

Rodolpho Conti Gianini Ferreira de Mello

Análise da Vazão de Dados no Enlace Reverso de Redes Celulares CDMA

Campinas 2013

ii



Universidade Estadual de Campinas Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Rodolpho Conti Gianini Ferreira de Mello

Análise da Vazão de Dados no Enlace Reverso de Redes Celulares CDMA

Dissertação de mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Prof. Dr. Celso de Almeida

Este exemplar corresponde à versão final da dissertação defendida pelo aluno Rodolpho Conti Gianini Ferreira de Mello, e orientada pelo Prof. Dr. Celso de Almeida. Ficha catalográfica Universidade Estadual de Campinas Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

 Mello, Rodolpho Conti Gianini Ferreira, 1988-Análise da vazão de dados no enlace reverso de redes celulares CDMA / Rodolpho Conti Gianini Ferreira de Mello. – Campinas, SP : [s.n.], 2013.
 Orientador: Celso de Almeida. Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.
 1. Acesso múltiplo por divisão de cófigo. 2. Acesso múltiplo por divisão de código de banda larga. 3. Telefonia celular. 4. Comunicação com dispersão de espectro. I. Almeida, Celso de, 1957-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Data throughput analysis for the uplink of the CDMA cellular networks Palavras-chave em inglês: Spread spectrum multiple access Wide band code divison multiple access Cellular telephone systems Spread spectrum communications Área de concentração: Telecomunicações e Telemática Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica Banca examinadora: Celso de Almeida [Orientador] Jaime Portugheis Carlos Eduardo Camara Data de defesa: 06-12-2013 Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Rodolpho Conti Gianini Ferreira de Mello

Data da Defesa: 6 de dezembro de 2013

Título da Tese: "Análise da Vazão de Dados no Enlace Reverso de Redes Celulares CDMA"

	felio Im
Prof. Dr. Celso de Almeida (Presidenté):	6 - 1
Prof. Dr. Carlos Eduardo Camara:	Jouran
Prof. Dr. Jaime Portugheis:	Porta neis
- 0	

Aos meus amados pais, José Raymundo e Cilmara.

Agradecimentos

Agradeço,

primeiramente à Deus, por me mostrar a luz nos caminhos trilhados e naqueles que ainda virão a ser desbravados e transpostos.

ao meu professor, orientador e amigo Celso de Almeida pela oportunidade, confiança, atenção e valorosa orientação durante o período do mestrado.

aos colegas de trabalho e amigos mais próximos: Lucas Emerson, Celso Frison, Romeu Palos, Esdras, Juan Carlos, Carito, Mirko, Mario Henrique e Pâmela pela convivência descontraída, ajuda mútua e trocas de experiências.

aos demais colegas do Departamento de Comunicações pela ótima convivência.

aos membros da banca examinadora Prof. Dr. Carlos Eduardo Câmara e Prof. Dr. Jaime Portugheis pelos comentários, sugestões e contribuições, que ajudaram a melhorar a qualidade e a redação final do manuscrito.

à CAPES pelo apoio financeiro concedido durante o período do mestrado.

à FEEC/UNICAMP pela estrutura oferecida aos estudantes e pesquisadores.

à minha noiva Jéssica pelo apoio incondicional à cada decisão tomada.

aos sogros Geraldo e Marlene e à cunhada Juliana pelo constante apoio e momentos de alegria e descontração passados juntos com a também presença do concunhado Lucas.

aos meus queridos padrinhos Silvane e Mário pelo carinho e apoio sempre que precisei.

ao meu primo e irmão Angelo pelo apoio e incontáveis momentos de descontração.

ao meus ilustríssimos tio Silvio e Josi pelo grande apoio e ajuda até aqui.

ao mestre e amigo Gustavo Saraiva pelos ensinamentos que tanto ajudaram na formação do meu caráter, além das inúmeras piadas compartilhadas também com o grande amigo Marcos Garcia.

à minha querida irmã Laura, pela amizade e momentos cômicos compartilhados juntos na presença também do grande amigo e cunhado Frederico Mendes. e por último, aos meus queridos pais e heróis José Raymundo e Cilmara, por serem as pessoas mais importantes na minha vida.

"It's dangerous to put limits on wireless."

Guglielmo Marconi, 1897.

Resumo

Os fatores responsáveis pela vazão de dados em uma rede celular são o número de usuários alocados em uma célula e a taxa de dados de cada usuário. Desta forma, para alcançar melhores resultados em termos de vazão de dados, deve-se utilizar de técnicas que trabalhem com foco no produto destes dois parâmetros. Este trabalho consiste em uma análise comparativa entre diferentes sistemas CDMA sob a ótica da vazão de dados, tendo como foco sequências de espalhamento do tipo aleatórias e também de Walsh e detecção com filtro casado e com o detector multiusuário descorrelacionador (MUD-D - Multiuser Detector Decorrelator), além de considerar a presença de interferência interna e externa no sistema. O método utilizado para a análise e comparação consiste na modelagem matemática do enlace reverso de um sistema celular DS-CDMA em canal AWGN com controle perfeito de potência e com alguns parâmetros fixos, tais como, a taxa máxima de erro de bit (10^{-4}) , a taxa mínima de dados por usuário (10 kbps, referente ao serviço de voz) e a potência máxima de transmissão de 0,5W por estação móvel. Este trabalho apresenta também uma análise comparativa entre um sistema DS-CDMA com filtro casado e outro com o detector MUD-D na presença de interferência externa. A análise comparativa do detector MUD-D com o filtro casado em ambiente com interferência externa e toda a análise da vazão de dados do sistema são contribuições do autor.

Palavras-chave: Vazão de Dados, CDMA, Sequências Aleatórias, Sequências de Walsh, Filtro Casado, MUD-D.

Abstract

The factors responsible for the data throughput in a cellular network are the number of users allocated in a cell and the users' data rate. This way, to reach better results in terms of data throughput, one must use techniques that act with focus on the product of those two parameters. This work consists in a comparative analysis among different CDMA systems from the perspective of the data throughput, focusing on random and Walsh spreading sequences and detection method with matched filter and with the multi-user detector decorrelator (MUD-D), besides considering the presence of internal and external interference in the system. The analysis and comparison methods consist in the CDMA cellular system uplink mathematical modelling in an AWGN channel considering a perfect power control and some fixed parameters such as the maximum bit error rate (10^{-4}) , minimum data rate per user (10 kbps, referring to the voice service) and maximum transmitting power of 0.5W per mobile station. This work also presents a comparative analysis between a DS-CDMA system with matched filter and another with the MUD-D detector in the presence of external interference. The MUD-D and matched filter comparative analysis in a scenario with external interference and the whole system's data throughput analysis are the author's contribution.

Key-words: Throughput, CDMA, Random Sequences, Walsh Sequences, Matched Filter, Multiuser Detector Decorrelator.

Lista de Figuras

2.1	Sistema Celular de Comunicação.	4
2.2	Canal do Tipo Aditivo Gaussiano Branco.	8
2.3	Função $Q(x)$.	9
2.4	Função $Q(x)$ Representada na Função Densidade de Probabilidade de uma Var-	
	iável Aleatória Gaussiana λ Normalizada 	10
2.5	Esquema de Modulação ASK	11
2.6	PDF's Condicionais para Modulação 2-ASK em Canal AWGN	13
2.7	Variável de Decisão para Modulação 4-ASK em Canal AWGN	15
2.8	Transmissor e Receptor Para Modulação QAM com Filtro Casado $\ .\ .\ .\ .$	17
2.9	Constelação da Modulação 4-QAM	17
2.10	Densidade Espectral de Potência do Sinal em Banda Estreita e em Banda Larga	
	(espalhado)	22
2.11	Transmissor e Receptor DS-CDMA com Filtro Casado	24
2.12	Receptor de um Sistema DS-CDMA com MUD-D	29
2.13	Rede Celular CDMA	32
3.1	Receptor com Detector MUD-D na Presença de Interferência Externa	39
3.2	Probabilidade de Erro de Bit em Função do Fator de Carga para um Sistema	
	DS-CDMA com Filtro Casado e MUD-D com E_b/N_0 = 30 dB em um Cenário	
	com Interferência Interna e Externa.	42
3.3	Probabilidade de Erro de Bit em Função de E_b/N_0 para um Sistema DS-CDMA	
	com Filtro Casado e MUD-D para um Fator de Carga igual a $0,3$ em um Cenário	
	com Interferência Interna e Externa.	43
3.4	Probabilidade de Erro de Bit em Função de E_b/N_0 para um Sistema DS-CDMA	
	com Filtro Casado e MUD-D para um Fator de Carga igual a 1,7 em um Cenário	
	com Interferência Interna e Externa. \ldots	43

3.5	Ganho SNIR em Função do Fator de Carga para um Sistema DS-CDMA com Filtro Casado e Detector MUD-D para E_b/N_0 igual a 30 dB em um Cenário com Interferência Interna e Externa.	44
4.1	Vazão de Dados em Função do Ganho de Processamento para um Sistema DS- CDMA com Filtro Casado e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Mod- ulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Apenas de	
	Interferência Interna.	49
4.2	Vazão de Dados em Função da Taxa de Bits para um Sistema DS-CDMA com Filtro Casado e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Modulações BPSK.	
	QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Apenas de Interferência Interna.	50
4.3	Vazão de Dados em Função do Fator de Carga para um Sistema DS-CDMA com	
	Filtro Casado e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Modulações BPSK,	
	QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Apenas de Interferência Interna.	50
4.4	Vazão de Dados em Função do Ganho de Processamento para um Sistema DS-	
	CDMA com Filtro Casado e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Mod-	
	ulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interferência	
	Interna e Externa.	52
4.5	Vazão de Dados em Função da Taxa de Bits para um Sistema DS-CDMA com	
	Filtro Casado e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Modulações BPSK,	
	QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interferência Interna e Externa.	52
4.6	Vazão de Dados em Função do Fator de Carga para um Sistema DS-CDMA com	
	Filtro Casado e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Modulações BPSK,	
	$\ensuremath{\mathrm{QPSK}},$ 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interferência Interna e Externa.	53
4.7	Vazão de Dados em Função do Ganho de Processamento para um Sistema DS-	
	CDMA com Filtro Casado e Sequências de Espalhamento de Walsh para Mod-	
	ulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Apenas de	
	Interferência Interna.	54
4.8	Vazão de Dados em Função da Taxa de Bits para um Sistema DS-CDMA com	
	Filtro Casado e Sequências de Espalhamento de Walsh para Modulações BPSK,	
	$\ensuremath{\mathrm{QPSK}},$ 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Apenas de Interferência Interna.	54
4.9	Vazão de Dados em Função do Fator de Carga para um Sistema DS-CDMA com	
	Filtro Casado e Sequências de Espalhamento de Walsh para Modulações BPSK,	
	QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Apenas de Interferência Interna.	55

4.10	Vazão de Dados em Função do Ganho de Processamento para um Sistema DS-	
	CDMA com Filtro Casado e Sequências de Espalhamento de Walsh para Mod-	
	ulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interferência	
	Interna e Externa.	56
4.11	Vazão de Dados em Função da Taxa de Bits para um Sistema DS-CDMA com	
	Filtro Casado e Sequências de Espalhamento de Walsh para Modulações BPSK,	
	$\ensuremath{\mathrm{QPSK}},$ 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interferência Interna e Externa.	57
4.12	Vazão de Dados em Função do Fator de Carga para um Sistema DS-CDMA com	
	Filtro Casado e Sequências de Espalhamento de Walsh para Modulações BPSK,	
	$\ensuremath{\mathrm{QPSK}},$ 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interferência Interna e Externa.	57
4.13	Vazão de Dados em Função do Ganho de Processamento para um Sistema DS-	
	CDMA com Detector MUD-D e Sequências de Espalhamento Aleatórias para	
	Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Apenas	
	de Interferência Interna.	59
4.14	Vazão de Dados em Função da Taxa de Bits para um Sistema DS-CDMA com De-	
	tector MUD-D e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Modulações BPSK,	
	$\ensuremath{\mathrm{QPSK}},$ 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Apenas de Interferência Interna.	59
4.15	Vazão de Dados em Função do Fator de Carga para um Sistema DS-CDMA	
	com Detector MUD-D e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Modu-	
	lações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Apenas de	
	Interferência Interna.	60
4.16	Vazão de Dados em Função do Ganho de Processamento para um Sistema DS-	
	CDMA com Detector MUD-D e Sequências de Espalhamento Aleatórias para	
	Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interfer-	
	ência Interna e Externa.	61
4.17	Vazão de Dados em Função da Taxa de Bits para um Sistema DS-CDMA com	
	Detector MUD-D e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Modulações	
	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interferência Interna	
	e Externa	61
4.18	Vazão de Dados em Função do Fator de Carga para um Sistema DS-CDMA	
	com Detector MUD-D e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Modulações	
	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interferência Interna	
	e Externa	62

4.19	Vazão de Dados em Função do Ganho de Processamento para um Sistema DS-	
	CDMA com Detector MUD-D e Sequências de Espalhamento Aleatórias e um	
	Arranjo Linear com 4 Antenas para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-	
	QAM e 256-QAM na Presença Interferência Interna e Externa	62
4.20	Vazão de Dados em Função da Taxa de Bits para um Sistema DS-CDMA com	
	Detector MUD-D e Sequências de Espalhamento Aleatórias e um Arranjo Linear	
	com 4 Antenas para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM	
	na Presença Interferência Interna e Externa	63
4.21	Vazão de Dados em Função do Fator de Carga para um Sistema DS-CDMA com	
	Detector MUD-D e Sequências de Espalhamento Aleatórias e um Arranjo Linear	
	com 4 Antenas para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM	
	na Presença Interferência Interna e Externa	63

Lista de Tabelas

4.1	Parâmetros do Sistema DS-CDMA	47
4.2	Requisitos de SNIR	48

Sumário

1	Intr	roduçã	o Geral	1
2	Cor	nceitos	Básicos	3
	2.1	Sisten	na Móvel Celular	3
		2.1.1	Interferência	4
		2.1.2	Setorização	4
		2.1.3	Arranjo de Antenas	5
		2.1.4	Perda de Propagação	5
	2.2	Múltij	plo Acesso	6
		2.2.1	Acesso Múltiplo por Divisão de Frequência (FDMA)	6
		2.2.2	Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo (TDMA)	7
		2.2.3	Acesso Múltiplo por Divisão de Código (CDMA)	7
	2.3	Model	lo de Canal	7
		2.3.1	Canal AWGN	7
	2.4	Modu	lação Digital	8
		2.4.1	Eficiência Espectral	9
		2.4.2	Função $Q(x)$	9
		2.4.3	Modulação ASK	10
		2.4.4	Modulação QAM	16
	2.5	CDM	A	20
		2.5.1	Espalhamento Espectral	21
		2.5.2	Controle de Potência	24
		2.5.3	Sistema DS-CDMA para Modulações M -ASK e M -QAM	24
		2.5.4	Detecção Multiusuário	29
	2.6	Descri	ção do Sistema Celular na Presença de Interferência Externa	31
	2.7	Distri	buição dos Usuários	32
	2.8	Contre	ole de Potência	33

	2.9	Desempenho do Sistema DS-CDMA na Presença de Interferência Externa	34
		2.9.1 Filtro Casado	34
3	MU	JD-D na Presença de Interferência Externa	38
	3.1	Desempenho do Sistema DS-CDMA com MUD-D e Interferência Externa	38
	3.2	Comparação de Desempenho Entre o Detector MUD-D e o Filtro Casado	40
		3.2.1 Ganho de SNIR	41
	3.3	Resultados	42
	3.4	Conclusões	45
4	Vaz	zão de Dados em uma Rede Celular CDMA	46
	4.1	Vazão de Dados	46
		4.1.1 Requisitos do Sistema	47
		4.1.2 Filtro Casado e Sequências Aleatórias	48
		4.1.3 Filtro Casado e Sequências de Espalhamento Walsh	51
		4.1.4 Detector Multiusuário Descorrelacionador	58
	4.2	Conclusões	64
5	Cor	nclusões Finais	66
Bi	bliog	grafia	68

Capítulo 1

Introdução Geral

Grandes esforços estão sendo empregados no atendimento às demandas de voz e dados na nova geração das comunicações móveis celulares. Neste contexto, há o surgimento de cada vez mais serviços multimídia de alta velocidade disponíveis aos usuários do serviço de comunicação móvel celular. Tais serviços requisitam taxas de dados cada vez mais altas e a tendência natural da evolução das comunicações móveis celulares é a busca de um sistema que seja capaz de prover tais requisitos de taxa de dados por usuários, levando consequentemente a uma maior vazão de dados na rede celular como um todo.

A vazão de dados de uma rede celular é uma medida do fluxo de dados, dada em bits por segundo, devido à contribuição de cada usuário ativo na rede. Sendo assim, as soluções para o aumento da vazão de dados em uma rede celular giram em torno, tanto do aumento do número de usuários ativos alocados na rede, quanto da taxa de dados por usuário. Entretanto, a alteração destes parâmetros não é uma tarefa trivial, devido principalmente aos requisitos de taxa de erro de bit máxima (BER - *Bit Error Rate*), taxa de bits mínima por usuário (para o serviço de voz é necessário assegurar no mínimo uma taxa de aproximadamente 10 kbps) e potência máxima de transmissão. Em relação ao aumento da eficiência espectral e da taxa de dados por usuários, existem diversos trabalhos, como em [1], propondo a utilização de modulações QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) de ordens superiores como uma das possíveis soluções para este problema.

A técnica que trata diretamente da alocação de usuários aos canais de comunicação é o acesso múltiplo, cuja maior preocupação é o compartilhamento dos recursos disponibilizados pelo canal sem causar interferência em excesso aos outros usuários do sistema [2]. Um método de múltiplo acesso que, utiliza da técnica de espalhamento espectral é chamado CDMA (*Code-Division Multiple Access*), que foi introduzido nas comunicações móveis celulares nos anos 90 com o padrão IS-95 (*Interim Standard* 95) ou cdmaOne, que faz parte da segunda geração

das comunicações móveis. Este método de acesso consiste no compartilhamento simultâneo do mesmo espectro de frequência por múltiplos usuários, estes diferenciados apenas por sequências de espalhamento espectral.

Em se tratando de uma rede celular CDMA, veremos que existem alguns parâmetros que influenciam significativamente na vazão de dados desta rede, como por exemplo o tipo de sequência utilizada no espalhamento espectral, o tipo de detector empregado no receptor, etc.

Desta forma, este trabalho tem como foco principal a análise de desempenho de uma rede celular DS-CDMA sob a ótica da vazão de dados da rede, levando em conta a escolha da sequência de espalhamento, da modulação e da técnica de detecção. Inicialmente serão analizadas as sequências aleatórias e de Walsh, os métodos de detecção com filtro casado e de detecção multiusuário do tipo descorrelacionador, e modulações do tipo ASK (*Amplitude Shift-Keying*) e QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Tais comparações serão realizadas considerando-se o enlace reverso (*Uplink*) de um sistema celular DS-CDMA síncrono, em banda passante e com controle de potência perfeito dos sinais recebidos pela estação rádio base (ERB) em um canal do tipo AWGN. Será feito também um estudo comparativo entre o método de detecção com filtro casado e com o detector multiusuário descorrelacionador na presença de interferência de co-canal externa.

Capítulo 2

Conceitos Básicos

2.1 Sistema Móvel Celular

O conceito de celular, desenvolvido pelos Laboratórios Bell da AT&T em 1947 entrando em operação no ano de 1983 nos Estados Unidos através do sistema AMPS [3], foi uma maneira inovadora de contornar alguns problemas crônicos intrínsecos às comunicações móveis até então, como por exemplo o congestionamento do espectro de frequências disponível e a capacidade de usuários. Tal conceito engloba o sistema de comunicação como um todo se referindo basicamente à substituição de um único transmissor de alta potência por muitos transmissores de baixa potência [4], cujas respectivas áreas geográficas de cobertura são identicamente circulares, como mostra a Fig 2.1. Cada célula possui uma estação rádio-base (ERB), geralmente localizada no centro da célula, que abriga os equipamentos centrais de transmissão e recepção, além de é claro, antenas dos tipos omnidirecional ou direcional, caso seja utilizada a técnica de setorização.

Em relação ao enlace, a transmissão que se dá de uma ERB para as estações móveis (EM) é chamada de enlace direto (forward link ou downlink) e, a transmissão que se dá na direção oposta, ou seja, da EM para a ERB, é denominada enlace reverso (reverse link ou uplink). Quando um usuário sai da área de cobertura de uma célula e entra na área de cobertura de uma célula vizinha, acontece um processo chamado de handoff, que consiste basicamente no processo de desconexão de uma ERB e conexão novamente em uma outra ERB (hard handoff). Em sistemas celulares CDMA, uma EM pode se conectar a diversas ERBs de maneira simultânea, para que não haja nenhuma interrupção na conexão do respectivo usuário (soft handoff) [3].

Neste sistema, os canais disponíveis são divididos entre grupos de células, sendo cada grupo chamado de *cluster*. Este conceito é utilizado no processo de alocação de canais dentro do sistema, chamado de reutilização de canais ou planejamento de frequência [4].



Figura 2.1: Sistema Celular de Comunicação.

2.1.1 Interferência

A interferência em um sistema celular aparece como um fator limitante quando se trata da capacidade de um sistema e do número de ligações perdidas.

Quando a interferência se dá devido à utilização de um mesmo canal de comunicação (timeslots, reuso de frequência ou sequências de espalhamento espectral, dependendo do método de múltiplo acesso) pelos usuários, ela é chamada de inteferência de co-canal. Este tipo de interferência geralmente tem natureza externa, ou seja, tem origem nas células vizinhas, enquanto que a interferência oriunda de uma mesma célula é considerada como sendo de natureza interna. Para o caso do CDMA, são consideradas ambos os tipos de interferência, interna e externa.

2.1.2 Setorização

A interferência de co-canal em um sistema celular móvel, pode ser diminuída substituindo a antena omnidirecional por N_S antenas direcionais, dividindo uma célula em N_S setores. Por exemplo, utilizando $N_S = 3$ antenas direcionais, divide-se a célula em 3 setores com cobertura de 120° cada um. Fazendo isso, o número de usuários interferentes localizados na primeira camada de células interferentes diminui por um fator de $\frac{1}{N_S}$.

2.1.3 Arranjo de Antenas

A técnica de arranjo de antenas consiste na distribuição espacial e organizada de um conjunto de antenas de maneira que os sinais provenientes dos diferentes usuários em uma rede celular atinjam cada elemento do arranjo com fases diferentes devido aos diferentes percursos percorridos. Esta técnica é muito utilizada para combater a interferência em redes celulares e, com a combinação apropriada dos sinais, é possível alcançar uma diminuição significativa da interferência.

Considerando células com um formato circular, com a ERB localizada no centro, e ainda, um arranjo com N_A antenas espaçadas uniformemente com distância d_a , de acordo com [5], temos que a potência normalizada η da interferência causada por um determinado usuário *i* com posição angular θ_i no receptor do usuário *k*, localizado na ERB da célula central, é dada por:

$$\eta(\theta_k, \theta_i) = \left[\frac{1}{N_A} \frac{\sin\left(\frac{N_A\zeta}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\zeta}{2}\right)}\right]^2 \tag{2.1}$$

onde temos que:

$$\zeta = \frac{2\pi d_a}{\lambda} \left(\cos \theta_k - \cos \theta_i\right) \tag{2.2}$$

O valor médio de η pode ser aproximado por [5]:

$$\overline{\eta} \approx \frac{1}{N_A} \tag{2.3}$$

indicando que a potência média normalizada decresce com o número de antenas do arranjo.

2.1.4 Perda de Propagação

Perda de propagação se refere à redução, ou atenuação, de uma onda eletromagnética conforme sua propagação se dá no espaço. A perda de propagação aparece como um componente essencial na análise e estabelecimento de enlaces em sistemas de comunicações sem fio.

A perda de propagação é causada pelo aumento natural da esfera de radiação com a distância. Alguns fatores que influenciam o aparecimento desse efeito e que devem ser levados em consideração em um projeto de telecomunicações são: o contorno do terreno, as características do ambiente (rural, urbano, vegetação, etc.), a distância entre o transmissor e o receptor, a frequência, dentre outros.

Um modelo de perda de propagação largamente usado em redes de comunicações móveis celulares é do tipo exponencial:

$$\frac{P_r}{P_t} = r^{-\beta} \tag{2.4}$$

onde P_r é a potência recebida, P_t é a potência transmitida, r é a distância entre transmissor e receptor e β corresponde ao expoente de perda de propagação, que normalmente assume valores entre 3 e 5 para ambientes externos e 2 para propagação no espaço livre.

De acordo (2.4), temos que a potência recebida decresce com $r^{-\beta}$, ou seja, dado um expoente de perda β e uma potência de transmissão P_t , a perda de propagação cresce com a distância r.

Em sistemas celulares CDMA, a perda de propagação é a grande responsável pelo efeito *near-far*, ou efeito perto-longe. Sendo assim, estabelecido um modelo de perda de propagação, é possível utilizar suas informações para a implantação de um controle de potência eficiente que anule ou diminua consideravelmente este efeito.

2.2 Múltiplo Acesso

As técnicas de múltiplo acesso permitem o compartilhamento do espectro de frequências disponível pelos usuários de um sistema móvel celular. Estas técnicas consistem basicamente na separação e/ou diferenciação dos canais do sistema culminando em uma alocação de recursos eficaz e igualitária. Contudo, tal compartilhamento deve ser planejado de forma que não imponha degradação em excesso a ponto de prejudicar o desempenho dos próprios usuários do sistema [2].

Na sequência são apresentadas as três principais técnicas de múltiplo acesso (FDMA, TDMA e CDMA).

2.2.1 Acesso Múltiplo por Divisão de Frequência (FDMA)

A técnica de acesso múltiplo por divisão de frequência (FDMA - *Frequency Division Multiple Access*) consiste basicamente na divisão da banda disponível do sistema em um número definido de canais exclusivos, distribuídos por demanda aos usuários.

O método de acesso ao meio FDMA é o método mais antigo utilizado em sistemas de comunicação sem fio e é a tecnologa básica utilizada pelo padrão AMPS de telefonia móvel analógica (AMPS - Advanced Mobile Phone Service), introduzido pela AT&T em 1983.

Devido ao fato de que na prática, os filtros utilizados não são perfeitos, os canais podem sofrer interferência de canais vizinhos. Este problema, inerente à este método de divisão de canais é chamado de interferência de canal adjacente [4]. Por este motivo, em sistemas FDMA faz-se necessário o uso das chamadas bandas de guarda na periferia de cada um dos canais para combater a interferência de canal adjacente e que, no entanto, acaba reduzindo a largura de banda total para a utilização na transmissão de dados dos usuários.

2.2.2 Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo (TDMA)

A técnica de acesso múltiplo por divisão de tempo (TDMA - *Time Division Multiple Access*) consiste na utilização de um mesmo espectro de frequência por diversos usuários, que transmitem seus sinais em um tempo determinado denominado *timeslot*. A cada canal é atribuído certo número de *timeslots*, que são transmitidos de forma periódica para a comunicação dos usuários.

O sistema TDMA armazena os dados a serem enviados e então os transmite a cada quadro. Esse processo é chamado de *buffer-and-burst* (armazene e envie). O TDMA é utilizado principalmente no padrão GSM (*Global System for Mobile Communications*).

Para evitar interferência entre usuários, além da banda de guarda, este tipo de sistema também necessita do emprego do chamado tempo de guarda entre os *timeslots* [2].

2.2.3 Acesso Múltiplo por Divisão de Código (CDMA)

Nos sistemas que utilizam o método de múltiplo acesso por divisão de código (CDMA - *Code Division Multiple Access*), os usuários transmitem seus dados de maneira simultânea utilizando a mesma faixa espectral, que se faz possível através da utilização da técnica de espalhamento espectral. Os usuários de um sistema CDMA são, desta forma, diferenciados somente através das sequências de espalhamento espectral atribuídas individualmente a cada um deles.

As sequências são aproximadamente ortogonais entre si, o que leva ao receptor detectar apenas o sinal desejado fazendo com que todos os outros sinais multiplicados pelas suas respectivas sequências de espalhamento sejam tratados como interferência aditiva devido à operação de correlação cruzada entre as sequências de espalhamento.

2.3 Modelo de Canal

2.3.1 Canal AWGN

Nos sistemas de comunicações, denomina-se canal o meio de conexão física entre transmissor e receptor. No caso de uma comunicação via rádio, quase todo canal pode ser modelado como um sistema linear ou um filtro, podendo ser representado matematicamente por sua resposta no tempo ou em frequência.



Figura 2.2: Canal do Tipo Aditivo Gaussiano Branco.

Um modelo amplamente utilizado em comunicações sem fio devido à simplicidade do tratamento matemático é o modelo de canal aditivo gaussiano branco (AWGN - Additive White Gaussian Noise), em que a única perturbação é devido à adição de ruído, como mostra a Fig. 2.2. Este ruído, dada sua natureza estocástica, é considerado como sendo do tipo gaussiano e abrange toda a faixa de frequência disponível. A função densidade de probabilidade (PDF -Probability Density Function) de uma variável aleatória gaussiana x é dada por [6]:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} e^{-\frac{(x-\mu_x)^2}{2\sigma_x^2}}$$
(2.5)

2.4 Modulação Digital

Para que uma mensagem que sai de um transmissor chegue de maneira inteligível ao receptor, passando por um canal que introduz ruído ao processo, é necessário que ela seja modificada afim de que assuma uma forma apropriada à propagação no meio em questão. Este processo de adequação do sinal de mensagem ao meio através da variação de algum parâmetro de uma onda portadora é chamado de modulação[2]. Da mesma maneira, o receptor, ao receber a versão degradada do sinal, tenta recriá-lo através do processo inverso à modulação, conhecido como demodulação.

As redes de comunicações móveis da primeira geração (1G) utilizavam modulações do tipo analógicas, enquanto que, hoje em dia, modulações digitais são utilizadas pelas redes de comunicações móveis, uma vez que a utilização deste tipo de modulação trouxe maior confiabilidade, eficiência e robustez às redes móveis celulares [3].

A probabilidade de erro de bit, ou BER (*Bit Error Rate*), é uma medida de desempenho utilizada em comunicações digitais que consiste na porcentagem de bits recebidos com erro em relação ao número de bits enviados. Nas seções seguintes, as expressões de BER para modulações do tipo ASK e QAM serão obtidas levando em consideração um canal do tipo AWGN.

2.4.1 Eficiência Espectral

A eficiência espectral de um sistema, dada por (2.6), quantifica a vazão de dados transportada dada uma determinada largura de banda [7]. Ela é definida como uma relação entre a taxa de bits e a largura de banda do canal e é dada em bps/Hz.

$$\varepsilon = \frac{R_b}{B} \tag{2.6}$$

2.4.2 Função Q(x)

A função de erro complementar Gaussiana, ou função Q(x) é uma ferramenta muito utilizada na análise da probabilidade de erro de bit em sistemas de comunicação digital e é dada por:

$$Q(x) = \int_{x}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^{2}/2} dt$$
 (2.7)

onde a média μ_x é nula e a variância σ^2 é unitária.

A integral descrita para a função de erro (2.7) não possui uma solução com fórmula fechada. Contudo, suas propriedades possibilitam que fenômenos físicos possam ser estudados com acurácia a partir da análise do modelo gaussiano. O comportamento da função Q(x) para x > 0 é representado na Fig. 2.3.



Figura 2.3: Função Q(x).

A função Q(x) corresponde a área sob a função densidade de probabilidade de uma variável aleatória gaussiana X normalizada, ou seja, com média nula e variância unitária, a partir do ponto x, como mostra a Fig. 2.4.



Figura 2.4: Função Q(x) Representada na Função Densidade de Probabilidade de uma Variável Aleatória Gaussiana λ Normalizada

No entanto, quando valores diferentes da média e variância são utilizados, ou seja, $\mu_x \neq 0$ e $\sigma_x^2 \neq 1$, a probabilidade de X > x, ainda representada em termos de Q(x), é definida como:

$$P(X > x) = Q\left(\frac{x - \mu_x}{\sigma_x}\right)$$
(2.8)

onde σ_x corresponde ao desvio padrão de X.

No contexto da simulação computacional, a função Q(x) pode ser calculada através da função de erro complementar erfc(x). Essa relação é dada por:

$$Q(x) = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \tag{2.9}$$

2.4.3 Modulação ASK

O esquema de modulação por chaveamento de amplitude (ASK - Amplitude Shift-Keying) consiste na transmissão de informação contida nas amplitudes de um trem de pulsos. Este tipo de modulação se apresenta como um caso especial da modulação por amplitude de pulso (PAM - Pulse Amplitude Modulation) quando acompanhada de uma portadora senoidal, ou seja, passando de uma modulação em banda base para uma modulação em banda passante. A Fig. 2.5 mostra o diagrama de blocos para a modulação ASK com um único usuário com portadora $\phi_k(t) = \cos(2\pi f_c t + \theta_k)$, onde θ_k e f_c são a fase e a frequência da portadora do k-ésimo usuário, respectivamente.



Figura 2.5: Esquema de Modulação ASK.

No receptor, o sinal, após ser multiplicado novamente pela portadora e voltar para banda base, passa pelo filtro casado, definido em [2], cuja principal função é maximizar a relação sinalruído pela eliminação do ruído fora da faixa do sinal. O sinal é amostrado e passa então pela etapa de decisão, onde o bloco amostrador realiza a chamada decisão abrupta com base nos limiares definidos de acordo com a modulação, e então, já na saída do sistema, tem-se o sinal decidido \hat{x} . O sinal ASK na entrada do receptor é dado por:

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \xi_n Am(t - nT_s)\phi_n(t) + n(t)$$
(2.10)

onde ξ_n é o símbolo transmitido do alfabeto *M*-ASK e assume valores de acordo com $\xi_n = (2z - 1-M)$, com *z* variando de 1 à *M*, m(t) é o pulso formatador, T_s é a duração de um símbolo e n(t) corresponde ao ruído aditivo gaussiano branco com densidade espectral de potência unilateral igual a N_0 .

É considerado neste trabalho que m(t) é um pulso retangular com duração igual a T_s e amplitude A. Sabendo que a energia de um sinal qualquer y(t) é dada por:

$$E_y = \int_{-\infty}^{\infty} y^2(t) dt \tag{2.11}$$

podemos calcular a energia média de um símbolo ASK como segue:

$$\overline{E_s} = \sum_{i=1}^{M} P[\xi_i] \int_0^{T_s} \xi_i^2 A^2 \phi^2(t) dt$$
(2.12)

onde $P[\xi]$ é a probabilidade de ocorrência do símbolo ξ_i .

Dessa forma, usando a energia da portadora senoidal igual a $\frac{T_s}{2}$, (2.12) pode ser escrita como:

$$E_s = \sum_{i=1}^{M} \frac{1}{2} P[\xi_i] \xi_i^2 A^2 T_s$$
(2.13)

No receptor da Fig. 2.5, o sinal r(t) é submetido à operação de correlação dada por:

$$y = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t)\phi(t)dt$$
 (2.14)

Substituindo (2.10) em (2.14), temos que a amostra na saída do receptor, dado que ξ_0 foi transmitido, é igual a:

$$y = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \xi_0 A \phi^2(t) dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} n(t) \phi(t) dt$$

= $\frac{\xi_0 A}{2} + n$ (2.15)

para $0 \leq t \leq T_s$.

Sendo assim, a média de y, uma vez que o processo gaussiano n(t) possui média nula, é igual a:

$$\mu_y = \frac{\xi_0 A}{2} \tag{2.16}$$

Quanto à variância de (2.15), podemos observar que o primeiro termo da expressão possui características determinísticas, portanto possui variância nula. Dessa forma, a variância, ou potência do ruído, é igual a:

$$\overline{n^2} = \sigma^2 = \frac{1}{T_s^2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \overline{n(t)n(t')} \phi(t)\phi(t')dtdt'$$
(2.17)

onde a função de correlação do ruído AWGN é igual a $\overline{n(t)n(t')} = \frac{N_0}{2}\delta(t-t')$.

Sendo assim, fazendo $\int \delta(t-t')\phi(t')dt' = \phi(t)$, temos que:

$$\sigma^{2} = \frac{N_{0}}{2T_{s}^{2}} \int_{0}^{T_{s}} \phi^{2}(t) dt$$

= $\frac{N_{0}}{4T_{s}}$ (2.18)

2-ASK

Considere um sistema de comunicação em banda passante que utiliza uma modulação binária antipodal com amplitudes ± 1 , representando os bits 0 e 1 respectivamente.

A Fig. 2.6 ilustra as PDF's condicionais da variável de decisão no receptor. O termo de $\frac{1}{2}$ multiplicado às médias das variáveis de decisão é referente à portadora cossenoidal, uma vez que o sistema considerado opera em banda passante.



Figura 2.6: PDF's Condicionais para Modulação 2-ASK em Canal AWGN.

Na Fig. 2.6, a região da PDF condicional $p_Y(y|\xi_1)$ após o cruzamento com a PDF condicional do símbolo ξ_2 corresponde à situação onde o ruído irá levar o receptor a decidir erroneamente pelo bit 1, enquanto que o bit enviado foi o bit 0. A partir disso, podemos obter a expressão da probabilidade de erro de bit P_b para a modulação 2-ASK.

As situações possíveis de erro de decisão, de acordo com a Fig. 2.6, estão representadas abaixo considerando um limiar de decisão ótimo igual a zero e, além disso, os fatores $\frac{1}{2}$ devemse à consideração dos símbolos transmitidos como sendo equiprováveis:

$$P_b = \frac{1}{2} \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\left(\frac{(x+A/2)}{\sqrt{2\sigma}}\right)^2} dx + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\left(\frac{(x-A/2)}{\sqrt{2\sigma}}\right)^2} dx$$
(2.19)

Observando que os 2 termos de (2.19) possuem o mesmo valor, podemos escrever que:

$$P_b = \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\left(\frac{(x+A/2)}{\sqrt{2\sigma}}\right)^2} dx \tag{2.20}$$

Fazendo a substituição de variáveis $\frac{x+A/2}{\sigma} = z$ temos que:

$$P_{b} = \int_{\frac{A}{2\sigma}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{\frac{-z^{2}}{2}} dz$$
 (2.21)

que é a probabilidade da cauda de uma distribuição normal e pode ser representada pela função Q(x), que é definida da seguinte forma:

$$Q(x) = \int_{x}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{\frac{-u^2}{2}} du.$$
 (2.22)

Sendo assim, podemos reescrever (2.21) da seguinte forma:

$$P_b = Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right).\tag{2.23}$$

Substituindo M = 2 na expressão para a energia de símbolo da constelação da modulação M-ASK, definida em (2.13), temos que, para o caso binário:

$$E_s = \frac{A^2 T_s}{2} \tag{2.24}$$

Sendo assim, utilizando (2.18) e (2.24) em (2.23), temos que probabilidade de erro de bit para o caso binário é igual a:

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \tag{2.25}$$

Usando que $\frac{E_b}{N_0} = \gamma$ em (2.25), temos que:

$$P_b = Q\left(\sqrt{2\gamma}\right) \tag{2.26}$$

Modulação 4-ASK

Considere agora um sistema de comunicação em banda-passante que utiliza uma modulação 4-ASK com amplitudes -3, -1, $1 \in 3$ em um canal aditivo gaussiano branco. A Fig. 2.7 mostra as PDF's condicionais das variáveis de decisão no receptor. O termo de $\frac{1}{2}$ multiplicado às variáveis de decisão é referente à energia do cosseno.

A probabilidade de erro de símbolo (PES) para a modulação 4-ASK depende se o símbolo enviado é interno (± 1) ou externo (± 3) à constelação.

As situações que podem levar o sistema à erros de decisão quando o símbolo enviado é interno à constelação, de acordo com a Fig. 2.7, estão representadas abaixo, considerando



Figura 2.7: Variável de Decisão para Modulação 4-ASK em Canal AWGN.

equiprobabilidade na ocorrência dos símbolos:

$$P_{s,i} = \frac{2}{4} \int_{-\infty}^{-A} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\left(\frac{(x+A/2)}{\sqrt{2\sigma}}\right)^2} dx + \frac{2}{4} \int_{0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\left(\frac{(x+A/2)}{\sqrt{2\sigma}}\right)^2} dx$$
(2.27)

Podemos simplificar (2.27) juntando os 2 termos que são equivalentes:

$$P_{s,i} = \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\left(\frac{(x+A/2)}{\sqrt{2\sigma}}\right)^2} dx$$
(2.28)

Substituindo $\frac{x+A/2}{\sigma}$ por z em (2.28), a probabilidade de erro de símbolo fica igual à:

$$P_{s,i} = \int_{A/2\sigma}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{\frac{-z^2}{2}} dz = Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)$$
(2.29)

Analizando agora a PES quando um símbolo externo à constelação é enviado, as situações onde podem ocorrer erros na decodificação são:

$$P_{s,e} = \frac{2}{4} \int_{-A}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\left(\frac{(x+3A/2)}{\sqrt{2\sigma}}\right)^2} dx = \frac{2}{4} Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)$$
(2.30)

A probabilidade de erro de símbolo total é a soma dos casos interno e externo. Sendo assim,

$$P_s = \frac{3}{2}Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) \tag{2.31}$$

Para o caso 4-ASK, de acordo com (2.13), a energia de símbolo E_s é igual a $\frac{5}{2}A^2T_s$ e a potência σ^2 do ruído é dada por (2.18). Dessa forma, substituindo A em (2.31) e fazendo as mesmas manipulações realizadas no caso da modulação 2-ASK, temos que:

$$P_s = \frac{3}{2}Q\left(\sqrt{\frac{A^2}{4\sigma^2}}\right) \approx \frac{3}{4}Q\left(\sqrt{\frac{4E_b}{5N_0}}\right)$$
(2.32)

onde foi usado que $E_s = 2E_b$ e que, devido ao mapeamento de Gray, $P_b \approx \frac{P_s}{\log_2 M}$.

Considerando, como no caso anterior, a variável γ como a metade do argumento da raiz quadrada da função Q, observamos que ela corresponde ao mesmo termo que aparece na definição da BER para a modulação 2-ASK $\left(\frac{A^2}{8\sigma^2}\right)$.

M-ASK

Generalizando a PES para o caso *M*-ário da modulação ASK levando em consideração a contribuição dos símbolos internos e externos da contelação, temos que [8]:

$$P_{s} = \frac{M-2}{M} P_{si} + \frac{2}{M} P_{se}$$

$$P_{s} = \frac{2(M-1)}{M} Q \left(\sqrt{\frac{6}{(M^{2}-1)} \frac{E_{s}}{N_{0}}} \right)$$
(2.33)

Dessa forma, considerando mapeamento de Gray e substituindo $E_s = E_b \log_2 M$ em (2.33), temos que a BER para modulações *M*-ASK é igual a:

$$P_b \approx \frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{6 \log_2 M}{(M^2-1)}} \frac{E_b}{N_0}\right)$$
(2.34)

2.4.4 Modulação QAM

A possibilidade de se alcançar altas taxas de dados e de se aumentar a eficiência espectral de um sistema de comunicação sem fio, vem fazendo com que nos últimos anos tais sistemas passem a utilizar as modulações de amplitude em quadratura (QAM - *Quadrature Amplitude Modulation*) [9].

A Fig. 2.8 mostra o transmissor e o receptor para a modulação QAM com filtro casado.

Pode-se observar que com este tipo de modulação o sinal x(t) possui uma componente em fase $(x_I(t))$, modulada pelo cosseno, e uma componente em quadratura $(x_Q(t))$, modulada pelo seno. A análise em termos da média e da variância do sinal na saída do receptor quando um



Figura 2.8: Transmissor e Receptor Para Modulação QAM com Filtro Casado

sinal QAM é transmitido, é idêntica ao caso da modulação ASK.

Modulação QPSK

A análise da modulação 4-QAM é idêntica ao caso das modulação QPSK (*Quadrature Phase Shift-Keying*), a menos de uma rotação na fase da constelação de símbolos. Portanto, neste caso vamos nos referir à modulação QPSK ao invés da modulação 4-QAM. Considere a transmissão de um sinal da modulação QPSK cuja constelação é mostrada pela Fig. 2.9 e os possíveis sinais são:

$$\begin{cases} s_1(t) = A \cos 2\pi f_c t + \pi/4 \\ s_2(t) = A \cos 2\pi f_c t - \pi/4 \\ s_3(t) = A \cos 2\pi f_c t + 3\pi/4 \\ s_4(t) = A \cos 2\pi f_c t - 3\pi/4 \end{cases}$$
(2.35)



Figura 2.9: Constelação da Modulação 4-QAM.

Vamos calcular inicialmente a probabilidade de acerto (P_{AC}) dado o envio do simbolo s_1 mostrado na Fig. 2.9.

Para que aconteça o acerto na detecção do símbolo s_1 , é preciso que, no receptor, a amostra se encontre no primeiro quadrante, ou seja,

$$P_{AC} = P(x_I \ge 0|s_1)P(x_Q \ge 0|s_1).$$
(2.36)

Dessa forma, temos que:

$$P(x_I \ge 0|s_1) = 1 - \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\left(\frac{(x_I - A/2)}{\sqrt{2\sigma}}\right)^2} dx$$
(2.37)

е

$$P(x_Q \ge 0|s_1) = 1 - \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\left(\frac{(x_Q - A/2)}{\sqrt{2\sigma}}\right)^2} dx$$
(2.38)

Fazendo uso da definição da função Q(x) em (2.22), podemos reescrever (2.37) e (2.38), respectivamente, da seguinte maneira:

$$P(x_I \ge 0|s_1) = 1 - Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) \tag{2.39}$$

$$P(x_Q \ge 0|s_1) = 1 - Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) \tag{2.40}$$

Substituindo (2.39) e (2.40) em (2.36), temos que:

$$P_{AC} = \left[1 - Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)\right]^2 = 1 - 2Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) + Q^2\left(\frac{A}{2\sigma}\right)$$
(2.41)

Dessa forma, temos que a probabilidade de erro de simbolo neste caso é igual à:

$$P_s = 1 - P_{AC} = 2Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) - Q^2\left(\frac{A}{2\sigma}\right)$$
(2.42)

Para uma alta relação sinal-ruído, a contribuição do termo $Q^2\left(\frac{A}{2\sigma}\right)$ se torna desprezível em relação ao primeiro termo. Neste caso, uma boa aproximação para a probabilidade de erro de símbolo é escrita da seguinte forma, suprimindo o termo de $Q^2\left(\frac{A}{2\sigma}\right)$ [10]:

$$P_s \approx 2Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) \tag{2.43}$$

A energia por símbolo para a modulação 4-QAM, cuja constelação está ilustrada na Fig. 2.9, pode ser obtida da mesma maneira utilizada para a modulação ASK. Sendo assim, temos
que a energia por símbolo para a modulação 4-QAM é igual a:

$$E_s = \frac{A^2 T_s}{4} \tag{2.44}$$

Isolando A^2 em (2.44) e substituindo (2.18) em (2.43), temos que a probabilidade de erro de simbolo neste caso é igual à:

$$P_s \approx 2Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right) \tag{2.45}$$

Como $E_s = E_b \log_2(M) = 2E_b$, a probabilidade de erro de bit, considerando mapeamento de Gray, torna-se:

$$P_b \approx Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \tag{2.46}$$

De outra maneira, se considerarmos o fato da constelação QPSK ser composta por 2 constelações BPSK defasadas de $+\pi/4$ e $-\pi/4$ e o fato dos símbolos vizinhos se diferenciarem por apenas 1 bit (mapeamento de Gray), temos que a probabilidade de se errar um símbolo 4-QAM é igual à probabilidade do erro de 1 bit da modulação BPSK [11]. Sendo assim:

$$P_s = 1 - (1 - p)^2$$

= 2p(1 - p) + p² (2.47)

onde p é igual à probabilidade de se errar o bit da componente em fase ou em quadratura.

Para se obter a probabilidade de erro de bit, podemos observar que o termo p(1 - p) significa que, de dois bits, erramos um e ainda, o termo p^2 indica que erramos dois bits em dois transmitidos. Dessa maneira a probabilidade de erro de bit exata para a modulação QPSK é dada por [11]:

$$P_{b} = \frac{1}{2}2p(1-p) + \frac{2}{2}p^{2}$$
$$= p = Q\left(\sqrt{\frac{2E_{b}}{N_{0}}}\right)$$
(2.48)

ou seja, a probabilidade de erro de bit para a modulação QPSK é igual à probabilidade de erro de bit para a modulação BPSK, como visto em [11]. Podemos reescrever a probabilida de erro

de bit em função de γ da seguinte maneira:

$$P_b = Q\left(\sqrt{2\gamma}\right) \tag{2.49}$$

onde γ é igual ao caso da modulação 2-ASK.

M-QAM

Para o caso de modulação M-QAM quadrada, a probabilidade de erro de simbolo pode ser obtida através da probabilidade de erro de símbolo de duas constelações \sqrt{M} -ASK, como mostrado em [8]:

$$P_s = 1 - \left(1 - P_{s,ASK}\right)^2 \tag{2.50}$$

onde $P_{s,ASK}$ é a probabilidade de erro de símbolo da modulação ASK.

Dessa forma, para $P_{s,ASK} \ll 1$,

$$P_s \approx 2P_{s,ASK}.\tag{2.51}$$

A energia de um símbolo M-QAM pode ser obtida generalizando o caso QPSK. Desta forma, temos:

$$E_s = \frac{(M-1)}{6} A^2 T_s \tag{2.52}$$

Com isso, usando (2.52) e substituindo M por \sqrt{M} em (2.51), temos que a probabilidade de erro de bit para uma modulação M-QAM quadrada é igual a:

$$P_{b} = \frac{4}{\log_{2}(M)} \frac{\sqrt{M} - 1}{\sqrt{M}} Q\left(\sqrt{\frac{3\log_{2}(M)}{M - 1}} \frac{E_{b}}{N_{0}}\right)$$
(2.53)

2.5 CDMA

O compartilhamento simultâneo do espectro de frequências pelos usuários de um sistema, onde os mesmos são reconhecidos pelas suas respetivas sequências de assinatura é uma das características de um sistema de comunicações móveis celular que utiliza a técnica de acesso múltiplo por divisão de código (CDMA). As próximas seções tratam da descrição de algumas das principais características de um sistema celular CDMA.

2.5.1 Espalhamento Espectral

De maneira contrária aos diferentes tipos de modulação, que visam a transmissão de um sinal em uma banda reduzida, a modulação por espalhamento espectral alcança este mesmo objetivo fazendo uso de uma largura de banda para transmissão muitas vezes maior do que seria necessário. Isto se dá ao fato de que o espalhamento espectral permite o uso simultâneo do canal por múltiplos usuários, sem que um usuário interfira significativamente em outro. A limitação deste tipo de modulação é caracterizada principalmente pelo tipo de sequência utilizada para o espalhamento em frequência e, consequentemente, pela interferência de múltiplo acesso (MAI - *Multiple Access Interference*).

Não há um limite específico de usuários que possam transmitir seus dados simultaneamente no espectro espalhado. Entretanto, o que define esse número máximo de usuários é o nível de interferência máxima suportada pelos receptores do sistema, que, por sua vez, depende principalmente da correlação cruzada entre as sequências de espalhamento. O número de sequências de espalhamento é outro fator limitante nesse quesito.

Considerando-se um sinal digital com uma taxa de bits dada por R_b (bits/s), que ao passar pelo processo de espalhamento espectral apresenta uma taxa de R_c (chips/s), onde chips são definidos como símbolos de curta duração que formam uma sequência de espalhamento, temos que, a duração de um bit e de um chip, respectivamente, são dadas por:

$$T_b = \frac{1}{R_b} \tag{2.54}$$

$$T_c = \frac{1}{R_c} \tag{2.55}$$

Com isso, define-se o ganho de processamento do sistema como sendo a relação entre a duração de um bit e a duração de um chip, ou, de maneira análoga, a razão entre a taxa de chips e a taxa de bits:

$$G = \frac{T_b}{T_c} = \frac{R_c}{R_b} \tag{2.56}$$

Para efeitos práticos, a razão T_b/T_c resulta em um número inteiro, que representa o número de chips por bit de informação.

Relacionando a taxa de bits R_b com a largura de banda estreita do sinal W e a taxa de chips R_c com a largura de banda do sinal espalhado B, temos que:

$$G = \frac{R_c}{R_b} = \frac{B}{W} \tag{2.57}$$

A Fig. 2.10 mostra o efeito do espalhamento espectral na densidade espectral de potência e na largura de banda de um sinal qualquer de banda estreita.



Figura 2.10: Densidade Espectral de Potência do Sinal em Banda Estreita e em Banda Larga (espalhado).

Como pode-se notar na Fig. 2.10, as características de banda larga e baixa densidade espectral de potência dos sinais espalhados espectralmente, fazem com que apresentem grande resistência frente aos altos níveis de interferência presentes nas transmissões digitais de rádio com acesso múltiplo. Além disso, a característica de pseudo-aleatoriedade, aliada ao nível reduzido de potência dos sinais presentes no sistema, fazem com que os mesmos se assemelhem ao ruído, dificultando assim o roubo de informações por receptores que não conheçam a sequência de espalhamento [12].

Existem duas formas principais de se implantar a técnica de espalhamento espectral em um sistema de comunicações: espalhamento espectral por sequência direta (DS-SS, *Direct Sequence Spread Spectrum*) e espalhamento espectral por salto em frequência (FH-SS, *Frequency Hopping Spread Spectrum*). No entanto, este trabalho irá abordar apenas a técnica DS-SS por ter sido esta a considerada no desenvolvimento deste trabalho.

O processo de espalhamento espectral por sequência direta (DS-SS) consiste simplesmente na aplicação do sinal a ser transmitido em um modulador produto ou multiplicador, juntamente com a sequência de espalhamento. Dessa forma, o sinal a ser transmitido toma a largura de banda da sequência de espalhamento, já que uma multiplicação de sinais no tempo corresponde à convolução dos respectivos espectros no domínio da frequência. A seguir serão apresentadas duas sequências de espalhamento utilizadas neste trabalho. São elas: sequências de espalhamento aleatórias e sequências de espalhamento de Walsh.

Sequências de Espalhamento Aleatórias

As sequências de espalhamento aleatórias são muito utilizadas em cálculos analíticos devido à facilidade na obtenção do valor médio e valor quadrático médio através de formas fechadas para os casos síncrono e assíncrono [13]. As sequências aleatórias são formadas por G chips equiprováveis de amplitudes $\{\pm 1\}$. A correlação cruzada entre um par de sequências de espalhamento x_G e y_G de tamanho G é dada por:

$$R_{x,y} = \sum_{j=1}^{G} x_j \cdot y_j \tag{2.58}$$

Para as sequências de espalhamento aleatórias, considerando os casos síncrono e assíncrono, respectivamente, temos que o valor quadrático médio da função de correlação cruzada é dado por [13]:

$$\overline{R^2}_{Sinc} = \frac{1}{G} \tag{2.59}$$

$$\overline{R^2}_{Asinc} = \frac{2}{3G} \tag{2.60}$$

Sequências de Espalhamento de Walsh

As sequências de espalhamento de Walsh possuem a propriedade de ortogonalidade par a par, isto é, a correlação cruzada entre pares de sequências é nula $\overline{R_{a,b}^2} = 0$ na condição de sincronismo do sistema. O padrão IS-95 usa este tipo de sequência no enlace direto, onde o canal é essencialmente síncrono.

As sequências de Walsh podem ser obtidas através da matriz de Hadamard, como segue [13]:

$$\mathbf{W_{2G}} = \begin{bmatrix} W_G & W_G \\ W_G & \overline{W_G} \end{bmatrix}$$
(2.61)

onde $\overline{W_G}$ é uma submatriz $G \ge G$ composta de elementos ± 1 e simboliza a negação lógica da submatriz W_G .

2.5.2 Controle de Potência

O controle de potência desempenha um papel fundamental em um sistema celular que utiliza a técnica de espalhamento espectral, como o CDMA, uma vez que os usuários enxergam uns aos outros como interferência aditiva. Dessa maneira o nível de potência destes usuários é, sem dúvida, um agravante para um possível erro na detecção de um sinal. Sendo assim, quando não há controle de potência entre os usuários, considerando o enlace reverso de uma rede celular, os usuários sofrem com o chamado efeito *near-far* (perto-longe) [4]. Este efeito acontece quando, por exemplo, dois usuários, um localizado perto da ERB e o outro mais longe, transmitem, com mesma potência, seus respectivos sinais de mensagem. O sinal do usuário localizado próximo da ERB certamente chegará com um nível de potência muito maior que o usuário localizado longe da ERB, fazendo com que o mesmo apresente um desempenho muito bom em detrimento do outro com um aproveitamento muito maior dos recursos oferecidos pelo sistema celular. Sendo assim, com um controle de potência perfeito, que será considerado neste trabalho, os sinais dos usuários de um sistema celular chegam com a mesma potência nas suas respectivas ERBs.

2.5.3 Sistema DS-CDMA para Modulações *M*-ASK e *M*-QAM

Um sistema de comunicações CDMA espalhado por sequência direta (DS-*Direct Sequence*) com filtro casado no receptor tem as suas etapas ilustradas na Fig. 2.11:



Figura 2.11: Transmissor e Receptor DS-CDMA com Filtro Casado.

O sinal digital que se deseja transmitir é espalhado no transmissor através da multiplicação

por uma sequência de espalhamento de taxa muito maior do que a do sinal $x_n(t)$. Em seguida, o sinal espalhado passa pelo bloco de modulação que adequa o sinal a ser transmitido ao meio de transmissão através da sua multiplicação por uma portadora senoidal de frequência f_c . Já no receptor, o espectro do sinal volta para a banda-base através do demodulador e é contraído espectralmente quando multiplicado pela mesma sequência $s_n(t)$ utilizada no espalhamento do transmissor, porém deslocada de τ , que se refere ao atraso de propagação. Posteriormente, o sinal passa por um filtro casado, cuja principal função é maximizar a relação sinal-ruído na sua saída para que então, o sinal chegue ao bloco de amostragem e decisão, onde o sinal é amostrado e decidido (\hat{x}_n) .

Análise de Desempenho para Sequências de Espalhamento Aleatórias

Considere o enlace reverso de um sistema DS-CDMA síncrono que utiliza sequências de espalhamento aleatórias e modulação M-ASK em uma célula com N usuários. O sinal r(t) na entrada do receptor é igual a:

$$r(t) = \sum_{n=1}^{N} A_n \xi_n s_n(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_n) + n(t)$$
(2.62)

onde A_n e ξ_n são a amplitude e o símbolo transmitido pelo *n*-ésimo usuário, respectivamente, $s_n(t)$ representa a sequência de espalhamento atribuída ao *n*-ésimo usuário, θ_n é a fase recebida da portadora e n(t) é o ruído AWGN com densidade espectral de potência unilateral igual a N_0 . O símbolo M-ASK assume valores de acordo com $\xi_n = 2z - 1 - M$, onde z varia de 1 até M.

Depois de passar pelo bloco demodulador da Fig. 2.11, ser contraído espectralmente pela respectiva sequência de espalhamento, passar pelo filtro casado e ser amostrado, a amostra do sinal transmitido no receptor do k-ésimo usuário é dada por:

$$\hat{x}_{k}(T_{s}) = \frac{1}{T_{s}} \int_{0}^{T_{s}} \sum_{n=1}^{N} A_{n} \xi_{n} s_{n}(t) s_{k}(t) \cos(2\pi f_{c}t + \theta_{n}) \cos(2\pi f_{c}t + \theta_{k}) dt + \frac{1}{T_{s}} \int_{0}^{T_{s}} n(t) s_{k}(t) \cos(2\pi f_{c}t + \theta_{k}) dt$$
(2.63)

onde T_s é a duração de um símbolo.

Separando o somatório para o caso em que $n = k e n \neq k$, temos que:

$$\hat{x}_{k}(T_{s}) = \frac{1}{T_{s}} \int_{0}^{T_{s}} A_{k} \xi_{k} s_{k}^{2}(t) \cos^{2}(2\pi f_{c}t + \theta_{k}) dt + \frac{1}{T_{s}} \int_{0}^{T_{s}} \sum_{n=1, n \neq k}^{N} A_{n} \xi_{n} s_{n}(t) s_{k}(t) \cos(2\pi f_{c}t + \theta_{n}) \cos(2\pi f_{c}t + \theta_{k}) dt + \frac{1}{T_{s}} \int_{0}^{T_{s}} n(t) s_{k}(t) \cos(2\pi f_{c}t + \theta_{k}) dt$$
(2.64)

O primeiro termo de (2.64) corresponde ao sinal transmitido pelo k-ésimo usuário, enquanto que o segundo e o terceiro termos correspondem, respectivamente, à interferência de múltiplo acesso (MAI) e a contribuição do ruído aditivo ao sistema.

Fazendo uso de propriedades trigonométricas e por consequência do fato de que a portadora com o dobro da frequência do sinal é rejeitada pelo filtro passa-baixas do receptor, tem-se que a amostra na entrada do bloco decisor é igual a:

$$\hat{x}_{k}(T_{s}) = \frac{A_{k}\xi_{k}}{2} + \sum_{n=1,n\neq k}^{N} \frac{1}{2}A_{n}\xi_{n}\cos(\theta_{n} - \theta_{k})R_{nk}(0) + \frac{1}{T_{s}}\int_{0}^{T_{s}} n(t)s_{k}(t)\cos(2\pi f_{c}t + \theta_{k})dt \qquad (2.65)$$

onde $R_{nk}(0) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_n(t) s_k(t) dt$ é a função de correlação cruzada síncrona entre as sequências de espalhamento $s_n(t)$ e $s_k(t)$ e, devido ao fato de que o formato do pulso em banda-base é retangular, temos que $\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_n^2(t) dt = 1$.

Podemos agora caracterizar o sinal $\hat{x}_k(T_s)$ em termos da sua média e variância. Sabemos que, de (2.65), os termos referentes à MAI e ao ruído AWGN possuem média nula devido ao termo do cosseno e também devido à média do processo gaussiano n(t). Com isso, a média de $\hat{x}_k(T_s)$, dado que o símbolo ξ_k foi transmitido, é igual a:

$$\mu_x = \frac{A_k \xi_k}{2} \tag{2.66}$$

Quanto à variância de (2.65), sabemos que o termo referente ao sinal do k-ésimo usuário possui variância nula por apresentar características determinísticas e, portanto, a variável de decisão é igual à soma das variâncias dos termos da MAI e do ruído AWGN, respectivamente, como veremos a seguir. A variância da MAI é igual a:

$$\sigma_{MAI}^2 = \sum_{n=1,n\neq k}^N \sum_{j=1,j\neq k}^N \frac{1}{4} \overline{A_n A_j} \,\overline{\xi_n \xi_j} \,\overline{\cos(\theta_n - \theta_k) \cos(\theta_j - \theta_k)}) \,\overline{R_{nk}(0) R_{jk}(0)} \tag{2.67}$$

Assim, como a média $\overline{\xi_n \xi_j}$ só não é nula para n = j, devido ao fato de que os símbolos são eventos mutuamente independentes e, usando que $\overline{\xi_n^2} = \frac{M^2 - 1}{3}$, $\overline{\cos(\theta_n - \theta_k)^2} = 1/2$ e $\overline{R_n(0)^2} = 1/G$, para o caso síncrono de sequências aleatórias temos que:

$$\sigma_{MAI}^{2} = \sum_{n=1,n\neq k}^{N} \frac{1}{4} A_{n}^{2} \overline{\xi_{n}^{2}} \overline{\cos^{2}(\theta_{n} - \theta_{k})} \overline{R_{nk}^{2}(0)}$$
$$= L \frac{A^{2}}{8} \frac{(M^{2} - 1)}{3}$$
(2.68)

onde $L = \frac{N-1}{G}$ é o fator de carga do sistema.

Da mesma maneira, a variância ou a potência do ruído, é igual a:

$$\sigma_{Noise}^{2} = \frac{1}{T_{s}^{2}} \int_{0}^{T_{s}} \int_{0}^{T_{s}} \overline{n(t)n(t')} s_{k}(t) s_{k}(t') \overline{\cos(2\pi f_{c}t - \theta_{k})} \cos(2\pi f_{c}t' - \theta_{k})} dt dt'$$
(2.69)

onde a função de correlação do ruído AWGN é igual a $\frac{N_0}{2}\delta(t-t')$.

Resolvendo (2.69) para t = t' temos que:

$$\sigma_{Noise}^{2} = \frac{N_{0}}{2T_{s}^{2}} \int_{0}^{T_{s}} s_{k}^{2}(t) \overline{\cos^{2}(2\pi f_{c}t - \theta_{k})} dt$$
$$= \frac{N_{0}}{4T_{s}}$$
(2.70)

Sabendo que $\sigma^2 = \sigma_{MAI}^2 + \sigma_{Noise}^2$, podemos então reescrever (2.33) para o sistema DS-CDMA com sequência aleatória e modulação *M*-ASK da seguinte maneira:

$$P_b = \frac{2(M-1)}{M\log_2(M)} Q\left(\sqrt{2\gamma}\right) \tag{2.71}$$

onde definimos γ como sendo a relação sinal-ruído mais interferência (SNIR-Signal-to-Noise plus Interference Ratio) e igual a:

$$\gamma = \frac{A^2}{8\sigma^2} \tag{2.72}$$

Assim, substituindo (2.13), (2.68) e (2.70) em (2.72), temos que a SNIR é igual a:

$$\gamma_{ASK} = \frac{A^2}{8\frac{A^2}{8}\frac{(M^2-1)}{3}L + 8\frac{N_0}{4T_s}}$$
$$= \frac{1}{\frac{(M^2-1)}{3}L + \frac{N_0}{E_b}\frac{(M^2-1)}{3\log_2 M}}$$
(2.73)

Podemos então reescrever (2.71), usando (2.73) para o sistema DS-CDMA com sequência

aleatória e modulação *M*-ASK da seguinte maneira:

$$P_b = \frac{2(M-1)}{M\log_2 M} Q\left(\sqrt{2\frac{1}{\frac{(M^2-1)}{3}L + \frac{N_0}{E_b}\frac{(M^2-1)}{3\log_2 M}}}\right)$$
(2.74)

Podemos agora, a partir de (2.73) e (2.74), obter as expressões para a SNIR e para a probabilidade de erro de bit para a modulação M-QAM substituindo M por \sqrt{M} , uma vez que é possível a obtenção de um sinal M-QAM através do produto cartesiano entre 2 sinais M-ASK. As expressões para SNIR e probabilidade de erro de bit para M-QAM são iguais a, respectivamente:

$$\gamma_{QAM} = \frac{1}{\frac{(M-1)}{3}L + \frac{N_0}{E_b}\frac{2(M-1)}{3\log_2 M}}$$
(2.75)

$$P_b = \frac{4}{\log_2(M)} \frac{\sqrt{M} - 1}{\sqrt{M}} Q\left(\sqrt{2\frac{1}{\frac{(M-1)}{3}L + \frac{N_0}{E_b}\frac{2(M-1)}{3\log_2 M}}}\right)$$
(2.76)

Análise de Desempenho para Sequências de Espalhamento de Walsh

Considerando o uso de sequências de espalhamento de Walsh, podemos reescrever (2.65) da seguinte maneira:

$$\hat{x}_k(T_s) = \frac{A_k \xi_k}{2} + \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} n(t) s_k(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_k) dt$$
(2.77)

onde $R_{nk}(0) = 0$ para sequências de espalhamento de Walsh.

Caracterizando o sistema novamente em termos da sua média e variância, temos que a média é igual ao caso com sequências aleatórias e a variância é igual a variância do termo do ruído AWGN dado por (2.70), uma vez que o termo do sinal do usuário apresenta características determinísticas e a utilização das sequências de Walsh eliminou a MAI.

Assim, temos que a SNIR e a BER para o sistema DS-CDMA com sequências de espalhamento de Walsh e modulação *M*-ASK são, respectivamente, dadas por:

$$\gamma_{ASK} = \frac{E_b}{N_0} \frac{3\log_2 M}{(M^2 - 1)}$$
(2.78)

$$P_b = \frac{2(M-1)}{M\log_2 M} Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{N_0} \frac{3\log_2 M}{(M^2-1)}}\right)$$
(2.79)

Para a modulação M-QAM, utilizando o mesmo procedimento para o caso anterior, temos

que a SNIR e a BER ficam iguais a, respectivamente:

$$\gamma_{QAM} = \frac{E_b}{N_0} \frac{3\log_2 M}{2(M-1)}$$
(2.80)

$$P_b = \frac{4}{\log_2(M)} \frac{\sqrt{M} - 1}{\sqrt{M}} Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{N_0} \frac{3\log_2 M}{2(M-1)}}\right)$$
(2.81)

2.5.4 Detecção Multiusuário

DS-CDMA com Detector Descorrelacionador para Modulações M-ASK e M-QAM

A Fig. 2.12 mostra o diagrama de blocos do receptor de um sistema DS-CDMA com a presença do detector descorrelacionador ou MUD-D (*Multiuser Detector - Decorrelator*):



Figura 2.12: Receptor de um Sistema DS-CDMA com MUD-D.

Podemos escrever as amostras do sinal r(t) na saída de um filtro casado como sendo:

$$\mathbf{r} = \frac{1}{2}\mathbf{R}\mathbf{A}\boldsymbol{\xi} + \mathbf{n} \tag{2.82}$$

onde \mathbf{R} é a matriz de correlação cruzada dada por:

$$\mathbf{R} = \begin{cases} 1, & se \ k = i \\ R_{k,i}, & se \ k \neq i \end{cases}$$
(2.83)

Além disso, A e ξ são, respectivamente, a matriz diagonal de amplitudes e o vetor de símbolos

dos usuários e **n** é o vetor aleatório correspondente ao ruído aditivo gaussiano de média nula e matriz de covariância $\sigma^2 \mathbf{R}$.

A função do MUD-D é eliminar a MAI ao multiplicar as amostras, após o banco de filtros casados, pela matriz de correlação inversa \mathbf{R}^{-1} das sequências de espalhamento, dado que \mathbf{R} é uma matriz inversível.

Considerando um sistema DS-CDMA com detector MUD-D e sequências aleatórias, temos que o conjunto de amostras na saída do MUD-D é dado por:

$$\mathbf{R}^{-1}\mathbf{r} = \frac{1}{2}\mathbf{A}\boldsymbol{\xi} + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{n}$$
(2.84)

onde na amostra do k-ésimo usuário há um aumento no ruído por um fator de R_{kk}^{-1} devido à eliminação da interferência.

A média e a variância de (2.84), dado que o símbolo $\xi_k = +1$ foi transmitido, são dadas por:

$$\mu_k = \frac{A_k}{2} \tag{2.85}$$

$$\sigma^{2} = E\left[\left(\mathbf{nR}^{-1}\right)\left(\mathbf{nR}^{-1}\right)^{T}\right] = \frac{N_{0}}{4T_{s}}R_{kk}^{-1}$$
(2.86)

Tendo caracterizado o sistema DS-CDMA conforme sua média e variância, para uma modulação do tipo M-ASK, temos que a relação sinal-ruído mais interferência é dada por:

$$\gamma_{ASK} = \frac{E_b}{N_0} \frac{3\log_2 M}{(M^2 - 1)} \frac{1}{[R_{kk}]^{-1}}$$
(2.87)

onde $1/\overline{R_{kk}^{-1}}$ corresponde à eficiência assintótica multiusuário (AME - Asymptotic Multiuser Efficiency) que, para o caso em banda passante síncrono é igual a [5]:

$$AME_{kk}^{syn} = 1 - \frac{L}{2}$$
 (2.88)

Dessa forma, (2.87) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\gamma_{ASK} = \frac{E_b}{N_0} \frac{3\log_2 M}{(M^2 - 1)} \left(1 - \frac{L}{2}\right)$$
(2.89)

Substituindo M por \sqrt{M} em (2.89), obtemos a expressão da SNIR média para uma modulação do tipo M-QAM:

$$\gamma_{QAM} = \frac{E_b}{N_0} \frac{3\log_2 M}{2(M-1)} \left(1 - \frac{L}{2}\right)$$
(2.90)

Sendo assim, as expressões de probabilidade de erro de bit para ambos os casos (M-ASK e

M-QAM) são iguais a, respectivamente:

$$P_b = \frac{2(M-1)}{M\log_2 M} Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{N_0} \frac{3\log_2 M}{(M^2-1)} \left(1-\frac{L}{2}\right)}\right)$$
(2.91)

$$P_{b} = \frac{4}{\log_{2}(M)} \frac{\sqrt{M} - 1}{\sqrt{M}} Q\left(\sqrt{\frac{E_{b}}{N_{0}} \frac{3\log_{2} M}{(M-1)} \left(1 - \frac{L}{2}\right)}\right)$$
(2.92)

2.6 Descrição do Sistema Celular na Presença de Interferência Externa

No enlace reverso de um sistema celular CDMA, o sinal de um determinado usuário está sujeito não só à interferência causada pelos usuários da sua propria célula, mas também sofre uma degradação devido ao sinal dos usuários localizados nas *i* células vizinhas. Por esse motivo, neste capítulo será feita a modelagem matemática de um sistema celular DS-CDMA considerando a situação onde as interferências interna e externa à celula central estão presentes no sistema. Serão descritos abaixo parâmetros como: a posição das células dentro do sistema, a distribuição probabilística dos usuários nas células, o controle da potência transmitida pelas estações móveis e o sistema por completo levando em consideração o filtro casado e as sequências de espalhamento do tipo aleatórias e de Walsh.

A Fig. 2.13 ilustra o sistema celular CDMA considerado neste trabalho, considerando a presença somente da primeira camada de 6 células interferentes, uma vez que a interferência gerada pelas demais camadas de células não afeta de maneira significativa a interferência total causada à célula central principal [14].

A separação angular entre as ERBs do ponto de vista da ERB localizada na célula central, é dada por:

$$\theta_i = \frac{\pi}{6} + (i-1)\frac{\pi}{3} \tag{2.93}$$

onde i varia de 1 a 6.

De acordo com a Fig. 2.13, levando em conta um fator de reuso igual a F e que a área de cobertura das ERBs é ideal [7], ou seja, com formato circular de raio R, temos que a distância entre co-células é igual a:

$$d = \sqrt{3FR} \tag{2.94}$$

As análises subsequentes serão feitas considerando-se o enlace reverso de um sistema celular DS-CDMA.



Figura 2.13: Rede Celular CDMA.

2.7 Distribuição dos Usuários

A distribuição probabilística dos usuários localizados dentro de uma célula de raio R, é dada por:

$$f_R(r) = \frac{2r}{R^2}, \text{ para } 0 \le r \le R$$

$$(2.95)$$

$$f_{\Phi}(\phi) = \frac{1}{2\pi}, \ para \ \ 0 \le \phi \le 2\pi$$
 (2.96)

onde $r \in \phi$ correspondem às coordenadas polares da posição dos usuários em relação às suas respectivas ERBs.

Ao considerar a presença de células vizinhas, se faz necessário o conhecimento da posição dos usuários localizados nas respectivas células interferentes em relação à ERB da célula central em questão. Desta maneira, de acordo com a Fig. 2.13, a distância D_n do *n*-ésimo usuário, localizado em alguma das células vizinhas, até a ERB da célula central é igual a [7]:

$$D_n = \sqrt{\left(\sqrt{3FR} + r_n \cos\phi_n\right)^2 + \left(r_n \sin\phi_n\right)^2} \tag{2.97}$$

onde F é o fator de reuso do sistema.

2.8 Controle de Potência

O sistema CDMA considerado neste trabalho utiliza controle de potência perfeito, ou seja, a potência recebida por uma dada ERB é sempre a mesma independente da posição dos usuários, localizados na mesma célula.

Na célula central da Fig. 2.13 a potência recebida pela estação rádio-base devido ao *n*ésimo usuário, localizado nesta mesma célula e considerando uma perda de propagação do tipo exponencial, é igual a:

$$P_{r,n} = P_{t,n} r_n^{-\beta} \tag{2.98}$$

onde $P_{r,n}$ é a potência recebida pela ERB, $P_{t,n}$ é a potência transmitida pelo *n*-ésimo usuário, r_n é a distância do *n*-ésimo usuário até a sua respectiva ERB e β é o expoente de perda de propagação.

Neste caso, no transmissor é feita uma compensação de potência com base em uma estimativa da perda de propagação. Dessa forma, a potência transmitida pela *n*-ésima estação móvel (EM) é igual a:

$$P_{t,n} = P_0 r_n^\beta \tag{2.99}$$

de forma que a potência que chega até a ERB localizada na mesma célula é sempre igual a P_0 e independe, portanto, da distância entre os usuários e suas respectivas ERBs.

De maneira similar, ao considerar a interferência celular externa, a potência recebida pela ERB central devido ao n-ésimo usuário localizado na i-ésima célula vizinha é igual a:

$$P_{r,n} = P_0 \Psi \tag{2.100}$$

onde Ψ é o fator de decréscimo da potência transmitida pelo *n*-ésimo usuário da *i*-ésima célula interferente dado pela razão entre a distância r_n do usuário interferente até sua respectiva ERB, e a distância D_n do usuário interferente até a ERB da célula central, dado por:

$$\Psi = \left(\frac{r_n}{D_n}\right)^{\beta} \tag{2.101}$$

2.9 Desempenho do Sistema DS-CDMA na Presença de Interferência Externa

2.9.1 Filtro Casado

Sequências de Espalhamento Aleatórias

Ao considerarmos a presença da interferência externa proveniente das células vizinhas, temos a adição do termo $\sum_{n=1}^{NC} \frac{1}{2} A_n \xi_n \cos(\theta_n - \theta_k) R_{nk} (kT_c) \Psi^{1/2}$ em (2.65), onde *NC* corresponde ao produo entre o número de células interferentes e o número de usuários por célula interferente, $R_{nk} (kT_c)$ é a correlação cruzada assíncrona em chip referente à sequência de espalhamento do k-ésimo usuário interno à célula central e do n-ésimo usuário localizado nas células vizinhas.

Dessa forma, a amostra do sinal na saída do banco de filtros casados é reescrita da seguinte forma:

$$\hat{x}_{k}(T_{s}) = \frac{A_{k}\xi_{k}}{2} + \sum_{n=1,n\neq k}^{N} \frac{1}{2}A_{n}\xi_{n}\cos(\theta_{n} - \theta_{k})R_{nk}(0) + \sum_{n=1}^{NC} \frac{1}{2}A_{n}\xi_{n}\cos(\theta_{n} - \theta_{k})R_{nk}(kT_{c})\Psi^{1/2} + \frac{1}{T_{s}}\int_{0}^{T_{s}} n(t)s_{k}(t)\cos(2\pi f_{c}t + \theta_{k})dt$$
(2.102)

Caracterizando novamente a amostra do sinal como uma variável aleatória gaussiana, temos que sua média permanece inalterada, no entanto, a variância ganha mais um termo referente aos usuários interferentes localizados nas células adjacentes e que será desenvolvido a seguir.

Como os usuários empregam sequências de espalhamento aleatórias, podemos determinar o valor médio quadrático de $R_{nk}(kT_c)$.

Quando usuários localizados nas células interferentes usam a mesma sequência de espalhamento, há apenas uma possibilidade em G chips em que a sequência chegue exatamente sincronizada com a sequência do k-ésimo usuário no seu respectivo receptor localizado na célula central, o que corresponde a um valor quadrático médio máximo de 1. Além disso, existem G - 1 possibilidades em um total de G em que as sequências cheguem deslocadas ao receptor do k-ésimo usuário, em sua respectiva célula, contribuindo, dessa forma, com um valor médio quadrático igual a 1/G, como visto em [13].

Levando em consideração as condições descritas acima e, usando que $G \gg 1$, temos que o valor médio quadrático da função de correlação cruzada correspondente aos usuários interferentes

externos é igual a:

$$\overline{R_{nk}^2} = \frac{N-1}{G} + 1\frac{1}{G} + \frac{1}{G}\frac{G-1}{G}$$

$$\approx \frac{N+1}{G} \qquad (2.103)$$

Deste modo, a variância da interferência externa, levando em consideração modulações do tipo ASK, é igual a:

$$\sigma^{2} = CA^{2} \frac{M^{2} - 1}{24} \frac{N + 1}{G} \overline{\Psi}$$
(2.104)

onde C é o número de células interferentes.

No entanto, aproveitando do fato de que com um ganho de processamento G, com $G \gg 1$, podemos obter 2^G sequências de espalhamento aleatórias diferentes entre si, cada célula considerada neste trabalho utilizará um grupo diferente dessas sequências, resultando consequentemente, em um valor quadrático médio da função de correlação cruzada referente aos usuários interferentes externos à célula central igual a:

$$\overline{R_{nk}^2} = \frac{N}{G} \tag{2.105}$$

Com isso, reescrevemos (2.104) da seguinte maneira:

$$\sigma^2 = CA^2 \frac{M^2 - 1}{24} \frac{N}{G} \overline{\Psi}$$
(2.106)

Neste caso, uma aproximação válida é usarmos que $\frac{N-1}{G} \approx \frac{N}{G}$, de maneira que podemos escrever a SNIR para este caso como segue:

$$\gamma_{ASK} = \frac{1}{\frac{M^2 - 1}{3}L + C\frac{M^2 - 1}{3}L\overline{\Psi} + \frac{N_0}{E_b}\frac{M^2 - 1}{3\log_2 M}}$$
(2.107)

onde usamos que $\frac{N}{G}$ é o novo fator de carga L do sistema.

Para modulações do tipo QAM, de maneira análoga às seções anteriores, temos que a SNIR para este caso é igual a:

$$\gamma_{QAM} = \frac{1}{\frac{M-1}{3}L + C\frac{M-1}{3}L\overline{\Psi} + 2\frac{M-1}{3\log_2 M}\frac{N_0}{E_b}}$$
(2.108)

Usando (2.107) em (2.34), temos que, para um sistema DS-CDMA com modulação M-ASK e sequências de espalhamento do tipo aleatórias na presença de interferência externa, a

probabilidade de erro de bit é igual a:

$$P_b = \frac{2(M-1)}{M\log_2 M} Q\left(\sqrt{2\frac{1}{\frac{M^2-1}{3}L + C\frac{M^2-1}{3}L\overline{\Psi} + \frac{N_0}{E_b}\frac{M^2-1}{3\log_2 M}}}\right)$$
(2.109)

De maneira similar, substituindo (2.108) em (2.76), obtemos a expressão para a probabilidade de erro de bit para a modulação *M*-QAM como segue:

$$P_b = \frac{4}{\log_2(M)} \frac{\sqrt{M} - 1}{\sqrt{M}} Q\left(\sqrt{2\frac{1}{\frac{M-1}{3}L + C\frac{M-1}{3}L\overline{\Psi} + 2\frac{M-1}{3\log_2 M}\frac{N_0}{E_b}}}\right)$$
(2.110)

Sequências de Espalhamento de Walsh

Sabemos que a utilização de sequências de espalhamento do tipo Walsh, considerando a presença de interferência interna à célula somente, faz com que o sistema fique livre de interferentes devido à ortogonalidade par-a-par entre as sequências. No entanto, ao considerarmos a inserção de interferência externa através da presença de células adjacentes, reescrevendo (2.77), temos que a amostra do sinal na saída do banco de filtros casados é igual a:

$$\hat{x}_{k}(T_{s}) = \frac{A_{k}\xi_{k}}{2} + \sum_{n=1}^{NC} \frac{1}{2} A_{n}\xi_{n} \cos(\theta_{n} - \theta_{k}) R_{nk}(kT_{c}) \Psi^{1/2} + \frac{1}{T_{s}} \int_{0}^{T_{s}} n(t)s_{k}(t) \cos(2\pi f_{c}t + \theta_{k}) dt$$
(2.111)

onde usou-se que, no receptor do usuário em questão, as amostras devido aos usuários interferentes localizados nas células vizinhas chegam com um deslocamento em chips, fazendo com que a correlação cruzada entre duas sequências de Walsh se comporte de maneira similar à correlação cruzada entre sequências de espalhamento aleatórias.

Dessa forma, de posse do valor médio quadrático de $R_{nk}(kT_c)$ (2.105), considerando a utilização de sequências diferentes entre as células, e da variância da interferência devido aos usuários localizados nas células vizinhas (2.106), temos que a relação sinal-ruído mais interferência e a taxa de erro de bit para o caso da modulação *M*-ASK são, respectivamente, iguais a:

$$\gamma_{ASK} = \frac{1}{C\frac{M^2 - 1}{3}L\overline{\Psi} + \frac{N_0}{E_b}\frac{M^2 - 1}{3\log_2 M}}$$
(2.112)

$$P_b = \frac{2(M-1)}{M\log_2 M} Q\left(\sqrt{2\frac{1}{C\frac{M^2-1}{3}L\overline{\Psi} + \frac{N_0}{E_b}\frac{M^2-1}{3\log_2 M}}}\right)$$
(2.113)

Para o caso da modulação $M\mathchar`$ de M
e, temos que a SNIR e BER são iguais a, respectivamente:

$$\gamma_{QAM} = \frac{1}{C\frac{M-1}{3}L\overline{\Psi} + 2\frac{M-1}{3\log_2 M}\frac{N_0}{E_b}}$$
(2.114)

$$P_{b} = \frac{4}{\log_{2}(M)} \frac{\sqrt{M} - 1}{\sqrt{M}} Q\left(\sqrt{2\frac{1}{C\frac{M-1}{3}L\overline{\Psi} + 2\frac{M-1}{3\log_{2}M}\frac{N_{0}}{E_{b}}}}\right)$$
(2.115)

Capítulo 3

MUD-D na Presença de Interferência Externa

No âmbito da detecção multiusuário, o detector conhecido como descorrelacionador, ou MUD-D, elimina toda a interferência causada por usuários interferentes em um sistema DS-CDMA com apenas uma célula. No entanto, para obtermos uma aproximação de desempenho mais condizente com os sistemas celulares atuais, uma boa medida seria considerar a presença de células interferentes no sistema, como caracterizado no capítulo anterior.

Neste capítulo serão abordadas as principais caractrísticas do detector multiusuário descorrelacionador (MUD-D) na presença de interferência externa devido aos usuários localizados nas células vizinhas. Nestas circunstâncias, é realizado também um estudo comparativo entre o MUD-D e o filtro casado, tendo sido proposta uma expressão de ganho de relação sinal-ruído mais interferência.

3.1 Desempenho do Sistema DS-CDMA com MUD-D e Interferência Externa

A Fig. 3.1 mostra o esquema de recepção de um sistema DS-CDMA síncrono com detector MUD-D na presença de interferência externa, onde $r_e(t)$ representa o sinal devido aos usuários interferentes localizados nas células vizinhas e, $r_i(t)$ representa o sinal dos usuários internos à célula em questão.

Dessa maneira, o vetor de amostras r na saída do banco de filtros casados é igual a:

$$\mathbf{r} = \frac{1}{2}\mathbf{R}\mathbf{A}\boldsymbol{\xi} + \sum_{i=1}^{C} \frac{1}{2}\mathbf{R}_{\mathbf{e},i}\mathbf{A}_{\mathbf{e},i}\boldsymbol{\xi}_{i} + \mathbf{n}$$
(3.1)



Figura 3.1: Receptor com Detector MUD-D na Presença de Interferência Externa.

onde $\mathbf{R}_{\mathbf{e},\mathbf{i}}$ é a matriz de correlação cruzada referente às sequências de espalhamento dos usuários localizados na célula central e as sequências de espalhamento dos usuários localizados na *i*-ésima célula vizinha e $\mathbf{A}_{\mathbf{e},\mathbf{i}}$ é a matriz diagonal de amplitude referente aos usuários interferentes da *i*-ésima célula dada por:

$$\mathbf{A}_{\mathbf{e},\mathbf{i}} = \begin{bmatrix} A_{1,i}\sqrt{\Psi_{1,i}} & 0 & 0 & 0\\ 0 & A_{2,i}\sqrt{\Psi_{2,i}} & 0 & 0\\ 0 & 0 & . & 0\\ 0 & 0 & 0 & A_{n,i}\sqrt{\Psi_{n,i}} \end{bmatrix}$$
(3.2)

onde $A_{n,i}$ e $\Psi_{n,i}$ são, respectivamente, a amplitude e o fator de decréscimo de potência, definido em (2.101), do *n*-ésimo usuário da *i*-ésima célula interferente.

Na saída do detector MUD-D, a amostra referente ao k-ésimo usuário é igual a:

$$\hat{x}_k = \frac{1}{2} A_k \xi_k + \sum_{i=1}^C \frac{1}{2} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{R}_{\mathbf{e}, \mathbf{i}} \xi_{\mathbf{i}} + \mathbf{R}^{-1} \mathbf{n}$$
(3.3)

Considerando a transmissão de um símbolo *M*-ASK, temos que a média de (3.3), dado que o símbolo ξ_k foi transmitido, é igual ao caso com interferência interna apenas, $\frac{1}{2}A_k\xi_k$.

Sabendo que, de acordo com (2.84), o MUD-D elimina a MAI, só nos resta a contribuição do termo em (3.3) referente à interferência dos usuários localizados nas células vizinhas multiplicado pelo elemento R_{kk}^{-1} da matriz de correlação cruzada inversa. Dessa forma, a variância do termo relativo à interferência celular externa, dada a utilização de uma modulação do tipo *M*-ASK, é dada por:

$$\sigma^2 = C \frac{A^2 \left(M^2 - 1\right)}{24} L\left(\frac{1}{1 - \frac{L}{2}}\right) \overline{\Psi}$$
(3.4)

onde consideramos $\frac{N-1}{G} \approx \frac{N}{G}$ e que $\frac{N}{G}$ é o fator de carga do sistema.

Considerando a transmissão de um sinal com modulação do tipo M-QAM, temos que:

$$\sigma^2 = C \frac{A^2 \left(M - 1\right)}{24} L\left(\frac{1}{1 - \frac{L}{2}}\right) \overline{\Psi}$$
(3.5)

onde usou-se a propriedade de obtenção de um sinal M-QAM através do produto cartesiano entre 2 sinais \sqrt{M} -ASK, descrita anteriormente.

Dessa forma, usando (3.4) em (2.72), a SNIR para um sistema DS-CDMA com detector MUD-D na presença de interferência externa e com modulação M-ASK é dada por:

$$\gamma_{ASK} = \frac{1}{C\frac{(M^2 - 1)}{3}L\left(\frac{1}{1 - \frac{L}{2}}\right)\overline{\Psi} + \frac{N_0}{E_b}\frac{M^2 - 1}{3\log_2 M}\left(\frac{1}{1 - \frac{L}{2}}\right)}$$
(3.6)

Já, adicionando o termo (3.5) em (2.90), temos que, para este caso, a SNIR para a modulação M-QAM é igual a:

$$\gamma_{QAM} = \frac{1}{C\frac{(M-1)}{3}L\left(\frac{1}{1-\frac{L}{2}}\right)\overline{\Psi} + 2\frac{N_0}{E_b}\frac{M-1}{3\log_2 M}\left(\frac{1}{1-\frac{L}{2}}\right)}$$
(3.7)

A expressão para a probabilidade de erro de bit para o caso da modulação M-ASK na presença de interferência externa, usando (3.6) em (2.79), é dada por:

$$P_{b} = \frac{2(M-1)}{M \log_{2} M} Q \left(\sqrt{2 \frac{1}{C \frac{(M^{2}-1)}{3} L \left(\frac{1}{1-\frac{L}{2}}\right) \overline{\Psi} + \frac{N_{0}}{E_{b}} \frac{M^{2}-1}{3 \log_{2} M} \left(\frac{1}{1-\frac{L}{2}}\right)} \right)$$
(3.8)

Para o caso com modulação do tipo M-QAM, a probabilidade de erro de bit, substituindo (3.7) em (2.81), é dada por:

$$P_{b} = \frac{4}{\log_{2}(M)} \frac{\sqrt{M} - 1}{\sqrt{M}} Q\left(\sqrt{2\frac{1}{C\frac{(M-1)}{3}L\left(\frac{1}{1 - \frac{L}{2}}\right)\overline{\Psi} + 2\frac{N_{0}}{E_{b}}\frac{M-1}{3\log_{2}M}\left(\frac{1}{1 - \frac{L}{2}}\right)}}\right)$$
(3.9)

3.2 Comparação de Desempenho Entre o Detector MUD-D e o Filtro Casado

Para a análise de comparação entre o detector MUD-D e o filtro casado, é levado em consideração neste trabalho uma modulação do tipo 2-PSK tendo como símbolos possíveis $\xi = \{\pm 1\}$. Neste caso, será usado M = 2 nas expressões de SNIR (2.107) e (3.6) para modulações do tipo ASK nos cenários com interferência interna e com interferência interna mais externa, respectivamente.

3.2.1 Ganho de SNIR

Uma forma de se avaliar o desempenho de um sistema DS-CDMA com detector multiusuário MUD-D é compará-lo com um sistema sem o emprego de nenhuma forma de detecção multiusuário, ou seja, uma boa comparação pode ser feita levando-se em consideração um sistema DS-CDMA com a utilização simplesmente do filtro casado.

Com isso, é possível determinar uma medida de ganho entre os detectores considerados neste trabalho usando a SNIR média de ambos como parâmetro de comparação. Define-se o ganho SNIR como sendo a razão entre a SNIR média do detector MUD-D e a SNIR média do filtro casado, como mostrado a seguir:

$$G_{MUD} = \frac{\gamma_D}{\gamma_{FC}} \tag{3.10}$$

onde γ_D e γ_{FC} são a SNIR média do detector MUD-D e do filtro casado, respectivamente.

Interferência Interna

Considerando inicialmente o caso de um sistema DS-CDMA com apenas uma célula, ou seja, sem a presença de interferência externa, substituindo (2.89) e (2.73) em (3.10), temos que o ganho SNIR é igual a:

$$G_{MUDi} = \left(1 - \frac{L}{2}\right) \left(1 + \frac{LE_b}{N_0}\right) \tag{3.11}$$

Analisando (3.11), o intervalo do fator de carga no qual o detector MUD-D apresenta uma relação sinal-ruído mais interferência maior do que o filtro casado é definido como sendo igual a:

$$0 \le L \le 2 - \frac{N_0}{E_b} \tag{3.12}$$

Interferência Externa

De maneira análoga, considerando a presença de C células interferentes no sistema, substituindo (3.6) e (2.107), com M = 2, em (3.10), temos que o ganho SNIR para este caso é dado por:

$$G_{MUDe} = \left(1 - \frac{L}{2}\right) \left[1 + \frac{L}{CL\overline{\Psi} + \frac{N_0}{E_b}}\right]$$
(3.13)

Sendo assim, analisando (3.13), temos que intervalo de fator de carga em que o sistema com

o detector MUD-D apresenta uma maior SNIR quando comparado ao filtro casado, é igual a:

$$0 \le L \le \frac{1}{\left(1 + C\overline{\Psi}\right)} \left[2 - \frac{N_0}{E_b}\right] \tag{3.14}$$

3.3 Resultados

Nesta análise são utilizadas as expressões de probabilidade de erro de bit e SNIR para um sistema DS-CDMA com detector MUD-D na presença de interferência interna e de interferência interna e externa em um cenário com C = 6 células interferentes, sendo cada célula de raio R = 1km e com expoente de perda de propagãção igual a 3, 5.

A Fig. 3.2 mostra a probabilidade de erro de bit em função do fator de carga em um sistema DS-CDMA com filtro casado e com o detector descorrelacionador MUD-D para uma relação E_b/N_0 igual a 30 dB, considerando a presença de interferência interna e externa. Além disso, é considerada também a utilização da técnica de setorização de 120° da célula.



Figura 3.2: Probabilidade de Erro de Bit em Função do Fator de Carga para um Sistema DS-CDMA com Filtro Casado e MUD-D com $E_b/N_0 = 30$ dB em um Cenário com Interferência Interna e Externa.

Na Fig. 3.2 temos que a BER do detector MUD-D apresenta um desempenho similar ao do filtro casado, principalmente com o aumento do fator de carga. No entanto, quando consideramos a utilização de setorização, isto é, quando utilizamos antenas setoriais cobrindo, cada uma, uma porção de 120° da célula, a interferência externa vem de apenas 2 das 6 células da primeira camada de células interferentes. Além disso, o número de interferentes internos à célula diminui pois, com a setorização, apenas $\frac{N}{3}$ usuários são cobertos por cada setor e não N como

no caso sem setorização. Assim, podemos observar que, com setorização, o MUD-D apresenta um melhor desempenho do que o filtro casado até um fator de carga igual a 1,7.

As Fig. 3.3 e 3.4 mostram a BER versus E_b/N_0 para um fator de carga igual a 0,3 e 1,7, respectivamente.



Figura 3.3: Probabilidade de Erro de Bit em Função de E_b/N_0 para um Sistema DS-CDMA com Filtro Casado e MUD-D para um Fator de Carga igual a 0,3 em um Cenário com Interferência Interna e Externa.



Figura 3.4: Probabilidade de Erro de Bit em Função de E_b/N_0 para um Sistema DS-CDMA com Filtro Casado e MUD-D para um Fator de Carga igual a 1,7 em um Cenário com Interferência Interna e Externa.

Analizando a Fig. 3.3, podemos observar que, na presença de interferência interna e externa, o desempenho do detector MUD-D em termos de BER, é parecido com o do filtro casado, melhorando conforme a relação E_b/N_0 aumenta. No entanto, considerando a utilização de setorização com o detector MUD-D, o sistema tem seu desempenho melhorado conforme E_b/N_0 aumenta.

Dessa forma, como pode ser visto na Fig. 3.4, mesmo com a setorização, o desempenho do MUD-D diminui conforme o fator de carga aumenta, isto é, quanto menor o fator de carga, melhor é o desempenho apresentado pelo detector MUD-D, que também apesenta melhoria conforme aumenta a relação E_b/N_0 .

A Fig. 3.5 mostra a curva de ganho de SNIR para uma relação E_b/N_0 igual a 30 dB, considerando a presença de interferência interna e externa.



SNIR Gain x Load Factor (E_b/N₀ = 30 dB, MUD-D x MF, Icc_{int-ext})

Figura 3.5: Ganho SNIR em Função do Fator de Carga para um Sistema DS-CDMA com Filtro Casado e Detector MUD-D para E_b/N_0 igual a 30 dB em um Cenário com Interferência Interna e Externa.

Analisando a Fig. 3.5 podemos observar claramente o intervalo do fator de carga, dado por (3.14), no qual o detector MUD-D apresenta um desempenho melhor do que o filtro casado em termos de SNIR. Além disso, quando consideramos o uso de setorização, pode ser visto que o detector MUD-D apresenta um ganho de SNIR igual a aproximadamente 3 vezes quando comparado com o caso sem setorização. E ainda, com a técnica de setorização, há um aumento no interalo de fator de carga no qual o detector MUD-D apresenta um ganho de SNIR igual a aproximadamente 3 vezes quando comparado com o caso sem setorização. E ainda, com a técnica de setorização, há um aumento no interalo de fator de carga no qual o detector MUD-D apresenta um ganho de SNIR maior do que 1.

3.4 Conclusões

Nesta análise, foi avaliado o desempenho do detector descorrelacionador MUD-D, levando em consideração a presença de interferência interna e externa. Além do mais, foi proposta pelo autor a expressão de ganho de SNIR e a faixa de ganho de SNIR em termos do fator de carga para o detector MUD-D com interferência interna e externa possibilitando uma comparação de desempenho entre este método de detecção e o filtro casado. É considerado um sistema DS-CDMA síncrono em banda passante com sequências de espalhamento aleatórias e ainda, utilizando a técnica de setorização da célula em 120°.

Neste capítulo foi mostrado que a inserção da interferência externa na rede celular DS-CDMA degrada significativamente o desempenho do detector MUD-D em relação à probabilidade de erro de bit, fazendo com que o mesmo ofereça um desempenho muito aquém do esperado, sendo inferior ao filtro casado durante quase toda a faixa de ocupação do sistema. No entanto, o simples fato de considerarmos o uso de setorização da célula em 120°, ou seja, diminuido a interferência interna e externa por um fator de 3, faz com que o detector MUD-D passe a apresentar um ganho de desempenho significativo em relação ao filtro casado durante a ocupação da rede. Fato este, que legitima o estudo e experimentação de um sistema baseado no método de múltiplo acesso CDMA para as futuras gerações de tecnologia celular, uma vez que existem outras técnicas de mitigação de interferência que podem atuar em conjunto com a setorização celular e o detector MUD-D, melhorando ainda mais o desempenho da rede celular em termos de ganho de SNIR e de BER. Entretanto, tais outras técnicas de mitigação de interferência devem ser utilizadas de acordo com a necessidade e o objetivo da rede, uma vez que algumas soluções estão fortemente ligadas à uma relação de trade-off, como é o caso, por exemplo, da mudança do fator de reuso do sistema que pode trazer como consequência a diminuição da capacidade da rede que, por sua vez, pode não ser um fator decisivo, podendo ser diminuído em troca da diminuição da interferência.

Para trabalhos futuros, o autor sugere a inserção de outros agentes mitigadores para a análise do sistema, como por exemplo, a consideração da existência, no canal, de um agente causador de desvanecimento no sinal, caracterizando um canal mais realista e nocivo, além de também levar em consideração a utilização de códigos corretores de erros e arranjo linear de antenas.

Capítulo 4

Vazão de Dados em uma Rede Celular CDMA

Estudos vêm sendo realizados no campo das comunicações móveis celulares, mais especificamente levando em conta redes celulares CDMA, a fim de se obter um aumento na vazão de dados através de algoritmos de detecção multiusuário, esquemas de codificação de canal, etc [15]. Este capítulo se inicia com a definição de vazão de dados utilizada neste trabalho e, posteriormente, trata da avaliação de desempenho de uma rede DS-CDMA sob a ótica da vazão de dados, levando em consideração a caracterização do sistema feita no cap. 2.

4.1 Vazão de Dados

A vazão de dados em uma rede celular é uma função do número de usuários ativos na rede e das suas respectivas taxas de bits e é dada por:

$$\nu = \sum_{n=1}^{N} R_{b,n} \tag{4.1}$$

onde R_{bn} corresponde à taxa de bits do *n*-ésimo usuário.

No entanto, se considerarmos que todos os usuários trasmitem com a mesma taxa de bits devido ao controle de potência perfeito, ou seja, $R_{b,n} = R_b$ então podemos reecrever (4.1) da seguinte forma:

$$\nu = N R_b \tag{4.2}$$

Para obtermos uma expressão da vazão de dados para as modulações *M*-ASK e *M*-QAM, primeiro temos que definir alguns parâmetros importantes como a banda do canal a ser utilizada no sistema DS-CDMA.

De acordo com o critério de Nyquist, a taxa máxima de dados sem que haja interferência inter-simbólica em um sistema de comunicação banda-passante é igual à taxa de símbolos. Assim, a banda utilizada em um sistema CDMA é igual a:

$$B = R_s G$$
$$= \frac{R_b}{\log_2 M} G \tag{4.3}$$

onde usamos que $R_s = \frac{R_b}{\log_2 M}$ é a taxa de símbolos e G é o ganho de processamento.

No receptor, na saída do filtro casado, temos a seguinte relação entre a potência recebida de um usuário qualquer e a potência do ruído:

$$\frac{P_{To}}{N_o} = \frac{E_b}{N_o} R_b \tag{4.4}$$

onde usamos que $P_{To} = E_b R_b$.

4.1.1 Requisitos do Sistema

Este trabalho utiliza as expressões de probabilidade de erro de bit e SNIR obtidas para os casos abordados nos capítulos anteriores para canais AWGN, levando em consideração o cenário parametrizado da Tab. 4.1.

BER_{max}	$R_{b,min}$	W	$P_{t,max}$	N_0	R	β	C
10^{-4}	10 kbps (voz)	5 MHz	0,5 W	4×10^{-21} W/Hz	$1 {\rm km}$	3, 5	6

Tabela 4.1: Parâmetros do Sistema DS-CDMA

Considerando os requisitos de potência $(P_{t,max})$ e o raio da célula (R), além do expoente de perda de propagação (β) especificados pela Tab. 4.1, de acordo com (2.99), temos que $P_{T0} = 1, 6$ pW, ou seja, com um controle de potência perfeito, a potência recebida pela ERB da célula central devido a qualquer usuário é igual a 1, 6 pW, independente da sua posição na célula. Da mesma maneira, de posse dos valores máximos da BER e das expressões de BER para as modulações *M*-ASK e *M*-QAM, podemos obter os requisitos mínimos de SNIR para cada modulação, como mostra a Tab. 4.2.

Utilizando o número de células da primeira camada de interferentes (C), especificado na Tab. 4.1, temos que o produto $C\overline{\Psi}$, referente ao fator médio total imposto pela presença da interferência externa em relação à interferência interna, dado por [14], é igual a 0,76 para $\beta =$

BPSK	6, 9
QPSK	6, 9
16-QAM	6, 6
64 - QAM	6, 4
256-QAM	6, 2

Tabela 4.2: Requisitos de SNIR

3, 5. Além disso, neste trabalho é considerado que o sistema opera na condição de sincronismo no enlace reverso, permitindo a obtenção de uma análise mais simples e possibilitando a utilização de sequências de espalhamento de Walsh nos diferentes cenários considerados e além disso, o sincronismo também representa o pior caso. Para o estudo da vazão de dados é considerada a utilização de um arranjo linear com 4 antenas. Assim, de acordo com [16], para um espaçamento ótimo normalizado entre antenas igual a $\frac{2d_a}{\lambda} = 0,856$, temos que $\overline{\eta} = 0,261$.

4.1.2 Filtro Casado e Sequências Aleatórias

Interferência Interna

Considerando inicialmente um cenário com apenas uma célula e, dada a relação $SNIR(\gamma)$ para a modulação M-ASK em (2.72), podemos isolar N e concluir que para sequências aleatórias:

$$N = 1 + \frac{3G}{(M^2 - 1)} \left(\frac{1}{\gamma} - \frac{N_0}{E_b} \frac{M^2 - 1}{3\log_2 M}\right)$$
(4.5)

onde usamos que $L = \frac{(N-1)}{G}$.

Dessa maneira, substituindo (4.3) e (4.4) em (4.5) obtemos a expressão do número de usuários em função da relação E_b/N_0 e da SNIR para uma modulação do tipo *M*-ASK:

$$N = 1 + \frac{3B}{(M^2 - 1)} \frac{N_0}{P_{T0}} \left(\frac{E_b}{N_0} \frac{\log_2 M}{\gamma} - \frac{M^2 - 1}{3} \right)$$
(4.6)

Substituindo M por \sqrt{M} em (4.5) e em seguida substituindo (4.3) e (4.4), temos que o número de usuários no caso da modulação M-QAM é igual a:

$$N = 1 + \frac{3B}{(M-1)} \frac{N_0}{P_{T0}} \left(\frac{E_b}{N_0} \frac{\log_2 M}{\gamma} - 2\frac{(M-1)}{3} \right)$$
(4.7)

As Fig. 4.1, 4.2 e 4.3 mostram a vazão de dados em função do ganho de processamento, da taxa de bits e do fator de carga, respectivamente, de um sistema celular DS-CDMA que utiliza

sequências de espalhamento aleatórias e filtro casado, além de considerar a presença apenas de interferência interna.



Figura 4.1: Vazão de Dados em Função do Ganho de Processamento para um Sistema DS-CDMA com Filtro Casado e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Apenas de Interferência Interna.

Na Fig. 4.1 é possível observar que as modulações de mais alta ordem apresentam uma grande perda de desempenho em termos de vazão de dados, conforme o ganho de processamento aumenta, enquanto que as modulações de mais baixa ordem apresentam uma perda menor.

O ganho de processamento está inversamente relacionado à taxa de bits, de acordo com (4.3). Assim, como mostra a Fig. 4.2, podemos observar uma melhora no desempenho das modulações de mais alta ordem conforme, a taxa de bits aumenta. No entanto, para a modulação 256-QAM, com uma vazão de 40 Mbps, como mostra a figura, temos uma taxa de bits também de 40 Mbps, o que significa que, de acordo com (4.2), temos apenas 1 usuário ativo na célula, enquanto que para a modulação QPSK, para uma vazão de aproximadamente 1,5 Mbps, temos uma taxa de bits de 100 kbps que, de acordo com (4.2), temos 15 usuários ativos na célula. Deste modo, analisando pela ótica do número de usuários, fica claro nesta figura também a superioridade em termos de vazão de dados das modulações de baixa ordem sob as de maior ordem.

A análise acima pode ser confirmada também pela Fig. 4.3, que mostra a vazão de dados em função do fator de carga do sistema. Podemos observar que a faixa de ocupação do sistema na qual as modulações de alta ordem apresentam uma maior vazão de dados é consideravelmente menor do que quando consideramos as modulações de ordem inferior, como por exemplo BPSK e QPSK.



Figura 4.2: Vazão de Dados em Função da Taxa de Bits para um Sistema DS-CDMA com Filtro Casado e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Apenas de Interferência Interna.



Figura 4.3: Vazão de Dados em Função do Fator de Carga para um Sistema DS-CDMA com Filtro Casado e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Apenas de Interferência Interna.

Interferência Externa

Considerando agora a presença de interferência externa devido à presença de usuários localizados nas C células vizinhas e isolando N em (2.107) para modulações M-ASK, temos que:

$$N = \frac{3G}{(1+C\overline{\Psi})(M^2-1)} \left(\frac{1}{\gamma} - \frac{N_0}{E_b} \frac{M^2 - 1}{3\log_2 M}\right)$$
(4.8)

Substituindo (4.3) e (4.4) em (4.8), temos:

$$N = \frac{3B}{(1+C\overline{\Psi})(M^2-1)} \frac{N_0}{P_{T0}} \left(\frac{\log_2 M}{\gamma} \frac{E_b}{N_0} - \frac{M^2-1}{3}\right)$$
(4.9)

Da mesma forma, para modulação M-QAM temos que N é dado por:

$$N = \frac{3B}{(1+C\overline{\Psi})(M-1)} \frac{N_0}{P_{T0}} \left(\frac{\log_2 M}{\gamma} \frac{E_b}{N_0} - \frac{2(M-1)}{3}\right)$$
(4.10)

As Fig. 4.4, 4.5 e 4.6 ilustram a vazão de dados em função do ganho de processamento, da taxa de bits e do fator de carga, respectivamente, de um sistema celular DS-CDMA que utiliza sequências de espalhamento aleatórias e filtro casado considerando a presença de interferência interna e externa.

Ao analisar a Fig. 4.4, notamos uma queda de desempenho ainda mais acentuada levando a uma diminuição da vazão de dados pela metade aproximadamente em relação ao caso com apenas interferência interna, conforme o ganho de processamento aumenta. Este mesmo comportamento pode ser verificado na Fig. 4.5, que mostra a vazão de dados em função da taxa de bits, onde podemos observar que para valores baixos de taxa de bits a vazão de dados em comparação com o caso anterior é quase a metade.

Em termos de ocupação do sistema, a perda de desempenho com a inserção de interferência externa pode ser observada na Fig. 4.6, onde a faixa de ocupação do sistema apresenta uma redução significativa em relação ao caso somente com inteferência interna.

4.1.3 Filtro Casado e Sequências de Espalhamento Walsh

Interferência Interna

Para a obtenção da expressão de vazão de dados para sequências de espalhamento do tipo Walsh considerando a presença de apenas uma célula no sistema, inicialmente temos que, devido ao fato de que a matriz de Hadamard é quadrada ($G \times G$), o número de usuários N possíveis



Figura 4.4: Vazão de Dados em Função do Ganho de Processamento para um Sistema DS-CDMA com Filtro Casado e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interferência Interna e Externa.



Figura 4.5: Vazão de Dados em Função da Taxa de Bits para um Sistema DS-CDMA com Filtro Casado e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interferência Interna e Externa.



Figura 4.6: Vazão de Dados em Função do Fator de Carga para um Sistema DS-CDMA com Filtro Casado e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interferência Interna e Externa.

de serem atendidos pela célula é menor ou igual ao ganho de processamento G:

$$N \le G \tag{4.11}$$

Dessa forma, substituindo (4.11) e (4.4) em (4.3) e isolando G em seguida, temos que o número de usuários em função de R_b é dado por:

$$N \le \frac{B \log_2 M}{R_b} \tag{4.12}$$

As Fig. 4.7, 4.8 e 4.9 ilustram a vazão de dados em função do ganho de processamento, da taxa de bits e do fator de carga, respectivamente, de um sistema celular DS-CDMA que utiliza sequências de espalhamento de Walsh e filtro casado considerando apenas a presença de interferência interna.

Na Fig. 4.7, podemos observar que a vazão de dados é constante para qualquer valor do ganho de processamento. Isto se dá devido à ortogonalidade par a par entre as sequências de Walsh, que fazem com que a MAI seja eliminada do sistema. É importante observar também que as modulações de ordem superior, neste caso, justificam a sua utilização apresentando um desempenho melhor do que as modulações de baixa ordem em termos de vazão de dados.

A Fig. 4.8 mostra também uma vazão constante conforme aumentamos a taxa de bits, e o melhor desempenho das modulações de ordem superior. Fica claro também, de acordo com (4.2), o fato de que o aumento da taxa de bits acarreta numa diminuição no número de usuários



Figura 4.7: Vazão de Dados em Função do Ganho de Processamento para um Sistema DS-CDMA com Filtro Casado e Sequências de Espalhamento de Walsh para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Apenas de Interferência Interna.

para uma vazão constante.



Figura 4.8: Vazão de Dados em Função da Taxa de Bits para um Sistema DS-CDMA com Filtro Casado e Sequências de Espalhamento de Walsh para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Apenas de Interferência Interna.

A Fig. 4.9 mostra a vazão de dados em função do fator de carga do sistema. Podemos observar nesse caso que a vazão se mantém constante durante toda a ocupação do sistema, lembrando da limitação no número sequências possíveis imposta pela utilização das sequências de Walsh ($N \leq G$).


Figura 4.9: Vazão de Dados em Função do Fator de Carga para um Sistema DS-CDMA com Filtro Casado e Sequências de Espalhamento de Walsh para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Apenas de Interferência Interna.

Interferência Externa

Vamos agora considerar a presença de interferência interna e externa. Nestas condições, as sequências de espalhamento de Walsh se comportam como sequências aleatórias, uma vez que os sinais provenientes dos usuários interferentes chegam ao receptor da célula central com diferentes atrasos, dependendo da posição dos usuários. Sendo assim, isolando N em (2.112), para a modulação M-ASK, temos que:

$$N = \frac{3G}{C\overline{\Psi}(M^2 - 1)} \left(\frac{1}{\gamma} - \frac{N_0}{E_b} \frac{M^2 - 1}{3\log_2 M}\right)$$
(4.13)

Substituindo (4.3) e (4.4) em (4.13), temos:

$$N = \frac{3B}{C\overline{\Psi}(M^2 - 1)} \frac{N_0}{P_{T0}} \left(\frac{E_b \log_2 M}{N_0 \gamma} - \frac{M^2 - 1}{3}\right)$$
(4.14)

Substituindo M por \sqrt{M} e, (4.3) e (4.4) em (4.13), temos que, para a modulação M-QAM:

$$N = \frac{3B}{C\overline{\Psi}(M-1)} \frac{N_0}{P_{T0}} \left(\frac{E_b \log_2 M}{N_0 \gamma} - 2\frac{(M-1)}{3}\right)$$
(4.15)

As Fig. 4.10, 4.11 e 4.12 ilustram a vazão de dados em função do ganho de processamento, da taxa de bits e do fator de carga, respectivamente, de um sistema celular DS-CDMA que utiliza sequências de espalhamento de Walsh e filtro casado considerando a presença de interferência

interna e externa.

De acordo com a Fig. 4.10, podemos observar um aumento no ganho de processamento necessário para que os critérios de BER sejam cumpridos, sendo que as modulações de alta ordem são as mais atingidas, necessitando de um ganho de processamento maior do que as modulações de mais baixa ordem. Por exemplo, para que o sistema com modulação 16-QAM atenda 1 usuário, é necessário um ganho de processamento G = 25. Nesse caso, nota-se também uma queda considerável na vazão de dados, além do fato de que as modulações de alta ordem voltam a perder para as modulações de mais baixa ordem em termos de vazão de dados. Tal comportamento também é perceptível na Fig. 4.11, onde a modulação QPSK se mantém como a melhor em termos de desempenho.



Figura 4.10: Vazão de Dados em Função do Ganho de Processamento para um Sistema DS-CDMA com Filtro Casado e Sequências de Espalhamento de Walsh para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interferência Interna e Externa.

Na Fig. 4.12, podemos observar o desempenho ruim das modulações de alta ordem uma vez que, além da diminuição da vazão de dados em relação ao caso anterior com apenas interferência interna, temos uma grande redução do fator de carga máximo do sistema para cada modulação, sendo as de mais alta ordem as mais prejudicadas. Por exemplo, a modulac cão 256-QAM alcança um fator de carga máximo de apenas próximo de 0,01.



Figura 4.11: Vazão de Dados em Função da Taxa de Bits para um Sistema DS-CDMA com Filtro Casado e Sequências de Espalhamento de Walsh para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interferência Interna e Externa.



Figura 4.12: Vazão de Dados em Função do Fator de Carga para um Sistema DS-CDMA com Filtro Casado e Sequências de Espalhamento de Walsh para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interferência Interna e Externa.

4.1.4 Detector Multiusuário Descorrelacionador

Interferência Interna

O número de usuários para um sistema celular DS-CDMA com apenas uma célula, detector multiusuário descorrelacionador com sequências de espalhamento do tipo aleatórias e modulação ASK, é obtido ao substituir $L = \frac{(N-1)}{G}$, (4.3) e (4.4) em (2.89):

$$N = 1 + 2B \frac{N_0}{P_{T0}} \left(\log_2 M \frac{E_b}{N_0} - \frac{M^2 - 1}{3} \gamma \right)$$
(4.16)

De maneira análoga, para a modulação M-QAM temos que o número de usuários N é igual a:

$$N = 1 + 2B \frac{N_0}{P_{T0}} \left(\log_2 M \frac{E_b}{N_0} - \frac{2(M-1)}{3} \gamma \right)$$
(4.17)

As Fig. 4.13, 4.14 e 4.15 ilustram a vazão de dados em função do ganho de processamento, da taxa de bits e do fator de carga, respectivamente, de um sistema celular DS-CDMA que utiliza sequências de espalhamento aleatórias e detector multiusuário descorrelacionador considerando a presença somente de interferência interna.

Na Fig. 4.13 temos a vazão de dados em função do ganho de processamento para uma sistema DS-CDMA com detector MUD-D e sequências de espalhamento aleatórias. Podemos observar que a vazão de dados se mantém aproximadamente constante conforme o ganho de processamento aumenta, porém, é importante ressaltar que neste caso obtemos o dobro da vazão em relação ao caso com filtro casado e sequências de Walsh. Este comportamento se dá devido ao fato de que, para o caso com sequências de Walsh há um número máximo de sequências de espalhamento possíveis igual a G, enquanto que para o caso de sequências aleatórias o número máximo de sequências é igual a 2^{G} . Além disso devemos levar em consideração o fato de que o MUD-D também elimina a MAI do sistema.

A Fig. 4.14 mostra o comportamento da vazão de dados em relação ao aumento da taxa de bits. Podemos observar que a vazão se mantém aproximadamente constante e alcança o dobro em relação ao caso anterior também em função da taxa de bits.

Na Fig. 4.15, podemos observar novamente esse comportamento de dobrar a vazão, pois, com um fator de carga igual a 2 temos uma vazão proporcional a $2W \log_2 M$, para cada modulação.



Figura 4.13: Vazão de Dados em Função do Ganho de Processamento para um Sistema DS-CDMA com Detector MUD-D e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Apenas de Interferência Interna.



Figura 4.14: Vazão de Dados em Função da Taxa de Bits para um Sistema DS-CDMA com Detector MUD-D e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Apenas de Interferência Interna.

Interferência Externa

Na presença de interferência externa, temos que o número de usuários atendidos pela célula central pode ser obtido isolando N em (3.6) que, para modulação ASK, é igual a:

$$N = \frac{G}{\left(\frac{1}{2\gamma} + \frac{M^2 - 1}{3}C\overline{\Psi}\right)} \left(\frac{1}{\gamma} - \frac{N_0}{E_b}\frac{M^2 - 1}{3\log_2 M}\right)$$
(4.18)



Figura 4.15: Vazão de Dados em Função do Fator de Carga para um Sistema DS-CDMA com Detector MUD-D e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Apenas de Interferência Interna.

Substituindo (4.3) e (4.4) em (4.18), temos que:

$$N = \frac{B}{\left(\frac{1}{2\gamma} + \frac{M^2 - 1}{3}C\overline{\Psi}\right)} \frac{N_0}{P_{T0}} \left(\frac{\log_2 M}{\gamma} \frac{E_b}{N_0} - \frac{M^2 - 1}{3}\right)$$
(4.19)

Da mesma forma, temos que, para a modulação *M*-QAM, o número de usuários é igual a:

$$N = \frac{B}{\left(\frac{1}{2\gamma} + \frac{M-1}{3}C\overline{\Psi}\right)} \frac{N_0}{P_{T0}} \left(\frac{\log_2 M}{\gamma} \frac{E_b}{N_0} - 2\frac{(M-1)}{3}\right)$$
(4.20)

As Fig. 4.16, 4.17 e 4.18 ilustram a vazão de dados em função do ganho de processamento, da taxa de bits e do fator de carga, respectivamente, de um sistema celular DS-CDMA que utiliza sequências de espalhamento aleatórias e detector multiusuário descorrelacionador considerando a presença de interferência interna e externa.

Como pode ser visto pela Fig. 4.16, os requisitos de ganho de processamento para o funcionamento do sistema também aparecem neste caso para o detector MUD-D com sequências aleatórias. Nota-se também que este sistema tem seu desempenho um pouco piorado em relação ao caso anterior com filtro casado e sequências de espalhamento de Walsh.

A Fig. 4.17, apresenta mais evidências da piora em relação ao caso com sequências de Walsh, quando, por exemplo para a modulação QPSK, que com o detector MUD-D apresenta uma vazão constante de aproximadamente 1,8 Mbps, enquanto que no caso anterior essa vazão é constante com o valor de aproximadamente 2 Mbps.



Figura 4.16: Vazão de Dados em Função do Ganho de Processamento para um Sistema DS-CDMA com Detector MUD-D e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interferência Interna e Externa.

Podemos observar sua inferioridade nesse caso também pela Fig. 4.18, onde a faixa de ocupação do sistema para a modulação 256-QAM fica abaixo de 0,01.



Figura 4.17: Vazão de Dados em Função da Taxa de Bits para um Sistema DS-CDMA com Detector MUD-D e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interferência Interna e Externa.

A Fig. 4.19 mostra a vazão de dados em função do ganho de processamento para um sistema DS-CDMA com detector MUD-D e um arranjo linear com 4 antenas. Podemos observar que, neste caso, a vazão de dados apresenta um ganho de 4 vezes em relação ao caso anterior com MUD sem arranjo de antenas. No entanto, ainda podemos observar um desempenho superior



Figura 4.18: Vazão de Dados em Função do Fator de Carga para um Sistema DS-CDMA com Detector MUD-D e Sequências de Espalhamento Aleatórias para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interferência Interna e Externa.

das modulações de baixa ordem em relação às modulações de mais alta ordem. Este ganho de 4 vezes também é observado em relação à taxa de bits, como mostra a Fig. 4.20.



Figura 4.19: Vazão de Dados em Função do Ganho de Processamento para um Sistema DS-CDMA com Detector MUD-D e Sequências de Espalhamento Aleatórias e um Arranjo Linear com 4 Antenas para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interferência Interna e Externa.

Na Fig. 4.21 é possível observar um ganho de 4 vezes, tanto no fator de carga, quanto na vazão de dados em relação ao caso anterior considerando a presença de interferência interna e externa sem arranjo de antenas. Entretanto, podemos observar que as modulações de mais alta



Figura 4.20: Vazão de Dados em Função da Taxa de Bits para um Sistema DS-CDMA com Detector MUD-D e Sequências de Espalhamento Aleatórias e um Arranjo Linear com 4 Antenas para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interferência Interna e Externa.

ordem se mantém piores do que as de mais baixa ordem em termos da vazão de dados.



Figura 4.21: Vazão de Dados em Função do Fator de Carga para um Sistema DS-CDMA com Detector MUD-D e Sequências de Espalhamento Aleatórias e um Arranjo Linear com 4 Antenas para Modulações BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM na Presença Interferência Interna e Externa.

63

4.2 Conclusões

Nesta análise, o desempenho de um sistema DS-CDMA na presença de interferência interna e externa sob a ótica da vazão de dados é investigado. Foram propostas expressões para o número de usuários ativos em uma rede celular DS-CDMA para o detector MUD-D e para o filtro casado empregando as modulações M-ASK e M-QAM, além de levar em consideração sequências de espalhamento aleatórias e de Walsh. Foi mostrado que um sistema DS-CDMA com filtro casado e sequências de espalhamento aleatórias não apresenta um desempenho interessante em termos de vazão de dados, devido ao fraco desempenho das modulações de alta ordem em um ambiente com interferência interna e externa. Isto torna inviável a sua implantação em uma rede celular, cujo principal objetivo gira em torno da taxa de dados por usuário e também do número de usuários atendidos pelo sistema. Entretanto, a simples substituição das sequências de espalhamento aleatórias pelas sequências do tipo Walsh, ainda com filtro casado e, considerando somente interferência interna, trouxe uma melhora significativa na vazão de dados, que se torna constante em função do número de usuários e crescente, conforme a ordem da modulação aumenta. A limitação do sistema, neste caso, é em relação ao número de usuários ativos atendidos por célula, que é igual ao ganho de processamento do sistema. O comportamento constante da vazão de dados se deve, principalmente, ao fato de que as sequências Walsh são ortogonais par a par, contanto que se garanta a condição de sincronismo, fazendo com que toda interferência gerada por usuários internos à célula em questão seja eliminada. A inserção de interferência externa neste caso, piora consideravelmente o desempenho do sistema em termos de vazão de dados, que permanece constante, porém menor em relação ao caso com apenas interferência interna. A limitação imposta pela interferência externa, neste caso, concentra-se também no aparecimento de um requisito de ganho de processamento para que o sistema comece a operar de maneira a satisfazer os pré-requisitos do sistema. Tal piora se deve principalmente pelo fato de que a ortogonalidade entre as sequências de Walsh é quebrada com o assincronismo referente ao sinal do usuário interferente localizado nas células vizinhas, fazendo com que a correlação cruzada entre as sequências se dê como no caso com sequências de espalhamento aleatórias. Com isso, a rede se limita à utilização de algumas modulações de baixa ordem, já que as modulações de alta ordem sofrem uma perda maior, sendo capazes de atingir apenas 0,015 de fator de carga do sistema.

Foi mostrado também que o detector MUD-D, quando na presença de interferência interna somente, superou as espectativas uma vez que a sua implantação fez com que a vazão de dados duplicasse em comparação ao caso em que foram utilizadas sequências de Walsh com filtro casado. Para este caso, o detector MUD-D, assim como as sequências de Walsh, elimina a

MAI do sistema, às custas porém de um aumento da contribuição do ruído aditivo. Ainda assim, o ruído amplificado não afeta de maneira excessiva o desempenho final do sistema, o qual tem como ponto principal o fato de que o número de sequências de espalhamento disponíveis aumenta 100% em relação ao número de sequências de Walsh. Fato este que pode ser observado quando o sistema atinge um fator de carga igual a 2 com o dobro da vazão de dados em relação ao caso com sequências de Walsh. No entanto, quando a interferência externa é adicionada, o sistema sofre uma queda de desempenho considerável, apresentando um desempenho similar ao caso com sequências de Walsh. Essa queda se dá devido, principalmente, ao fato de que, além do ruído amplificado, a potência dos usuários interferentes é também amplificada por um fator de R_{kk}^{-1} . Além do mais, com a inserção da interferência externa aparece também um requisito de ganho de processamento para o sistema operar nas condições mínimas pré-estabelecidas. Apesar disso, é possível aumentar esse desempenho, aproximando-se do caso em que a vazão de dados é dobrada, utilizando técnicas que combatem interferência, como por exemplo, o arranjo linear de antenas. Neste caso, para um arranjo linear de N_A antenas, a interferência é diminuída por um fator igual a aproximadamente $1/N_A$, fazendo com que haja um ganho, tanto na vazão de dados, quanto no fator de carga. E ainda, a título de comparação, vamos considerar um sistema celular TDMA, com $N = \frac{B \log M}{R_b N_R}$ número de usuários ativos na rede, onde N_R é o fator de reuso. Para uma largura de banda de 5 MHz e um fator de reuso igual a 4, sob a influência do mesmo canal aditivo, para a modulação QPSK, por exemplo, chega-se a uma vazão de dados de 2,5 Mbps, enquanto que, para um sistema celular DS-CDMA com detector MUD-D e arranjo linear com 4 antenas na presença de interferência interna e externa, alcança uma vazão de aproximadamente 7,5 Mbps com a modulação QPSK, ou seja, há um ganho de 3 vezes a vazão de dados de um sistema DS-CDMA com detector MUD-D e um arranjo com 4 antenas em relação a um sistema celular TDMA. Além do mais, temos que considerar o fato de que as modulações de alta ordem não tem cobertura em toda a célula para uma rede celular TDMA. Com isso, concluise a importância de se considerar a utilização da técnica CDMA para as proximas gerações de comunicações móveis celulares, cujo foco se concentra nas altas demandas de taxa de dados e no número de usuários atendidos pelas células.

Tendo como referência os resultados da vazão de dados com o detector MUD-D, para trabalhos futuros sugere-se a avaliação de outros métodos de detecção multiusuário, aliados à técnicas de mitigação de interferência co-canal.

Capítulo 5

Conclusões Finais

Com este trabalho podemos concluir que a inserção de interferência externa ao sistema DS-CDMA faz com que haja uma queda significativa de desempenho, tanto na análise isolada do MUD-D com modulação BPSK, quanto em termos da vazão de dados da rede levando em consideração algumas modulações QAM. No entanto, no estudo comparativo feito entre o MUD-D e o filtro casado, vimos que a perda de desempenho pode ser contornada através da utilização de técnicas de mitigação de interferência, como, por exemplo, a setorização. Já em termos de vazão de dados vimos que a combinação de sequências aleatórias com filtro casado, apresenta a pior vazão de dados dentre os casos analisados, considerando apenas a interferência interna. No entanto, a simples troca das sequências aleatórias pelas sequências de Walsh, fez com que a vazão se tornasse constante e igual a $\log_2(M)$, onde M é a ordem da modulação. Mas ao inserirmos interferência externa, além da interna já considerada, o sistema passou a operar com um número de usuários bem abaixo do valor máximo $(N \leq G)$, o que explica a queda brusca na vazão de dados que, no entanto, continua constante. Já o fato do detector MUD-D poder trabalhar com cargas de até 2 vezes, faz com que a vazão de dados dobre na presença de interferência interna. Contudo, ao considerarmos a presença de interferência externa, o desempenho do MUD-D decai rapidamente para pouco abaixo do caso com filtro casado e seguências de Walsh, com a presenca também de um requisito de ganho de processamento para o funcionamento do sistema. Porém, com a utilização de um arranjo linear de antenas, a vazão do detector MUD-D aumentou na proporção do número de antenas do arranjo. Fato este que valida o estudos futuros prevendo a associação de técnicas mitigadoras de interferência com o objetivo de atingir o desempenho do detector MUD-D em que a vazão da rede celular tende a dobrar em relação ao caso com sequências de Walsh.

Com este estudo, concluimos que o sistema DS-CDMA apresenta características muito interessantes em termos de vazão de dados, aliado à técnicas de mitigação de interferência. Tais características de alta vazão de dados se alinham com o atual contexto da telefonia móvel onde cada vez mais serviços multimídia de altas velocidades são disponibilizados aos usuários finais.

Bibliografia

- V. Chande, Sun Haitong, P. K. Vitthaladevuni, Hou Jilei, and B. Mohanty. Performance Analysis of 64-qam and mimo in Release 7 WCDMA (HSPA+) Systems. Vehicular Technology Conference (VTC 2010-Spring), pp. 1-5, May 2010.
- [2] S. Haykin. Communication Systems. John Wiley and Sons, New York, 4a. edition, 2001.
- [3] G. F. O. Cifuentes. Controle de Congestionamento do Protocolo TCP em Sistemas de Comunicação Sem Fio CDMA Usando Estratégia de Detecção Multiusuário, Arranjo de Antenas e Correção de Erro FEC. Tese de Mestrado, Unicamp, 2008.
- [4] T. S. Rappaport. Wireless Communications. Artech House, Norwood, 1a. edition, 1998.
- [5] R. Baldini Filho, C. de Almeida, and G. Fraidenraich. On the Performance of CDMA Systems Employing Multiuser Decorrelating Detector and Antenna Array. *IEEE Transactions* on Vehicular Technology, 56(4), 2007.
- [6] A. Papoulis and S. U. Pillai. Probability, Random Variables and Stochastic Processes. New York, McGraw-Hill, 4a. edition, 2002.
- [7] D. P. M. Osorio. Simulador para Avaliação da Eficiência Espectral Média de Redes Celulares na Presença de Interferência de Co-Canal. Tese de Mestrado, Unicamp, 2011.
- [8] J. Proakis. *Digital Communication*. McGraw-Hill, 4a. edition, 2001.
- [9] E. E. B. Olivo. Avaliação da Eficiência Espectral Média do Enlace Reverso de Redes Celulares na Presença de Interferência de Co-Canal. Tese de Mestrado, Unicamp, 2011.
- [10] J. R. Barry, E. A. Lee, and D. G. Messerschmitt. *Digital Communication*. Kluwer Academic Publishers, Norwood, 3rd ed edition, 2004.
- [11] C. de Almeida. Livro não publicado cap.: Modulação Digital. 2013.

- [12] C. I. Frison. Detector Multiusuário Sub-Ótimo por Confiabilidade de Amostras. Tese de Mestrado, Unicamp, 2009.
- [13] C. de Almeida. Livro não publicado cap.: Esquemas de Acesso ao Meio. 2013.
- [14] C. de Almeida. Cálculo Analítico da Capacidade de Sistemas Celulares CDMA. Tese de Livre Docência, Unicamp, 1998.
- [15] B. Lu, X. Wang, and J. Zhang. Throuhput of CDMA Data Networks with Multiuser Detection, ARQ and Packet Combining. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 3(5), 2004.
- [16] S. K. Teshima and C. de Almeida. A Lower Bound in the Normalized Interference Mean and Standard Deviation for CDMA Systems Using Antenna Array. *Electronics Letters*, 36(21):pp. 1761–1763, Outubro 2000.