



Darwin Marcial Pereira Elvir

**Transmissão Chip-Spread CDMA em Condições
não Ideais: Uma Análise Comparativa**

Dissertação de Mestrado

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre pelo Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da PUC-Rio.

Orientador : Prof. Raimundo Sampaio Neto
Co-Orientador: Dr. Rodrigo Pereira David

Rio de Janeiro
Março de 2016



Darwin Marcial Pereira Elvir

Transmissão Chip-Spread CDMA em Condições não Ideais: Uma Análise Comparativa

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre pelo Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Técnico Científico da PUC-Rio. Aprovada pela Comissão Examinadora abaixo assinada.

Prof. Raimundo Sampaio Neto

Orientador

Centro de Estudos em Telecomunicações — PUC-Rio

Dr. Rodrigo Pereira David

Co-Orientador

INMETRO

Prof. José Mauro Pedro Fortes

Centro de Estudos em Telecomunicações — PUC-Rio

Dr. César Augusto Medina Sotomayor

Centro de Estudos em Telecomunicações — PUC-Rio

Prof. Márcio da Silveira Carvalho

Coordenador Setorial do Centro

Técnico Científico — PUC-Rio

Rio de Janeiro, 22 de Março de 2016

Todos os direitos reservados. É proibida a reprodução total ou parcial do trabalho sem autorização da universidade, do autor e do orientador.

Darwin Marcial Pereira Elvir

Graduou-se em Engenharia Elétrica pela Universidad Nacional Autónoma de Honduras (Tegucigalpa, Honduras), Trabalhou na empresa Digicel Honduras como Engenheiro de Otimização de 2010 até 2012 e também trabalhou na empresa Claro Honduras como Engenheiro de transmissão do 2012 até 2014.

Ficha Catalográfica

Elvir, Darwin Marcial Pereira

Transmissão Chip-Spread CDMA em Condições não Ideais: Uma Análise Comparativa/ Darwin Marcial Pereira Elvir; orientador: Raimundo Sampaio Neto; co-orientador: Rodrigo Pereira David. — 2016.

99f: il.color. ; 30 cm

Dissertação de Mestrado - Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, 2016.

Inclui bibliografia.

1. Engenharia Elétrica – Tese. 2. Transmissão em Blocos 3. Portadora única 4. CS-CDMA versus DS-CDMA 5. Códigos não ortogonais 6. Canais variantes no tempo. I. Neto, Raimundo Sampaio. II. David, Rodrigo Pereira. III. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Departamento de Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDD: 621.3

Dedico este trabalho à minha querida mãe, Edith Suyapa Elvir por me mostrar que na vida sempre há opções, basta acreditar e batalhar por elas. Dedico também a meus tios Zulema Elvir e Juan Elvir, por todo o apoio a longo de minha vida.

Dedico também a meu irmão Marel Cruz, e meus primos pelo apoio incondicional.

Agradecimentos

Agradeço a Deus pela minha vida e pelas minhas conquistas abençoadas. A minha mãe pela compreensão quando estive ausente da vida familiar para me dedicar a meus estudos.

Aos meus amigos e colegas do laboratório de sistemas de comunicações do CETUC pelas grandes alegrias e por sempre proporcionarem um ambiente amigável. Em especial ao meu amigo Leonel Arévalo, que desde o primeiro dia no Rio de Janeiro me deu sua amizade e ajuda acadêmica e pessoal ao longo dessa jornada.

Aos funcionários do CETUC e do departamento de Engenharia Elétrica pelos serviços prestados.

À Capes pelo seu suporte financeiro para conduzir este mestrado.

Ao CETUC que me proporcionou recursos didáticos para conclusão desta dissertação.

Aos professores do CETUC que contribuíram para o meu desenvolvimento profissional.

Ao meu co-orientador Dr. Rodrigo Pereira David pela sua dedicação e por ter colaborado sempre que precisei ao longo deste trabalho.

Ao meu orientador Prof. Raimundo Sampaio Neto pelo constante apoio e por sua imensa dedicação. Realmente me sinto privilegiado por ter tido a oportunidade de desenvolver esse trabalho sob sua orientação.

Finalmente, gostaria de agradecer ao Governo Brasileiro, e à Pontifícia Universidade Católica de Rio de Janeiro (PUC-Rio) pela concessão da bolsa de estudo para realização do curso de mestrado.

Resumo

Elvir, Darwin Marcial Pereira; Neto, Raimundo Sampaio; David, Rodrigo Pereira. **Transmissão Chip-Spread CDMA em Condições não Ideais: Uma Análise Comparativa**. Rio de Janeiro, 2016. 99p. Dissertação de Mestrado — Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

Este trabalho apresenta uma análise detalhada de uma recente proposta de combinação da transmissão em blocos com portadora única e a técnica CDMA, referida como CS-CDMA (*Chip Spread CDMA*). Uma característica marcante desta técnica de transmissão é que diferentemente do que ocorre nos sistemas DS-CDMA, a ortogonalidade entre os códigos dos diferentes usuários é mantida mesmo quando a transmissão é feita através de um canal multipercurso seletivo em frequência, suposto invariante no tempo, permitindo assim que os usuários possam ser identicamente desacoplados na recepção. Além desta vantagem, resultados de desempenho indicaram uma significativa superioridade deste sistema sobre o tradicional DS-CDMA. Entretanto comparações existentes, consideraram apenas o *up-link*, do sistema e adotaram algumas premissas, que incluem, a utilização de códigos ortogonais pelos diversos usuários e a suposição de canais de transmissão invariantes no tempo. O presente trabalho apresenta uma análise detalhada da técnica CS-CDMA e uma análise comparativa dos sistemas em condições menos favoráveis. Os sistemas operam em ambientes invariante e variante no tempo, com códigos ortogonais e não ortogonais e em dois cenários diferentes, *down-link* e *up-link*. Os resultados consideram recepção com equalização no domínio da frequência utilizando equalizadores do tipo ZF (*Zero Forcing*) e MMSE (*Minimum Mean Squared Error*). Simulações foram realizadas no intuito de se avaliar o desempenho dos dois sistemas considerados. Curvas de probabilidade de erro foram obtidas e ilustram e comparam tais desempenhos em diferentes situações e cenários de interesse.

Palavras-chave

Transmissão em Blocos; Portadora única; CS-CDMA versus DS-CDMA; Códigos não ortogonais; Canais variantes no tempo.

Abstract

Elvir, Darwin Marcial Pereira; Neto, Raimundo Sampaio(Advisor); David, Rodrigo Pereira(Co-Advisor). **Chip Spread CDMA Transmission Under Non-Ideal Conditions: A Comparative Analysis**. Rio de Janeiro, 2016. 99p. MSc. Dissertation — Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

This dissertation proposes detailed analysis of a recent combined mechanism for transmission in blocks with a single carrier and CDMA technique known as Chip Spread CDMA (CS-CDMA). An important feature of this transmission technique is that unlike what happens in Direct Sequence (DS-CDMA) systems, the orthogonality between codes of different users is maintained even when the transmission, considered time-invariant, is made through a selective multipath channel frequency, which ideally allows users to be uncoupled in reception. However, existing comparisons only consider the up-link transmission and adopt certain assumptions, which include orthogonal codes for different users and time invariant channels. This technique have shown a significant superiority as compared with the traditional DS-CDMA. A comparison of CS-CDMA systems in more realistic conditions are presented in this work. Various environments were tested in the presence of BPSK modulation systems, as well as invariant and time-varying transmission. Comparison between scenarios down-link and up-link are also presented. The results consider equalized reception in the frequency domain using the ZF (Zero Forcing) equalizers and MMSE (Minimum Mean Squared Error). Simulations were carried out in order to evaluate the performance of the two systems considered. Error probability curves were obtained to illustrate and compare the performances in different situations and scenarios.

Keywords

Block Transmission; Single carrier systems; CS-CDMA versus DS-CDMA; Non-orthogonal codes; Time varying channels.

Sumário

1	Introdução	10
1.1	Objetivo	12
1.2	Contribuições da Pesquisa	12
1.3	Organização do Texto	12
1.4	Lista de Abreviações	14
1.5	Notação Adotada	15
2	Transmissão e recepção de sinais em blocos.	16
2.1	Transmissão de sinais em portadora única	16
2.2	Recepção de sinais em portadora única.	18
2.3	Modelos do canal	21
2.4	Equalização no domínio da frequência	23
2.5	CDMA - Code Division Multiple Access	28
2.6	Sistema DS-CDMA com portadora única	30
2.7	Sistema DS-CDMA em Ambiente Variante no Tempo	37
3	Transmissão em blocos com sistemas Chip-Spread CDMA (CS-CDMA)	44
3.1	Sistema CS-CDMA (Chip-Spread Code Division Multiple Access)	44
3.2	Sistema CS-CDMA (Chip-Spread) em Ambiente Variante no Tempo	50
3.3	Comparação dos sistemas CS-CDMA versus DS-CDMA em ambientes invariantes e variante no tempo, up-link, códigos ortogonais.	58
3.4	Considerações Finais	64
4	Comparação dos sistemas CS-CDMA versus DS-CDMA, Up-link com códigos não ortogonais.	65
4.1	Resultados Numéricos: Sistemas DS-CDMA em ambiente invariante no tempo, up-link, com códigos não ortogonais	65
4.2	Resultados Numéricos: Sistemas DS-CDMA em ambiente variante no tempo, up-link, com códigos não ortogonais	67
4.3	Resultados Numéricos: Sistemas CS-CDMA em ambiente invariante no tempo, up-link, com códigos não ortogonais	69
4.4	Resultados Numéricos: Sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, up-link, com códigos não ortogonais	71
4.5	Comparação dos sistemas CS-CDMA versus DS-CDMA em ambientes invariantes e variante no tempo, up-link, códigos não ortogonais	75
4.6	Considerações Finais	81
5	Comparação dos sistemas CS-CDMA versus DS-CDMA, Down-link com Códigos ortogonais e não ortogonais	82
5.1	Resultados Numéricos: Comparação dos sistemas CS-CDMA versus DS-CDMA em ambientes invariantes no tempo, Down-link	82
5.2	Resultados Numéricos: Comparação dos sistemas CS-CDMA versus DS-CDMA em ambientes variantes no tempo, Downlink	86
5.3	Considerações Finais	91

6 Conclusões e Trabalhos Futuros.

92

Referências Bibliográficas

94

Lista de figuras

2.1	Faixa de Guarda com <i>Zero Padding</i> .	17
2.2	Faixa de Guarda com Prefixo Cíclico.	17
2.3	Modelo de um sistema de comunicação por espalhamento espectral.	29
2.4	Modelo de um sistema de Múltiplo Acesso.	30
2.5	Sistema DS-CDMA no <i>down-link</i> .	31
2.6	Sistema DS-CDMA no <i>up-link</i> .	31
2.7	Estrutura da sequência de blocos transmitidos pelo k-ésimo usuário no sistema CDMA.	32
2.8	BER vs E_b/N_0 para Sistemas DS-CDMA com carga de 4, 8, 16 usuários.	37
2.9	BER vs E_b/N_0 para sistema DS-CDMA em canal variante no tempo, no <i>up-link</i> , com cargas de usuários 4, 8, 16, e $f_d.T_B=10^{-5}$.	42
2.10	BER vs E_b/N_0 para sistema DS-CDMA em canal variante no tempo, <i>up-link</i> , com cargas de usuários 4, 8, 16, e $f_d.T_B=10^{-4}$.	42
2.11	BER vs E_b/N_0 para sistema DS-CDMA em canal variante no tempo, <i>up-link</i> , com cargas de usuários 4, 8, 16, e $f_d.T_B=10^{-3}$.	43
3.1	Estrutura da sequência de blocos transmitidos pelo k-ésimo usuário no sistema CS-CDMA.	44
3.2	BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA, carga de 1 a 16 usuários	50
3.3	BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, <i>up-link</i> , carga de 16 usuários	55
3.4	BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, <i>up-link</i> , carga de 16 usuários	56
3.5	BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, <i>up-link</i> , carga de 16 usuários	56
3.6	BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, <i>up-link</i> , carga de 16 usuários	57
3.7	BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, <i>up-link</i> , carga de 16 usuários	58
3.8	Condições para uma comparação justa nos sistemas DS-CDMA e CS-CDMA	59
3.9	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA (K=16) vs CS-CDMA (K≤16), T=16	60
3.10	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA (K=16) vs CS-CDMA (K≤32), T=32	61
3.11	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA (K=32) vs CS-CDMA (K≤64), T=64	61
3.12	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA, carga de 16 usuários e $f_d.T_B=10^{-5}$	62
3.13	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA, carga de 16 usuários e $f_d.T_B=10^{-4}$	63

3.14	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA versus CS-CDMA, carga de 16 usuários e $f_d.T_B=10^{-3}$	63
4.1	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA em ambiente invariante no tempo, T=31, <i>up-link</i> , 4, 8, 16 usuários, code PN.	66
4.2	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA em ambiente invariante no tempo, T= 63, <i>up-link</i> , 32 usuários, code PN.	66
4.3	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=31, <i>up-link</i> , 4, 8, 16 usuários, $f_d.T_B=10^{-5}$, code PN.	67
4.4	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=31, <i>up-link</i> , 4, 8, 16 usuários, $f_d.T_B=10^{-4}$, code PN.	68
4.5	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=31, <i>up-link</i> , 4, 8, 16 usuários, $f_d.T_B=10^{-3}$, code PN.	68
4.6	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=63, <i>up-link</i> , com carga 32 usuários, $f_d.T_B = 10^{-5}$ até 10^{-3} , code PN.	69
4.7	BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente invariante no tempo, e diferentes números de usuários, T=31, <i>up-link</i> , code PN.	70
4.8	BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente invariante no tempo, T=63, <i>up-link</i> , com carga 32 usuários, code PN.	71
4.9	BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=31, <i>up-link</i> , com carga de 4, 8, 16 usuários, $f_d.T_B=10^{-5}$, code PN.	72
4.10	BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=31, <i>up-link</i> , com carga de 4, 8, 16 usuários $f_d.T_B=10^{-4}$, code PN.	72
4.11	BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=31, <i>up-link</i> , com carga de 4, 8, 16 usuários, $f_d.T_B=10^{-3}$, code PN.	73
4.12	BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=63, <i>up-link</i> , com carga 32 usuários, $f_d.T_B=10^{-5}$, code PN.	74
4.13	BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=63, <i>up-link</i> , com carga 32 usuários, $f_d.T_B=10^{-4}$, code PN.	74
4.14	BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, <i>up-link</i> , T=63, com carga 32 usuários, $f_d.T_B=10^{-3}$, code PN.	75
4.15	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente invariante no tempo, T=31, <i>up-link</i> , carga de 8 e 16 usuários, code PN	76
4.16	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente invariante no tempo, T=63, <i>up-link</i> , carga de 32 usuários, code PN	77
4.17	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=31, <i>up-link</i> , carga de 8 e 16 usuários, $f_d.T_B=10^{-5}$, code PN	78
4.18	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=31, <i>up-link</i> , carga de 8 e 16 usuários, $f_d.T_B=10^{-4}$, code PN	78

4.19	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, $T=31$, <i>up-link</i> , carga de 8 e 16 usuários, $f_d.T_B=10^{-3}$, code PN	79
4.20	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, $T=63$, <i>up-link</i> , carga 32 usuários, $f_d.T_B=10^{-5}$, code PN	80
4.21	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, $T=63$, <i>up-link</i> , carga 32 usuários, $f_d.T_B=10^{-4}$, code PN	80
4.22	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, $T=63$, <i>up-link</i> , carga 32 usuários, $f_d.T_B=10^{-3}$, code PN	81
5.1	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA ($K = 16$) vs CS-CDMA ($K \leq 32$) em ambiente invariante no tempo, $T=32$ <i>down-link</i> , código Hadamard	83
5.2	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA ($K = 32$) vs CS-CDMA ($K \leq 32$) em ambiente invariante no tempo, <i>down-link</i> , código Hadamard	84
5.3	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente invariante no tempo, $T=31$, <i>down-link</i> , carga 16 usuários, código PN	85
5.4	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente invariante no tempo, $T=31$, <i>down-link</i> , carga 31 usuários, código PN	86
5.5	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, $T=32$, <i>down-link</i> , carga 16 usuários, código Hadamard, $f_d.T_B=10^{-5}$	87
5.6	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, $T=32$, <i>down-link</i> , carga 16 usuários, código Hadamard, $f_d.T_B=10^{-4}$	88
5.7	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, $T=32$, <i>down-link</i> , carga 16 usuários, código Hadamard, $f_d.T_B=10^{-3}$	88
5.8	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, $T=31$, <i>down-link</i> , carga 16 usuários, código PN, $f_d.T_B=10^{-5}$	89
5.9	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, $T=31$, <i>down-link</i> , carga 16 usuários, código PN, $f_d.T_B=10^{-4}$	90
5.10	BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, $T=31$, <i>down-link</i> , carga 16 usuários, código PN, $f_d.T_B=10^{-3}$	90

1

Introdução

A demanda crescente dos serviços de comunicações tem forçado o desenvolvimento de sistemas digitais avançados com alta confiabilidade, altas velocidades de transmissão e flexibilidade para as diferentes condições de tráfego. Estes requisitos são encontrados nos sistemas de comunicações sem fio. Por estes motivos, as comunicações sem fio têm-se convertido em um dos segmentos com maior pesquisa e desenvolvimento dentro da área das telecomunicações [1].

As novas tendências estabelecem que os sistemas de comunicações sem fio devem apresentar: facilidade de implementação, diversidade, tolerância a canais seletivos em frequência e a interferência e flexibilidade para utilizar diferentes esquemas de modulação [2]. Como consequência, dois padrões de comunicações móveis apareceram nos últimos anos: UMTS (do inglês: *Universal Mobile Telecommunications System*) e LTE (do inglês: *Long Term Evolution*). O UMTS é baseado no esquema de múltiplo acesso por divisão de código (CDMA, do inglês: *Code Division Multiple Access*). Esta técnica tem propriedades que tornam os sistema de comunicações que a empregam um sistema robusto.

O CDMA é um dos métodos mais eficientes para multiplexar usuários em sistemas de comunicações, onde estes são separados por códigos distintos ao invés de bandas de frequências ortogonais, como em FDMA (*Frequency Division Multiple Access*), ou por slots ortogonais, como em TDMA (*Time Division Multiple Access*). Desta forma, todos os usuários podem transmitir ao mesmo tempo e cada usuário utiliza todo o espectro de frequência disponível para transmissão. Nestes sistemas, uma sequência ou forma de onda de assinatura distinta é designada para cada usuário e é empregada a fim de modular e espalhar o sinal contendo a informação. A modulação usada nesta tecnologia de acesso é do tipo espalhamento espectral.

O uso da sequência de assinatura é que permite ao receptor a separação da mensagem desejada daquelas transmitidas pelos múltiplos usuários do canal, que transmitem simultaneamente e, em geral, de forma assíncrona [3].

A maior fonte de interferência na maioria dos sistemas CDMA é a IMA (Interferência de Múltiplo Acesso), que é resultado da impossibilidade de se manter a ortogonalidade entre os sinais dos usuários na recepção. Em particular, os efeitos do canal de transmissão e os desajustes de sincronia entre os sinais podem também contribuir para aumentar os efeitos da IMA [3],[22]. Outros efeitos indesejáveis dizem respeito ao multipercurso, em que o sinal

chega ao destino através de vários caminhos em tempos diferentes. A presença de canais com multipercurso em um sistema celular, limita severamente o seu desempenho. Um dos efeitos deletérios deste tipo de canal, quando sistemas convencionais de transmissão serial dos símbolos de informação são utilizados, é o surgimento da interferência entre símbolos (ISI). Uma alternativa para lidar com este problema é a adoção de transmissão por blocos (de símbolos), que dá lugar à presença de interferência entre blocos (IBI), mas que pode ser evitada por meio da inserção de um intervalo de guarda [7]. Após a inserção do intervalo de guarda, os blocos de símbolos resultantes podem ser transmitidos em forma de portadora única (*SC - Single Carrier Block Transmission*) ou multiportadoras (*MC - Multi Carrier Block Transmission*). O sistema de transmissão por blocos CDMA de portadora única é o conhecido DS-CDMA com intervalos de guarda entre os símbolos de informação. Os esquemas de transmissão em blocos com portadora única não apresentam alguns dos problemas que afetam os sistemas multiportadoras, tais como alto PAPR (Peak to Average Power Ratio) e sensibilidade ao ruído de fase e ao desvio de frequência da portadora [5],[7].

Para mitigar os efeitos de canais de transmissão seletivos em frequência no desempenho de sistemas DS-CDMA foi proposto em o sistema denominado CS-CDMA (*Chip - Spread Code Division Multiple Access*) [6],[7],[8]. Nesta técnica considera-se uma inversão entre os chips e os símbolos de informação no bloco no sistema CDMA tradicional. Estudos demonstraram que o sistemas CS-CDMA tem a propriedade de evitar a IMA mesmo quando a transmissão é feita em canais seletivos em frequência, o que permite que as sinais dos diferentes usuários sejam separados idealmente na recepção (garantindo-se que os códigos sejam ortogonais e transmissão síncrona).

Além desta vantagem, resultados de desempenho indicaram uma significativa superioridade deste sistema sobre o tradicional DS-CDMA. Entretanto, comparações existentes, consideraram apenas o *up-link*, do sistema e adotaram algumas premissas, que incluem a utilização de códigos ortogonais pelos diversos usuários e a suposição de canais de transmissão invariantes no tempo. O presente trabalho apresenta uma análise detalhada da técnica CS-CDMA e uma análise comparativa dos sistemas em condições menos favoráveis. Os sistemas operam em ambientes invariante e variante no tempo, com códigos ortogonais e não ortogonais e em dois cenários diferentes, *down-link* e *up-link*. Os resultados consideram recepção com equalização no domínio da frequência utilizando equalizadores do tipo ZF (*Zero Forcing*) e MMSE (*Minimum Mean Squared Error*).

1.1

Objetivo

O foco principal do estudo objeto desta dissertação é a análise detalhada da técnica CS-CDMA e a comparação com a técnica tradicional DS-CDMA com transmissão em blocos quando operando em cenários mais realistas que incluem a transmissão através de canais variantes no tempo e o caso de códigos não-ortogonais.

1.2

Contribuições da Pesquisa

A presente dissertação compara as técnicas de múltiplo acesso DS-CDMA e CS-CDMA em condições mais gerais, que além de considerar códigos não ortogonais e os efeitos de canais variantes no tempo em diferentes situações e cenários de interesse, inclui resultados e comparações do desempenho destas técnicas quando utilizadas no *down-link* de sistemas móveis.

1.3

Organização do Texto

Esta dissertação está organizada da seguinte forma:

O **Capítulo 2** apresenta os modelos matemáticos para as técnicas de transmissão em blocos com portadora única que serão utilizados nos capítulos subsequentes, e também os canais de propagação considerados. É descrito o modelo matemático do sistema DS-CDMA em ambientes invariante e variante no tempo, em cenário *up-link*, com códigos ortogonais.

O **Capítulo 3** enfoca o modelo matemático para o sistema CS-CDMA com portadora única em ambientes invariante e variante no tempo, *up-link*. Este capítulo também apresenta e compara os resultados numéricos de desempenho dos sistemas em ambientes invariante e variante no tempo, em cenário *up-link*, com códigos ortogonais.

No **Capítulo 4** são comparados os resultados de desempenho dos sistemas em ambientes invariante e variante no tempo, em cenário *up-link* e com códigos não ortogonais.

O **Capítulo 5** considera o cenário *down-link* e compara os resultados de desempenho dos sistemas operando em ambientes invariante e variante no tempo, e com códigos ortogonais e não ortogonais.

O **Capítulo 6** apresenta conclusões e possíveis trabalhos para desenvolvimento futuro relacionados ao tema examinado nesta dissertação.

1.4

Lista de Abreviações

BER	<i>Bit Error Rate</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i> (prefixo cíclico)
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
CS-CDMA	<i>Chip Spread Code Division Multiple Access</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i> (Transformada Discreta de Fourier)
DS-CDMA	<i>Single Carrier Code Division Multiple Access</i>
ERB	Estação Radio Base
FDE	<i>Frequency-Domain Equalizer</i> (equalizador no domínio da frequência)
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> (Transformada Rápida de Fourier)
FIR	<i>Finite Impulse Responde</i>
IDFT	Inversa DFT
IEB	Interferência entre Blocos
IES	Interferência entre Símbolos
IMA	Interferência Multi Usuário
MMSE	<i>Minimum Mean Squared Error</i>
MS	Terminal Móvel
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i> (razão entre o pico e a média de potência)
RAGB	Ruído Aditivo Gaussiano Branco
SC	<i>Single Carrier</i> (portadora única)
SLIT	Sistema Linear Invariante no Tempo
TDE	<i>Time Domain Equalizer</i> (equalizador no domínio do tempo)
ZF	<i>Zero Forcing</i>
ZP	<i>Zero Padding</i> (preenchimento com zeros)

1.5

Notação Adotada

Símbolos minúsculos em negrito representam vetores (ex: \mathbf{a}), símbolos maiúsculos em negrito representam matrizes (ex: \mathbf{A}). \mathbf{I}_N representa a matriz identidade de dimensões $N \times N$ e $\mathbf{0}$ representa matriz ou vetor com todos os elementos iguais a zero. O operador $diag(\cdot)$ devolve como resultado uma matriz diagonal cujos elementos da diagonal são iguais ao vetor de entrada (ex: $\mathbf{H} = diag(\mathbf{h})$). $\mathbb{E}(\cdot)$ representa valor esperado. Para operadores com vetores e matrizes, usamos : $(\cdot)^{-1}$, $(\cdot)^T$, $(\cdot)^H$ para representar na ordem: inversão de matriz, transposto, hermitiano.

Outras notação utilizadas são: $\mathbf{Re}(\cdot)$ significa a parte real, \mathbf{DFT} representa a transformada discreta de Fourier, \mathbf{IDFT} representa a transformada inversa discreta de Fourier, $\mathbf{Disc}(\cdot)$ é função cuja saída é um vetor cujos elementos são os símbolos complexos do alfabeto de modulação mais próximos dos elementos do vetor de entrada.

2

Transmissão e recepção de sinais em blocos.

Neste capítulo é apresentado o modelo de sinais para sistemas de transmissão em blocos com uma única portadora que serão utilizados ao longo deste trabalho, e também é apresentada a modelagem matemática do sistema tradicional de múltiplo acesso DS-CDMA (*Direct Sequence - CDMA*), operando em ambientes de propagação invariantes e variantes no tempo com códigos ortogonais.

2.1

Transmissão de sinais em portadora única

O sistema de transmissão será considerado sob ponto de vista de transmissões em blocos utilizando o modelo discreto de sinais [4]. Estes blocos são compostos de N símbolos de informação representados pelo vetor \mathbf{b} e mais uma faixa de guarda de tamanho L . Esta faixa é propositadamente escolhida de maneira a garantir que o sistema opere sem interferência entre blocos (IEB) sucessivos. O bloco de informação é formado pelos N símbolos de informação de duração T_s , $\mathbf{b} = [b(0), b(1), \dots, b(N - 1)]^T$. Os símbolos aleatórios \mathbf{b} são extraídos de uma constelação complexa de sinais, com média nula e energia média unitária.

Duas maneira usuais de se inserir a faixa de guarda, a chamada ZP (*Zero - Padding* ou preenchimento com zeros), e a outra denominada CP (*Cyclic Prefix - Prefixo ciclico*) serão abordados nesta seção. Ambas são citadas na literatura [9] [10]. As faixas de guarda têm o objetivo de evitar os efeitos da interferência entre blocos (IEB).

2.1.1

Portadora única com faixa de guarda ZP

Utilizando a faixa de guarda ZP (*Zero Padding*) o bloco de informação \mathbf{b} de tamanho N é concatenado com L zeros ao seu final gerando um bloco de transmissão \mathbf{d}_{zp} de tamanho $M = N + L$, ilustrado na Figura 2.1

A matriz \mathbf{M}_{zp} que opera o bloco de informação \mathbf{b} para gerar o bloco \mathbf{d}_{zp} contendo os L zeros da faixa de guarda ZP é dada por.

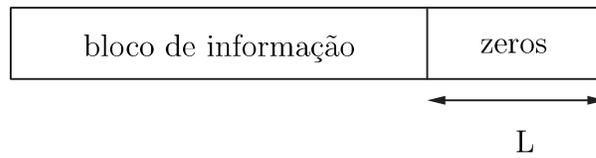


Figura 2.1: Faixa de Guarda com *Zero Padding*.

$$\mathbf{M}_{zp} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_N \\ \dots \\ \mathbf{0}_{L \times N} \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

onde \mathbf{I}_N é uma matriz identidade de dimensão $N \times N$ e $\mathbf{0}_{L \times N}$ é uma matriz de zeros de dimensão $L \times N$. Assim o bloco \mathbf{d}_{zp} a ser enviado é dado por:

$$\mathbf{d}_{zp} = \mathbf{M}_{zp} \mathbf{b} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_N \\ \dots \\ \mathbf{0}_{L \times N} \end{bmatrix} \mathbf{b} \quad (2-2)$$

O bloco ZP pode ser expresso como:

$$\mathbf{d}_{zp} = [b(0) \ b(1) \ \dots \ b(N-1) \ \underbrace{0 \ 0 \ \dots \ 0}_{zeros}]^T \quad (2-3)$$

2.1.2

Portadora única com faixa de guarda CP

Utilizando a faixa de guarda CP (*Prefixo Cíclico*) o bloco de transmissão \mathbf{d}_{cp} de tamanho $M = N + L$ é obtido fazendo que uma cópia dos últimos L símbolos do bloco de informação \mathbf{b} seja inserido no início do bloco a ser transmitido \mathbf{d}_{cp} , conforme ilustrado na Figura 2.2.

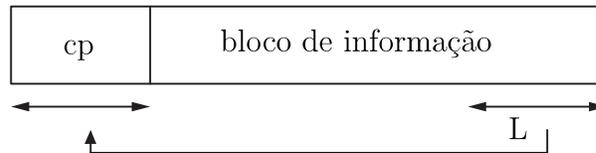


Figura 2.2: Faixa de Guarda com Prefixo Cíclico.

A matriz \mathbf{M}_{cp} que opera o bloco de informação \mathbf{b} para gerar o bloco \mathbf{d}_{cp} contendo a faixa de guarda CP de tamanho L , é dada por:

$$\mathbf{M}_{\text{cp}} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{\text{cp}} \\ \dots \\ \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

onde \mathbf{I}_{cp} é uma matriz que contém as últimas L linhas da matriz identidade \mathbf{I}_N .

Assim o vetor \mathbf{d}_{cp} é obtido através de operação matricial dada por:

$$\mathbf{d}_{\text{cp}} = \mathbf{M}_{\text{cp}} \mathbf{b} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{\text{cp}} \\ \dots \\ \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \mathbf{b} \quad (2-5)$$

Finalmente o bloco CP \mathbf{d}_{cp} pode ser representado por :

$$\mathbf{d}_{\text{cp}} = \underbrace{[b(N-L) \dots b(N-1)]}_{\text{prefixo cíclico}} [b(0) b(1) \dots b(N-1)]^T \quad (2-6)$$

2.2

Recepção de sinais em portadora única.

As transmissões dos blocos $\mathbf{d}(i)$, onde i representa o índice do tempo, são feitas através de um canal multi-percurso com resposta ao impulso $\mathbf{h}(i)$ de comprimento P. O canal $\mathbf{h}(i)$ pode ser representado por uma matriz de convolução Toeplitz triangular inferior $\mathbf{H}(i)$ dada em (2-7) de dimensão $M \times M$ [6], onde a primeira coluna contém o vetor que representa o canal $\mathbf{h}(i)$ equivalente e mais M - P zeros concatenados ao final do vetor, ou seja $[h_0(i) h_1(i) \dots h_{P-1}(i) 0 \dots 0]^T$, com $\|\mathbf{h}(i)\|^2 = 1$. Assim a matriz $\mathbf{H}(i)$ é representada como:

$$\mathbf{H}(i) = \begin{bmatrix} h_0(i) & 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ h_1(i) & h_0(i) & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ h_2(i) & h_1(i) & h_0(i) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & h_0(i) & \vdots & \dots & 0 \\ h_{P-1}(i) & h_{P-2}(i) & h_{P-3}(i) & \dots & \ddots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & h_{P-1}(i) & \dots & h_0(i) \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

No receptor o sinal é corrompido por um vetor de ruído gaussiano complexo branco $\mathbf{n}_M(i)$ com componentes circularmente simétricas

representado por :

$$\mathbf{n}_M(i) = \left[n_0(i)n_1(i) \cdots n_{M-1}(i) \right]^T \quad (2-8)$$

Que possui média nula e matriz covariância dada por:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_n &= \mathbb{E} \left[\mathbf{n}(i)\mathbf{n}^H(i) \right] \\ &= \sigma_n^2 \mathbf{I}_M \end{aligned} \quad (2-9)$$

Como as componentes do vetor $\mathbf{n}(i)$ são circularmente simétricas com variância $\sigma_n^2 = N_0$, as partes real e imaginária destas componentes tem variâncias iguais a $N_0/2$.

Além do ruído, o sinal sofre interferência entre blocos sucessivos que pode ser representada pela matriz Toeplitz triangular superior $\mathbf{H}_{IEB}(i)$ de dimensão $M \times M$, contendo na primeira linha o vetor linha $[0 \cdots h_{P-1}(i) \cdots h_1(i)]^T$, ou seja:

$$\mathbf{H}_{IEB}(i) = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & h_{P-1}(i) & \cdots & h_1 \\ \vdots & \ddots & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \ddots & \cdots & h_{P-1}(i) \\ \vdots & \ddots & \cdots & \ddots & \cdots \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

Assim o vetor recebido $\mathbf{r}(i)$ que representa as amostras do i -ésimo bloco recebido possui a seguinte expressão:

$$\mathbf{r}(i) = \mathbf{H}(i)\mathbf{d}(i) + \mathbf{H}_{IEB}(i)\mathbf{d}(i-1) + \mathbf{n}(i). \quad (2-11)$$

2.2.1

Bloco recebido CP

Definindo a matriz $\mathbf{F}(L)$ que remove o intervalo de guarda com prefixo cíclico tem-se.

$$\mathbf{F}(L) = \left[\mathbf{0}_{N \times L} \quad \vdots \quad \mathbf{I}_{N \times N} \right] \quad (2-12)$$

onde $\mathbf{0}_{N \times L}$ representa uma matriz de zeros de dimensão $N \times L$. Seja $\mathbf{r}(i)$ o vetor definido em (2-11), o vetor $\mathbf{r}_{CP}(i)$ de dimensão $N \times 1$, é definido por:

$$\begin{aligned}\mathbf{r}_{CP}(i) &= \mathbf{F}(L)\mathbf{r}(i) \\ &= \mathbf{F}(L)\mathbf{H}(i)\mathbf{d}(i) + \underbrace{\mathbf{F}(L)\mathbf{H}_{IEB}(i)}_{\mathbf{0}_{N \times L}}\mathbf{d}(i-1) + \mathbf{F}(L)\mathbf{n}(i).\end{aligned}\quad (2-13)$$

O segundo termo da equação (2-13) é igual a $\mathbf{0}_{N \times 1}$ o que acarreta em ausência de IEB. O primeiro termo pode ser reescrito como :

$$\mathbf{F}(L)\mathbf{H}(i)\mathbf{d}(i) = \mathbf{H}^c(i)\mathbf{b}(i), \quad (2-14)$$

onde $\mathbf{H}^c(i)$ é uma matriz circulante de dimensão $N \times N$. A primeira linha desta matriz é dada pela resposta ao impulso estendido do canal $[\mathbf{h}_{est} = h_0(i) \mathbf{0}_{(1 \times N-P)} \cdots h_1(i)]$ e a primeira coluna é $[h_0(i) \ h_1(i) \cdots h_{P-1}(i) \ \mathbf{0}_{(N-P)}]^T$ ou seja,

$$\mathbf{H}^c(i) = \begin{bmatrix} h_0(i) & 0 & \cdots & \cdots & h_1(i) \\ \vdots & h_0(i) & 0 & \cdots & \vdots \\ h_{P-1}(i) & \vdots & h_0(i) & \cdots & h_{P-1}(i) \\ 0 & h_{P-1}(i) & \vdots & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & h_0(i) \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

Convém observar que cada coluna de $\mathbf{H}^c(i)$ possui um deslocamento cíclico para baixo em relação a coluna anterior.

O segundo termo de (2-13) indica que não há IEB já que os primeiros L símbolos correspondentes a faixa de guarda são retirados, é o ultimo termo corresponde as ultimas componente do vetor do ruído $\mathbf{n}(i)$.

O bloco recebido no caso CP é então definida por :

$$\mathbf{r}_{CP}(i) = \mathbf{H}^c(i)\mathbf{b}(i) + \underbrace{\mathbf{F}(L)\mathbf{n}_M(i)}_{\mathbf{n}_N(i)}, \quad (2-16)$$

onde $\mathbf{n}_N(i)$ é um vetor de ruído gaussiano branco de comprimento N , com média nula e matriz covariância $\sigma_n^2 \mathbf{I}_N$.

2.2.2

Bloco recebido ZP

Na faixa de guarda ZP (Zero Padding), percebe-se que não há IEB no i -ésimo bloco, pois os últimos L símbolos do $(i-1)$ -ésimo bloco contêm apenas

zeros, conforme visto na equação (2-3), Assim o segundo termo da equação (2-11), denotado por $\mathbf{H}_{IEB}(i)\mathbf{d}(i-1)$ corresponde a um vetor de zeros de dimensão $M \times 1$.

O vetor recebido $\mathbf{r}_{ZP}(i)$, também de dimensão $M \times 1$, representado por :

$$\mathbf{r}_{ZP}(i) = \mathbf{H}(i)\mathbf{M}_{ZP}\mathbf{b}(i) + \mathbf{n}_M(i). \quad (2-17)$$

A matriz toeplitz $\mathbf{H}(i)$ pode ser particionada da forma

$$\mathbf{H}(i) = \left[\mathbf{H}_0(i) \quad \vdots \quad \mathbf{H}_{ZP}(i) \right] \quad (2-18)$$

onde $\mathbf{H}_0(i)$ é uma matriz Toeplitz (truncada) triangular inferior de dimensão $M \times N$, que contem as primeiras N colunas de (2-7) e $\mathbf{H}_{ZP}(i)$, contem as ultimas L colunas de (2-7). Assim (2-18) permite que (2-17) possa ser expressa da forma :

$$\mathbf{r}_{ZP}(i) = \mathbf{H}_0(i)\mathbf{b}(i) + \mathbf{n}_M(i). \quad (2-19)$$

2.3

Modelos do canal

O modelo do canal $\mathbf{H}(i)$ utilizado neste trabalho é descrito de duas maneiras diferentes: canal invariante e canal variante no tempo. Entende-se por canal invariante aquele que mantém a mesma resposta ao impulso do canal durante toda a realização de uma transmissão. Já os canais variantes no tempo, variam a sua resposta ao impulso do canal a cada bloco do sistema considerado. As definições de ambos os canais são apresentadas nas subseções seguintes.

Com a modelagem por um filtro FIR (*Finite-duration Impulse Response*), de duração finita, evita-se o problema do canal representar uma função potencialmente instável. O filtro FIR é modelado com P coeficientes ou taps. A resposta ao impulso do canal é dada por:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}(i) &= \left[h_0(i) \quad h_2(i) \quad h_3(i) \quad h_P(i) \right]^T \\ &= \left[p_1\alpha_1(i) \quad p_2\alpha_2(i) \quad \cdots \quad p_{P-1}\alpha_3(i) \quad p_P\alpha_P(i) \right]^T \end{aligned} \quad (2-20)$$

onde p_k são pesos fixos que representam o perfil de potência dos retardos e satisfazendo a restrição de potência $\sum_{k=1}^P |p_k|^2 = 1$, α_k são variáveis aleatórias complexas gaussianas com média nula e $\mathbf{E}[|\alpha_k(i)|]^2 = 1$. Cada componente do canal é dado por $h_k(i) = p_k \alpha_k(i)$.

Geralmente, numa situação real de transmissão sem-fio, o canal (interface aérea) se apresenta com múltiplos percursos (ou ecos) entre origem e destino. Ou seja, a antena receptora recebe uma mesma informação mais de uma vez, pois esta percorre caminhos diferentes e por conta disso, possui durações diferentes entre a transmissão e a recepção da mesma. A atenuação experimentada pelo sinal também não é igual nos vários caminhos percorridos. O efeito dos diversos percursos são representados pelos pesos p_k .

2.3.1

Modelo do Canal em ambiente invariante no tempo

O canal em um ambiente invariante no tempo foi considerado do tipo fixo-aleatório, onde um determinado canal é sorteado no início da simulação e é repetido a longo de todos os blocos desta mesma realização. Neste caso as variáveis aleatórias α_k em (2-20) foram modeladas como gaussianas complexas estatisticamente independentes todas com média nula e $\mathbf{E}[|\alpha_k|]^2 = 1$. Os valores de α_k são sorteados no início de cada simulação e mantidos fixos a longo de cada teste.

Ao final obtém-se uma média do comportamento do sistema em diversos canais fixos. Como a cada repetição da simulação, um novo canal fixo é sorteado aleatoriamente este tipo de canal é referido como fixo-aleatório.

2.3.2

Modelo do Canal em ambiente variante no tempo

O canal multi-percursos variante no tempo é modelado por um filtro FIR aleatório com P taps, onde um canal é sorteado no início da simulação e varia ao longo dos blocos desta mesma realização. Em ambiente variante no tempo, os ganhos do canal $\alpha_k(i)$, $k = 0, 1, \dots, P-1$, foram modelados com uma correlação temporal $\mathbf{E}[\alpha_k(i + \tau) \alpha_k^*(i)] = \sigma^2 J_0(2\pi f_d T_B \tau)$, dado pelo modelo de Clark [18, 19] em que $J_0(\cdot)$ é a função de Bessel de primeiro tipo e ordem zero, f_d é a frequência Doppler dos canais e T_B é a duração do bloco de transmissão.

2.4

Equalização no domínio da frequência

Este trabalho considera que a equalização é feita no domínio da frequência (*Frequency Domain Equalizer* - FDE). Neste caso aplica-se ao bloco recebido $\mathbf{r}(i)$ uma transformada discreta de Fourier (DFT), para transformar o bloco recebido do domínio no tempo para o domínio da frequência, que é implementada computacionalmente através de uma transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform* - FFT).

Uma DFT (normalizada) de M pontos pode ser representada pela matriz

$$\mathbf{W}_M = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & \mathbf{W}_M^1 & \mathbf{W}_M^2 & \cdots & \mathbf{W}_M^{(M-1)} \\ 1 & \mathbf{W}_M^2 & \mathbf{W}_M^4 & \cdots & \mathbf{W}_M^{2(M-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \mathbf{W}_M^{(M-1)} & \mathbf{W}_M^{2(M-1)} & \vdots & \mathbf{W}_M^{(M-1)(M-1)} \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

que possui componentes :

$$[\mathbf{W}_M]_{m,v} = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j\frac{2\pi}{M}mv} \quad 0 \leq m, v \leq M-1. \quad (2-22)$$

Cabe ressaltar que a matriz de DFT (normalizada) \mathbf{W}_M é uma matriz unitária, pois

$$\mathbf{W}_M^H \mathbf{W}_M = \mathbf{W}_M \mathbf{W}_M^H = \mathbf{I}_M \quad (2-23)$$

Neste trabalho são consideradas as propriedades de diagonalização de uma matriz circulante \mathbf{H}^c de dimensão $M \times M$. A pré e pós multiplicação de \mathbf{H}^c pela matriz DFT e IDFT respectivamente, gera uma matriz diagonal, de tamanho M , contendo em sua diagonal principal a transformada DFT da primeira coluna de \mathbf{H}^c . Assim, tem-se que

$$\mathbf{H}^d = \mathbf{W}_M \mathbf{H}^c \mathbf{W}_M^H \quad (2-24)$$

A operação inversa, $\mathbf{W}_M^H \mathbf{H}^d \mathbf{W}_M$, gera uma matriz circulante \mathbf{H}^c , contendo em sua primeira coluna a IDFT da diagonal principal de \mathbf{H}^d . Assim

\mathbf{H}^c pode ser representado por:

$$\mathbf{H}^c = \mathbf{W}_M^H \mathbf{H}^d \mathbf{W}_M \quad (2-25)$$

O bloco observado na recepção sofre distorções causadas pelo canal conforme visto na secção anterior. Os equalizadores, representados neste trabalho são dados pela matriz $\mathbf{A}(i)$, operam sobre os blocos recebidos com objetivo de mitigar os efeitos dessas distorções. Dois equalizadores são apresentados: ZF (*Zero-Forcing*) e MMSE (*Minimum Mean Squared Error*). Ambos supõem conhecimento das componentes do canal.

2.4.1

CP no domínio da frequência (FDE)

O vetor recebido em (2-16) é transformado para o domínio da frequência (FDE) por meio de uma matriz DFT de N pontos (\mathbf{W}_N):

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}}_{CP}(i) &= \mathbf{W}_N \mathbf{r}_{CP}(i) \\ &= \mathbf{W}_N \mathbf{H}^c(i) \mathbf{b}(i) + \underbrace{\mathbf{W}_N \mathbf{n}_N(i)}_{\tilde{\mathbf{n}}_N(i)} \end{aligned} \quad (2-26)$$

onde $\mathbf{H}^c(i)$ é dada em (2-15).

Como as DFTs estão normalizadas, estas representam uma transformação unitária, e então tem-se que $\tilde{\mathbf{n}}_N(i)$ possui a mesma caracterização estatística de $\mathbf{n}_N(i)$ observando as propriedades de diagonalização dada em (2-25) pode-se escrever ;

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}}_{CP}(i) &= \underbrace{\mathbf{W}_N \mathbf{H}^c(i) \mathbf{W}_N^H}_{\tilde{\mathbf{H}}^d(i)} \mathbf{W}_N \mathbf{b}(i) + \mathbf{W}_N \mathbf{n}_N(i) \\ &= \tilde{\mathbf{H}}^d(i) \mathbf{W}_N \mathbf{b}(i) + \tilde{\mathbf{n}}_N(i), \end{aligned} \quad (2-27)$$

onde $\tilde{\mathbf{H}}^d(i)$ é uma matriz diagonal cujas componentes contem a transformada discreta N-pontos do canal estendido $\mathbf{h}_{est}(i)$, ou seja $\tilde{\mathbf{H}}^d(i) = \text{diag}[\tilde{\mathbf{h}}(i)]$ onde $\tilde{\mathbf{h}}(i) = \sqrt{N} \mathbf{W}_{NP} \mathbf{h}_{est}(i) = \sqrt{N} \mathbf{W}_{NP} \mathbf{h}(i)$ e \mathbf{W}_{NP} é uma matriz que contem as P primeiras colunas de \mathbf{W}_N .

O bloco equalizado, a ser entregue ao decisor, é obtido fazendo-se

$$\begin{aligned}
\mathbf{y}(i) &= \tilde{\mathbf{A}}(i)\tilde{\mathbf{r}}_{CP}(i) \\
&= \tilde{\mathbf{A}}(i)\tilde{\mathbf{H}}^d(i)\mathbf{W}_N\mathbf{b}(i) + \tilde{\mathbf{A}}(i)\tilde{\mathbf{n}}_N(i),
\end{aligned} \tag{2-28}$$

onde a matriz $\tilde{\mathbf{A}}(i)$ para i -ésimo bloco realiza a equalização no domínio da frequência.

Equalizador ZF no domínio da frequência

O equalizador Zero-Forcing no domínio da frequência é calculado invertendo a matriz que pré-multiplica os dados, isto é:

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{A}}_{ZF,CP}(i) &= [\tilde{\mathbf{H}}^d(i)\mathbf{W}_N]^{-1} \\
&= \mathbf{W}_N^{-1}\tilde{\mathbf{H}}^d(i)^{-1} \\
&= \mathbf{W}_N^H\tilde{\mathbf{H}}^d(i)^{-1}
\end{aligned} \tag{2-29}$$

O bloco $\mathbf{y}(i)$ em (2-28) a ser entregue ao decisor, para o caso SC-CP e equalização ZF é feita através de :

$$\begin{aligned}
\mathbf{y}(i) &= \tilde{\mathbf{A}}_{ZF,CP}(i)\tilde{\mathbf{r}}_{CP}(i) \\
&= [\mathbf{W}_N^H\tilde{\mathbf{H}}^d(i)^{-1}]\tilde{\mathbf{H}}^d(i)\mathbf{W}_N\mathbf{b}(i) + [\mathbf{W}_N^H\tilde{\mathbf{H}}^d(i)^{-1}]\tilde{\mathbf{n}}_N(i) \\
&= \mathbf{b}(i) + \mathbf{W}_N^H\tilde{\mathbf{H}}^d(i)^{-1}\tilde{\mathbf{n}}_N(i).
\end{aligned} \tag{2-30}$$

A estimativa ZF realizada sobre o bloco $\mathbf{b}(i)$ é dada por :

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{b}}_{ZF}(i) &= \mathbf{Disc}[\mathbf{y}(i)] \\
&= \mathbf{Disc}[\mathbf{b}(i) + \mathbf{W}_N^H\tilde{\mathbf{H}}^d(i)^{-1}\tilde{\mathbf{n}}_N(i)].
\end{aligned} \tag{2-31}$$

onde o operador $\mathbf{Disc}[x]$ retorna o ponto da constelação de sinais da modulação utilizada mais próximo de x .

Um dos problemas do equalizador ZF é a amplificação do ruído caso as componentes da resposta de frequência do canal tenha valores muito pequenos ou nulos acarretando na não inversibilidade da matriz $\tilde{\mathbf{H}}^d(i)$ que pré-multiplica o bloco $\mathbf{b}(i)$.

Equalizador MMSE no domínio da frequência

O equalizador MMSE minimiza o erro médio quadrático entre o vetor equalizado e o vetor de informação $\mathbf{b}(i)$:

$$\tilde{\mathbf{A}}_{MMSE,CP}(i) = \underset{\mathbf{A}}{\operatorname{argmin}} \mathbb{E}[\|\mathbf{b}(i) - \mathbf{A}\tilde{\mathbf{r}}_{CP}(i)\|^2], \quad (2-32)$$

onde $\tilde{\mathbf{A}}_{MMSE,CP}(i)$ representa a matriz de equalização para o i -ésimo bloco e $\tilde{\mathbf{r}}_{CP}(i)$ representa o bloco recebido no domínio da frequência dado por (2-28). Desenvolvendo-se (2-32), a matriz de equalização $\tilde{\mathbf{A}}_{MMSE,CP}(i)$ pode ser escrita como :

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{A}}_{MMSE,CP}(i) &= \mathbb{E}[\mathbf{b}(i)\tilde{\mathbf{r}}_{CP}^H(i)][\tilde{\mathbf{r}}_{CP}(i)\tilde{\mathbf{r}}_{CP}^H(i)]^{-1} \\ &= \mathbf{W}_N^H[\tilde{\mathbf{H}}^d(i)]^H[\tilde{\mathbf{H}}^d(i)[\tilde{\mathbf{H}}^d(i)]^H + \sigma^2\mathbf{I}_N]^{-1} \end{aligned} \quad (2-33)$$

O equalizador MMSE no domínio da frequência para o caso SC-CP requer o conhecimento do parametro σ^2 e a inversão de uma matriz diagonal. O bloco equalizado a ser entregue ao decisor é obtido similarmente a (2-31) fazendo-se:

$$\mathbf{y}(i) = \tilde{\mathbf{A}}_{MMSE,CP}(i)\tilde{\mathbf{r}}_{CP}(i), \quad (2-34)$$

2.4.2

ZP no domínio da frequência (FDE)

Neste caso de sistemas com faixa de guarda ZP, o bloco observado na recepção, dado por (2-17), é transformado por meio de uma DFT de dimensão M:

$$\tilde{\mathbf{r}}_{ZP}(i) = \mathbf{W}_M\mathbf{H}(i)\mathbf{M}_{ZP}\mathbf{b}(i) + \mathbf{W}_M\mathbf{n}_M(i) \quad (2-35)$$

As últimas L colunas de $\mathbf{H}(i)$ estão multiplicadas apenas pelos zeros de \mathbf{M}_{zp} e assim estas colunas podem ser substituídas convenientemente de forma a tornar $\mathbf{H}(i)$ uma matriz circulante $\mathbf{H}^c(i)$ de dimensão M x M mantendo o resultado do produto. Deste modo tem-se que:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{r}}_{ZP}(i) &= \underbrace{\mathbf{W}_M \mathbf{H}^c(i) \mathbf{W}_M^{\mathcal{H}}}_{\tilde{\mathbf{H}}_d(i)} \underbrace{\mathbf{W}_M \mathbf{M}_{zP}}_{\mathbf{W}_{MN}} \mathbf{b}(i) + \mathbf{W}_M \mathbf{n}_M(i) \\ &= \tilde{\mathbf{H}}_d(i) \mathbf{W}_{MN} \mathbf{b}(i) + \tilde{\mathbf{n}}_M(i),\end{aligned}\quad (2-36)$$

onde $\tilde{\mathbf{H}}_d(i) = \text{diag}[\tilde{\mathbf{h}}(i)]$, em que $\tilde{\mathbf{h}}(i) = \sqrt{M} \mathbf{W}_{MP} \mathbf{h}(i)$ e \mathbf{W}_{MP} contém as primeiras P colunas de \mathbf{W}_M .

Portanto o bloco equalizador a ser entregue ao decisor é dado por :

$$\begin{aligned}\mathbf{y}(i) &= \tilde{\mathbf{A}}(i) \tilde{\mathbf{r}}_{zP}(i) \\ &= \tilde{\mathbf{A}}(i) \tilde{\mathbf{H}}^d(i) \mathbf{W}_{MN} \mathbf{b}(i) + \tilde{\mathbf{A}}(i) \tilde{\mathbf{n}}_M(i)\end{aligned}\quad (2-37)$$

onde $\tilde{\mathbf{A}}(i)$ representa a matriz de equalização.

Equalizador ZF no domínio da frequência

No caso o equalizador ZF operando no domínio da frequência é dado pela pseudo-inversa da matriz (dimensão M x N) que pré-multiplica o bloco de dados $\mathbf{b}(i)$, ou seja:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{A}}_{ZF,ZP}(i) &= [\tilde{\mathbf{H}}^d(i) \mathbf{W}_{MN}]^\dagger \\ &= [\mathbf{W}_{MN}^{\mathcal{H}} [\tilde{\mathbf{H}}^d(i)]^{\mathcal{H}} \tilde{\mathbf{H}}^d(i) \mathbf{W}_{MN}]^{-1} \mathbf{W}_{MN}^{\mathcal{H}} [\tilde{\mathbf{H}}^d(i)]^{\mathcal{H}}\end{aligned}\quad (2-38)$$

O sinal equalizado $\mathbf{y}(i)$ ZF a ser entregue ao decisor fica:

$$\begin{aligned}\mathbf{y}(i) &= \tilde{\mathbf{A}}_{ZF,ZP}(i) \tilde{\mathbf{r}}_{ZP}(i) \\ &= \mathbf{b}(i) + \tilde{\mathbf{A}}_{ZF,ZP}(i) \tilde{\mathbf{n}}_M(i)\end{aligned}\quad (2-39)$$

Assim a estimativa zero-Forcing do i -ésimo bloco é dada por :

$$\hat{\mathbf{b}}(i) = \text{Disc}[\mathbf{b}(i) + [\mathbf{W}_{MN}^{\mathcal{H}} [\tilde{\mathbf{H}}^d(i)]^{\mathcal{H}} \tilde{\mathbf{H}}^d(i) \mathbf{W}_{MN}]^{-1} \mathbf{W}_{MN}^{\mathcal{H}} [\tilde{\mathbf{H}}^d(i)]^{\mathcal{H}} \tilde{\mathbf{n}}_M(i)] \quad (2-40)$$

Equalizador MMSE no domínio da frequência

Neste caso a função custo é um pouco diferente pois considera o bloco estendido $\tilde{\mathbf{r}}_{zp}(i)$ de dimensão M. Assim, é necessário encontrar a solução para minimizar a seguinte função erro :

$$\mathbf{J} = \mathbb{E}[|\mathbf{b}(i) - \tilde{\mathbf{A}}_{MMSE,ZP}(i)\tilde{\mathbf{r}}_{zp}(i)|^2], \quad (2-41)$$

onde a matriz $\tilde{\mathbf{A}}_{MMSE,ZP}(i)$ tem dimensão N x M, e o bloco $\tilde{\mathbf{r}}_{zp}(i)$ de dimensão M é dado por (2-45). A matriz $\tilde{\mathbf{A}}_{MMSE,ZP}(i)$ que minimiza (2-41) é dado por :

$$\tilde{\mathbf{A}}_{MMSE,ZP}(i) = \mathbf{W}_{MN}^H [\tilde{\mathbf{H}}^d(i)]^H [\mathbf{H}^d(i) \mathbf{W}_{MN} \mathbf{W}_{MN}^H \tilde{\mathbf{H}}^d(i) + \sigma^2 \mathbf{I}_M]^{-1} \quad (2-42)$$

Para diminuir a complexidade do equalizador $\tilde{\mathbf{A}}_{MMSE,ZP}(i)$ considera-se também uma simplificação baseada na aproximação $\mathbf{W}_{MN} \mathbf{W}_{MN}^H \approx \frac{N}{M} \mathbf{I}_M$ [2]. Assim o equalizador pode ser aproximado como:

$$\tilde{\mathbf{A}}_{MMSE,ZP}(i) = \mathbf{W}_{MN}^H [\tilde{\mathbf{H}}^d(i)]^H \left[\frac{N}{M} \mathbf{H}^d(i) \tilde{\mathbf{H}}^d(i) + \sigma^2 \mathbf{I}_M \right]^{-1} \quad (2-43)$$

O bloco equalizado MMSE no domínio da frequência a ser entregue ao decisor para SC-ZP é obtido fazendo-se :

$$\mathbf{y}(i) = \tilde{\mathbf{A}}_{MMSE,ZP}(i)\tilde{\mathbf{r}}_{zp}(i) \quad (2-44)$$

2.5

CDMA - Code Division Multiple Access

O sistema CDMA é um método de múltiplo acesso que permite o compartilhamento do canal de comunicações com diversos usuários simultaneamente, onde a discriminação entre eles está no código utilizado para a realização do espalhamento espectral. Três técnicas de múltiplo acesso usuais em sistemas de comunicações móveis são: TDMA (*Time Division Multiple Access*), onde todo o canal é compartilhado em intervalos de tempo diferentes para cada usuário [12], FDMA (*Frequency Division Multiple Access*), onde o canal é fatiado em frequências a cada usuário utiliza por tempo integral cada uma dessas bandas [13] e CDMA onde todos os usuários acessam simultaneamente o canal, na mesma banda de frequências, porém com códigos

de espalhamento distintos. Devido as suas características. O sistema CDMA é muito interessante para projetos de sistemas de telefonia celular.

Neste sistema a cada usuário é designada uma sequência ou forma de onda distinta, que é empregada a fim de modular e espalhar o sinal contendo a informação. Entretanto, para que cada um dos usuários não sofra interferência por parte dos demais, o conjunto de sequencias deve caracterizar-se como sendo ortogonal.

Uma grande vantagem da técnica CDMA é a capacidade de amenizar os efeitos dos canais com desvanecimento seletivo em frequência, uma vez que apenas uma parcela da banda total é afetada pelo desvanecimento, e também a questão da segurança na comunicação, face a dificuldade de se recuperar o sinal por um receptor não sincronizado com o transmissor em termos de frequência, fase e código.

O espalhamento espectral pode ser modelado conforme ilustrado na Figura 2.3, onde representam-se transmissor, canal e receptor, bem como os espalhamentos e desespalhamentos espectrais realizados por meio das sequencias de códigos. Codificação e decodificação de canal não serão tratados neste trabalho.

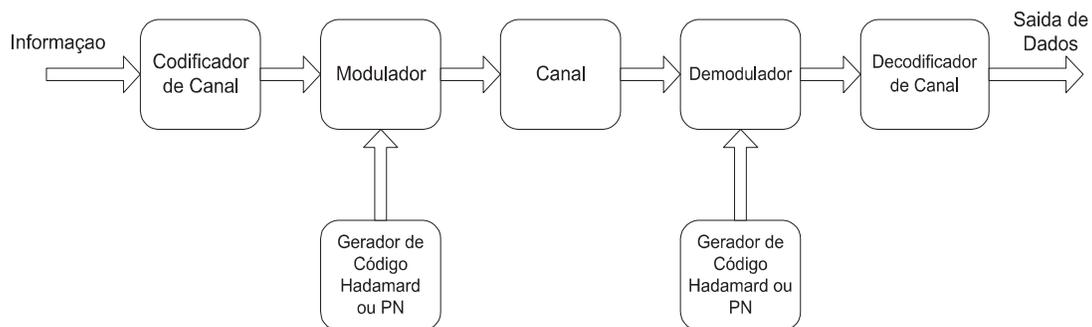


Figura 2.3: Modelo de um sistema de comunicação por espalhamento espectral.

O CDMA não é limitado diretamente pelo número de usuários simultâneos, mas apresenta uma degradação de desempenho que é função da interferência entre todos usuários. Portanto, em sistemas CDMA o limite de usuários é dado pela tolerância do sistema a interferência de múltiplo acesso (IMA).

Em sistemas de múltiplo acesso (Figura 2.4), de uma forma geral, o sinal recebido é composto pelas informações de todos usuários que compartilham o sistema, acompanhadas de ruído e distorção. Nesses sistemas, os receptores se tornam mais complexos para que sejam capazes de identificar o usuário

de interesse ao mesmo tempo em que rejeitam a interferência causada pelos demais usuários.

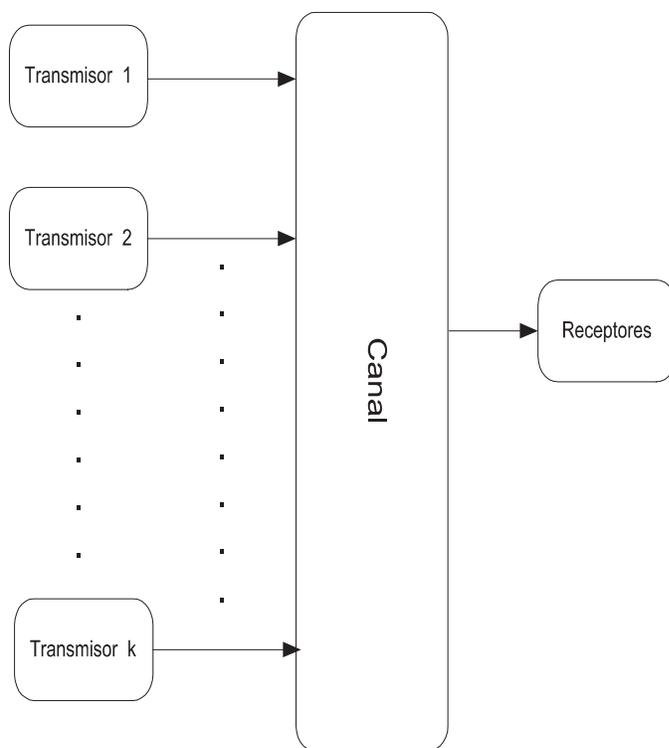


Figura 2.4: Modelo de um sistema de Múltiplo Acesso.

2.6 Sistema DS-CDMA com portadora única

Na comunicação móvel celular a técnica DS-CDMA (*Direct Sequence - CDMA*) foi a que ganhou mais popularidade, devido a sua robustez quando se trata de canais com multipercursos, o sistema DS-CDMA utiliza a técnica de espalhamento espectral como base para seu funcionamento. Nesse sistema todos os usuários ativos podem transmitir ao mesmo tempo utilizando toda a faixa disponível alocada ao sistema. A cada usuário ativo é designado um código ou assinatura única que espalha o sinal transmitido por toda a faixa disponível. Dessa forma, o sinal espalhado torna-se mais imune aos diversos tipos de interferência inerentes ao ambiente de propagação. No receptor ocorre a separação dos sinais de cada usuário de acordo com a ortogonalidade dos códigos de espalhamento [15].

Neste sistema existem dois cenários *down-link* (Figura 2.5) e *up-link* (Figura 2.6). No *down-link* os sinais são enviados da Estação Rádio Base (ERB) para os terminais móveis (MS) dos K usuários ativos do sistema. A ERB faz uma transmissão *broadcast* da soma dos sinais destinados aos terminais móveis.

Cada terminal móvel tenta separar o seu sinal e fazer a detecção. Neste caso os sinais transmitidos pela ERB percorrem o mesmo canal para chegar ao terminal móvel desejado. No *up-link*, os sinais são enviados dos terminais móveis dos K usuários ativos até ERB. Em geral, os sinais dos usuários se propagam por canais diferentes até a rádio base, conforme ilustrado na Figura 2.6. O equivalente passa-baixa discreto do canal que liga a MS do k usuário a ERB, \mathbf{h}_k , é modelado como sendo do tipo FIR representado em (2-20).

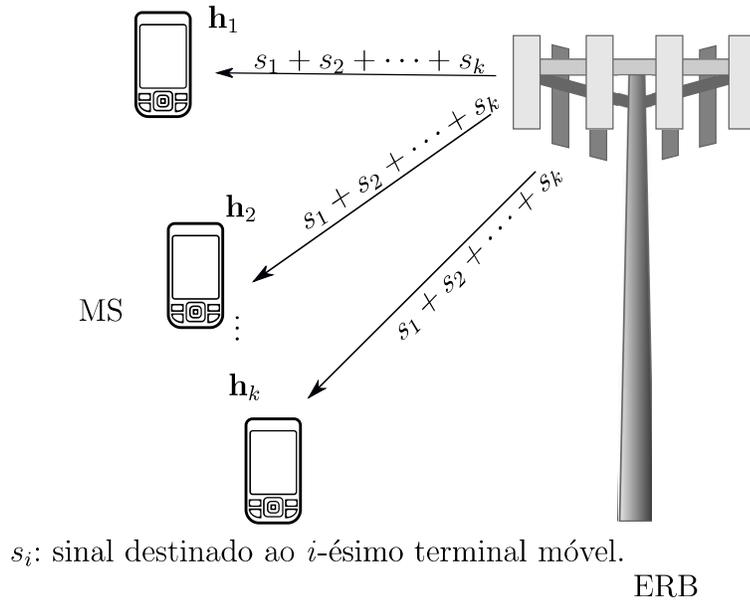


Figura 2.5: Sistema DS-CDMA no *down-link*.

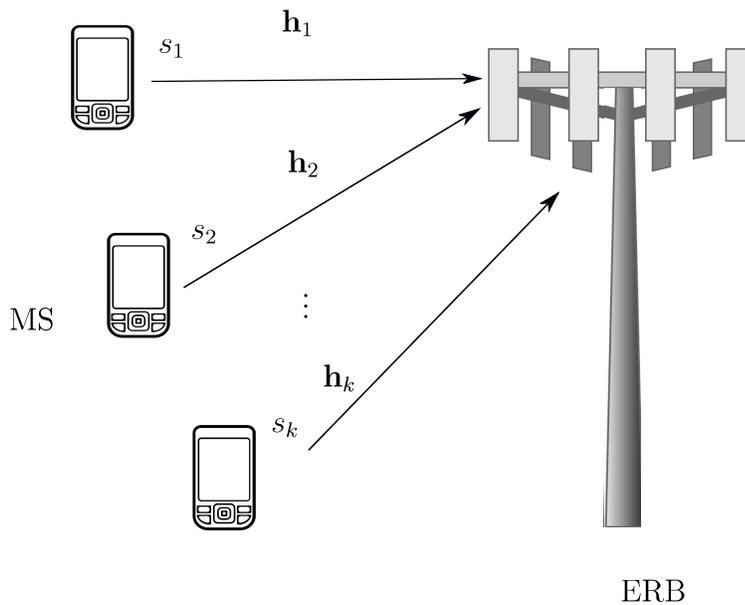


Figura 2.6: Sistema DS-CDMA no *up-link*.

Com relação à modulação, optou-se aqui por BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), que apresenta um bom desempenho em termos de taxa de erro de bits (*BER*), além de sua simplicidade [20]

Considera-se um sistema DS-CDMA síncrono com K usuários, canal *up-link* e modulação BPSK. Neste sistema o k -ésimo usuário transmite sequencialmente símbolos binários $b_k(i) \in \pm 1$. Cada símbolo é espalhado por uma sequência de código de tamanho T , $\mathbf{c}_k = [c_{k,0} \cdots c_{k,T-1}]^T$ satisfazendo $\|\mathbf{c}_k\| = 1$. O bloco de dados transmitido pelo k -ésimo usuário na i -ésima transmissão é dado por $\mathbf{c}_k b_k(i)$, ($i = 1, 2, \dots$).

...	$b_k(i)$	$b_k(2)$	$b_k(1)$	$b_k(0)$
...	\mathbf{c}_k	\mathbf{c}_k	\mathbf{c}_k	\mathbf{c}_k

Figura 2.7: Estrutura da sequência de blocos transmitidos pelo k -ésimo usuário no sistema CDMA.

A Figura 2.7 ilustra a estrutura da sequência de blocos transmitidos pelo k -ésimo usuário no sistema CDMA. Estes blocos são então transmitidos em portadora única (SC) originando assim o sinal DS-CDMA [17]. Para garantir que o sistema opere sem interferência entre blocos (IEB) é inserida a cada bloco uma faixa de guarda de tamanho L . Resultado no bloco a ser transmitido com comprimento $M=T+L$.

Transmissão e Recepção em blocos no Sistema DS-CDMA em ambiente invariante no tempo

Considere no *up-link* de um sistema DS-CDMA com transmissão em blocos que conta com K usuários ativos com transmissão em blocos, a sequência de blocos do k -ésimo usuário está representada na Figura 2.6. As transmissões são feitas com o esquema de portadora única onde em cada bloco a ser transmitido é inserida uma faixa de guarda CP de tamanho L . As expressões apresentadas nas seções 2.1 - 2.7 podem ser utilizadas aqui, substituindo-se nesta expressões o bloco $\mathbf{b}(i)$ pelo bloco $\mathbf{c}_k b_k(i)$ que representa a i -ésima transmissão do k -ésimo usuário. A faixa de guarda é inserida por meio da matriz \mathbf{M}_{cp} definida em (2-4) resultando em um bloco a ser transmitido de tamanho $M = T + L$.

As transmissões do k -ésimo usuário são feitas através do canal multipercurso \mathbf{h}_k de comprimento P definido em (2-20). As transmissões através do canal são representadas por uma matriz de convolução Toeplitz

triangular inferior \mathbf{H}_k de dimensão $M \times M$ definida em (2-7), na qual a primeira coluna é a resposta do canal concatenada com zeros $[\mathbf{h}_k \ 0 \dots 0]^T$, onde $\mathbf{h}_k = [h_{k_0} h_{k_1} \dots h_{k_{P-1}}]^T$, com $\|\mathbf{h}_k\|^2 = 1$. Na Estação Rádio Base a faixa de guardas CP é removida do bloco recebido, por meio de pré-multiplicação da matriz $\mathbf{F}(L)$ definida em (2-12) o que remove a faixa de guardado bloco recebido e transforma a matriz convolução \mathbf{H}_k em uma matriz circulante \mathbf{H}_k^c definida em (2-15) de tamanho $T \times T$.

O bloco recebido DS-CDMA com faixa de guarda CP associado ao k -ésimo usuário é obtido de (2-16), o sinal composto recebido na estação radio base correspondente a transmissão de i -ésimo bloco é dado por:

$$\mathbf{r}(i) = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k^c \mathbf{c}_k b_k(i) + \mathbf{n}(i). \quad (2-45)$$

onde $\mathbf{n}(i)$ é um ruído Gaussiano complexo de média nula e matriz covariância $\mathbf{K}_n = \sigma^2 \mathbf{I}_T$, $b_k(i)$ é o i -ésimo símbolo transmitido pelo k -ésimo usuário, com $|b_k(i)|^2 = 1$ e $\mathbb{E}[b_k(i)] = 0$.

Equalização no Domínio da Frequência e Detecção em DS-CDMA

O receptor DS-CDMA utiliza uma matriz DFT (*Discrete Fourier Transform*) normalizada que multiplica o sinal recebido DS-CDMA dado por (2-45) transformando $\mathbf{r}(i)$ do domínio do tempo para o domínio da frequência. A DFT normalizada é representada por uma matriz \mathbf{W}_T e suas componentes são definidas em (2-28), assim o sinal recebido no domínio da frequência é dada por :

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}}(i) &= \mathbf{W}_T \mathbf{r}(i). \\ &= \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_T \mathbf{H}_k^c \mathbf{c}_k b_k(i) + \mathbf{W}_T \mathbf{n}(i). \end{aligned} \quad (2-46)$$

A matriz circulante \mathbf{H}_k^c definida em (2-15) pode ser decomposta na forma $\mathbf{H}_k^c = \mathbf{W}_T^H \mathbf{H}_k^d \mathbf{W}_T$ sendo \mathbf{H}_k^d a matriz diagonal cujas entradas são os elementos da resposta de frequência do canal discreto, e assim $\tilde{\mathbf{r}}(i)$ pode expresso como:

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{r}}(i) &= \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_T \mathbf{W}_T^H \mathbf{H}_k^d \mathbf{W}_T \mathbf{c}_k b_k(i) + \underbrace{\mathbf{W}_T \mathbf{n}(i)}_{\tilde{\mathbf{n}}(i)} \\
&= \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k^d \mathbf{W}_T \mathbf{c}_k b_k(i) + \tilde{\mathbf{n}}(i)
\end{aligned} \tag{2-47}$$

onde o vetor de ruído $\tilde{\mathbf{n}}(i)$ é gaussiano complexo de média nula e matriz covariância $\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}} = \sigma^2 \mathbf{I}_T$.

DS-CDMA com Equalização Zero Forcing

A seguir é feita a equalização ZF (*Zero Forcing*) supondo que u é índice do usuário de interesse. O equalizador ZF tem como objetivo eliminar a interferência entre chips deste usuário por meio da multiplicação do sinal composto $\tilde{\mathbf{r}}(i)$ em (2-47) pela matriz definida em (2-29):

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}_{ZF}^u &= [\mathbf{H}_u^d \mathbf{W}_T]^{-1} \\
&= \mathbf{W}_T^{-1} [\mathbf{H}_u^d]^{-1} \\
&= \mathbf{W}_T^H [\mathbf{H}_u^d]^{-1}
\end{aligned} \tag{2-48}$$

O bloco equalizado correspondente ao u -ésimo usuário e dado por:

$$\begin{aligned}
\mathbf{y}(i) &= \mathbf{A}_{ZF}^u \tilde{\mathbf{r}}(i) \\
&= \mathbf{c}_u b_u(i) + \mathbf{I}_{IMA} + \underbrace{\tilde{\mathbf{n}}_u(i)}_{\mathbf{A}_{ZF}^u \tilde{\mathbf{n}}(i)}.
\end{aligned} \tag{2-49}$$

onde $\tilde{\mathbf{n}}_u(i)$ representa o vetor de ruído após equalização e \mathbf{I}_{IMA} representa a interferência de múltiplo acesso (IMA) do sistema.

Após equalização, o símbolo detectado do usuário u , $b_u(i)$, pode ser obtido por:

$$\hat{b}_u(i) = \mathbf{Disc}(\mathbf{c}_u^T \mathbf{y}(i)). \tag{2-50}$$

DS-CDMA com Equalização Minimum Mean Square Error (MMSE)

O objetivo do equalizador MMSE é minimizar a função-custo, cuja matriz de equalização \mathbf{A}_{MMSE}^u destinada a detecção do u -ésimo usuário é obtida minimizando-se o erro meio quadrático, ou seja:

$$\mathbf{A}_{MMSE}^u(i) = \underset{\mathbf{A}}{\operatorname{argmin}} \mathbb{E}[|\mathbf{b}_u(i) - \mathbf{A}\tilde{\mathbf{r}}(i)|^2], \quad (2-51)$$

A solução para (2-51) é dada por:

$$\mathbf{A}_u(i) = \mathbb{E}[\tilde{\mathbf{r}}^{\mathcal{H}}(i)b_u(i)]\mathcal{R}^{-1}, \quad (2-52)$$

onde $\mathcal{R} = \mathbb{E}[\tilde{\mathbf{r}}(i)\tilde{\mathbf{r}}^{\mathcal{H}}(i)]$ é a matriz autocorrelação da observação $\tilde{\mathbf{r}}(i)$ que é representada por:

$$\begin{aligned} \mathcal{R} &= \mathbb{E}[\tilde{\mathbf{r}}(i)\tilde{\mathbf{r}}^{\mathcal{H}}(i)] \\ &= \mathbb{E}\left[\sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k^d \mathbf{W}_T \mathbf{c}_k b_k(i) + \tilde{\mathbf{n}}(i)\right] \left[\sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k^d \mathbf{W}_T \mathbf{c}_k b_k(i) + \tilde{\mathbf{n}}(i)\right]^{\mathcal{H}} \\ &= \mathbb{E}\left[\sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k^d \mathbf{W}_T \mathbf{c}_k b_k(i) b_k^{\mathcal{H}}(i) \mathbf{c}_k^{\mathcal{H}} \mathbf{W}_T^{\mathcal{H}} [\mathbf{H}_k^d]^{\mathcal{H}}\right] + \mathbb{E}[\tilde{\mathbf{n}}(i)\tilde{\mathbf{n}}^{\mathcal{H}}(i)] \\ &= \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k^d \mathbf{W}_T \mathbf{c}_k \underbrace{\mathbb{E}[b_k(i)b_k^{\mathcal{H}}(i)]}_I \mathbf{c}_k^{\mathcal{H}} \mathbf{W}_T^{\mathcal{H}} [\mathbf{H}_k^d]^{\mathcal{H}} + \mathbb{E}[\tilde{\mathbf{n}}(i)\tilde{\mathbf{n}}^{\mathcal{H}}(i)] \\ &= \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k^d \mathbf{W}_T \mathbf{c}_k \mathbf{c}_k^{\mathcal{H}} \mathbf{W}_T^{\mathcal{H}} [\mathbf{H}_k^d]^{\mathcal{H}} + \sigma^2 I_T \end{aligned} \quad (2-53)$$

e a cross-correlação do vetor $\tilde{\mathbf{r}}(i)$ pelo símbolo desejado $b_u(i)$ é dado por:

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[b_u^*(i)\tilde{\mathbf{r}}(i)^{\mathcal{H}}] &= \sum_{k=1}^K \mathbb{E}[b_u(i)b_k^*(i)] \mathbf{c}_k^{\mathcal{H}} \mathbf{W}_T^{\mathcal{H}} [\mathbf{H}_k^d]^{\mathcal{H}} + \mathbb{E}[b_u^*(i)\tilde{\mathbf{n}}(i)^{\mathcal{H}}] \\ &= \mathbf{c}_u^{\mathcal{H}} \mathbf{W}_T^{\mathcal{H}} [\mathbf{H}_u^d]^{\mathcal{H}} \end{aligned} \quad (2-54)$$

Após a equalização o símbolo detetado do u -ésimo usuário é obtido por meio de :

$$\begin{aligned}\mathbf{z}(i) &= (\mathbf{A}_{MMSE}^u(i))\tilde{\mathbf{r}}(i) \\ \hat{b}_u(i) &= \mathbf{Disc}(\mathbf{z}(i))\end{aligned}\quad (2-55)$$

2.6.1

Resultados Numéricos: Sistema DS-CDMA em ambiente invariante no tempo, up-link, com códigos ortogonais

Nesta subseção são compilados resultados de desempenhos, para o sistema DS-CDMA obtidos via simulação. Foram utilizados modulação BPSK e sequências de espalhamento ortogonais do tipo Hadamard com comprimento $T=16$. Os canais associados aos K usuários ativos no sistema são aleatórios, estatisticamente independentes e modelados como filtros FIR, cada um com $P = 4$ coeficientes ou taps invariantes no tempo. Os coeficientes do canal \mathbf{h}_k , são é dado por $h_{k_i} = p_i \alpha_{k_i}$ onde $\alpha_{k_i}, i = 0, 1, \dots, P - 1$, são variáveis aleatórias complexas gaussianas estatisticamente independentes, com média nula, $\mathbf{E}[|\alpha_k|^2] = 1$ e os pesos p_k são normalizados de tal forma que $\sum_{k=1}^P |p_k|^2 = 1$. Aqui os pesos utilizados foram $p_0 = 0.8671, p_1 = 0.4346, p_2 = 0.2178, p_3 = 0.1092$ [6]. Os valores de α_{k_i} são sorteados no início de cada simulação e mantidos fixos ao longo de cada rodada de simulação. O intervalo de guarda é do tipo CP considerado suficientemente grande, $L \geq P$, para garantir que a detecção dos símbolos seja livre de interferência entre blocos.

Para cada experimento foram consideradas 2000 repetições com a transmissão de 200 símbolos de informação cada. A Figura 2.8 ilustra as curvas de taxa de erro de bit versus E_b/N_0 para o sistema DS-CDMA com 4, 8 e 16 usuários ativos no sistema considerando equalizadores MMSE e ZF. É possível observar a superioridade de desempenho do equalizador MMSE com relação ao equalizador ZF. A diferença de desempenho entre os sistema operando com 4, 8 e 16 usuários deve-se ao aumento do IMA com o número de usuários ativos.

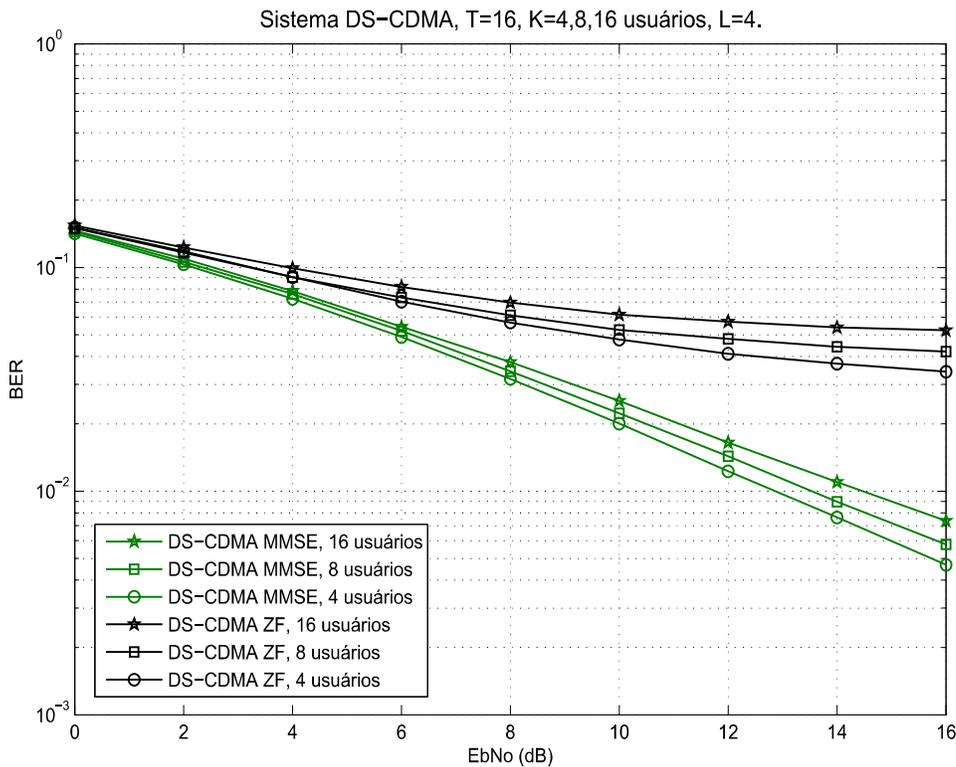


Figura 2.8: BER vs E_b/N_0 para Sistemas DS-CDMA com carga de 4, 8, 16 usuários.

2.7 Sistema DS-CDMA em Ambiente Variante no Tempo

Considera-se aqui que a transmissão em blocos de sistema DS-CDMA com K usuários descritos na seção (2.7.1). As transmissões do k -ésimo usuário são feitas através do canal variante no tempo $\mathbf{h}_k(i)$ descrito na seção (2.3.2). Os canais são mantidos fixos durante o período de transmissão T_B do bloco $\mathbf{c}_k b_k(i)$ e assim as mesmas expressões matemáticas relativas as transmissões do esquema DS-CDMA obtidas com (2-45) continuam válidas no ambiente invariante no tempo.

Aqui é repetido por conveniência o vetor de recepção do sistema DS-CDMA:

$$\mathbf{r}(i) = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k^c(i) \mathbf{c}_k b_k(i) + \mathbf{n}(i). \quad (2-56)$$

onde $\mathbf{n}(i)$ é um ruído gaussiano complexo de média nula e matriz covariância

$$\mathbf{K}_n = \sigma^2 \mathbf{I}_T.$$

Equalização no Domínio da Frequência e Detecção DS-CDMA em Ambiente Variantes no Tempo

No receptor DS-CDMA, uma DFT normalizada definida em (2-31) é aplicada em $\mathbf{r}(i)$ dado em (2-56) e considerando a decomposição da matriz circulante $\mathbf{H}_k^c(i)$, o vetor $\mathbf{r}(i)$ é transformado do domínio do tempo para domínio da frequência. Assim o vetor recebido no domínio da frequência, recebido na i -ésima transmissão do bloco é dado por:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{r}}(i) &= \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k^d(i) \mathbf{W}_T \mathbf{c}_k b_k(i) + \underbrace{\mathbf{W}_T \mathbf{n}(i)}_{\tilde{\mathbf{n}}(i)} \\ &= \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k^d(i) \mathbf{W}_T \mathbf{c}_k b_k(i) + \tilde{\mathbf{n}}(i) \quad i = 1, 2 \dots N. \end{aligned} \quad (2-57)$$

onde o vetor de ruído $\tilde{\mathbf{n}}(i)$ é gaussiano complexo de média nula e matriz covariância $\tilde{\mathbf{K}}_{\tilde{\mathbf{n}}} = \sigma^2 \mathbf{I}_T$.

Isolando-se o sinal correspondente ao u -ésimo usuário tem-se:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{r}}(i) &= \mathbf{H}_u^d(i) \mathbf{W}_T \mathbf{c}_u b_u(i) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq u}}^K \mathbf{H}_j^d(i) \mathbf{W}_T \mathbf{c}_j b_j(i) + \tilde{\mathbf{n}}(i) \\ \hat{\mathbf{r}}(i) &= \mathbf{H}_u^d(i) \mathbf{W}_T \mathbf{c}_u b_u(i) + \underbrace{\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq u}}^K \mathbf{H}_j^d(i) \mathbf{W}_T \mathbf{c}_j b_j(i)}_{\mathbf{I}_{IMA}} + \tilde{\mathbf{n}}(i) \end{aligned} \quad (2-58)$$

DETECÇÃO

A seguir como foi feita na revisão do ambiente invariante no tempo são aplicadas as técnicas de detecção, corresponde a equalizador ZF e MMSE.

DS-CDMA com Equalização Zero Forcing

A equalização ZF no ambiente variante no tempo supondo que u é o índice do usuário de interesse é dada por:

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{A}}_{ZF}^u(i) &= [\hat{\mathbf{H}}_u^d(i) \mathbf{W}_T]^{-1} \\
&= \mathbf{W}_T^{-1} \hat{\mathbf{H}}_u^d(i)^{-1} \\
&= \mathbf{W}_T^H \hat{\mathbf{H}}_u^d(i)^{-1}
\end{aligned} \tag{2-59}$$

Assim, o bloco equalizado correspondente ao u -ésimo usuário, a ser entregue ao decisor é:

$$\begin{aligned}
\mathbf{y}(i) &= \hat{\mathbf{A}}_{ZF}^u(i) \hat{\mathbf{r}}(i) \\
&= \mathbf{W}_T^H \hat{\mathbf{H}}_u^d(i)^{-1} [\hat{\mathbf{H}}_u^d(i) \mathbf{W}_T \mathbf{c}_u b_u(i) + \mathbf{I}_{IMA} + \tilde{\mathbf{n}}(i)] \\
&= \mathbf{c}_u b_u(i) + \mathbf{I}_{IMA} + \underbrace{\tilde{\mathbf{n}}_u(i)}_{\hat{\mathbf{A}}_{ZF}^u(i) \tilde{\mathbf{n}}(i)} .
\end{aligned} \tag{2-60}$$

onde $\tilde{\mathbf{n}}_u(i) = \mathbf{A}_{ZF}^u(i) \tilde{\mathbf{n}}(i)$ representa o vetor de ruído após equalização.

O símbolo de informação detectado do usuário u é obtido por:

$$\begin{aligned}
\hat{b}_u(i) &= \text{Disc}(\mathbf{c}_u^T \mathbf{y}(i)) \\
&= \text{Disc}[(b_u(i) + \mathbf{c}_u^T \mathbf{I}_{IMA} + \mathbf{c}_u^T \tilde{\mathbf{n}}_u(i))]
\end{aligned} \tag{2-61}$$

DS-CDMA com Equalização Minimum Mean Square Error (MMSE)

O objetivo do equalizador MMSE é minimizar a função-custo, cuja matriz de equalização $\hat{\mathbf{A}}_{MMSE}^u$ destinada a detecção do u -ésimo usuário é obtida minimizando-se o erro médio quadrático, ou seja:

$$\hat{\mathbf{A}}_{MMSE}^u(i) = \underset{\mathbf{A}}{\text{argmin}} \mathbb{E}[|\mathbf{b}_u(i) - \hat{\mathbf{A}}^H \hat{\mathbf{r}}(i)|^2], \tag{2-62}$$

A solução para (2-62) é dada por:

$$\hat{\mathbf{A}}_{MMSE}^u(i) = \mathcal{R}^{-1} \mathbb{E}[\hat{\mathbf{r}}(i) b_u^H(i)], \tag{2-63}$$

onde $\mathcal{R} = \mathbb{E}[\hat{\mathbf{r}}(i) \hat{\mathbf{r}}(i)^H]$ é a matriz autocorrelação da observação $\hat{\mathbf{r}}(i)$ é representada por:

$$\mathcal{R} = \sum_{i=1}^K \hat{\mathbf{H}}_u^d(i) \mathbf{W}_T \mathbf{c}_j \mathbf{c}_j^H \mathbf{W}_T^H \hat{\mathbf{H}}_u^d(i)^H + \sigma^2 \mathbf{I}_T, \quad (2-64)$$

e a cross-correlação do vetor $\tilde{\mathbf{r}}$ pelo símbolo desejado $\mathbf{b}_u(i)$ é dado por:

$$\mathbb{E}[\tilde{\mathbf{r}}(i) b_u^*(i)] = \hat{\mathbf{H}}_u^d(i) \mathbf{W}_T \mathbf{c}_u \quad (2-65)$$

Portanto $\hat{\mathbf{A}}_{MMSE}^u$ é :

$$\hat{\mathbf{A}}_{MMSE}^u(i) = \left(\sum_{i=1}^K \hat{\mathbf{H}}_u^d(i) \mathbf{W}_T \mathbf{c}_j \mathbf{c}_j^H \mathbf{W}_T^H \hat{\mathbf{H}}_u^d(i)^H + \sigma^2 \mathbf{I}_T \right) (\hat{\mathbf{H}}_u^d(i) \mathbf{W}_T \mathbf{c}_u), \quad (2-66)$$

Após a equalização o símbolo detetado do u -ésimo usuário é obtido por meio de :

$$\begin{aligned} z(i) &= (\hat{\mathbf{A}}_{MMSE}^u(i))^H \tilde{\mathbf{r}}(i) \\ \hat{b}_u(i) &= \mathbf{Disc}(z(i)) \end{aligned} \quad (2-67)$$

2.7.1

Resultados Numéricos: Sistema DS-CDMA em ambiente variantes no tempo, up-link, códigos ortogonais

Esta subsecção apresenta resultados e ilustra os desempenhos com equalizador ZF e MMSE, obtidos via simulação, utilizando a modulação BPSK e seqüências de espalhamento mutuamente ortogonais de tipo Hadamard com comprimento $T=32$ chips. A fim de avaliar o sistema DS-CDMA em ambiente variante no tempo, os canais associados aos K usuários ativos no sistema são aleatórios definidos na seção (2.3.2), onde f_d é a frequência Doppler dos canais e T_B é a duração do bloco $\mathbf{c}_k b_k(i)$ o sistema. A frequência Doppler f_d é considerada a mesma para todos os canais. O canal \mathbf{h}_k é mantido fixo durante o período de transmissão do bloco $\mathbf{c}_k b_k(i)$. Os pesos p_i satisfazem a $\sum_{k=1}^P |p_k|^2 = 1$ com $p_0 = 0.8671, p_1 = 0.4346, p_2 = 0.2178, p_3 = 0.1092$. O intervalo de guarda é do tipo CP considerado suficientemente grande $L \geq P$ para garantir que a detecção dos símbolos livres de interferência entre blocos.

Os resultados são dados pela media de 2000 experimentos independentes com 100 símbolos de informação enviados. A Figura 2.9, ilustra as curvas de taxa de erro de bit versus E_b/N_0 para o sistema DS-CDMA (*up-link*) em

ambiente variante no tempo, para cargas de 4, 8, 16 usuários ativos no sistema, considerando equalizadores MMSE e ZF, o produto $f_d.T_B$ que representa a velocidade de variação do canal é 10^{-5} . É possível observar a superioridade de desempenho do equalizador MMSE com relação ao equalizador ZF em cada uma das curvas. A diferença de desempenho entre os sistema operando com 4, 8 e 16 usuários deve-se do aumento do IMA com o número de usuários ativos. A Figura 2.10 apresenta as curvas de taxa de erro de bit versus E_b/N_0 para o sistema DS-CDMA em ambiente variante no tempo, *up-link* para cargas de 4, 8, 16 usuários ativos no sistema, considerando equalizadores MMSE e ZF, para um produto $f_d.T_B$ é de 10^{-4} . A diferença de desempenho entre os sistema operando com 4, 8 e 16 usuários deve-se ao aumento do IMA com o número de usuários ativos no sistema. A Figura 2.11 apresenta as curvas de taxa de erro de bit versus E_b/N_0 para o sistema DS-CDMA em ambiente variante no tempo, para cargas de 4, 8, 16 usuários ativos no sistema, considerando equalizadores MMSE e ZF, para o produto $f_d.T_B$ de 10^{-3} . Novamente observe-se a superioridade do desempenho do sistema para carga de 4 usuários ao do sistema com 8 e 16 usuários devido ao aumento do IMA com o número de usuários ativos no sistema.

Comparando os resultados das Figuras 2.9, 2.10 e 2.11, o sistema DS-CDMA operando com códigos ortogonais em ambiente variante no tempo, considerando o conhecimento do canal de receptor o aumento de $(f_d.T_B)$ não é influenciado pelo aumento de IMA. Tendo em vista que o receptor conhece o canal e como foi considerado o canal sendo fixo durante o período de transmissão do bloco T_B o modelo do sinal de recepção $\mathbf{r}(i)$ dado em (2-57) é o mesmo tanto para ambiente variantes como invariantes no tempo, e conseqüentemente o desempenho do DS-CDMA é idêntico em ambos ambientes. Sendo assim o desempenho do DS-CDMA nesse caso é igual tanto em ambiente invariante e variante no tempo.

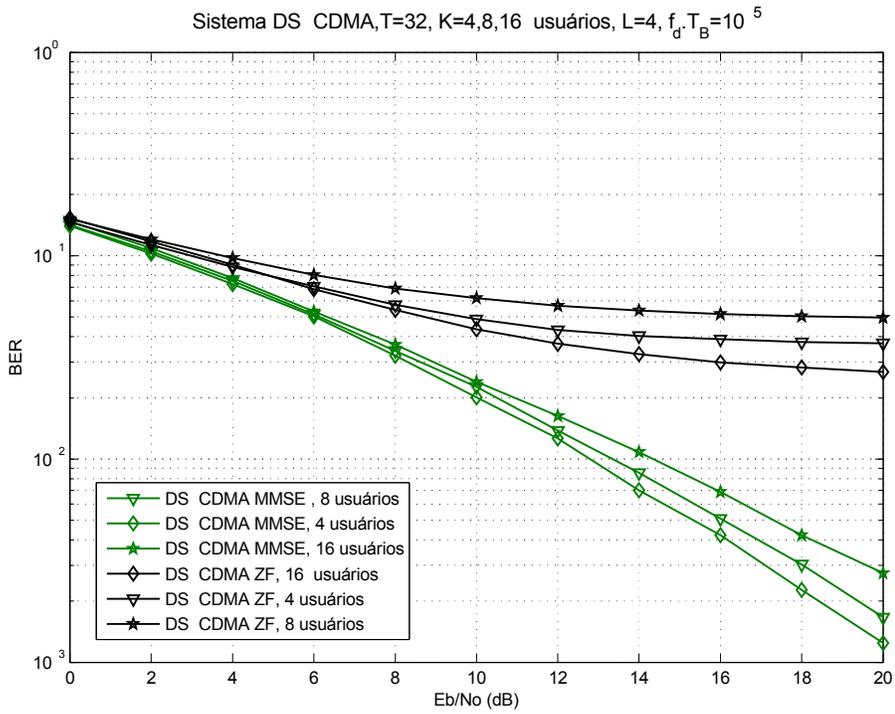


Figura 2.9: BER vs E_b/N_0 para sistema DS-CDMA em canal variante no tempo, no *up-link*, com cargas de usuários 4, 8, 16, e $f_d \cdot T_B = 10^{-5}$.

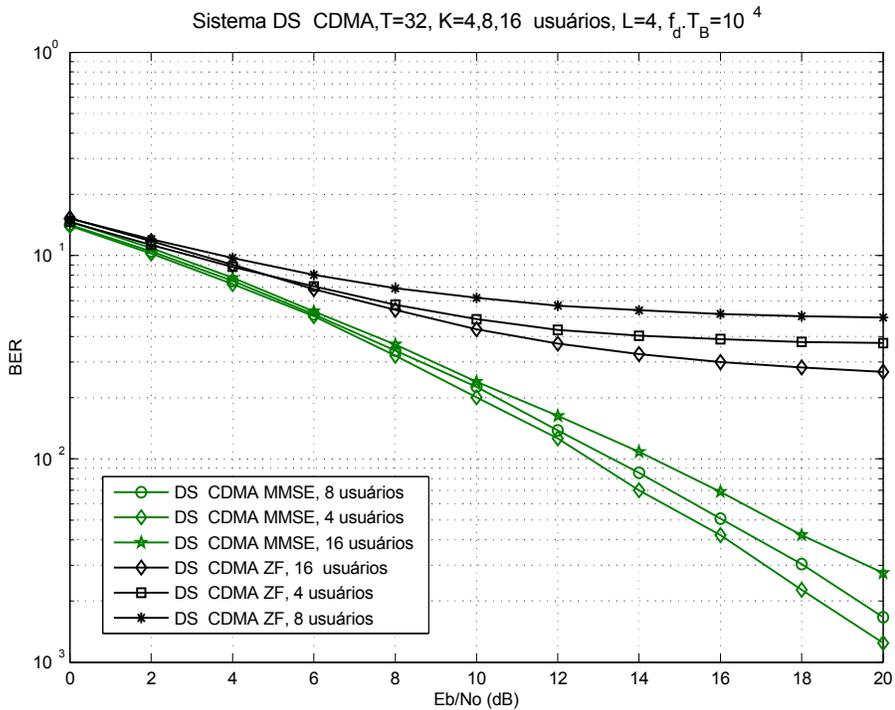


Figura 2.10: BER vs E_b/N_0 para sistema DS-CDMA em canal variante no tempo, no *up-link*, com cargas de usuários 4, 8, 16, e $f_d \cdot T_B = 10^{-4}$.

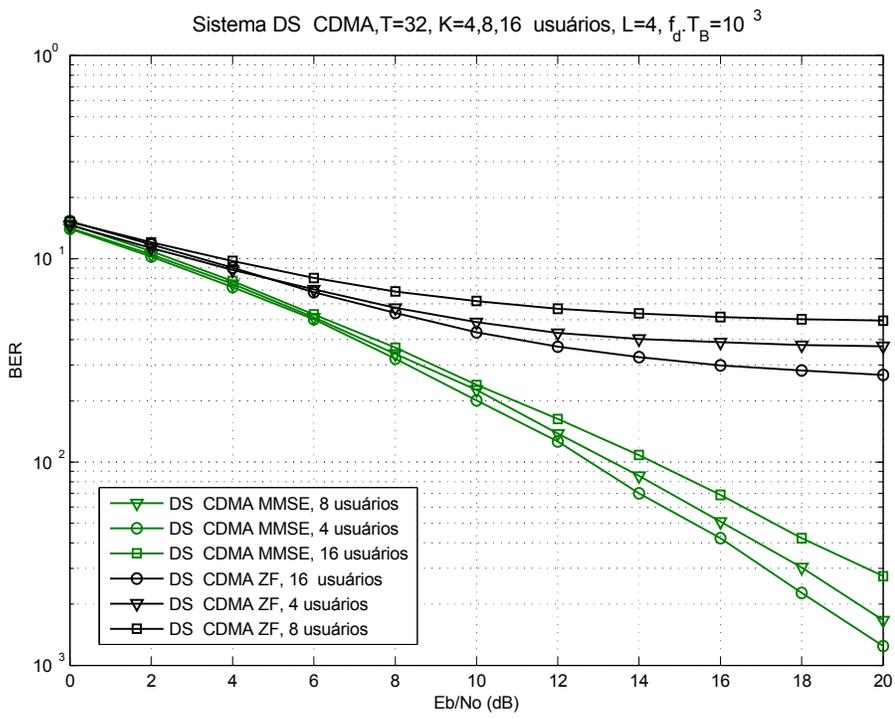


Figura 2.11: BER vs E_b/N_0 para sistema DS-CDMA em canal variante no tempo, *up-link*, com cargas de usuários 4, 8, 16, e $f_d \cdot T_B = 10^{-3}$.

3

Transmissão em blocos com sistemas Chip-Spread CDMA (CS-CDMA)

No presente capítulo é apresentada a modelagem matemática da técnica de múltiplo acesso CDMA referida como CS-CDMA (*Chip-Spread* CDMA) [6, 7, 8], operando em ambientes de propagação invariante e variante no tempo com códigos ortogonais para o *up-link*, e também a apresentado comparações de desempenho entre os sistemas DS-CDMA e CS-CDMA em ambientes invariante e variante no tempo com códigos ortogonais.

3.1

Sistema CS-CDMA (Chip-Spread Code Division Multiple Access)

O sistema CS-CDMA [6, 7, 8] considera uma inversão entre os símbolos de informação e os chips do código de espalhamento nos blocos CDMA, onde os T chips da sequência de código $\mathbf{c}_k = [c_{k,0} \dots c_{k,T-1}]^T$, que satisfazem a condição $\|\mathbf{c}_k\|^2 = 1$, são multiplicados pelo mesmo bloco de N símbolos de informação representado por $\mathbf{b}_k = [b_k(0) b_k(1) \dots b_k(N)]^T$ como ilustrado na Figura 3.1.

$c_{k,(T-1)}$	\dots	$c_{k,(2)}$	$c_{k,(1)}$	$c_{k,(0)}$
\mathbf{b}_k	\dots	\mathbf{b}_k	\mathbf{b}_k	\mathbf{b}_k

Figura 3.1: Estrutura da sequência de blocos transmitidos pelo k -ésimo usuário no sistema CS-CDMA.

O bloco de dados transmitido no sistema CS-CDMA pelo k -ésimo usuário na i -ésima transmissão é dado por $\mathbf{b}_k c_k(i)$, ($i = 1, 2 \dots T - 1$), sendo $c_k(i)$ o i -ésimo chip da sequência do código do k -ésimo usuário. As N componentes de $\mathbf{b}_k c_k(i)$ são transmitidas serialmente através de um canal multipercurso.

Cada chip do código é espalhado pela sequência de símbolos \mathbf{b}_k conforme é ilustrado na Figura 3.1, o que motivou o nome de "*Chip-Spread*". Como será visto, este esquema permite que em canais invariantes no tempo a ortogonalidade entre os códigos dos diferentes usuários seja preservada, apesar da transmissão ser feita através de um canal multipercurso seletivo em frequência permitindo de modo que os usuários possam ser idealmente desacoplados na recepção [6].

3.1.1

Sistema CS-CDMA com Portadora Única

Considere um sistema CS-CDMA que conta com K usuários ativos com transmissão em blocos, cuja sequência de transmissão para o k -ésimo usuário é representado na Figura 3.1. As transmissões são feitas com o esquema de portadora única (SC) para *up-link*, ilustrado na Figura 2.6. Em cada bloco $\mathbf{b}_k c_k(i)$ a ser transmitido é inserida uma faixa de guarda CP (*Prefixo Cíclico*) de tamanho L , para permitir a eliminação da interferência entre blocos após o processamento na Rádio Base (ERB), resultando em um bloco de transmissão de tamanho $M = N + L$.

Transmissão e Recepção em blocos no sistema CS-CDMA em ambiente invariante no tempo

Após a inserção da faixa de guarda CP de tamanho L no bloco $\mathbf{b}_k c_k(i)$ os elementos do bloco resultante de tamanho $N + L$ são transmitidos em portadora única através do canal multipercuro.

O equivalente discreto do canal é modelado como um filtro FIR \mathbf{h}_k de comprimento P definido em (2-20). Assim como na seção 2.3, a transmissão através do canal é representada por uma matriz de convolução Toeplitz triangular inferior \mathbf{H}_k de dimensão $(N + L) \times (N + L)$, que se mantém fixa ao longo da transmissão. Na estação rádio base o prefixo cíclico é removido do bloco recebido por meio da pré-multiplicação do vetor recebido $\mathbf{r}(i)$ pela matriz $\mathbf{F}(L)$ definida em (2-12) removendo assim a faixa de guarda do bloco recebido e transformando a matriz de convolução \mathbf{H}_k em uma matriz circulante \mathbf{H}_k^c , definida em (2-15), de tamanho $N \times N$. Assim, após a retirada do prefixo cíclico o sinal recebido na estação rádio base é dado por:

$$\mathbf{r}(i) = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k^c \mathbf{b}_k c_{k,i} + \mathbf{n}_N(i), \quad i = 1, 2, \dots, T - 1, \quad (3-1)$$

onde \mathbf{H}_k^c é uma matriz circulante de tamanho $N \times N$ e $\mathbf{n}_N(i)$ é vetor de ruído modelado estatisticamente como gaussiano complexo de média nula e matriz covariância $\mathbf{K}_n = \sigma^2 \mathbf{I}_N$.

Coletando as sinais recebidos associados aos T chips [7], obtêm-se uma matriz de dimensão $N \times T$ que pode ser escrita como :

$$\mathbf{R} = [\mathbf{r}(0) \dots \mathbf{r}(T-1)] = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k^c \mathbf{b}_k \mathbf{c}_k^T + \mathbf{N} \quad (3-2)$$

onde a $\mathbf{N} = [\mathbf{n}_N(0) \dots \mathbf{n}_N(T-1)]$.

Pode-se visualizar que uma característica marcante da técnica de transmissão *Chip-Spread* é que diferentemente do que ocorre nos sistemas DS-CDMA, a ortogonalidade entre os códigos dos diferentes usuários é mantida mesmo quando a transmissão é feita através de um canal multipercurso seletivo em frequência, permitindo assim que os usuários possam ser idealmente desacoplados na recepção [7]. Adicionalmente, diferente do esquema tradicional DS-CDMA, a IMA pode ser eliminada antes da equalização e demais procedimentos de detecção.

Equalização no Domínio da Frequência e Detecção

O receptor CS-CDMA utiliza uma DFT (*Discrete Fourier Transform*) normalizada definida em (2-21) que é aplicada a matriz \mathbf{R} dada em (3-2) transformando \mathbf{R} do domínio do tempo para o domínio da frequência com o objetivo de se reduzir a complexidade dos equalizadores ZF e MMSE. Admite-se em ambos os casos o conhecimento ideal dos canais de transmissão. Admite-se ainda que o canal não varia durante a transmissão dos T chips do bloco da Figura 3.1.

A DFT normalizada é representada por uma matriz \mathbf{W}_N e suas componentes são definidas em (2-22), assim a matriz de sinais recebidos no domínio da frequência é dada por :

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}} &= \mathbf{W}_N \mathbf{R}. \\ &= \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_N \mathbf{H}_k^c \mathbf{b}_k \mathbf{c}_k^T + \mathbf{W}_N \mathbf{N}. \end{aligned} \quad (3-3)$$

A matriz circulante \mathbf{H}_k^c de tamanho $N \times N$ pode ser decomposta na forma $\mathbf{H}_k^c = \mathbf{W}_N^H \mathbf{H}_k^d \mathbf{W}_N$, sendo \mathbf{H}_k^d na matriz diagonal cujas entradas são os elementos da resposta de frequência do canal discreto $\mathbf{q} = \sqrt{N} \mathbf{W}_N \mathbf{H}_k$. Tem-se assim

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{R}} &= \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_N \mathbf{W}_N^H \mathbf{H}_k^d \mathbf{W}_N \mathbf{b}_k \mathbf{c}_k^T + \underbrace{\mathbf{W}_N \mathbf{N}(i)}_{\tilde{\mathbf{N}}} \\
&= \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k^d \mathbf{W}_N \mathbf{b}_k \mathbf{c}_k^T + \tilde{\mathbf{N}}
\end{aligned} \tag{3-4}$$

onde $\tilde{\mathbf{N}} = [\mathbf{n}_N(0) \dots \mathbf{n}_N(T-1)]$ a matriz de ruído e $\mathbf{n}_N(i) = \mathbf{W}_N \mathbf{n}(i)$ é o vetor gaussiano complexo de média nula e matriz covariância $\tilde{\mathbf{K}}_{\tilde{\mathbf{N}}} = \sigma^2 \mathbf{I}_N$.

Supondo códigos ortogonais, o sinal a ser equalizado correspondente ao u -ésimo usuário é obtido a partir da correlação da matriz de recepção $\tilde{\mathbf{R}}$ com o respectivo código do u -ésimo usuário :

$$\begin{aligned}
\mathbf{r}_u &= \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{c}_u \\
&= \mathbf{H}_u^d \mathbf{W}_N \mathbf{b}_u + \tilde{\mathbf{n}}_u
\end{aligned} \tag{3-5}$$

onde o vetor de ruído $\tilde{\mathbf{n}}_u = \tilde{\mathbf{N}} \mathbf{c}_u$ é complexo gaussiano com média nula e $\mathbb{E}[\tilde{\mathbf{n}}_u \tilde{\mathbf{n}}_u^H] = \sigma^2 \mathbf{I}_N$.

O uso do esquema CS-CDMA apresentado nessa trabalho, permite que os usuários sejam desacoplados na recepção mesmo quando a transmissão é feita em canais multipercurso seletivos na frequência, como consequência os procedimentos de detecção podem ser realizados com ausência de IMA.

DETECÇÃO

A seguir são desenvolvidas duas técnicas de detecção para o sistema CS-CDMA, a primeira corresponde a equalizador ZF que tem como objetivo eliminar a interferência entre chips do usuários de interesse, e a segunda corresponde ao equalizador MMSE que tem como objetivo minimizar a função-custo de error médio quadrático.

CS-CDMA com Equalização Zero Forcing

A equalização ZF (Zero Forcing) é feita supondo que u é o índice do usuário de interesse. O equalizador ZF tem como objetivo eliminar a interferência entre chips deste usuário por meio da multiplicação do sinal composto \mathbf{r}_u em (3-5) pela matriz definida em (3-6) e é dado por :

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}_{ZF}^u &= [\tilde{\mathbf{H}}_u^d \mathbf{W}_N]^{-1} \\
&= \mathbf{W}_N^{-1} [\tilde{\mathbf{H}}_u^d]^{-1} \\
&= \mathbf{W}_N^H [\tilde{\mathbf{H}}_u^d]^{-1}.
\end{aligned} \tag{3-6}$$

Após a equalização, o bloco de N símbolos de informação a ser detectado possui a seguinte forma:

$$\begin{aligned}
\mathbf{y} &= \mathbf{A}_{ZF}^u \mathbf{r}_u \\
&= \mathbf{A}_{ZF}^u [\mathbf{H}_u^d \mathbf{W}_N \mathbf{b}_u + \tilde{\mathbf{n}}_u] \\
&= \mathbf{b}_u + \mathbf{n}_A.
\end{aligned} \tag{3-7}$$

onde $\mathbf{n}_A = \mathbf{A}_{ZF}^u \tilde{\mathbf{n}}_u$ é o vetor de ruído após a equalização. Assim o vetor \mathbf{y} é detectado por meio de:

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{b}}_u &= \text{Disc}(\mathbf{y}) \\
&= \text{Disc}(\mathbf{b}_u + \mathbf{n}_A)
\end{aligned} \tag{3-8}$$

onde $\hat{\mathbf{b}}_u$ é o bloco contendo os N símbolos de informação detectados do usuário de interesse.

CS-CDMA com Equalização MMSE (Minimum Mean Square Error)

O equalizador MMSE do sinal \mathbf{r}_u é dado pela matriz \mathbf{A}_{MMSE}^u de dimensão $N \times N$ obtida minimizando-se a função erro médio quadrático, ou seja:

$$\mathbf{A}_{MMSE}^u = \underset{\mathbf{A}}{\text{argmin}} \mathbb{E}[|\mathbf{b}_u - \mathbf{A} \mathbf{r}_u|^2] \tag{3-9}$$

A solução para (3-9) é dada por:

$$\mathbf{A}_{MMSE}^u = \mathbb{E}[\mathbf{b}_u \mathbf{r}_u^H] \mathcal{R}_u^{-1}, \tag{3-10}$$

onde o vetor de a cross-correlação é dada por $\mathbb{E}[\mathbf{b}_u \mathbf{r}_u^H] = \mathbf{W}_N^H [\mathbf{H}_u^d]^H$ e matriz autocorrelação da observação é dada por $\mathcal{R}_u = [\mathbf{H}_u^d [\mathbf{H}_u^d]^H + \sigma^2 \mathbf{I}_N]$. Fazendo as substituições, (3-10) é expandida como:

$$\mathbf{A}_{MMSE}^u = \mathbf{W}_N^{\mathcal{H}[\mathbf{H}_u^d]^{\mathcal{H}}} (\mathbf{H}_u^d [\mathbf{H}_u^d]^{\mathcal{H}} + \sigma^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \quad (3-11)$$

O bloco de informação \mathbf{b}_u é detectado por meio de:

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{A}_{MMSE}^u \mathbf{r}_u \\ \hat{\mathbf{b}}_u &= \mathbf{Disc}(\mathbf{y}) \end{aligned} \quad (3-12)$$

onde $\hat{\mathbf{b}}_u$ é o bloco contendo os N símbolos de informação detectados do usuário de interesse.

É importante ressaltar que como no caso CS-CDMA os sinais recebidos podem ser idealmente desacoplados na recepção, o equalizador MMSE de um dado usuário requer apenas o conhecimento (ou estimação) do canal deste usuário [6]. No caso DS-CDMA o equalizador MMSE requer o conhecimento dos canais (e códigos) de todos os usuários ativos no sistema.

3.1.2

Resultados Numéricos : Sistema CS-CDMA em ambiente invariante no tempo, up-link, códigos ortogonais

Esta subseção apresenta resultados e compara os desempenhos com equalizador ZF e MMSE, obtidos via simulação, utilizando modulação BPSK e seqüências de espalhamento ortogonais de tipo Hadamard com comprimento $T=16$, e igual número de símbolos $N=T$. Os canais associados aos K usuários ativos no sistema são aleatórios, estatisticamente independentes e modelados como filtro FIR, cada com $P = 4$ coeficientes ou taps invariantes no tempo. A seqüência de coeficientes do canal é dada por \mathbf{h}_k , cujas componentes são dadas por $h_{k_i} = p_i \alpha_{k_i}$ e $\alpha_{k_i}, i = 0, 1, \dots, P - 1$, são variáveis aleatórias complexas gaussianas estatisticamente independentes, com media nula e $\mathbb{E}[|\alpha_k|^2] = 1$. Os pesos satisfazem $\sum_{k=1}^P |p_k|^2 = 1$, e portanto $\mathbb{E}[|\mathbf{h}_k|^2] = 1$, com $p_0 = 0.8671, p_1 = 0.4346, p_2 = 0.2178, p_3 = 0.1092$ [6]. Os valores de α_{k_i} são sorteados no início de cada simulação e mantidos fixos ao longo de cada rodada, O intervalo de guarda é do tipo CP considerado suficientemente grande, $L \geq P$, para garantir que a detecção dos símbolos é livre de interferência entre blocos.

A Figura 3.2 ilustra as curvas de taxa de erro de bit versus E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA com faixa de guarda CP, obtidas com equalizador ZF e MMSE, pode se observar a superioridade no desempenho para sistemas CS-CDMA quando opera com equalizador MMSE em relação ao desempenho com equalizador ZF.

Ressalte-se também que, como o sistema CS-CDMA operando com códigos ortogonais em ambiente invariante no tempo elimina totalmente a IMA, seu desempenho não se altera com o número de usuários (até um limite de $K=T$ usuários), diferentemente do sistema DS-CDMA (vide Figura 2.8).

Assim, o sistema CS-CDMA em ambiente invariante no tempo permite que os usuários sejam desacoplados na recepção mesmo quando a transmissão é feita em canais multipercursos seletivos na frequência. Deste modo os procedimentos de detecção podem ser realizados idealmente em ausência de IMA.

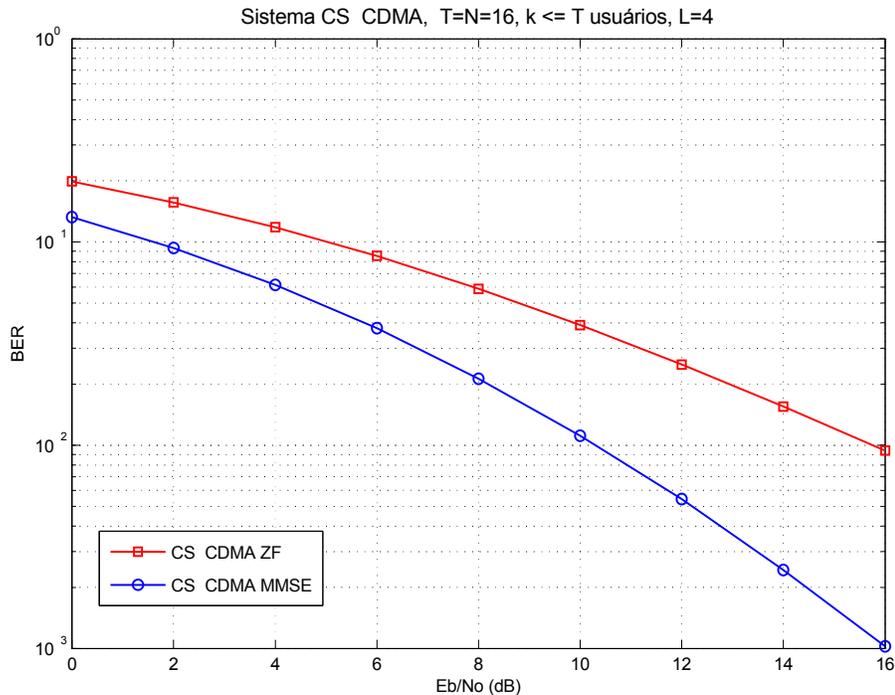


Figura 3.2: BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA, carga de 1 a 16 usuários

3.2

Sistema CS-CDMA (Chip-Spread) em Ambiente Variante no Tempo

Nas seções apresentadas anteriormente os sistemas CS-CDMA foram avaliados em ambientes invariantes no tempo. Em ambientes variantes no tempo há um movimento relativo entre o transmissor e o receptor, assim os multipercursos estão sujeitos a de um desvio na frequência. A esse desvio se dá o nome de efeito Doppler, que é proporcional à velocidade de deslocamento relativa entre o transmissor e o receptor. A fim de avaliar a robustez do sistema CS-CDMA (*Chip-Spread Code Division Multiple Access*) em ambiente variantes no tempo, os ganhos do canal $\alpha_{k,l}$ $l = 0,1,\dots,L-1$, serão modelados

com uma correlação temporal $\mathbb{E}[\alpha_{k,l}(i+\tau)\alpha_{k,l}(i)] = \sigma^2 j_0(2\pi f_d T_B \tau)$, dado pelo modelo de Clark [18, 19] onde $j_0(\cdot)$ é a função de Bessel de primeiro tipo e ordem zero, f_d é a frequência Doppler dos canais e T_B é o intervalo de tempo entre os vetores de observação do sistema CS-CDMA. A frequência Doppler f_d é considerada a mesma para todos os canais.

O bloco transmitido em esquema CS-CDMA pelo k -ésimo usuário na i -ésima transmissão é dado por $\mathbf{b}_{k c_{k,i}}$, $i = 1, 2 \dots T-1$, sendo $c_{k,i}$ o i -ésimo chip da sequência do código \mathbf{c}_k .

Admite-se que o canal $\mathbf{h}_k(i)$ é essencialmente constante durante o período de transmissão de bloco $\mathbf{b}_{k c_{k,i}}$, podendo entretanto variar de uma transmissão para a seguinte. Desta maneira pode-se modelar o vetor de observação de maneira similar ao ambiente invariante no tempo dado por (3-1). Assim tem-se que na recepção o sinal recebido na estação rádio base é dado por:

$$\mathbf{r}(i) = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k^c(i) \mathbf{b}_{k c_{k,i}} + \mathbf{n}_N(i), \quad i = 1, 2 \dots T-1, \quad (3-13)$$

onde $\mathbf{n}_N(i)$ é vetor de ruído gaussiano complexo de média nula e matriz covariância $\mathbf{K}_n = \sigma^2 \mathbf{I}_N$.

Equalização no Domínio da Frequência e Detecção CS-CDMA em Ambiente Variante no Tempo

Após a aplicação de matriz DFT normalizada definida em (2-21) o vetor de observação em (3-13) é transformado para o domínio de frequência é representado por:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}}(i) &= \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k^d(i) \mathbf{W}_N \mathbf{b}_{k c_{k,i}} + \tilde{\mathbf{n}}(i), \\ \tilde{\mathbf{r}}(i) &= \mathbf{H}_1^d(i) \mathbf{W}_N \mathbf{b}_{1 c_{1,i}} + \mathbf{H}_2^d(i) \mathbf{W}_N \mathbf{b}_{2 c_{2,i}} + \dots \\ &+ \dots \mathbf{H}_K^d(i) \mathbf{W}_N \mathbf{b}_{K c_{K,i}} + \tilde{\mathbf{n}}(i), \quad i = 1, 2 \dots, T-1. \end{aligned} \quad (3-14)$$

onde o vetor $\tilde{\mathbf{n}}(i) = \mathbf{W}_N \mathbf{n}_N(i)$ tem a mesma caracterização estatística de $\mathbf{n}_N(i)$ em (3-13).

O sinal a ser equalizado correspondente ao u -ésimo usuário é obtido após a recepção dos T chips espalhados. Na i -ésima recepção o vetor $\tilde{\mathbf{r}}(i)$ é multiplicado pelo i -ésimo chip de código do usuário u , e a soma dos valores

obtidos gera o vetor utilizado na detecção do usuário desejado $\tilde{\mathbf{z}}_u$. Tem-se assim,

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{z}}_u &= \sum_{i=1}^{T-1} \tilde{\mathbf{r}}(i) \mathbf{c}_{u,i} \\
\tilde{\mathbf{z}}_u &= \sum_{i=1}^{T-1} \mathbf{H}_u^d(i) \mathbf{W}_N \mathbf{b}_u \underbrace{\mathbf{c}_{u,i} \mathbf{c}_{u,i}^T}_{1/T} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq u}}^K \sum_{i=1}^{T-1} \mathbf{H}_j^d(i) \mathbf{W}_N \mathbf{b}_j \mathbf{c}_{j,i} \mathbf{c}_{u,i} + \sum_{i=1}^{T-1} \tilde{\mathbf{n}}(i) \mathbf{c}_{u,i} \\
\tilde{\mathbf{z}}_u &= \underbrace{\frac{1}{T} \sum_{i=1}^{T-1} \mathbf{H}_u^d(i) \mathbf{W}_N \mathbf{b}_u}_{\mathbf{D}_{u,u}} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq u}}^K \underbrace{\frac{1}{T} \sum_{i=1}^{T-1} \mathbf{H}_j^d(i) T \mathbf{c}_{j,i} \mathbf{c}_{u,i} \mathbf{W}_N \mathbf{b}_j}_{\mathbf{D}_{j,u}} + \sum_{i=1}^{T-1} \tilde{\mathbf{n}}(i) \mathbf{c}_{u,i} \\
\tilde{\mathbf{z}}_u &= \mathbf{D}_{u,u} \mathbf{W}_N \mathbf{b}_u + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq u}}^K \mathbf{D}_{j,u} \mathbf{W}_N \mathbf{b}_j + \tilde{\mathbf{n}}_u \tag{3-15}
\end{aligned}$$

onde a matriz diagonal $\mathbf{D}_{u,u}$ é a média aritmética das matrizes de canal ao longo das T transmissões necessárias para a detecção do bloco de dados do usuário desejado, a matriz diagonal $\mathbf{D}_{j,u}$ é média ponderada (ponderada pelos valores ± 1 do produto $T \mathbf{c}_{j,i} \mathbf{c}_{u,i}$) das matrizes de canal associadas aos usuários interferentes e $\tilde{\mathbf{n}}_u$ e o vetor de ruído gaussiano de média nula e matriz covariância $\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}_u} = \sigma^2 \mathbf{I}_N$. Assim o vetor correspondente ao usuário desejado, $\tilde{\mathbf{z}}_u$, a ser equalizado é dado por:

$$\tilde{\mathbf{z}}_u = \mathbf{D}_{u,u} \mathbf{W}_N \mathbf{b}_u + \mathbf{I}_{IMA} + \tilde{\mathbf{n}}_u \tag{3-16}$$

onde o segundo termo é devido a interferência de múltiplo acesso entre os usuários (IMA) do sistema. Como casos particulares verifica-se que para canais invariantes no tempo, $\mathbf{H}_k^d(i) = \mathbf{H}_k^d$, resulta que $\mathbf{D}_{u,u} = \mathbf{H}_u^d$ e $\mathbf{D}_{j,u} = \mathbf{H}_j^d \mathbf{c}_j^T \mathbf{c}_u$. Se além disso, os códigos são ortogonais tem-se $\mathbf{D}_{u,u} = \mathbf{H}_u^d$ e $\mathbf{I}_{IMA} = 0$ e (3-16) coincide com a expressão (3-5). Verifica-se ainda de (3-15) que no caso de canal variante no tempo e/ou código não ortogonais o sistema CS-CDMA não elimina completamente a IMA.

DETECÇÃO

A seguir como foi feito na sub-seção (3.1.1) para ambiente invariante no tempo são considerados a seguir as técnicas de detecção, baseadas em equalização ZF e MMSE.

CS-CDMA com Equalização Zero Forcing

Supondo que u é o índice do usuário de interesse e considerando (3-15), a matriz de equalização ZF assume a forma:

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_{ZF}^u &= [\mathbf{D}_{u,u} \mathbf{W}_N]^{-1} \\ &= \mathbf{W}_N^{-1} [\mathbf{D}_{u,u}]^{-1} \\ &= \mathbf{W}_N^H \mathbf{D}_{u,u}^{-1}.\end{aligned}\quad (3-17)$$

Após a equalização, o bloco de N símbolos de informação é detectado a partir de:

$$\begin{aligned}\mathbf{y} &= \mathbf{A}_{ZF}^u \tilde{\mathbf{z}}_u \\ &= \mathbf{A}_{ZF}^u [\mathbf{D}_{u,u} \mathbf{W}_N \mathbf{b}_u + \mathbf{I}_{IMA} + \tilde{\mathbf{n}}_u] \\ &= \mathbf{b}_u + \tilde{\mathbf{I}}_{IMA} + \tilde{\mathbf{n}}_A.\end{aligned}\quad (3-18)$$

Onde $\tilde{\mathbf{I}}_{IMA} = \mathbf{A}_{ZF}^u \mathbf{I}_{IMA}$, $\tilde{\mathbf{n}}_A = \mathbf{A}_{ZF}^u \tilde{\mathbf{n}}_u$ é o vetor de ruído após da equalização. O bloco contendo os N símbolos de informação detectados do usuário u é dado por:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{b}}_u &= \text{Disc}(\mathbf{y}) \\ &= \text{Disc}(\mathbf{b}_u + \tilde{\mathbf{I}}_{IMA} + \tilde{\mathbf{n}}_A)\end{aligned}\quad (3-19)$$

CS-CDMA com Equalização MMSE (Minimum Mean Square Error)

O equalizador MMSE do sinal $\tilde{\mathbf{z}}_u$ é dado pela matriz \mathbf{A}_{MMSE}^u de dimensão $N \times N$ obtida minimizando-se a função erro médio quadrática, ou seja:

$$\mathbf{A}_{MMSE}^u = \underset{\mathbf{A}}{\text{argmin}} \mathbb{E}[|\mathbf{b}_u - \mathbf{A} \tilde{\mathbf{z}}_u|^2] \quad (3-20)$$

A solução para (3-20) é dada por:

$$\mathbf{A}_{MMSE}^u = \mathbb{E}[\mathbf{b}_u \tilde{\mathbf{z}}_u^H] \mathcal{R}_u^{-1}, \quad (3-21)$$

onde o vetor de a cross-correlação é dada por $\mathbb{E}[\mathbf{b}_u \tilde{\mathbf{z}}_u^H] = \mathbf{W}_N^H \mathbf{D}_{u,u}^H$ e a matriz autocorreção da observação é dada pela matriz diagonal $\mathcal{R}_u = [\mathbf{D}_{u,u} \mathbf{D}_{u,u}^H +$

$\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq u}}^K \mathbf{D}_{j,u} \mathbf{D}_{j,u}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_N$]. A matriz de equalização MMSE para o usuário u é representada por

$$\mathbf{A}_{MMSE}^u = \mathbf{W}_N^H \mathbf{D}_{u,u}^H [\mathcal{R}]^{-1} \quad (3-22)$$

O bloco de informação \mathbf{b}_u é detectado por meio de:

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{A}_{MMSE}^u \tilde{\mathbf{z}}_u \\ \hat{\mathbf{b}}_u &= \mathbf{Disc}(\mathbf{y}) \end{aligned} \quad (3-23)$$

onde $\hat{\mathbf{b}}_u$ é o bloco contendo os N símbolos de informação detectados do usuário de interesse.

O operador $\mathbf{Disc}[x]$ retorna o ponto da constelação de sinais da modulação utilizada mais próximo de x .

No caso de inexistência de IMA, o que ocorre por exemplo quando o ambiente é invariante no tempo e os códigos são ortogonais, a matriz \mathcal{R}_u se resume a $\mathcal{R}_u = [\mathbf{D}_{u,u} \mathbf{D}_{u,u}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_N]$. Quando essa matriz é usada mesmo em casos onde a IMA esta presente o equalizador é referido como MMSE simplificado.

3.2.1

Resultados Numéricos: Sistema CS-CDMA em ambiente variante no tempo, up-link, códigos ortogonais

Esta subsecção apresenta resultados e ilustra os desempenhos com equalizador ZF e MMSE, obtidos via simulação, utilizando modulação BPSK e sequências de espalhamento ortogonais de tipo Hadamard com comprimento $T=32$ chips e igual número de símbolos ($N=T=32$). A fim de avaliar o sistemas CS-CDMA em ambiente variantes no tempo, os canais associados aos K usuários ativos no sistema são como definidos na seção (3.2), onde f_d é a frequência Doppler dos canais e T_B é a duração do bloco $\mathbf{c}_k b_k(i)$. A frequência Doppler f_d é considerada a mesma para todos os canais.

O canal \mathbf{h}_k é mantido fixo durante o período de transmissão do bloco $\mathbf{b}_k c_{k,i}$ variando, entretanto, de um bloco para outro. Os pesos p_i satisfazem $\sum_{k=1}^P |p_k|^2 = 1$ com $p_0 = 0.8671, p_1 = 0.4346, p_2 = 0.2178, p_3 = 0.1092$. O intervalo de guarda é do tipo CP considerado suficientemente grande $L \geq P$ para garantir que a detecção dos símbolos sejam livres de interferência entre blocos.

Os resultados são dados pela média de 2000 experimentos independentes com 100 símbolos de informação enviados. As figuras 3.3, 3.4, 3.5 ilustram

as curvas de taxa de erro de bit versus E_b/N_0 para o sistema CS-CDMA em ambiente variante no tempo, *up-link* com 16 usuários ativos no sistema considerando equalizadores MMSE e ZF, para produtos $f_d \cdot T_B$ de 10^{-5} , 10^{-4} , 10^{-3} , respetivamente. Pode-se observar a superioridade no desempenho quando os sistemas operam com equalizadores MMSE em relação ao desempenho com equalizador ZF. A coincidência das curvas de desempenho do sistema CS-CDMA operando com MMSE e com MMSE Simplificado indica que a IMA presente no sistema é desprezível, reforçando a propriedade dos sistemas CS-CDMA de minorar o efeito da IMA, mesmo em canais variantes no tempo. Nota-se também que a perda de desempenho com o aumento da velocidade de variação $f_d \cdot T_B$ do canal é virtualmente nula para valores de $f_d \cdot T_B$ menores que 10^{-3} .

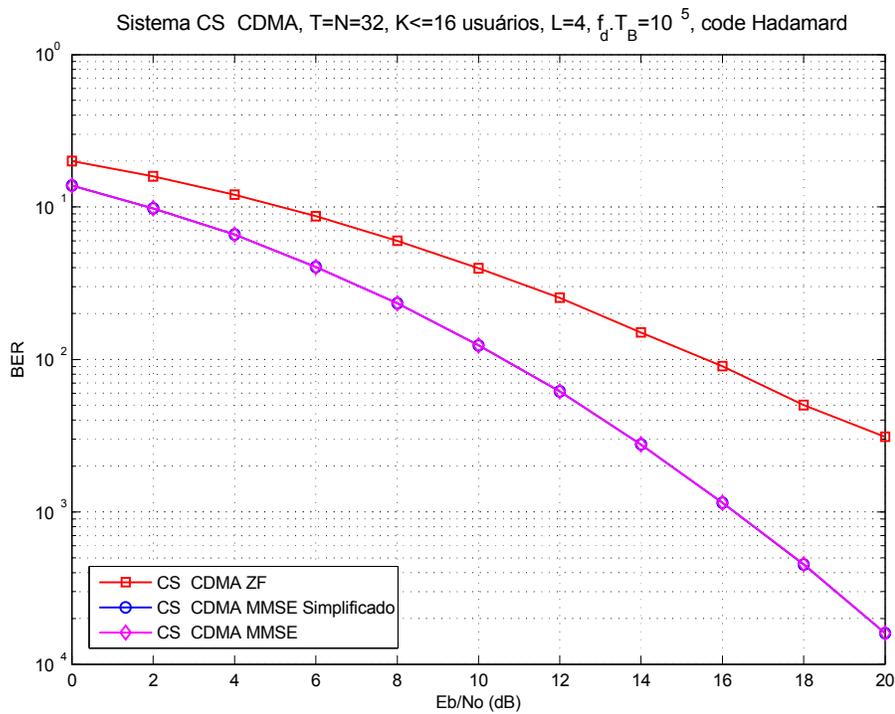


Figura 3.3: BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, *up-link*, carga de 16 usuários

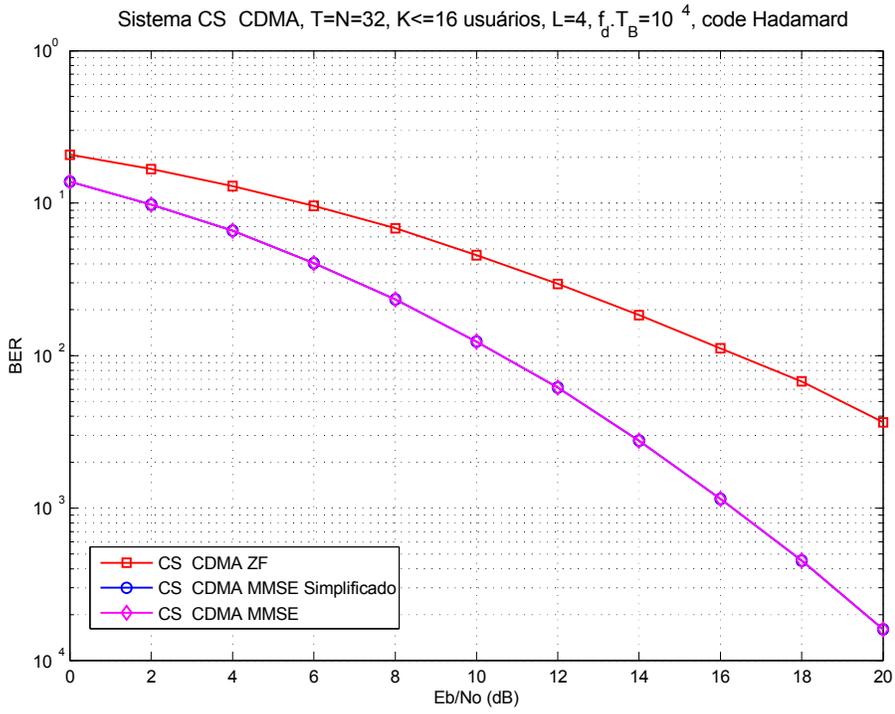


Figura 3.4: BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, *up-link*, carga de 16 usuários

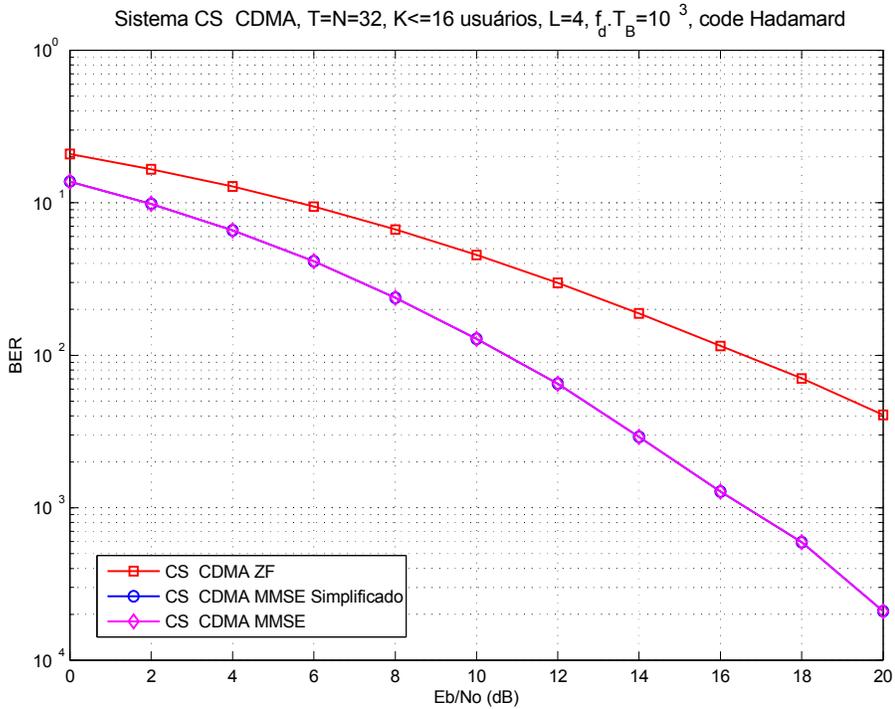


Figura 3.5: BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, *up-link*, carga de 16 usuários

Os resultados nas figuras 3.6 e 3.7 indicam que para velocidades bastante altas como 3×10^{-2} e superiores a IMA não seria mais desprezível, resultando em um desempenho inferior associado ao equalizador MMSE simplificado. Este resultado deve ser, entretanto, visto com cautela, uma vez que para tais valores do produto $f_d \cdot T_B$ os modelos adotados nos dois sistemas, que consideram o canal essencialmente constante no período T_B podem não ser mais válidos.

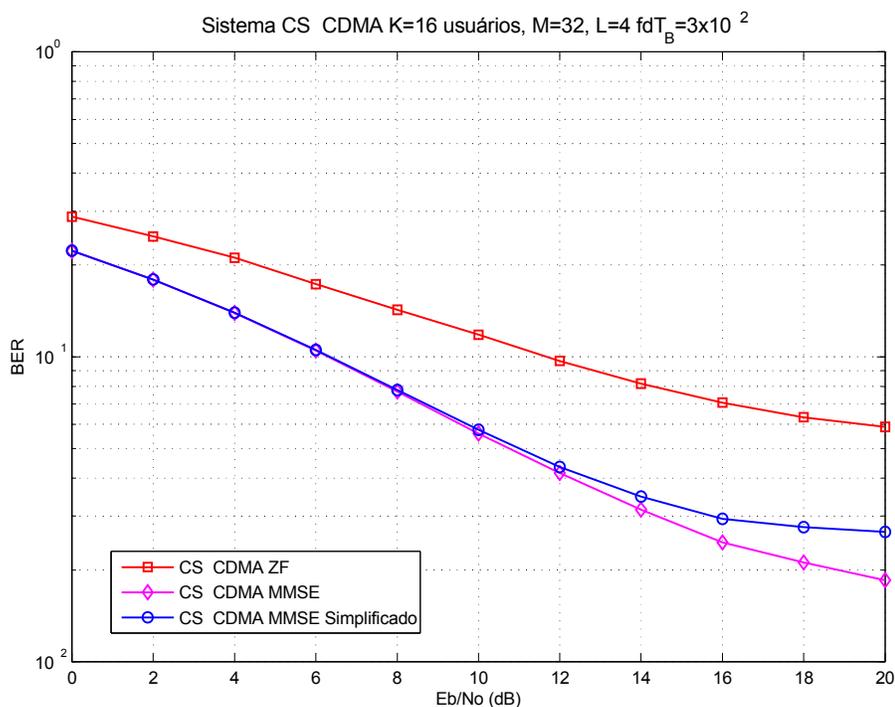


Figura 3.6: BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, *up-link*, carga de 16 usuários

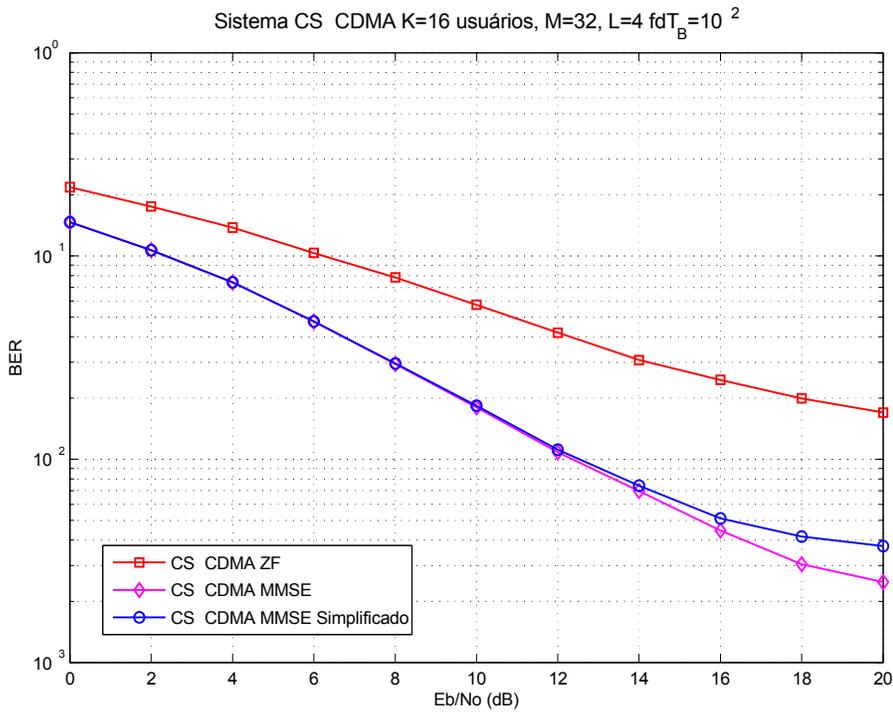


Figura 3.7: BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, *up-link*, carga de 16 usuários

3.3

Comparação dos sistemas CS-CDMA versus DS-CDMA em ambientes invariantes e variante no tempo, *up-link*, códigos ortogonais.

Esta subsecção apresenta resultados de simulações comparando o desempenho dos dois sistemas considerando que os dois sistemas ocupam a mesma banda de transmissão no canal e possuem a mesma resposta ao impulso do canal equivalente discreto. Portanto o intervalo de tempo T_0 , dos símbolo do bloco \mathbf{b}_k no sistema CS-CDMA deve ser igual ao intervalo de tempo de um chip, T_c , do bloco \mathbf{c}_k , no sistema DS-CDMA (Ver Figura 3.8). Por outro lado, supondo-se também que os sistemas DS-CDMA e CS-CDMA têm a mesma eficiência espectral η , definida como sendo a razão entre o intervalo de tempo necessário para a transmissão de um dado bloco e o tempo necessário para transmissão deste bloco acrescido da faixa de guarda tem-se para o sistema DS-CDMA:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{L}{T}} \quad (3-24)$$

e para o caso CS-CDMA:

$$\eta_0 = \frac{1}{1 + \frac{L}{N}} \quad (3-25)$$

onde L é tamanho da faixa de guarda, T é o comprimento do código \mathbf{c}_k e N é tamanho do bloco de informação \mathbf{b}_k . Assim para uma comparação justa supõe-se que os sistemas tem a mesma eficiência espectral ($\eta/\eta_0 = 1$), e por tanto que o sistema CS-CDMA opera com $N=T$. A Figura 3.5 ilustra a dualidade dos sistemas DS-CDMA e CS-CDMA:

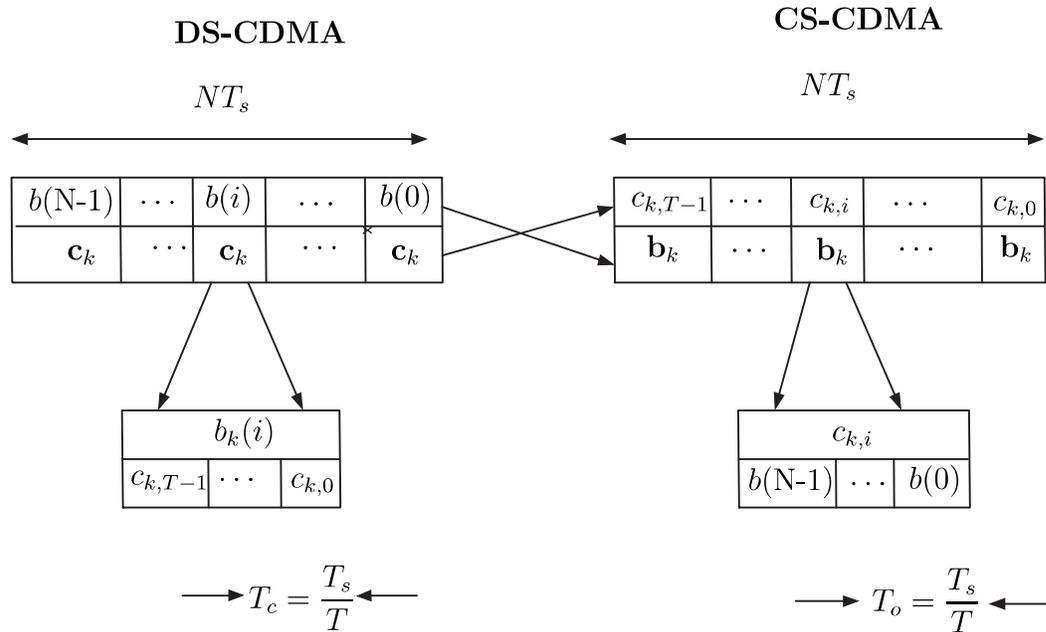


Figura 3.8: Condições para uma comparação justa nos sistemas DS-CDMA e CS-CDMA

3.3.1 Resultados Numéricos: DS-CDMA versus CS-CDMA em ambientes invariantes no tempo, up-link, com códigos ortogonais

Nesta seção são comparados os desempenhos dos dois sistemas DS-CDMA e CS-CDMA obtidos nos nas seções 2.5.2 e 3.1.2. As figuras 3.9 - 3.11 ilustram as curvas de taxa de erro de bit versus E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA e CS-CDMA, obtidas com equalizadores MMSE e ZF para comprimentos de código $T = 16, 32$ e 64 e diferentes números de usuários nos sistemas. É importante ressaltar que, no ambiente considerado, devido a perfeita eliminação da IMA, as curvas relativas ao caso CS-CDMA não variam com o número de usuários no sistema (até um limite de $K=T$ usuários), diferentemente do sistema DS-CDMA. Pode-se observar nos resultados das 3 figuras que no caso

de equalização MMSE o sistema CS-CDMA apresenta sempre um desempenho superior ao sistema DS-CDMA. No caso da equalização ZF o sistema DS-CDMA apresenta um desempenho um pouco superior para SNR baixas, de até 7 dB aproximadamente. Para valores altos de SNR a IMA presente no sinal DS-CDMA predomina e o desempenho se torna inferior ao do sistema CS-CDMA.

Este efeito não é observado no equalizador MMSE cujos desempenho é sempre superior no caso CS-CDMA para os comprimentos de códigos testados.

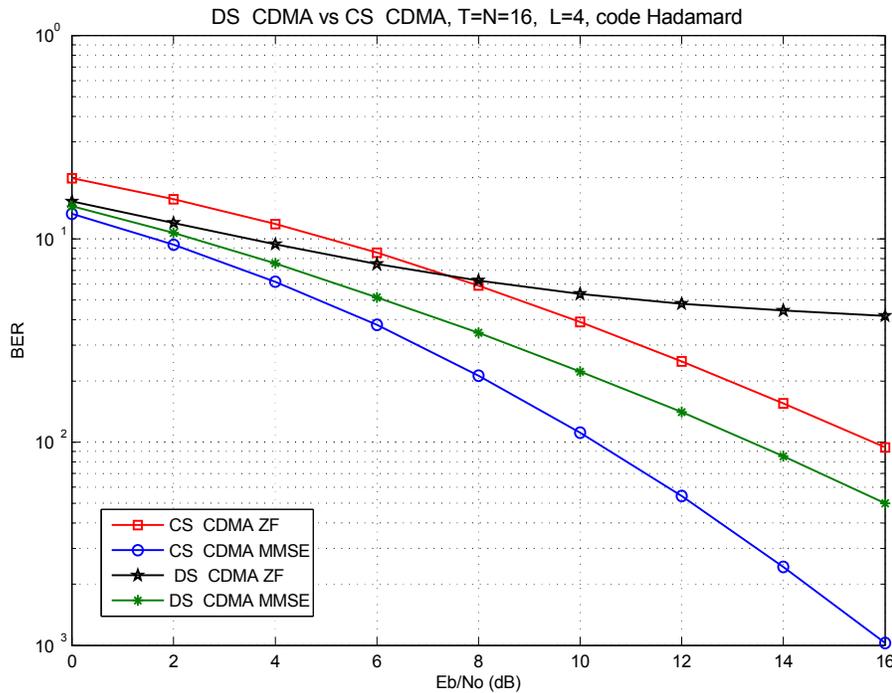


Figura 3.9: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA ($K=16$) vs CS-CDMA ($K \leq 16$), $T=16$

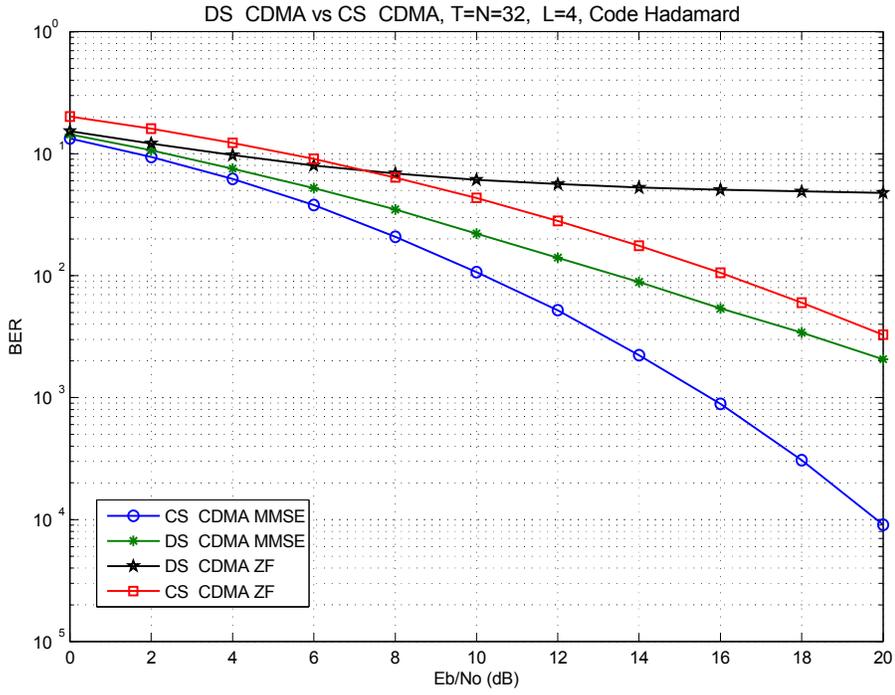


Figura 3.10: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA ($K=16$) vs CS-CDMA ($K \leq 32$), $T=32$

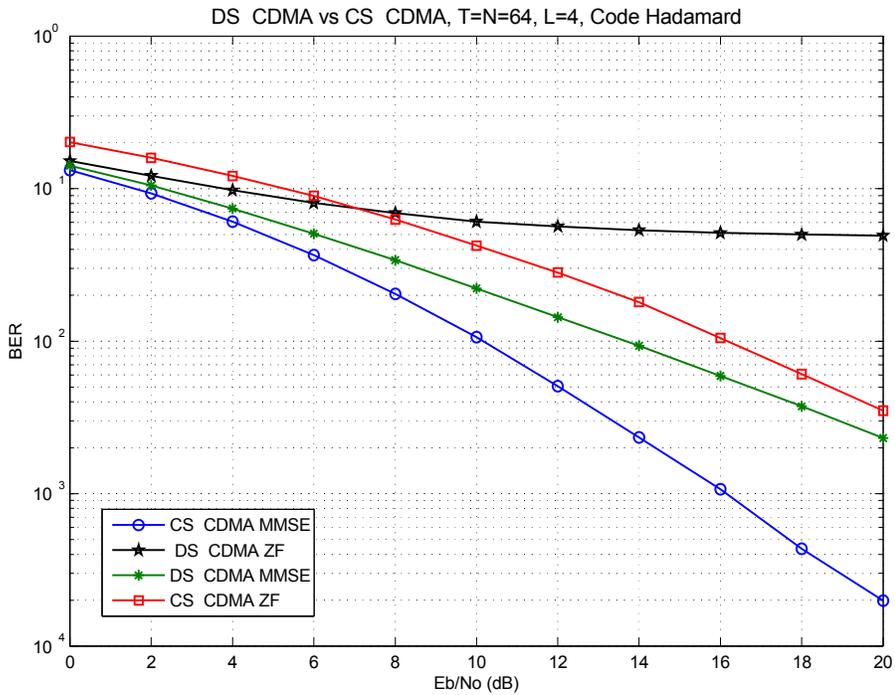


Figura 3.11: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA ($K=32$) vs CS-CDMA ($K \leq 64$), $T=64$

3.3.2

DS-CDMA versus CS-CDMA em ambientes variantes no tempo, up-link com códigos ortogonais

Nesta seção são comparados os resultados dos dois sistemas DS-CDMA e CS-CDMA obtidos nas seções 2.7.1 e 3.2.1. As curvas das figuras 3.12 - 3.14 ilustra as curvas de taxa de erro de bit versus E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA e CS-CDMA, obtidas com equalizadores MMSE simplificado, MMSE e ZF com carga de 16 usuários ativos nos sistemas e com comprimento do código $T = 32$. O produto $f_d \cdot T_B$ assume os valores de 10^{-5} , 10^{-4} , 10^{-3} .

Os comentários feitos anteriormente na subseção 3.2.1, sobre o sistema CS-CDMA, e na subseção 3.3.1 relativos aos resultados envolvendo equalização ZF e comparações de desempenho dos dois sistemas em ambientes invariantes no tempo também se aplicam nesta subseção.

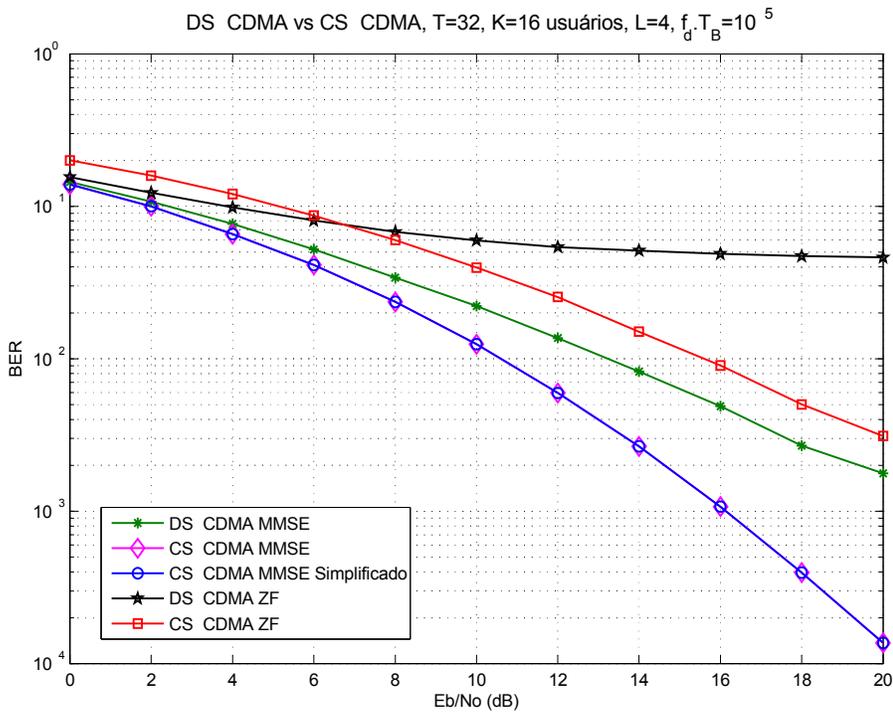


Figura 3.12: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA, carga de 16 usuários e $f_d \cdot T_B = 10^{-5}$

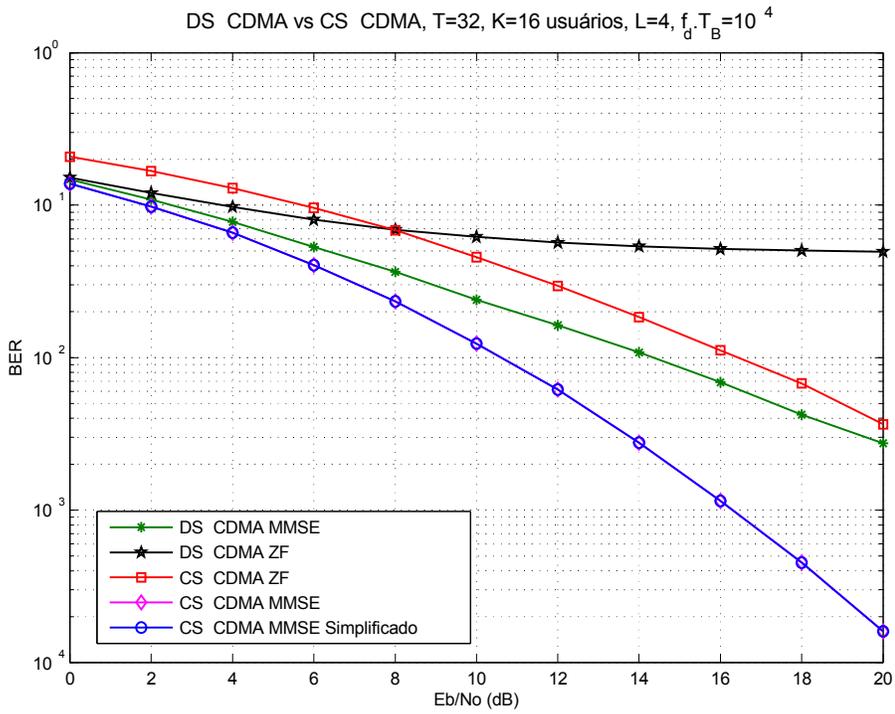


Figura 3.13: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA, carga de 16 usuários e $f_d \cdot T_B = 10^{-4}$

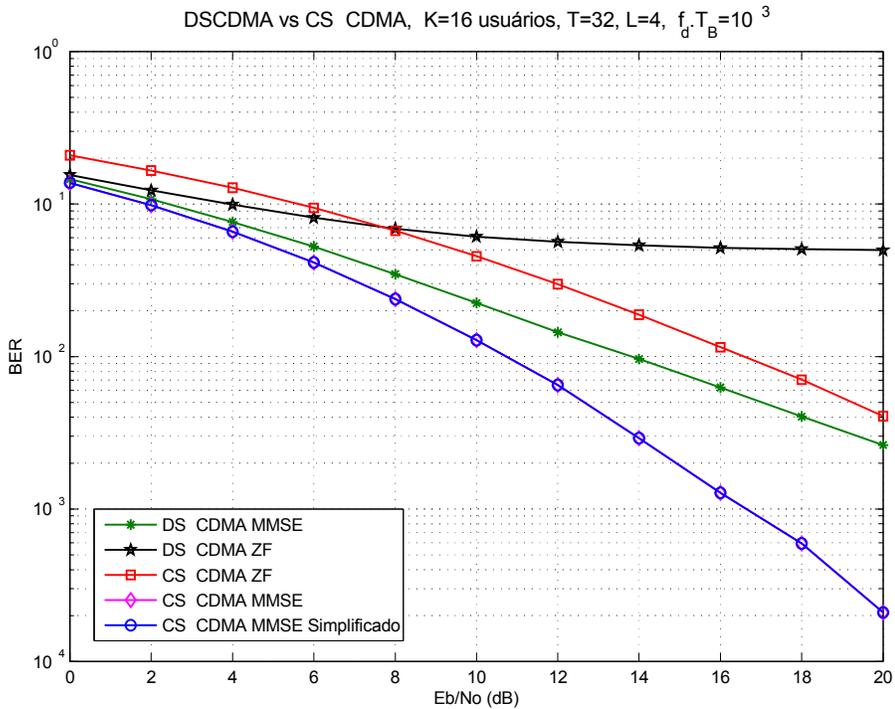


Figura 3.14: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA versus CS-CDMA, carga de 16 usuários e $f_d \cdot T_B = 10^{-3}$

3.4

Considerações Finais

Foi mostrado que mesmo em canais variantes no tempo o uso de códigos ortogonais no sistema CS-CDMA, permite que os usuários sejam quase que idealmente desacoplados na recepção mesmo quando a transmissão é feita em canais multipercurso seletivos na frequência. Como consequência os procedimentos de detecção podem ser realizados praticamente na ausência da IMA. Também foram testados dois tipos de equalizadores MMSE, o referido como simplificado, que só precisa do conhecimento do canal do usuário de interesse, e o equalizador MMSE que para ser implementado requer o conhecimento do canal do usuário desejado e dos usuários interferente. Através de resultados numéricos verifica-se que para sistemas CS-CDMA a IMA é desprezível em ambientes variantes no tempo com velocidades baixas (10^{-5} a 10^{-3}), resultando assim para o equalizador MMSE o mesmo desempenho do MMSE simplificado, o que prescinde o receptor da tarefa de estimar os canais de todos os usuários ativos no sistema.

Os resultados das simulações apresentados revelam, para *up-link* com códigos ortogonais tipo Hadamard, a superioridade de desempenho do sistema CS-CDMA sobre o sistema DS-CDMA tradicional para qualquer valor da carga. O sistemas CS-CDMA mostram-se vantajosos em todos os cenários mostrados neste capítulo, O que indica que o uso deste sistema com códigos ortogonais em ambientes invariantes ou variantes no tempo é realmente vantajoso em comparação com o sistema tradicional DS-CDMA.

4

Comparação dos sistemas CS-CDMA versus DS-CDMA, Up-link com códigos não ortogonais.

Nas seções 3.3.1 e 3.3.2 foram feitas comparações entre os sistemas CS-CDMA e DS-CDMA em ambientes invariante e variante no tempo com códigos ortogonais que indicaram uma superioridade de desempenho para o sistema CS-CDMA devida principalmente, a ausência ou quase ausência de IMA. Neste Capítulo será avaliado o impacto do uso de códigos não ortogonais, ou seja, códigos que possuem coeficiente de correlação cruzada diferente de zero.

A configuração das simulações é a mesma adotada nas subseções 3.1.2, 3.2.1 e 2.6.1, 2.7.1, entretanto códigos pseudoaleatórios (PN) são utilizados nos sistemas CS-CDMA e DS-CDMA a fim de avaliar o impacto da não-ortogonalidade dos códigos no desempenho destes sistemas.

4.1

Resultados Numéricos: Sistemas DS-CDMA em ambiente invariante no tempo, up-link, com códigos não ortogonais

Nesta seção, são realizados experimentos através de simulações para obtenção de curvas de taxa de erro de bit versus E_b/N_0 para o sistemas DS-CDMA com equalizadores ZF e MMSE operando códigos PN em ambiente invariante no tempo.

A Figura 4.1 compara as curvas da taxa de erro bit versus E_b/N_0 para sistema DS-CDMA, obtidas com equalizadores ZF e MMSE e cargas de 4, 8 e 16 usuários ativos no sistema, onde são utilizados códigos PN com comprimento fixo de 31. É possível observar a superioridade de desempenho do equalizador MMSE com relação ao equalizador ZF e a diferença de desempenho entre os sistema operando com 4, 8 e 16 usuários devida ao aumento da IMA com o número de usuários ativos.

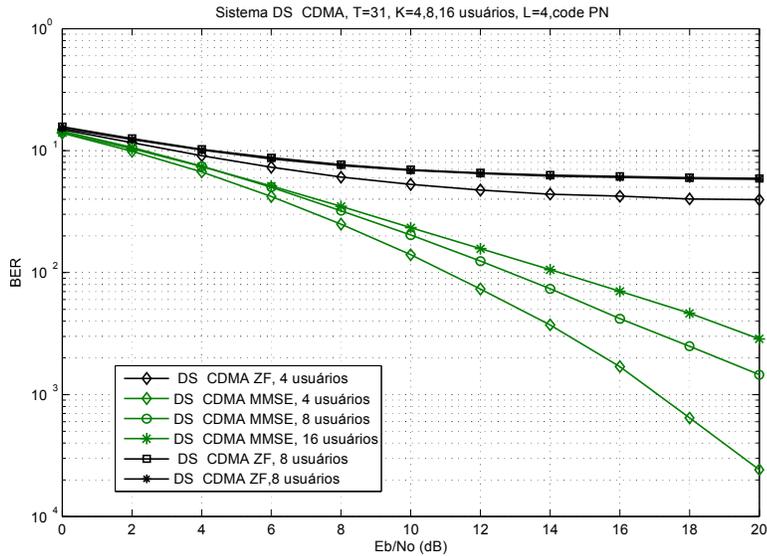


Figura 4.1: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA em ambiente invariante no tempo, $T=31$, *up-link*, 4, 8, 16 usuários, code PN.

A Figura 4.2 compara as curvas da taxa de erro bit versus E_b/N_0 para sistema DS-CDMA, obtidas com equalizadores ZF e MMSE quando o sistema opera com códigos PN com comprimento fixo de 63 chips de comprimento e uma carga de 32 usuários ativos.

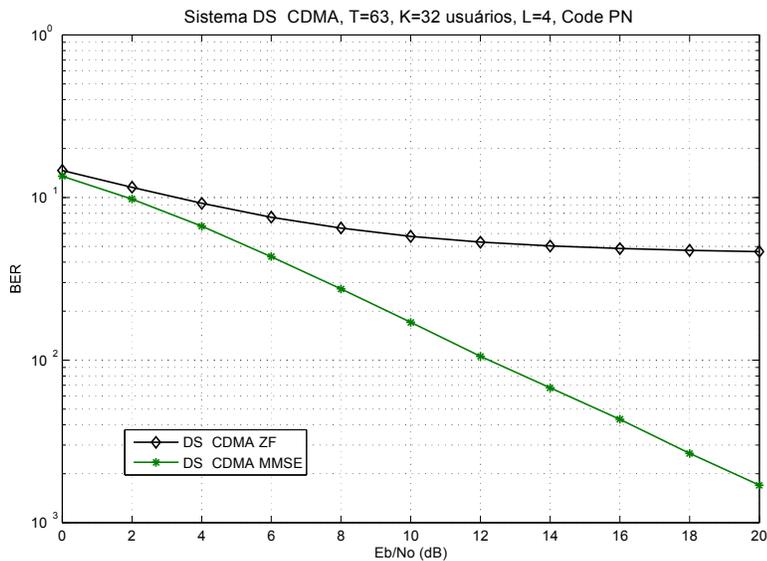


Figura 4.2: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA em ambiente invariante no tempo, $T=63$, *up-link*, 32 usuários, code PN.

4.2

Resultados Numéricos: Sistemas DS-CDMA em ambiente variante no tempo, up-link, com códigos não ortogonais

As figuras 4.3, 4.4 e 4.5 ilustram as curvas de taxa de erro de bit versus E_b/N_0 para o sistema DS-CDMA em ambiente variante no tempo, *up-link* operando com códigos PN com comprimento fixo de 31 chips, e cargas de 4, 8, 16 usuários ativos no sistema. Os valores considerados para o produto $f_d.T_B$ foram de 10^{-5} , 10^{-4} , 10^{-3} respectivamente. A diferença de desempenho entre os sistema operando com 4, 8 e 16 usuários deve-se do aumento do IMA com o número de usuários ativos.

Comparando os resultados das figuras 4.3, 4.4 e 4.5 verifica-se que o desempenho do sistema não se altera com o aumento da velocidade de variação do canal. Como já ressaltado ao final da subseção 2.7.1, este resultado é devido ao modelo adotado que considera o canal constante ao longo do tempo de símbolo do sinal transmitido. Assim o aumento da velocidade de variação do canal apenas de um símbolo para o outro não afeta a probabilidade de erro de detecção do sistema DS-CDMA.

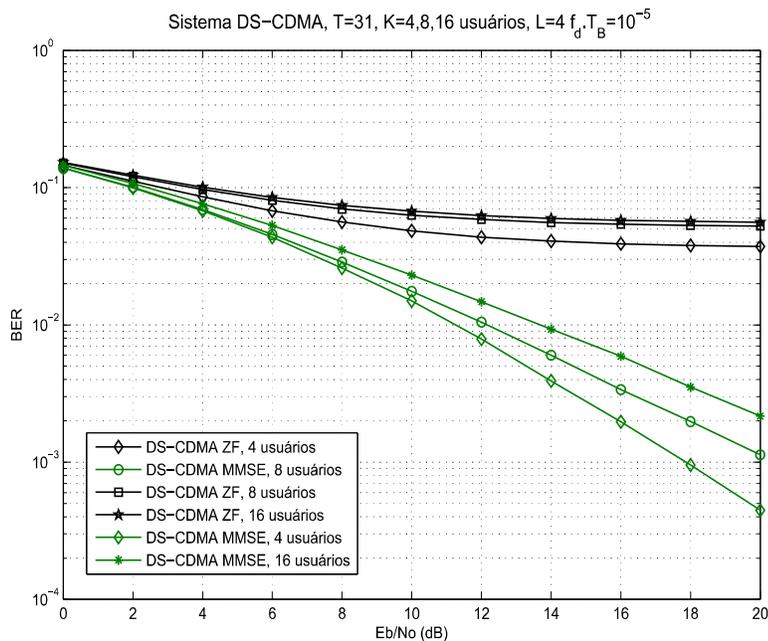


Figura 4.3: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=31, *up-link*, 4, 8, 16 usuários, $f_d.T_B=10^{-5}$, code PN.

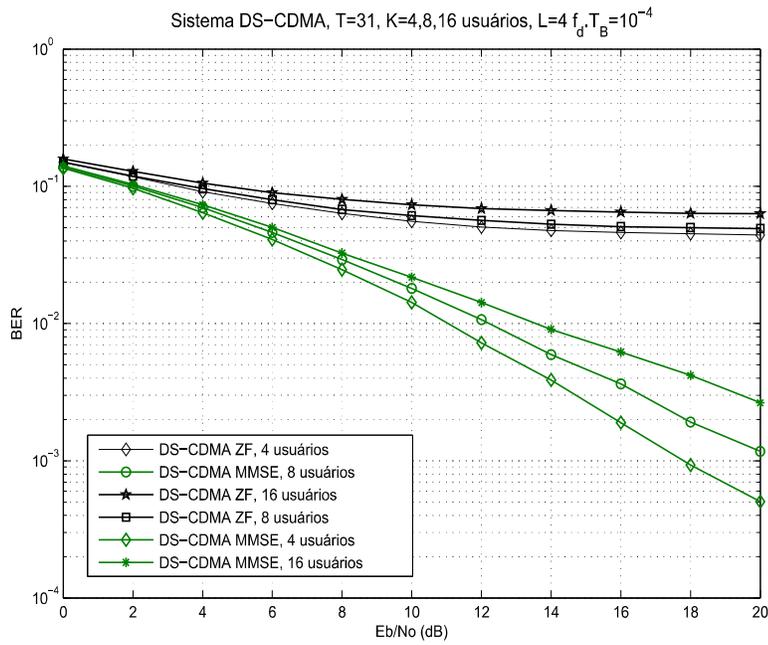


Figura 4.4: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA em ambiente variante no tempo, $T=31$, *up-link*, 4, 8, 16 usuários, $f_d \cdot T_B = 10^{-4}$, code PN.

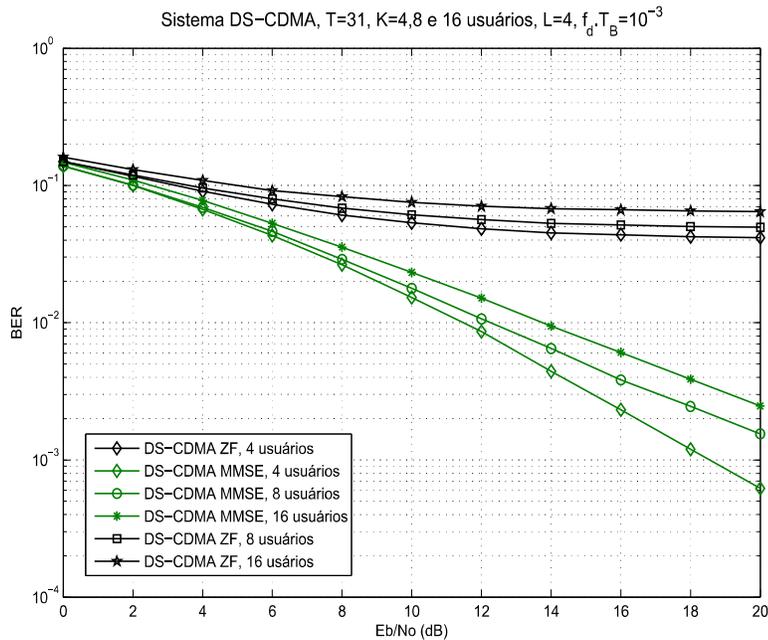


Figura 4.5: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA em ambiente variante no tempo, $T=31$, *up-link*, 4, 8, 16 usuários, $f_d \cdot T_B = 10^{-3}$, code PN.

A Figura 4.6, ilustra taxa de erro de bit versus E_b/N_0 para o sistema DS-CDMA em ambiente variante no tempo, *up-link* para códigos PN com comprimento fixo de 63 chips, e carga de 32 usuários.

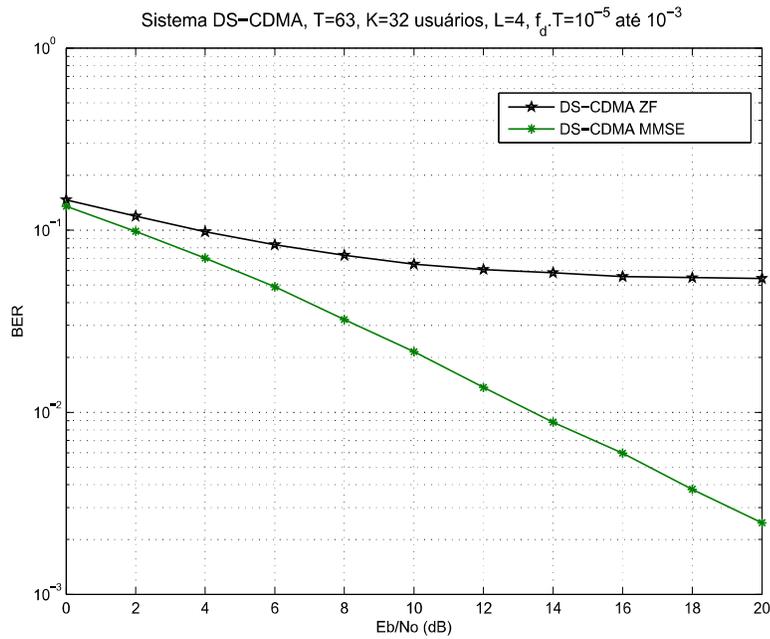


Figura 4.6: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA em ambiente variante no tempo, $T=63$, *up-link*, com carga 32 usuários, $f_d \cdot T_B = 10^{-5}$ até 10^{-3} , code PN.

4.3

Resultados Numéricos: Sistemas CS-CDMA em ambiente invariante no tempo, *up-link*, com códigos não ortogonais

Os resultados na Figura 4.7 ilustram curvas de taxa de erro de bit versus E_b/N_0 para o sistema CS-CDMA em ambiente invariante no tempo onde são utilizados códigos não ortogonais de tipo PN com comprimento fixo de 31 chips para cargas de 4, 8, 16 usuários ativos no sistema, Observe-se que a superioridade do desempenho do sistema para carga de 4 usuários ao do mesmo sistema com 8 e 16 usuários deve-se ao aumento do IMA devido a não-ortogonalidade dos códigos para as diferentes cargas do sistema. Para cargas elevadas o uso de códigos PN pode introduzir uma IMA significativa o que faz com que o uso do equalizador MMSE tenha um desempenho superior ao MMSE Simplificado, evidenciado no caso de 16 usuários.

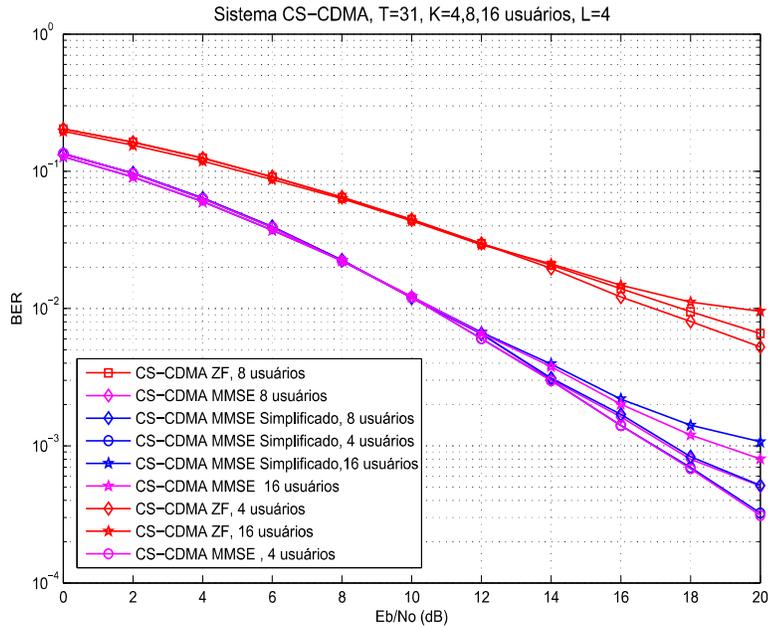


Figura 4.7: BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente invariante no tempo, e diferentes números de usuários, $T=31$, *up-link*, code PN.

A Figura 4.8, ilustra curvas de taxa de erro de bit versus E_b/N_0 para o sistema CS-CDMA em ambiente invariante no tempo, *up-link* para cargas de 32 usuários ativos no sistema e códigos PN com comprimento fixo de 63 chips, considerando equalizadores MMSE e ZF.

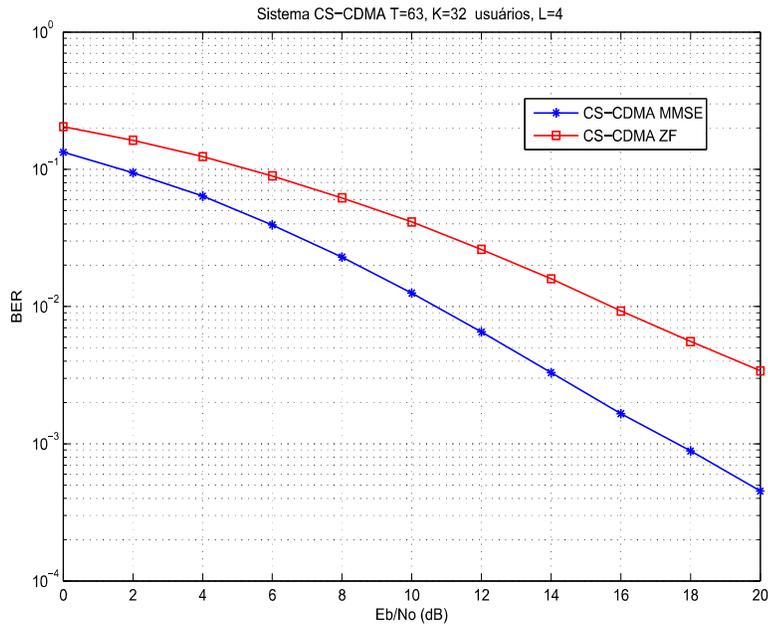


Figura 4.8: BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente invariante no tempo, $T=63$, *up-link*, com carga 32 usuários, code PN.

4.4

Resultados Numéricos: Sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, *up-link*, com códigos não ortogonais

As figuras 4.9, 4.10 e 4.11 ilustram as curvas de taxa de erro de bit versus E_b/N_0 obtidas para o sistema CS-CDMA em ambiente variante no tempo, *up-link* com 4, 8, 16 ativos no sistema e códigos PN com comprimento fixo de 31 chips do sistema. O produto $f_d \cdot T_B$ assume os valores 10^{-5} , 10^{-4} , 10^{-3} . Diferentemente do caso variante no tempo com códigos ortogonais, existe uma pequena perda de desempenho do sistema com códigos não ortogonais com o aumento da velocidade de variação $f_d \cdot T_B$ do canal. Sendo a variação de desempenho mais perceptível no caso de equalizadores ZF.

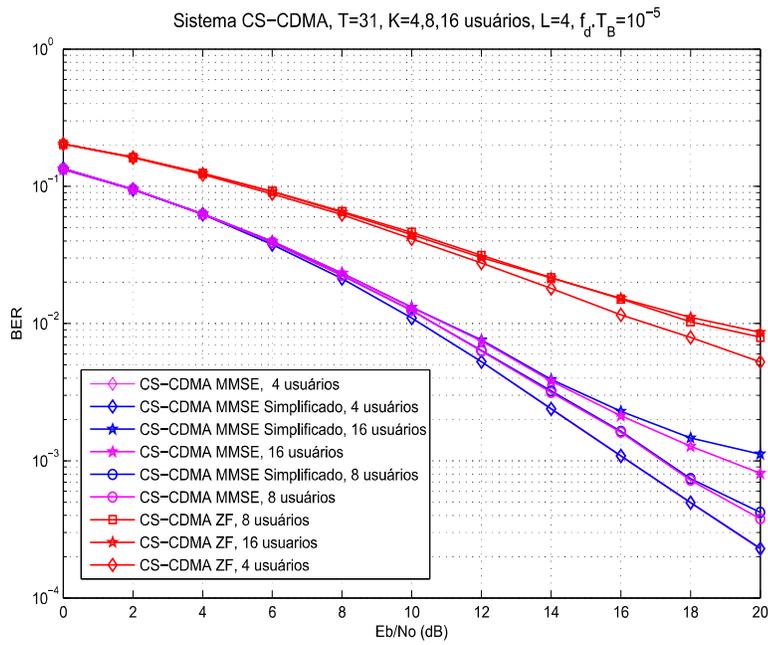


Figura 4.9: BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=31, *up-link*, com carga de 4, 8, 16 usuários, $f_d \cdot T_B = 10^{-5}$, code PN.

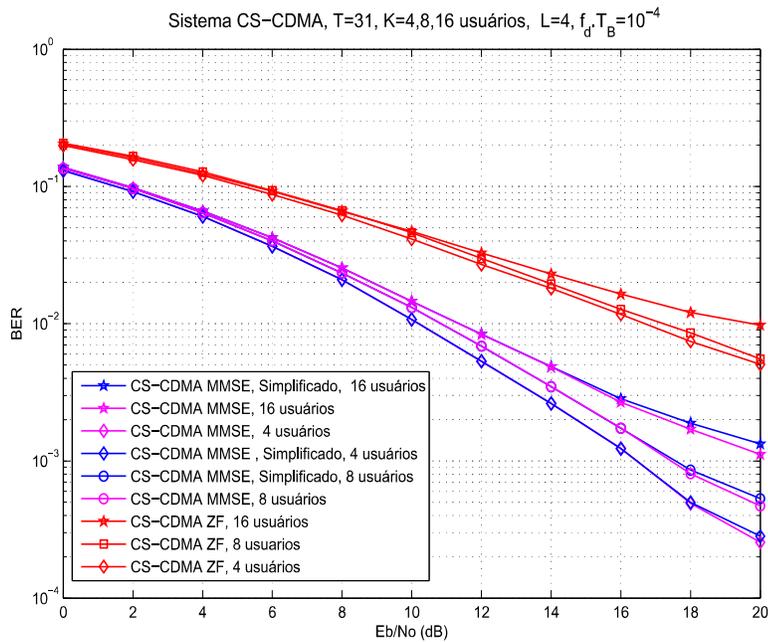


Figura 4.10: BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=31, *up-link*, com carga de 4, 8, 16 usuários $f_d \cdot T_B = 10^{-4}$, code PN.

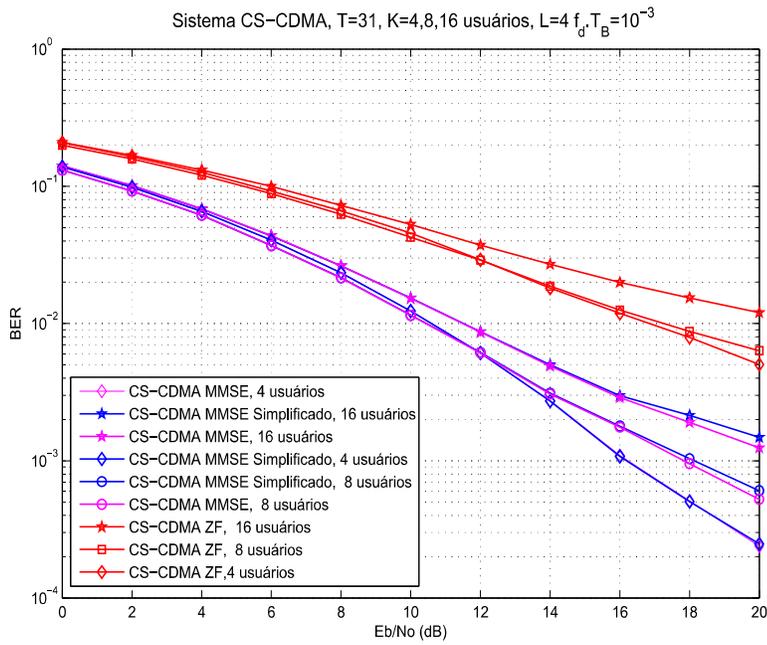


Figura 4.11: BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, $T=31$, *up-link*, com carga de 4, 8, 16 usuários, $f_d T_B=10^{-3}$, code PN.

As figuras 4.12, 4.13 e 4.14 ilustram curvas de taxa de erro de bit versus E_b/N_0 para o sistema CS-CDMA em ambiente variante no tempo, *up-link* para cargas de 32 usuários ativos no sistema, e códigos PN com comprimento fixo de 63 chips, considerando equalizadores MMSE e ZF para velocidades $f_d T_B$ de 10^{-5} , 10^{-4} , e 10^{-3} respectivamente. Ressalte-se que a diferença de desempenho entre o MMSE e MMSE Simplificado é insignificante indicando que a IMA resultante do código PN de comprimento 63 é desprezível.

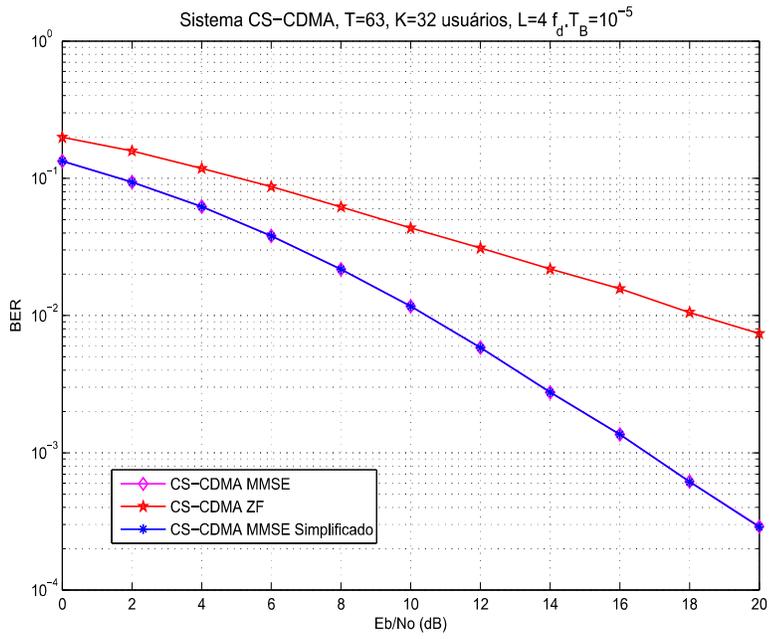


Figura 4.12: BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=63, *up-link*, com carga 32 usuários, $f_d \cdot T_B = 10^{-5}$, code PN.

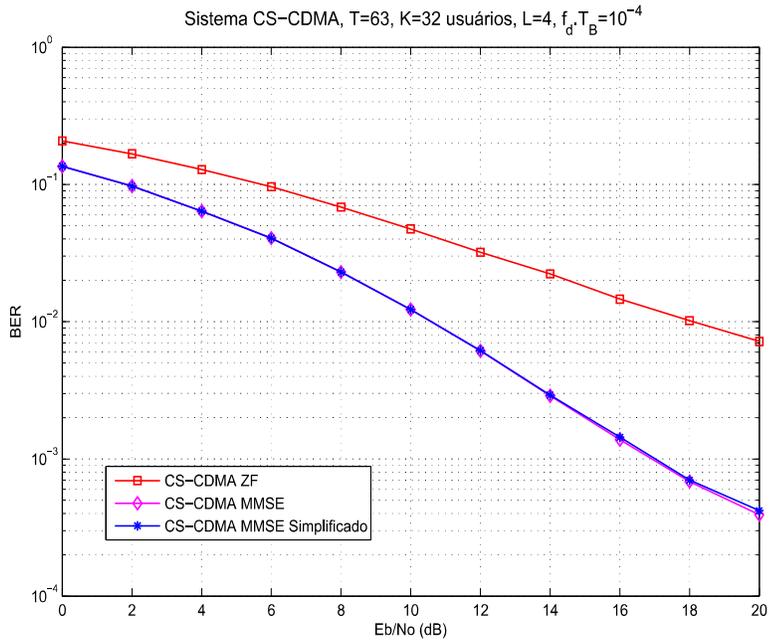


Figura 4.13: BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=63, *up-link*, com carga 32 usuários, $f_d \cdot T_B = 10^{-4}$, code PN.

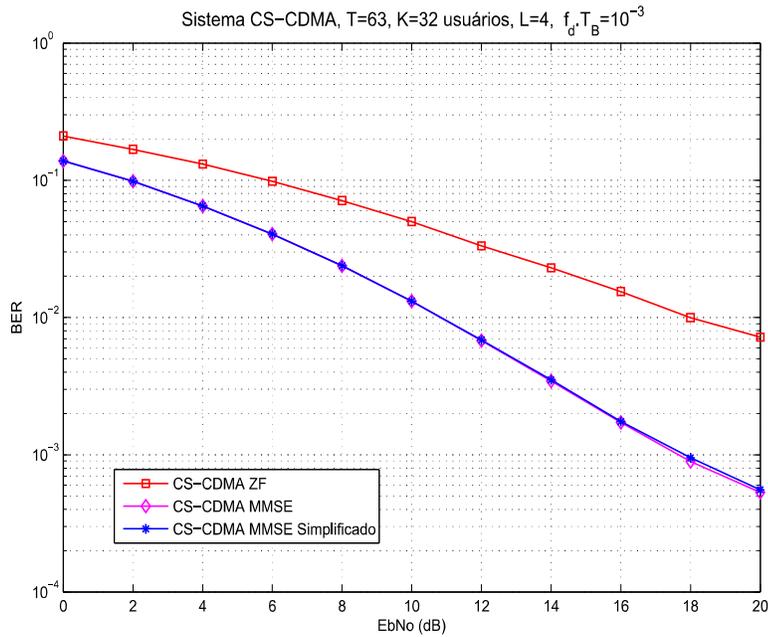


Figura 4.14: BER vs E_b/N_0 para sistemas CS-CDMA em ambiente variante no tempo, *up-link*, T=63, com carga 32 usuários, $f_d.T_B=10^{-3}$, code PN.

4.5

Comparação dos sistemas CS-CDMA versus DS-CDMA em ambientes invariantes e variante no tempo, up-link, códigos não ortogonais

Nesta seção serão comparados os resultados numéricos para os sistemas DS-CDMA e CS-CDMA com códigos não ortogonais obtidos nas seções 4.1, 4.2, 4.3 e 4.4. Considerando que os dois sistemas ocupam a mesma banda de transmissão no canal e possuem a mesma resposta ao impulso do canal discreto equivalente.

4.5.1

Resultados Numéricos: Comparação dos sistemas CS-CDMA versus DS-CDMA em ambientes invariantes no tempo, up-link

Nesta seção são comparados os desempenhos dos dois sistemas DS-CDMA e CS-CDMA obtidos nas seções 4.1 e 4.3. As figuras 4.15 e 4.16 ilustram as curvas de taxa de erro de bit versus E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA e CS-CDMA, obtidas com equalizadores MMSE simplificado, MMSE e equalizador ZF. A Figura 4.15 ilustra as curvas com 8, 16 usuários ativos em ambos sistemas e com comprimento do código T = 31, pode-se observar a significativa superioridade, da ordem de 4 dB, do sistema CS-CDMA sobre o

sistema DS-CDMA no caso MMSE apesar da não ortogonalidade dos códigos. Novamente, no caso de equalização ZF o CS-CDMA é inferior para valores baixo da razão sinal-ruído. A Figura 4.16, ilustra as curvas obtidas com 32 usuários ativos nos sistemas e com comprimento do código $T = 63$ mantendo-se a significativa superioridade do sistema CS-CDMA com respeito ao sistema DS-CDMA.

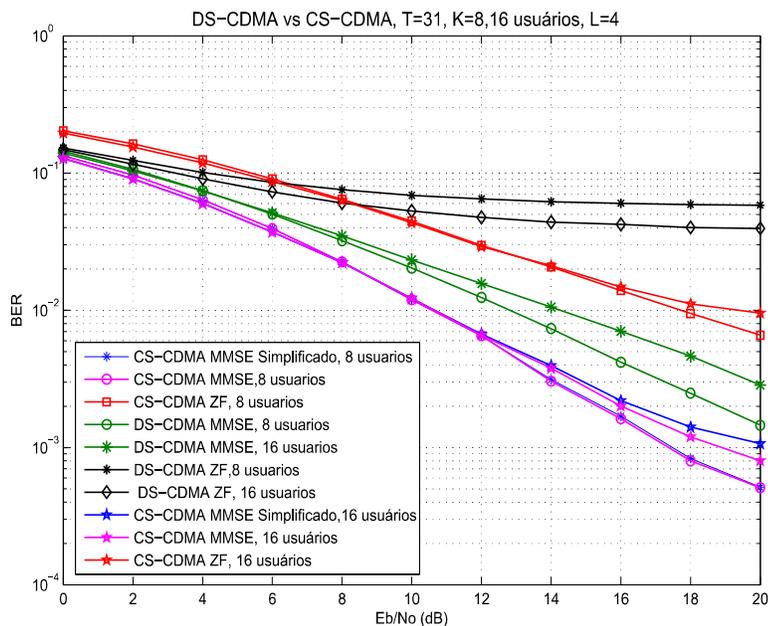


Figura 4.15: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente invariante no tempo, $T=31$, *up-link*, carga de 8 e 16 usuários, code PN

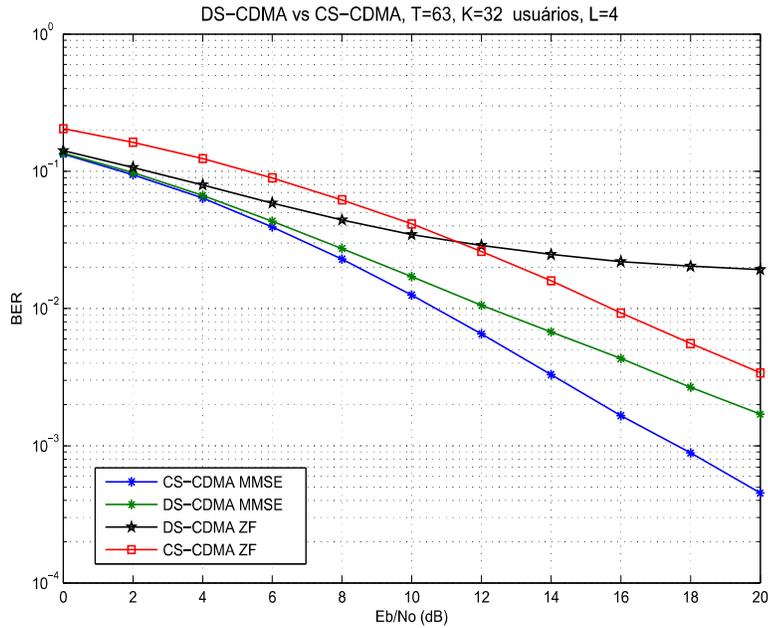


Figura 4.16: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente invariante no tempo, $T=63$, *up-link*, carga de 32 usuários, code PN

4.5.2

Comparação dos sistemas CS-CDMA versus DS-CDMA em ambientes variantes no tempo, *up-link*

Esta seção compara os resultados dos sistemas DS-CDMA e CS-CDMA obtidos nas seções 4.2 e 4.4. As figuras 4.17, 4.18 e 4.19 ilustram as curvas de taxa de erro de bit versus E_b/N_0 para os dois sistemas DS-CDMA e CS-CDMA, obtidas com equalizadores MMSE simplificado, MMSE e ZF com 8, 16 usuários ativos nos sistemas, comprimento fixo do código 31 e velocidades de variação do canal 10^{-5} , 10^{-4} , e 10^{-3} , respectivamente. As curvas indicam no caso de equalização MMSE com uma carga de 8 e 16 usuários que a perda de desempenho do sistema CS-CDMA é pequena em relação ao ambiente invariante no tempo, mantendo a diferença de desempenho em relação ao equalizador MMSE do sistema DS-CDMA significativamente superior. Percebe-se uma pequena perda de desempenho com o aumento a velocidade de variação do canal.

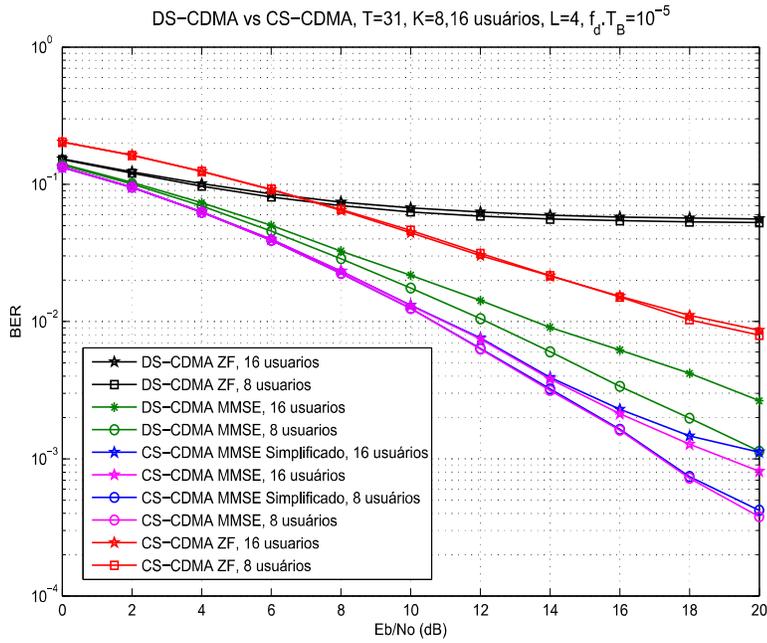


Figura 4.17: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-SS vs CS-SS em ambiente variante no tempo, $T=31$, *up-link*, carga de 8 e 16 usuários, $f_d T_B = 10^{-5}$, code PN

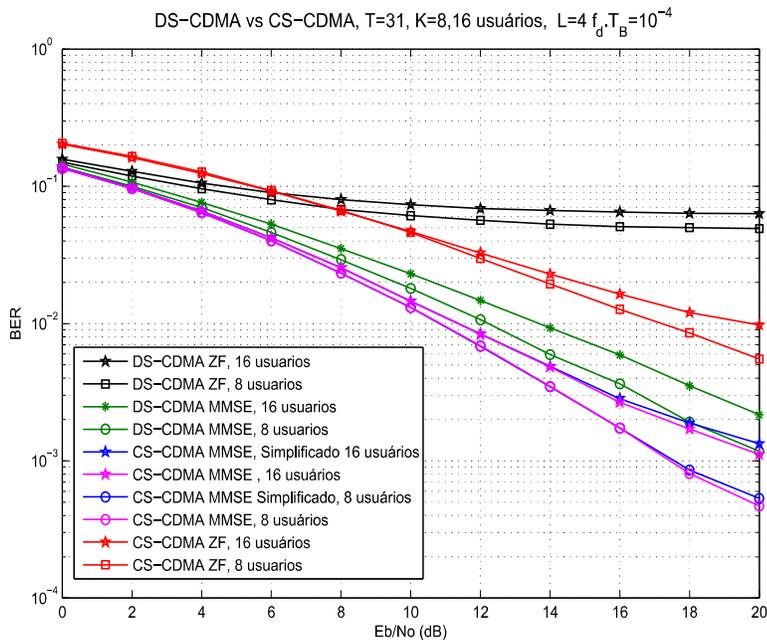


Figura 4.18: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-SS vs CS-SS em ambiente variante no tempo, $T=31$, *up-link*, carga de 8 e 16 usuários, $f_d T_B = 10^{-4}$, code PN

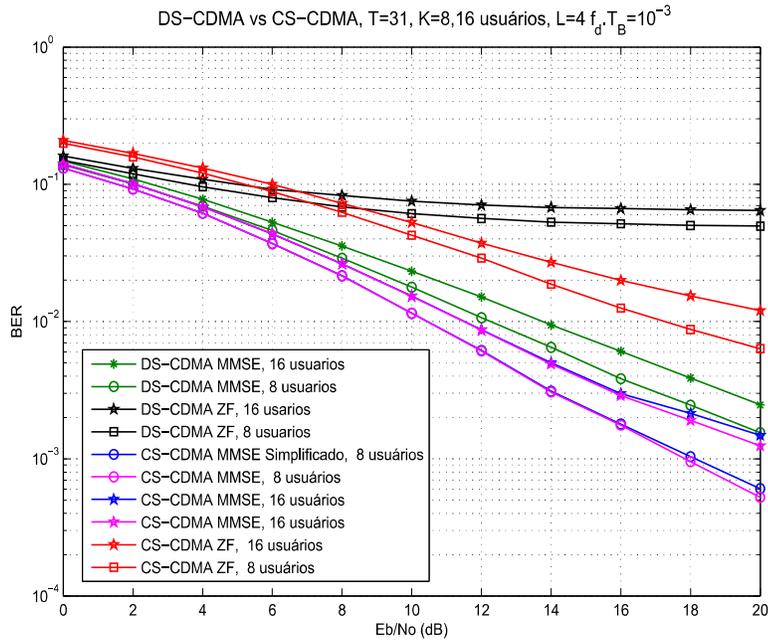


Figura 4.19: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=31, *up-link*, carga de 8 e 16 usuários, $f_d T_B = 10^{-3}$, code PN

As figuras 4.20, 4.21, 4.22 apresentam as curvas de taxa de erro de bit versus E_b/N_0 para os dois sistemas DS-CDMA e CS-CDMA, obtidas com equalizadores MMSE simplificado, MMSE e ZF com 32 usuários ativos nos sistemas, comprimento fixo do código 63, e velocidades de variação do canal 10^{-5} , 10^{-4} e 10^{-3} respectivamente. Os mesmos comentários feitos em conexão com as figuras 4.17 - 4.19 se aplicam aqui.

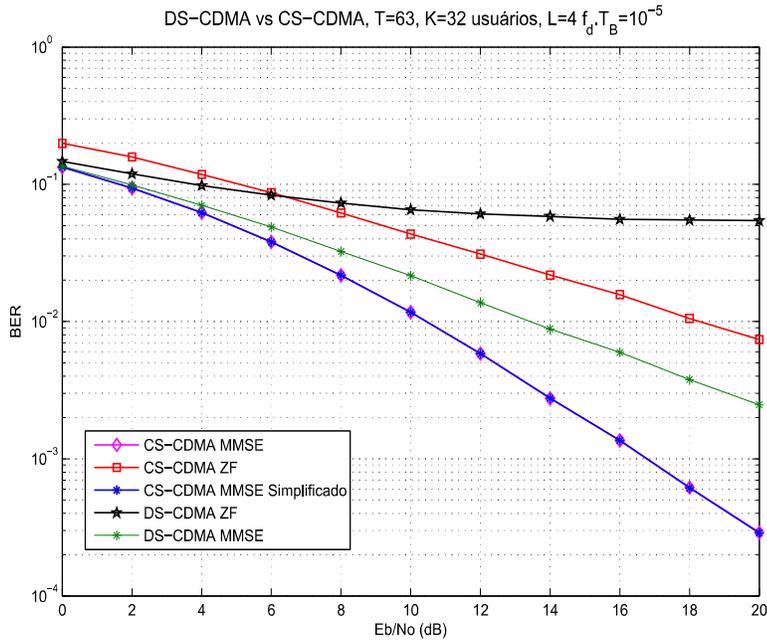


Figura 4.20: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, $T=63$, *up-link*, carga 32 usuários, $f_d \cdot T_B = 10^{-5}$, code PN

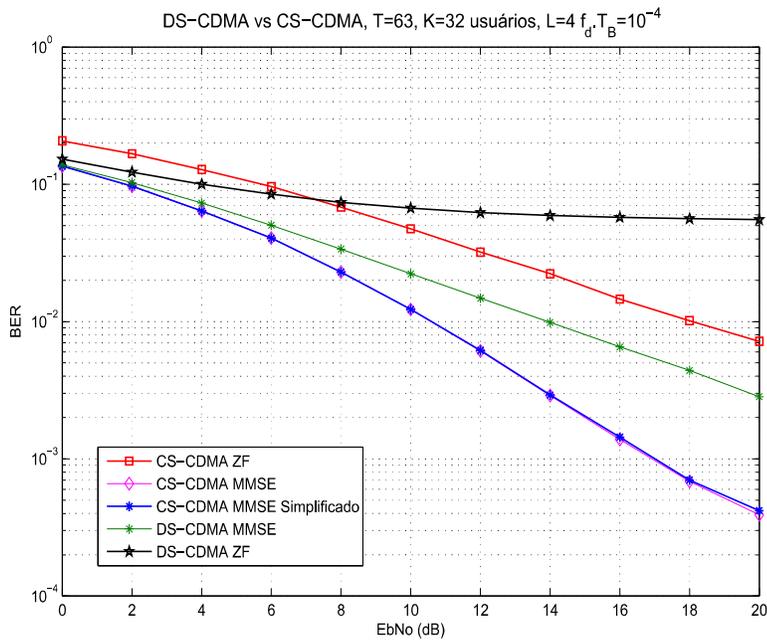


Figura 4.21: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, $T=63$, *up-link*, carga 32 usuários, $f_d \cdot T_B = 10^{-4}$, code PN

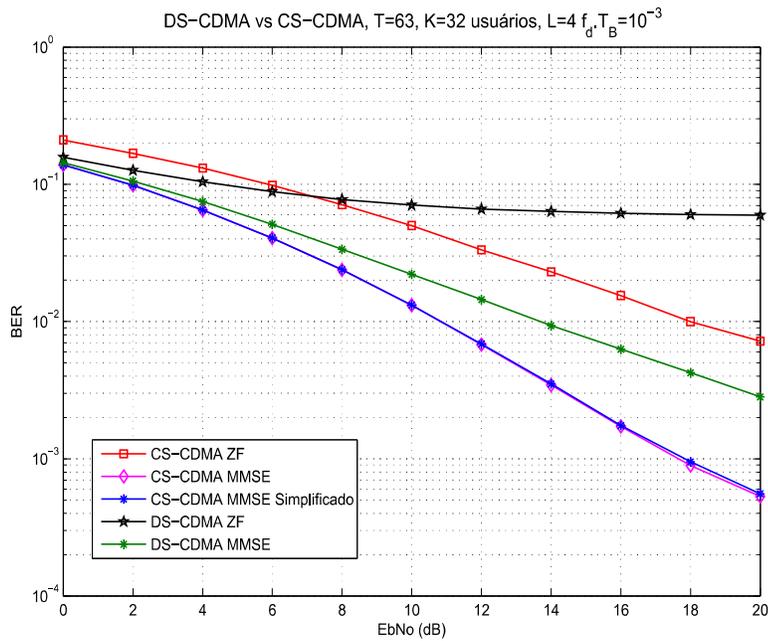


Figura 4.22: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, $T=63$, *up-link*, carga 32 usuários, $f_d T_B=10^{-3}$, code PN

4.6 Considerações Finais

Os resultados de desempenho apresentados neste capítulo consideraram o *up-link*, transmissão em canais invariante e variante no tempo e o uso de códigos não ortogonais.

As curvas de comparações dos sistemas DS-CDMA e CS-CDMA incluíram resultados de desempenho com equalizador ZF. Entretanto com este tipo de equalização, ambos os sistemas apresentaram um desempenho bastante ruim. Assim os resultados que merecem destaque são os pertinentes ao equalizador MMSE. Com este equalizador o sistema CS-CDMA mostrou um desempenho significativamente superior em todos os cenários e valores de carga considerados.

5

Comparação dos sistemas CS-CDMA versus DS-CDMA, Down-link com Códigos ortogonais e não ortogonais

Neste capítulo são feitas comparações entre os sistemas CS-CDMA e DS-CDMA em *down-link*. No *down-link* os sinais transmitidos pela estação rádio base para os diferentes usuários e que chegam ao receptor do usuário desejado experimentam o mesmo canal, o canal deste usuário. Assim, o modelo utilizado para caracterizar o sinal recebido em um dado receptor móvel neste caso é o mesmo utilizado no *up-link*, porém com as matrizes associados aos canais de todos os usuários iguais a do usuário desejado.

Os sistemas CS-CDMA e DSCDMA apresentam características distintas para *up-link*, onde o receptor na estação rádio base dispõe de mais recursos e processa os sinais de todos os usuários ativos no sistema, e *down-link* onde o receptor se dedica somente a detecção de um único usuário e requer baixa complexidade computacional no procedimento de detecção.

5.1

Resultados Numéricos: Comparação dos sistemas CS-CDMA versus DS-CDMA em ambientes invariantes no tempo, Down-link

Nesta seção, são realizados experimentos através de simulações para avaliar e comparar o desempenho dos sistemas em ambiente invariante no tempo com equalizadores ZF e MMSE com 16 e 32 usuários ativos no sistema, códigos Hadamard com comprimento fixo de 32 chips e códigos PN com comprimento fixo de 31 chips.

Os modelos de sinais dos sistemas DS-CDMA e CS-CDMA para o *up-link*, foram descritos nos capítulos 2 e 3. Como já mencionado acima, o modelo utilizado para caracterizar o sinal recebido em um dado receptor móvel é o mesmo utilizado no *up-link*, porém com as matrizes associados aos canais de todos os usuários iguais a do usuário desejado.

O cenário nesta seção considera K usuários ativos e transmissão em canal invariante no tempo. Na subsecção 5.1.1 os códigos de espalhamento são ortogonais de tipo Hadamard e na subsecção 5.1.2 os códigos são não ortogonais do tipo PN. O canal utilizado nas simulações é o mesmo canal multipercurso invariante no tempo utilizado em capítulos anteriores e o intervalo de guarda é $L = P$ para garantir a recepção livre de IEB.

5.1.1 Códigos ortogonais

As figura 5.1 e 5.2 comparam as curvas de taxa de erro de bit versus razão Sinal-Ruído para os dois sistemas considerados, obtidas com equalizadores ZF e MMSE. Os sistemas utilizam códigos Hadamard de comprimento fixo $T=32$, com carga de 16 (Fig. 5.1) e 32 (Fig. 5.2) usuários ativos no caso DS-CDMA. Como neste caso, a IMA é totalmente eliminada no sistema CS-CDMA, os resultados para este sistema são válidos para $K \leq 32$, em ambas figuras. Pode ser observado que o sistema DS-CDMA apresenta um desempenho inferior ao CS-CDMA no caso de equalização MMSE.

Vale ressaltar que no *down-link* a equalização ZF em conjunção com o uso de códigos ortogonais elimina a IMA em ambos os sistemas DS-CDMA e CS-CDMA. O desempenho de ambos sistemas não é idêntico devido à diferença na variância do ruído no sinal pós-equalização. Na equalização MMSE o sistema DS-CDMA não elimina a IMA, o que explica a superioridade do desempenho do CS-CDMA neste caso.

As simulações levadas a efeito para o *down-link* utilizam os mesmos modelos de detectores, descrito para o caso do *up-link*, porém com mesma matriz de canal (a do usuário de interesse) associada a todos os sinais que chegam ao receptor.

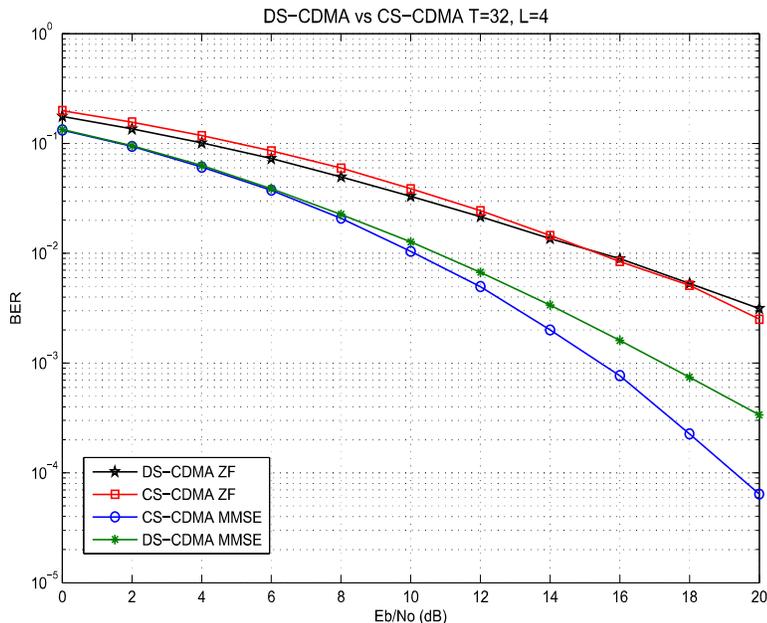


Figura 5.1: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA ($K = 16$) vs CS-CDMA ($K \leq 32$) em ambiente invariante no tempo, $T=32$ *down-link*, código Hadamard

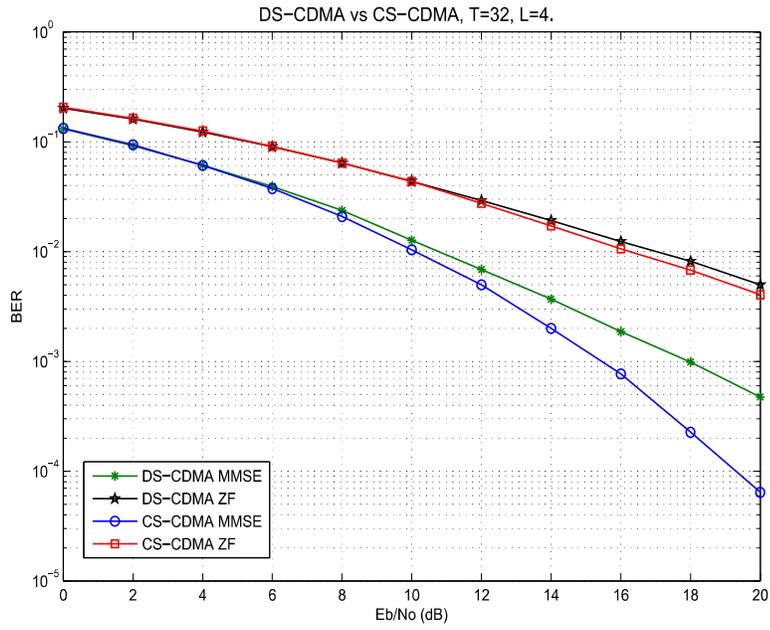


Figura 5.2: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA ($K = 32$) vs CS-CDMA ($K \leq 32$) em ambiente invariante no tempo, *down-link*, código Hadamard

5.1.2 Códigos não ortogonais

As figuras 5.3 e 5.4 comparam as curvas do desempenho da taxa de erro de bit versus razão Sinal-Ruído para os dois sistemas considerados, obtidas com equalizadores ZF e MMSE, códigos PN de comprimento fixo $T=31$, com carga de 16 (Fig. 5.3) e 31 (Fig. 5.4) usuários ativos no sistema para ambos sistemas. Pode ser observado que neste caso, os sistemas apresentaram desempenhos basicamente iguais no caso de equalização MMSE. No caso de ZF apresentam desempenhos muito próximos.

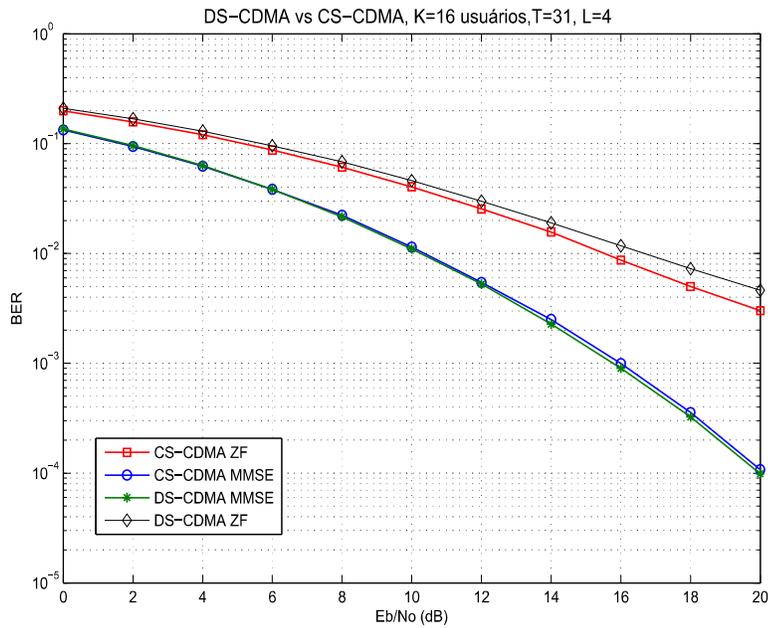


Figura 5.3: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente invariante no tempo, $T=31$, *down-link*, carga 16 usuários, código PN

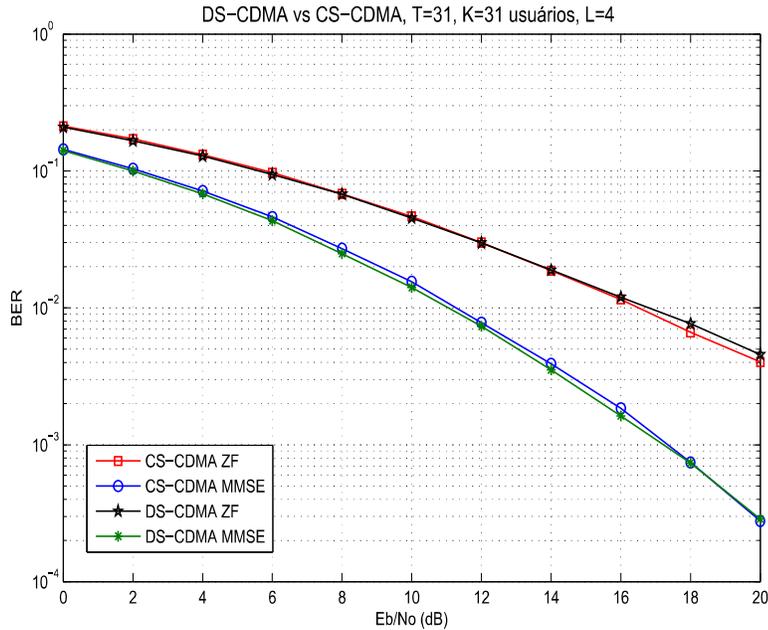


Figura 5.4: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente invariante no tempo, $T=31$, *down-link*, carga 31 usuários, código PN

5.2

Resultados Numéricos: Comparação dos sistemas CS-CDMA versus DS-CDMA em ambientes variantes no tempo, Downlink

Nesta seção, são realizados experimentos através de simulações para avaliar e comparar as curvas de taxa de erro de bit versus E_b/N_0 para os sistemas em ambiente variante no tempo com valores de produto $f_d \cdot T_B = 10^{-5}$, 10^{-4} e 10^{-3} e equalizadores ZF e MMSE. São utilizados códigos Hadamard com comprimento fixo de 32 chips e códigos PN com comprimento fixo de 31 chips uma carga de 16 usuários foi considerada em todos os casos.

O canal escolhido nas simulações é o canal multipercurso variante no tempo utilizado em capítulos anteriores e o intervalo de guarda é $L = P$ para garantir a recepção livre de IEB.

5.2.1

Códigos ortogonais

As figuras 5.5, 5.6 e 5.7 comparam as curvas de desempenho da taxa de erro de bit versus razão Sinal-Ruído para os dois sistemas considerados, obtidas com equalizadores ZF e MMSE e códigos Hadamard de comprimento fixo $T=32$, com carga de 16 usuários ativos. Pode ser observado que o sistema

DS-CDMA apresenta um desempenho inferior ao CS-CDMA no caso de equalização MMSE para as diferentes velocidades. Da mesma maneira que nos capítulos 3 e 4 os canais são fixos durante o período de um símbolo, assim o desempenho do sistema DS-CDMA não apresenta variação com a velocidade do canal. Já para o CS-CDMA há uma pequena diferença de desempenho. Ressalte-se entretanto, devido ao efeito produzido pela variação do canal na matriz $D_{u,u}$ (vea eq. 3-15) utilizada nos equalizadores, que a coincidência das curvas correspondentes aos equalizadores MMSE e MMSE Simplificado indicam que a IMA é desprezível nos cenários considerados.

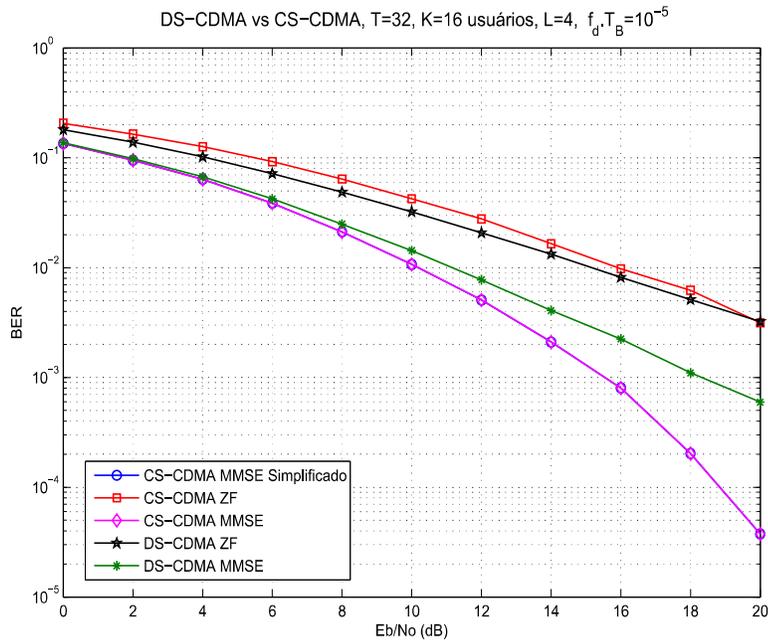


Figura 5.5: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=32, *down-link*, carga 16 usuários, código Hadamard, $f_d \cdot T_B = 10^{-5}$

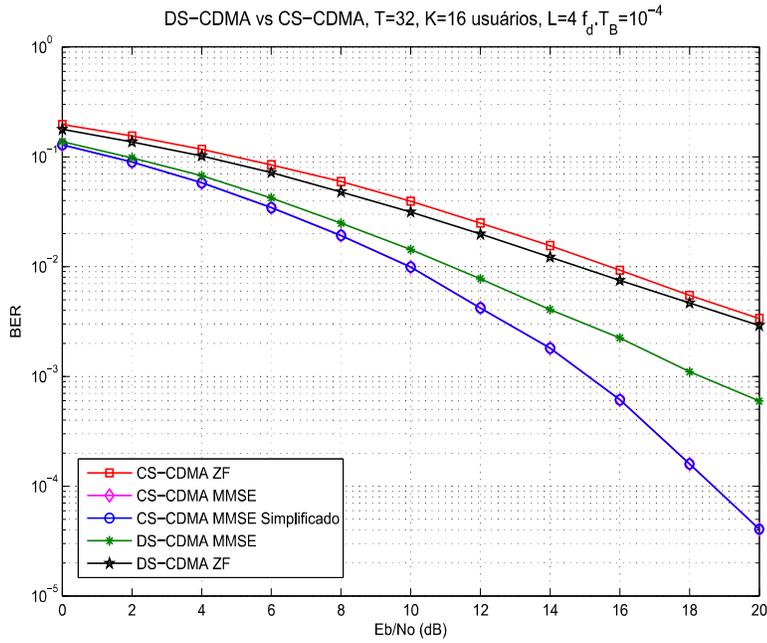


Figura 5.6: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=32, *down-link*, carga 16 usuários, código Hadamard, $f_d \cdot T_B = 10^{-4}$

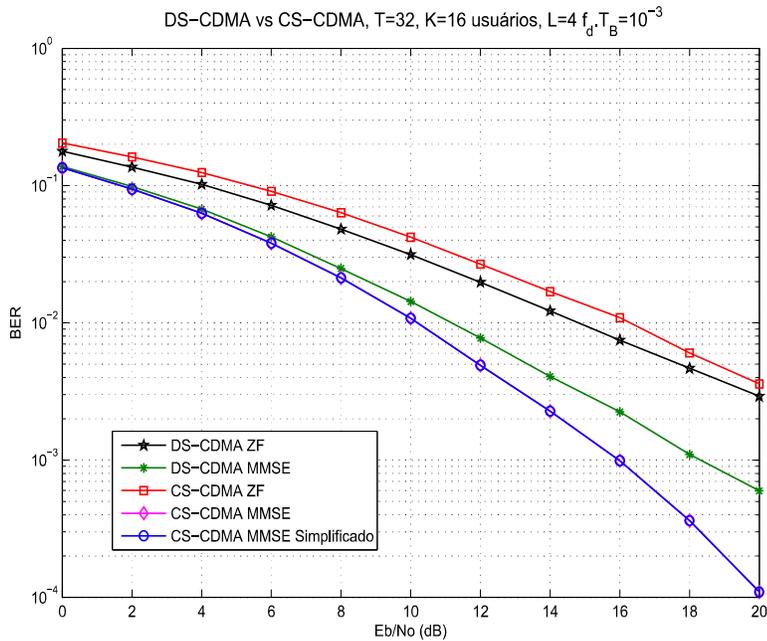


Figura 5.7: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=32, *down-link*, carga 16 usuários, código Hadamard, $f_d \cdot T_B = 10^{-3}$

5.2.2 Códigos não ortogonais

As figuras 5.8, 5.9 e 5.10 comparam as curvas do desempenho da taxa de erro de bit versus razão Sinal-Ruído para os dois sistemas considerados, obtidas com equalizadores ZF e MMSE, e códigos PN de comprimento fixo $T=31$, com carga de 16 usuários ativos no sistema. Pode ser observado que os resultados indicam uma ligeira vantagem do sistema DS-CDMA em relação ao CS-CDMA no caso de equalização MMSE e para velocidades maiores de variação do canal. Ressalte-se novamente que a IMA é praticamente inexistente nos sistema CS-CDMA no cenário abordados.

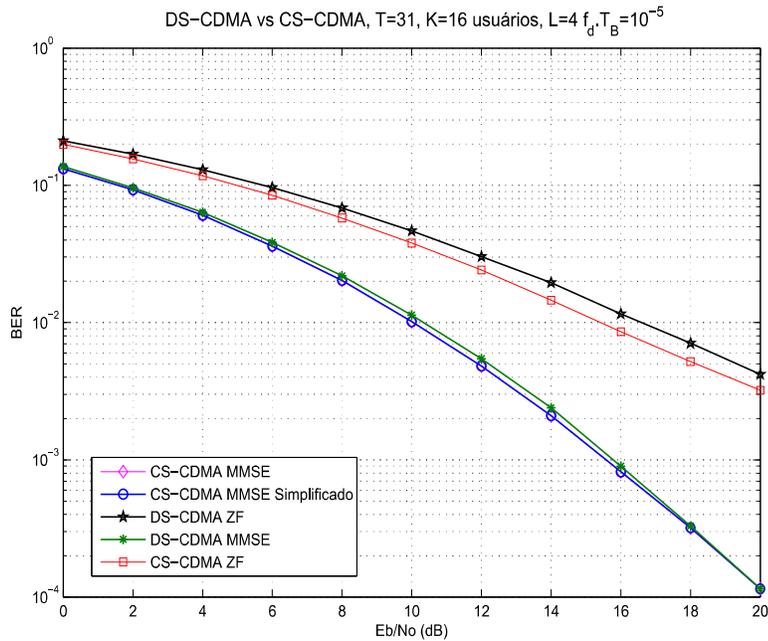


Figura 5.8: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, $T=31$, *down-link*, carga 16 usuários, código PN, $f_d \cdot T_B = 10^{-5}$

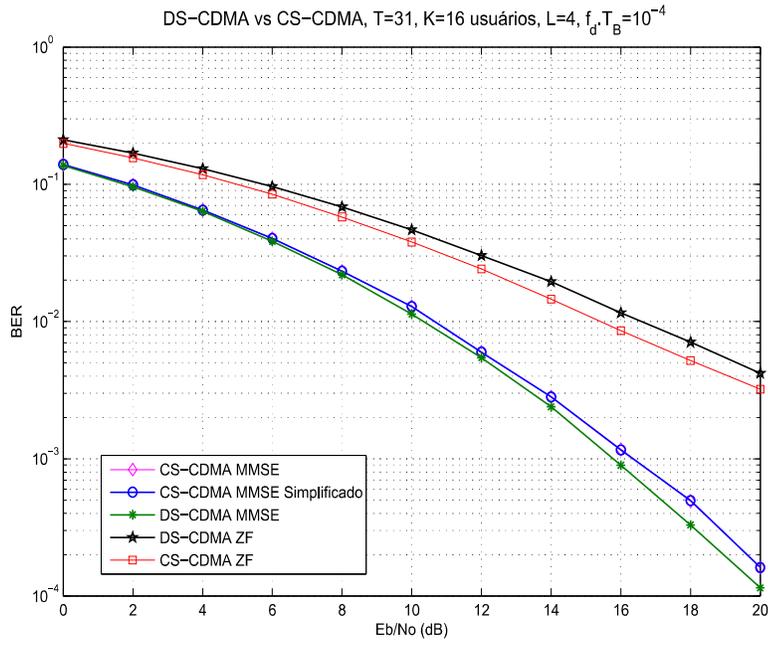


Figura 5.9: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=31, *down-link*, carga 16 usuários, código PN, $f_d \cdot T_B = 10^{-4}$

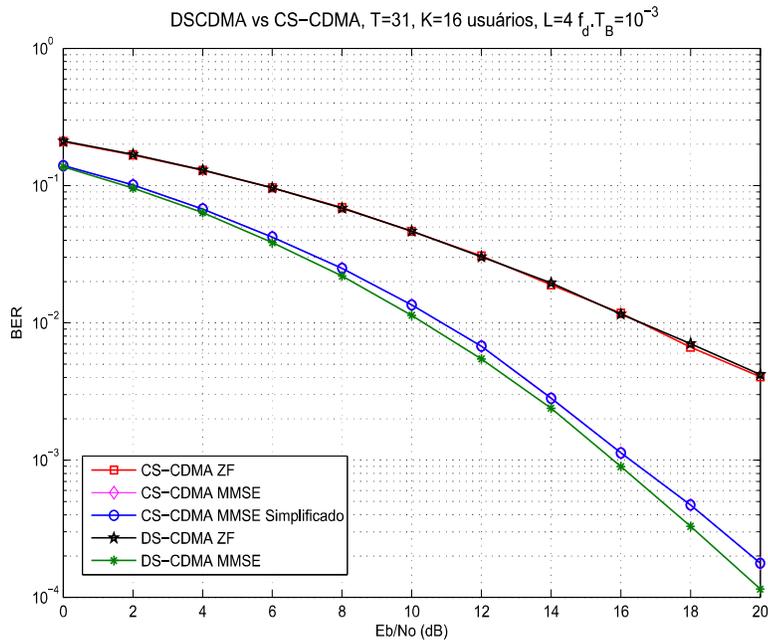


Figura 5.10: BER vs E_b/N_0 para sistemas DS-CDMA vs CS-CDMA em ambiente variante no tempo, T=31, *down-link*, carga 16 usuários, código PN, $f_d \cdot T_B = 10^{-3}$

5.3

Considerações Finais

Os resultados de desempenho apresentados neste capítulo consideraram o *down-link* transmissão em canais invariante e variante no tempo e o uso de códigos ortogonais e não ortogonais. As curvas de comparações dos sistemas DS-CDMA e CS-CDMA incluíram resultados de desempenho com equalizador ZF. Assim como nos cenários examinados para o *up-link*, apresentam um desempenho muito inferior aos obtidos com equalização MMSE. Assim os resultados a destacar são os pertinentes ao equalizador MMSE. Com este equalizador o sistema CS-CDMA mostrou um desempenho significativamente superior, no caso de códigos ortogonais, ou muito próximos, no caso de códigos não-ortogonais, ao desempenho do sistema DS-CDMA nos cenários e valores de carga considerados.

É importante ressaltar a capacidade do sistema CS-CDMA de eliminar, ou quase eliminar, a IMA tanto no *up-link* quanto no *down-link* do sistema, o que permite que o equalizador MMSE Simplificado seja utilizado sem perda sensível de desempenho. Este resultado é ainda mais significativo no *down-link*, uma vez que para implementação do equalizador MMSE (completo) o receptor precisaria saber quais usuários estão sendo atendidos pela ERB e seus respectivos códigos de espalhamento, enquanto que o MMSE Simplificado requer apenas o código do usuário cujo sinal está sendo detectado.

Conclusões e Trabalhos Futuros.

Este trabalho apresentou uma análise detalhada da técnica de transmissão CS-CDMA. Como foi verificado em estudos anteriores, uma característica marcante desta técnica de transmissão é que, diferentemente do que ocorre nos sistemas DS-CDMA, a ortogonalidade entre os códigos dos diferentes usuários é mantida mesmo quando a transmissão é feita através de um canal multipercurso seletivo em frequência, suposto invariante no tempo, permitindo assim que os usuários possam ser identicamente desacoplados na recepção. Além desta vantagem, resultados de desempenho indicaram uma significativa superioridade deste sistema sobre o tradicional DS-CDMA. Entretanto comparações existentes, consideraram apenas o *up-link*, do sistema e adotaram algumas premissas, que incluem, a utilização de códigos ortogonais pelos diversos usuários e a suposição de canais de transmissão invariantes no tempo. O presente trabalho apresentou uma análise comparativa dos sistemas em condições mais gerais. Os sistemas operam em ambientes invariante e variante no tempo, com códigos ortogonais e não ortogonais e em dois cenários diferentes, *up-link* e *down-link*.

Os resultados de desempenho para *up-link* apresentados no Capítulo 3 indicaram que mesmo em canais variantes no tempo o uso de códigos ortogonais no sistema CS-CDMA, permite que os usuários sejam quase que idealmente desacoplados na recepção mesmo quando a transmissão é feita em canais multipercurso seletivos na frequência. Como consequência os procedimentos de detecção podem ser realizados praticamente na ausência da IMA. Também foram testados dois tipos de equalizadores MMSE, o referido como simplificado, que só precisa do conhecimento do canal do usuário de interesse, e o equalizador MMSE que para ser implementado requer o conhecimento do canal do usuário desejado e dos usuários interferente. Através de resultados numéricos verificou-se que para sistemas CS-CDMA a IMA é desprezível em ambientes variantes no tempo com valores práticos de velocidades de variação (produto $f_d T_B$ de 10^{-5} a 10^{-3}) resultando, assim, para o equalizador MMSE o mesmo desempenho do MMSE Simplificado, o que prescinde o receptor da tarefa de estimar os canais de todos os usuários ativos no sistema. Os resultados de desempenho obtidos com códigos não-ortogonais, apresentados no Capítulo 4, conduzem a comentários similares aos feitos acima relacionados ao caso de códigos ortogonais. Além disso, os resultados de desempenho apresentados para *up-link* revelaram a superioridade de desempenho do sistema CS-CDMA sobre o sistema DS-CDMA tradicional em todos os cenários considerados, o que indica

que o uso deste sistema em ambientes invariantes ou variantes no tempo com códigos ortogonais ou não-ortogonais é realmente vantajoso em comparação com o sistema tradicional DS-CDMA.

Os resultados de desempenho para *down-link*, apresentados no Capítulo 5 consideraram transmissão em canais invariante e variante no tempo e o uso de códigos ortogonais e não ortogonais. As comparações de desempenho dos sistemas DS-CDMA e CS-CDMA equipados com equalizadores MMSE indicaram um desempenho significativamente superior do sistema CS-CDMA, no caso de códigos ortogonais, ou desempenhos muito próximos, no caso de códigos não-ortogonais, para os cenários e valores de carga considerados.

É importante ressaltar aqui a capacidade do sistema CS-CDMA de eliminar, ou quase eliminar, a IMA tanto no *up-link* quanto no *down-link* do sistema, o que permite que o equalizador MMSE Simplificado seja utilizado sem perda sensível de desempenho. Este resultado é ainda mais significativo no *down-link*, uma vez que para implementação do equalizador MMSE (completo) o receptor precisaria saber quais usuários estão sendo atendidos pela ERB e seus respectivos códigos de espalhamento, enquanto que o MMSE Simplificado requer apenas o código do usuário cujo sinal está sendo detectado.

Como sugestões de trabalhos futuros podem ser destacados os seguintes tópicos:

Análise e comparações de desempenho dos sistemas CS-CDMA e DS-CDMA considerando a presença de assincronia dos códigos no receptor da ERB.

Análise e comparações de desempenho dos sistemas CS-CDMA e DS-CDMA incorporando faixa de guarda do tipo ZP (*Zero Padding*) com canais seletivos na frequência e variantes no tempo com códigos ortogonais e não ortogonais.

Analisar os sistemas CS-CDMA incorporando transmissão e recepção de sinais multiportadora em canais seletivos na frequência e variantes no tempo com códigos ortogonais e não ortogonais.

Referências Bibliográficas

- [1] V. K. Bhargava. **State of the Art and Future Trends Wireless Communications: Advances in the Physical Layer**, Communication Networks and Services Research Conference, CNSR 2006, pages 1-3, Moncton, Canada, May 2006.
- [2] N. Morinaga, M. Nakagawa e R. Kohno. **New Concepts and Technologies for Achieving Highly Reliable and High-Capacity Multimedia Wireless Communications Systems**. IEEE Communications Magazine, pages 34-40, Janeiro 1997.
- [3] R. Delamare, **Estruturas e Algoritmos para Detecção Multiusuário e Supressão de Interferência em Sistemas DS-CDMA**, Tese de doctorado, PUC-Rio, dezembro 2004.
- [4] B. R. da Costa, T. T. Vinhoza, R. Sampaio-Neto, and R. C. de Lamare, **Equalização adaptativa no domínio da frequência para sistemas com transmissão em blocos**, Anais do Simpósio Brasileiro de Telecomunicação (SBT 2007), Setembro, 2007.
- [5] A. S. Madhukumar, F. Chin, Y.-C. Liang, and K. Yang, **Single-carrier cyclic prefix-assisted CDMA system with frequency domain equalization for high data rate transmission**, EURASIP J. Wirel. Commun. Netw., vol. 2004, no. 1, pp. 149-160, 2004.
- [6] A. Brajal, and S. Jourdan, **Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems**, Proc. GLOBECOM, pp. 1723 1728, november 1993.
- [7] L. Arévalo, **Brincando com Blocos: Variações da Transmissão em blocos e suas Combinações com a Técnica de Múltiplo Acesso CDMA**, Dissertação de Mestrado, PUC-Rio. Agosto 2012.
- [8] L. Arévalo, C. A. Medina e R. Sampaio-Neto, **Brincando com Blocos: Variações da Transmissão em blocos e suas Combinações com a Técnica de Múltiplo Acesso CDMA**, Anais do XXX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBRT'2012), Brasília, setembro 2012.
- [9] L. Arévalo, C. A. Medina and R. Sampaio-Neto, **Playing with Block: A New Combination of Block Transmission and the CDMA Multiple Access Technique**, IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Glasgow, Escócia, May 2015.

- [10] S. Ohno, **Performance of Single-Carrier Block Transmissions Over Multipath Fading Channels With Linear Equalization**, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 54, no. 10, pp.3678-3687, 18, october. 2006.
- [11] B. Muquet, Z. Wang; G.B. Giannakis, M. Courville, P. Duhamel, **Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions**, IEEE Transactions on Communications, vol. 50, no. 12, pp. 2136 - 2148, december 2002.
- [12] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, **Data transmission by frequencydivision multiplexing using the discrete fourier transform**, in IEEE Transactions on Communications, vol. com-19, no. 5, october 1971.
- [13] S. Gobriel, D. Mosse, R. Cleric, **TDMA-ASAP: Sensor Network TDMA Scheduling with Adaptive Slot-Stealing and Parallelism**, in 29th IEEE International Conference on Distributed Computing Systems, 2009.
- [14] L. Junsung, H. Myung, D. Goodman, **Channel-Dependent Scheduling of Uplink Single Carrier FDMA Systems**, Vehicular Technology Conference, IEEE 64th Year: 2006.
- [15] T. Rappaport, A. Annamalai, R. Buehrer, W. Tranter, **Wireless communications: past events and a future perspective**, Communications Magazine, IEEE, vol. 40, no. 5, 2002
- [16] R. Fantacci, F. Chiti, D. Marabissi, G. Mennuti, S. Morosi, D. Tarchi, **Perspectives for present and future CDMA-based communications systems**, Communications Magazine, IEEE, vol. 43, no.2.
- [17] P. Ramanathan and L. Tong **Minimizing deviation from service curve forward link of DS-CDMA network**, Vehicular Technology Conference, 2002. IEEE 55th, vol. 3 , pp.1155 - 1159.
- [18] Q. Yu, W. Meng and F. Adachi, **A code assignment algorithm for multi-user/multi-rate 2-dimensional block spread SC-CDMA**, 6th International ICST Conference on Communications and Networking in China (CHINACOM), 2011 pp.156 - 160.

- [19] B. Sklar, **Rayleigh fading channels mobile digital communication systems .I. Characterization**, Communications Magazine, IEEE, 1997, vol. 35, no.7, pp. 90 - 100.
- [20] B. Sklar, **Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part II: Mitigation**, Communications Magazine, IEEE, 1997, vol.35, no.9, pp. 148 - 155
- [21] J.Proaking, **Digital communications**, ser. 3rd Ed, McGraw-Hill, Ed., New Yord, 1995.
- [22] V. DaSilva and E. S. Sousa, **performance of orthogonal cdma codes for quasisynchronous communication systems**, in Proc. IEEE International Conference on Universal Personal Communications, ICUPC 93, p.995-999, October 1993.