delta}, \quad (21)$$

where $\tilde{b}_{n-\Delta}$ is the signal at the output of the detector delayed by Δ . Substituting $y'_{n-q} = \Re\{y_{n-q}\}$ into (21), it becomes

$$\begin{aligned} \hat{b}_n &= \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q \left(\sum_{i=-\infty}^{\infty} b_{n-q-i} x'_i + z'_{n-q} \right) - \sum_{v=1}^{N_{FB}} d_v \tilde{b}_{n-v-\Delta} \\ &= \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q x'_{p-q} b_{n-p} + \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q z'_{n-q} \\ &\quad - \sum_{v=1}^{N_{FB}} d_v \tilde{b}_{n-v-\Delta}, \end{aligned} \quad (22)$$

with $p = q + i$, and $z'_n = \Re\{z_n\}$. Defining

$$f_p = \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q x'_{p-q}, \quad (23)$$

(22) results in

$$\hat{b}_n = \sum_{p=-\infty}^{\infty} f_p b_{n-p} + \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q z'_{n-q} - \sum_{v=1}^{N_{FB}} d_v \tilde{b}_{n-v-\Delta}. \quad (24)$$

The first summation in (24) can be divided into four parts

$$\begin{aligned} \hat{b}_n &= f_\Delta b_{n-\Delta} + \sum_{p=-\infty}^{\Delta-1} f_p b_{n-p} + \sum_{p=\Delta+1}^{\Delta+N_{FB}} f_p b_{n-p} \\ &\quad + \sum_{p=\Delta+N_{FB}+1}^{\infty} f_p b_{n-p} + \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q z'_{n-q} \\ &\quad - \sum_{v=1}^{N_{FB}} d_v \tilde{b}_{n-v-\Delta}. \end{aligned} \quad (25)$$

Substituting $v = p - \Delta$ in the third term of the above equation, it results in

$$\begin{aligned} \hat{b}_n &= f_\Delta b_{n-\Delta} + \sum_{p=-\infty}^{\Delta-1} f_p b_{n-p} + \sum_{v=1}^{N_{FB}} f_{v+\Delta} b_{n-v-\Delta} \\ &= \sum_{p=\Delta+N_{FB}+1}^{\infty} f_p b_{n-p} + \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q z'_{n-q} - \sum_{v=1}^{N_{FB}} d_v \tilde{b}_{n-v-\Delta}. \end{aligned} \quad (26)$$

Assuming there are no feedback errors, $\tilde{b}_n = b_n$, the third and the last terms in (26) are canceled, since $d_v = f_{v+\Delta}$. Hence,

$$\begin{aligned} \hat{b}_n &= f_\Delta b_{n-\Delta} + \sum_{p=-\infty}^{\Delta-1} f_p b_{n-p} + \sum_{p=\Delta+N_{FB}+1}^{\infty} f_p b_{n-p} \\ &\quad + \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} c_q z'_{n-q}. \end{aligned} \quad (27)$$

The first term in (27) represents the desired signal, the second and the third are the residual ISI, while the last one is the resultant noise after equalization. The decision variable is given by $\mathcal{V} = \Re\{\hat{b}_n\} = \hat{b}_n$. Hence, the SINR conditioned to the j th set of channel realization is given by

$$\begin{aligned} SINR_{dfe}^j &= \{f_\Delta b_{n-\Delta}\}^2 / \left(\sum_{p=-\infty}^{\Delta-1} \{f_p^j\}^2 \right. \\ &\quad \left. + \sum_{p=\Delta+N_{FB}+1}^{\infty} \{f_p^j\}^2 + \sigma^2 \sum_{q=0}^{N_{FF}-1} \{c_q^j\}^2 \right). \end{aligned} \quad (28)$$

If the residual ISI in pure TR and TR with DFE cases are assumed to be Gaussian distributed, the bit error rate conditioned to the j th set of channel realizations can be written as

$$BER^j = Q\left(\sqrt{SINR^j}\right), \quad (29)$$

where $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_x^\infty e^{-y^2/2} dy$. Considering J sets of channel realizations, the average BER can be computed as

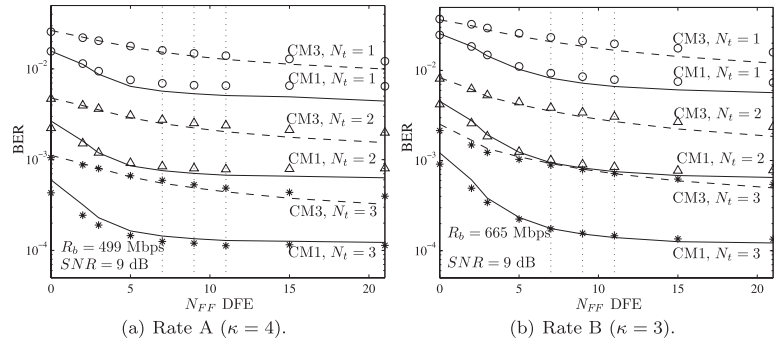
$$BER = \frac{1}{J} \sum_{j=0}^{J-1} BER^j. \quad (30)$$

4 System configuration and BER performance results

This section presents the performance of the system in terms of bit error rate, considering Monte Carlo simulation (MCS), and the semi-analytical (THEO) method derived in Sect. 3.

Performance analysis of a single-user MISO ultra-wideband time reversal system with DFE

Fig. 4 Average BER performance with variable number of taps, $N_P = 100$. Taps equal to 0 means absence of DFE. Markers indicate MCS while lines indicate semi-analytical results



The system configurations are described and a performance analysis is accomplished.

In the RRC pulse generation, the roll-off factor is equal to 0.3, and $T = 501$ ps. Two transmission rates are adopted: 499.0 Mbps ($\kappa = 4$ —Rate A), and 665.3 Mbps ($\kappa = 3$ —Rate B). The signal at the output of the matched filter is sampled at a rate equal to $1/T_s$. A carrier center frequency $f_c = 4.1$ GHz is considered. The channel is assumed to remain static during the CIR estimation period and the frame duration as well. As the pulse shape filter is already included in the channel coefficients h_m^k with time resolution T , the signal to be transmitted is generated by simply convolving the information symbols⁴ with the TR coefficients, and at the receiver, after synchronizing, the discrete-time sequence is sampled by a factor κ , resulting in the discrete-time signal y_n , with time resolution $T_s = \kappa T$ (effective symbol rate). The equivalent discrete-time simulation model is presented in Fig. 3. Depending on the SNR, between 1×10^3 and 3×10^4 different sets with N_t CIRs are chosen randomly from the 100 realizations proposed in [5] for the average BER calculation at each simulated SNR (or number of DFE taps) point. For each set, the CIRs are filtered, resampled, normalized, and new correlated shadowing factors are inserted, according to the method described in Sect. 2.2.

The decision feedback equalizer is implemented using the recursive least squares (RLS) algorithm with forgetting factor set to $\mu = 0.999$, taps spaced by T_s , and a training sequence overhead of duration equal to $T_{tr} = 1 \mu s$ at the beginning of each new frame. The length of the feedback filter is set as $N_{FB} = N_{FF} - 1$, and the decision delay is fixed to $\Delta = N_{FB}$. Assuming that the channel state information remains static during the frame length $T_f = 100 \mu s$, the training sequence corresponds to 1% of the frame length.⁵ If the channel remains static during the frame duration, the coef-

ficients of the equalizer can be fixed after training, reducing the computational complexity.

The results in Fig. 4 show the average BER performance of the equalizer as a function of the number of taps, for a fixed SNR = 9 dB. The number of probe pulses transmitted for the channel estimation is set to $N_P = 100$. It is possible to see that, at SNR = 9 dB, the performance gain with equalizer compared to the pure TR case is better in CM1 than in CM3. The BER performance practically saturates within 7 to 11 taps in most of the configurations, and the scenario CM3 requires a longer equalizer than the CM1.

From (28), it is possible to see that, when N_{FB} increases, the second term of the denominator in tends to zero, but due to the time focusing of TR, N_{FB} does not need to be much longer than 7 to 11 coefficients in the configurations considered, as shown in Fig. 4.

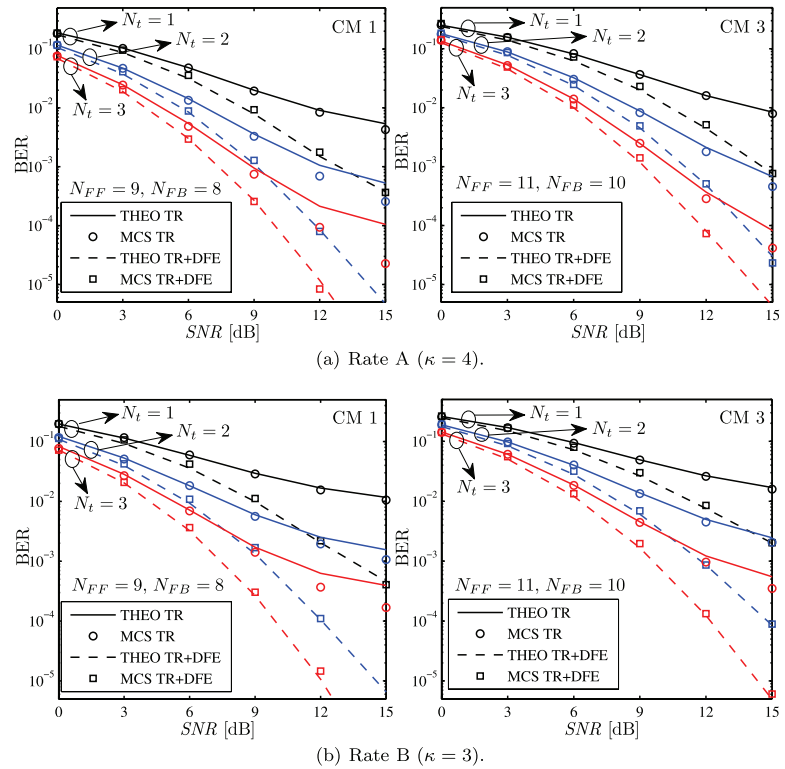
Figures 5 and 6 show the average BER performance results as a function of SNR, considering $N_P = 50$ and $N_P = 100$, respectively. Considering a relatively low-complexity receiver, it is desirable to keep the number of taps, $N_{FF} + N_{FB}$, as small as possible, but at the same time guaranteeing a good performance. Based on this, the number of equalizer taps is chosen as $N_{FF} = 9$ in CM1 and $N_{FF} = 11$ in CM3. As expected, the system performance improves with an increase in the number of antenna elements and when the equalizer is included. In addition to the better time focusing when the number of antennas increases (that also can be interpreted as better diversity gain), there is a gain in SNR (array gain) proportionally with the number of antennas. In both Rate A and Rate B configurations, the DFE has a better performance in scenario CM1 than in CM3. When two or three antennas and DFE are considered at the same time, the system has a good BER performance. In most of the cases considered, the semi-analytical and the MCS results are relatively close to each other, mainly for $SNR \leq 9$ dB.

According to the results in Figs. 4, 5 and 6, the propagation error of the DFE in those cases does not play a significant role in the BER performance, as it should do in a

⁴There are $(\kappa - 1)$ zero samples between each information symbol.

⁵For simulation purposes T_f is shorter than $100 \mu s$.

Fig. 5 Average BER performance as a function of SNR, with $N_P = 50$



more frequency selective channel. It can be explained by the time reversal procedure at the transmitter, which provides an energy concentration on the symbol timing (time focusing).

Table 1 shows the effective transmission rate, taking into account the training sequence and also the interval needed for estimating the channel, which depends on N_P . In this comparison, it was assumed that the effective maximum delay spread of the channel is equal to $\tau_{ef} = 50$ ns for CM1, and $\tau_{ef} = 140$ ns for CM3. The calculation is done considering the time within the frame duration not used for transmitting information, which is given by $T_{tr} + N_P \tau_{ef}$.

According to Sect. 2.3, the variance of the noise on the channel estimates is inversely proportional to the number of probe pulses, N_P , and directly proportional to the SNR. However, it is desirable to keep N_P as small as possible in order to increase the system throughput, as can be observed in Table 1. One can see from Figs. 5 and 6 that, in the cases analyzed, there is a small performance degradation when the channel estimation uses $N_P = 50$ rather than $N_P = 100$ probe pulses.

5 Conclusions

A performance analysis for a single-user MISO TR-UWB system with channel equalization has been presented. As an approximation, the channel is completely static during the channel estimation and frame duration intervals. The results showed that the number of antenna elements and the presence of a DFE play a significant role in system performance: the performance gets better when a symbol spaced DFE equalizer is employed and when the number of antennas increases, even for shadowing correlation across antennas. The semi-analytical results with Gaussian assumption represent a good approximation of the BER in the cases analyzed, especially for $SNR \leq 9$ dB. Even without perfect CIR estimation at the transmitter, the time reversal procedure still provides good temporal focusing. Results also have shown that, within the conditions considered in this paper, a relatively long DFE is not necessary to achieve a BER saturation. If the channel state information remains static during the CIR estimation and the frame duration, a relatively low error rate can be obtained when three transmit antennas are used together with a DFE for data rates up to 499.0 Mbps

Performance analysis of a single-user MISO ultra-wideband time reversal system with DFE

Fig. 6 Average BER performance as a function of SNR, with $N_p = 100$

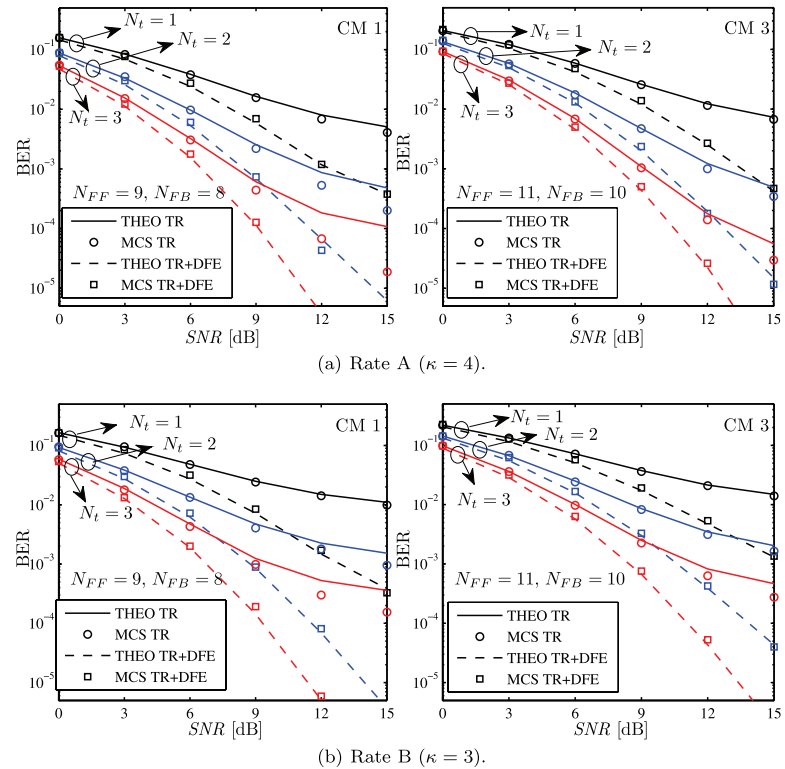


Table 1 Effective transmission rate

Config. rate—Mbps	N_p	Effective rate (Mbps)	
		CM1	CM3
A—499.0	100	469.1	424.2
B—665.3	100	625.4	565.5
A—499.0	50	481.5	459.1
B—665.3	50	642.0	612.1

or even 665.3 Mbps in the scenarios and configurations considered.

References

1. Aiello, G., & Rogerson, G. (2003). Ultra-wideband wireless systems. *Microwave Magazine, IEEE*, 4(2), 36–47.
2. Angélico, B. A., Burt, P. M. S., Jeszensky, P. J. E., Hodgkiss, W. S., & Abrão, T. (2008). Improvement of MISO single-user time reversal ultra-wideband using a DFE channel equalizer. In *10th IEEE international symposium on spread spectrum techniques and applications (ISSSTA'08)* (pp. 582–586).
3. Benvenuto, N., & Cherubini, G. (2002). *Algorithms for communications systems and their applications*. New York: Wiley.
4. Cao, W., Nallanathan, A., & Chai, C. C. (2007). Performance analysis of pre-rake DS UWB multiple access system under im-

perfect channel estimation. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 6(11), 3892–3896.

5. Foerster, J. R. (2002). *Channel modeling sub-committee report final*. IEEE P802.15-02/368r5-SG3a, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPAN).
6. Guo, N., Sadler, B. M., & Qiu, R. C. (2007). Reduced-complexity UWB time-reversal techniques and experimental results. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 6(12), 4221–4226.
7. Kunisch, J., & Pamp, J. (2002). Measurement results and modeling aspects for the UWB radio channel. In *IEEE conference on ultra wideband systems and technologies* (pp. 19–23).
8. Molisch, A. F., Foerster, J. R., & Pendergrass, M. (2003). Channel models for ultrawideband personal area networks. *IEEE Wireless Communications*, 10(6), 14–21.
9. Nguyen, H. T., Kovács, I. Z., & Eggers, P. C. F. (2006). A time reversal transmission approach for multiuser UWB communications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(11), 3216–3224.
10. Qiu, R., Liu, H., & Shen, X. (2005). Ultra-wideband for multiple access communications. *Communications Magazine, IEEE*, 43(2), 80–87.
11. Qiu, R. C., Zhou, C., Guo, N., & Zhang, J. Q. (2006). Time reversal with MISO for ultrawideband communications: experimental results. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 5(1), 269–273.
12. Roy, S., Foerster, J., Somayazulu, V., & Leeper, D. (2004). Ultrawideband radio design: the promise of high-speed, short-range wireless connectivity. *Proceedings of the IEEE*, 92(2), 295–311.

13. Saleh, A., & Valenzuela, R. A. (1987). A statistical model for indoor multipath propagation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 5(2), 128–137.
14. Song, H. C., Hodgkiss, W. S., Kuperman, W. A., Stevenson, M., & Akal, T. (2006). Improvement of time-reversal communications using adaptive channel equalizers. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 31(2), 487–496.
15. Strohmer, T., Emami, M., Hansen, J., Papanicolaou, G., & Paulraj, A. J. (2004). Application of time-reversal with MMSE equalizer to UWB communications. In *IEEE global telecommunications conference (GLOBECOM '04)* (vol. 5, pp. 3123–3127).
16. Torabi, E., Mietzner, J., & Schober, R. (2008). Pre-equalization for pre-rake MISO DS-UWB systems. In *IEEE international conference on communications (ICC '08)* (pp. 4861–4866).
17. Wu, W. D., Lee, C. C., Wang, C. H., & Chao, C., (2007). Signal-to-interference-plus-noise ratio analysis for direct-sequence ultra-wideband systems in generalized saleh-valenzuela channels. *Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal*, 1(3), 483–497.
18. Yang, L., & Giannakis, G. (2004). Ultra-wideband communications: an idea whose time has come. *Signal Processing Magazine, IEEE*, 21(6), 26–54.
19. Zhiwei, L., Xiaoming, P., Png, K. B., & Chin, F. (2007). Kronecker modeling for correlated shadowing in UWB MIMO channels. In *IEEE wireless communications and networking conference (WCNC 2007)* (pp. 1583–1587).
20. Zhou, C., Guo, N., Sadler, B. M., & Qiu, R. C. (2006). Performance study on time reversed impulse MIMO for UWB communications based on measured spatial UWB channels. In *IEEE military communications conference (MILCOM 2007)* (pp. 1–6).



Bruno A. Angélico received the B.S. in Electrical Engineering from State University of Londrina in 2003 and M.S. in Electrical Engineering from Escola Politécnica of the University of São Paulo (EP-USP) in 2005. He was a visiting scholar at the California Institute for Telecommunications and Information Technology (Calit2), University of California, San Diego in 2007–2008. He is currently a Ph.D. student at EP-USP, and an Assistant Professor at Federal Technological University of Paraná (UTFPR),

Cornélio Procopio, Brazil. His research interests include signal processing, ultra wideband, and spread spectrum.



Phillip M.S. Burt received bachelor, master and doctoral degrees in electrical engineering from the University of São Paulo (Escola Politécnica), São Paulo, Brazil, where he has been since 1992 and where he is currently an Associate Professor. From 1984 to 1992, he worked in the telecommunications industry as a development engineer. In 2003, he spent a sabbatical year at the Institut National des Télécommunications, Evry, France. His research interests include adaptive signal processing, telecommunications applications and processing of acoustic signals.



Paul Jean E. Jeszensky received the B.S., M.S. and Ph.D., all in Electrical Engineering from EPUSP—Escola Politécnica of University of São Paulo (Brazil), in 1972, 1981, and 1989, respectively. Since 1990 he has been with EPUSP where he is Full Professor and Researcher in Communication Systems. He was visiting professor at UPC—Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona (Spain) in 1995 and at TUB—Technical University of Budapest (Hungary) in 2001. He is author of the book *Sistemas Telefônicos* (in Portuguese), Editora Manole, 2003 and his current research interests include CDMA systems, multi-user detection, code sequences analysis and related topics.



William S. Hodgkiss received the B.S.E.E. degree from Bucknell University in 1972, and the M.S. and Ph.D. degrees in Electrical Engineering from Duke University in 1973 and 1975, respectively. From 1975 to 1977, he worked with the Naval Ocean Systems Center, San Diego, CA. From 1977 to 1978 he was a faculty member in the Electrical Engineering Department, Bucknell University. Since 1978, he has been a member of the faculty of the Scripps Institution of Oceanography, University of California, San Diego, and on the staff of the Marine Physical Laboratory where currently he is Deputy Director. During the period 1998–2002, he served as Deputy Director, Scientific Affairs for the Scripps Institution of Oceanography. Currently, he also serves as Associate Director for the UCSD Division of the California Institute for Telecommunications and Information Technology (Calit2). His present research interests are in the areas of signal processing, communications, propagation modeling, environmental inversions, and wireless sensor networks, with applications of these to underwater acoustics and electromagnetic wave propagation. Dr. Hodgkiss is a Fellow of the Acoustical Society of America.



Taufik Abrão received the B.S., M.Sc. and Ph.D., all in Electrical Engineering from EPUSP—Escola Politécnica of University São Paulo, Brazil, in 1992, 1996, and 2001, respectively. He is currently an Associate Professor at the Electrical Engineering Department of UEL—State University of Londrina (Brazil). From 2007 to 2008, he was a visiting professor at TSC/UPC—Department of Signal Theory and Communications, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, Spain. His research interests include multi-user detection, MC-CDMA and MIMO systems, heuristic and optimization aspects of DS-SS systems and 4G systems. He is author or co-author of more than 60 research papers published in specialized periodicals and key conferences in the area of wireless communication and networking. <http://www.uel.br/pessoal/taufik/>.