

Análise de Desempenho para um Sistema Multiportadora CDMA

Edmar Candeia Gurjão

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba - Campus II como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre.

Área de Concentração: Processamento da Informação -
Comunicações

Marcelo Sampaio de Alencar, Ph.D.
Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil
©Edmar Candeia Gurjão, Fevereiro de 1999



G979a Gurjão, Edmar Candeia.
Análise de desempenho para um sistema multiportadora
CDMA / Edmar Candeia Gurjão. - Campina Grande, 1999.
85 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) -
Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e
Tecnologia, 1999.
"Orientação : Prof. Dr. Marcelo Sampaio de Alencar".
Referências.

1. Telecomunicações. 2. Sistema Multiportadora - CDMA.
3. CDMA. 4. Dissertação - Engenharia Elétrica. I. Alencar,
Marcelo Sampaio de. II. Universidade Federal da Paraíba -
Campina Grande (PB). III. Título

CDU 621.39(043)

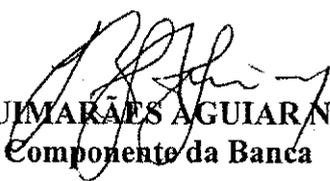
ANÁLISE DE DESEMPENHO PARA UM SISTEMA MULTIPORTADORA CDMA

EDMAR CANDEIA GURJÃO

Dissertação Aprovada em 26.02.1999



PROF. MARCELO SAMPAIO DE ALENCAR, Ph.D., UFPB
Orientador



PROF. BENEDITO GUIMARÃES AGUIAR NETO, Dr.-Ing., UFPB
Componente da Banca



PROF. JOÃO CÉSAR MOURA MOTA, Dr., UFC
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
Fevereiro - 1999

Agradecimentos

- A Deus, por tudo;
- A toda minha família, em especial à minha mãe “D. Nega” a quem devo tudo e um pouco mais, pelo amor dedicado, paciência sem limites e incentivo;
- A minha noiva Sara, de quem recebi e recebo muito incentivo e carinho, que me ajudam em muito a continuar lutando, mesmo em momentos difíceis.
- A Fernando Rangel, Ângelo, Eloi, Salvino, Lavoisier e demais amigos pela amizade sincera que resiste ao tempo e a distância;
- Aos colegas de pós-graduação Leocarlos, George, Alexander, Waslon, Madeiro, Flávio e demais, uma lista de boas pessoas que não caberia aqui;
- Ao professor Marcelo Sampaio de Alencar, pela orientação, ensinamentos e principalmente pela amizade sincera;
- Aos professores Francisco Marcos, pelos ensinamentos, Bruno Albert e Ângelo Pekusich pela amizade;
- Aos demais professores do DEE – UFPB;
- Aos todos os funcionários, em especial a Walter e Ronaldo pela amizade;

Resumo

A técnica de acesso múltiplo usada nos sistemas de comunicações sem fio é uma das suas principais características. Novas técnicas de acesso múltiplo estão sendo propostas para os sistemas de terceira geração de comunicações sem fio.

Multiportadora CDMA é uma das técnicas que tem gerado grande interesse para ser aplicada nos novos sistemas. Neste trabalho essa técnica é estudada e a análise do seu desempenho, para transmissão em um canal com multipercurso e desvanecimento é generalizada.

Mostra-se que o sistema multiportadora CDMA proposto tem um bom desempenho e consegue, com a escolha adequada dos parâmetros do sistema, proporcionar um melhor desempenho do que um sistema DS-SS-SS que usa receptores RAKE.

Como os sistemas de segunda geração já dispõem de uma estrutura instalada, devem ser criados mecanismos para aproveitá-los. Uma das propostas é usar os sistemas multiportadora CDMA sobrepostos ao sistema IS-95. Em função dessa aplicação, é feita a análise do desempenho de um sistema multiportadora CDMA sobreposto a um sistema DS-SS-SS.

Abstract

The multiple access technique is one of the most important characteristics of the wireless communications systems. New techniques are being proposed for the third generation wireless communications systems.

Multicarrier CDMA is one of the techniques that have generated great interest for application in the new systems. In this work that technique is studied and the analysis of its performance, for transmission in a channel with multipath and fading, is generalized.

It is showed that the proposed multicarrier CDMA system has a good performance and attains, with the right choice of system parameters, a better performance than a DS-CDMA which uses RAKE receivers.

The second generation systems have an already deployed structure, and it is necessary to create mechanisms to profit from it. One of the propositions is to use the multicarrier CDMA system overlaid to an IS-95 system. Based on this application, an analysis of performance is also developed for an MC-CDMA overlay onto a CDMA system.

Lista de Símbolos e Abreviaturas

- ACTS* – Tecnologias e serviços avançados para comunicação
- AMPS* – Sistema de telefonia móvel avançado
- ARIB* – Associação de indústrias de rádio e negócios
- ATM* – Modo de transferência assíncrono
- bps* – Bits por segundo
- B – ISDN* – Rede digital de serviços integrados de faixa larga
- CDMA* – Acesso múltiplo por divisão em código
- DECT* – Telecomunicações sem fio digital aprimoradas
- DS – CDMA* – CDMA por seqüência direta
- ERB* – Estação radiobase
- ERC* – Comitê europeu de rádio
- FDD – Duplex* por divisão em freqüência
- FDMA* – Acesso múltiplo por divisão em freqüência
- FRAMES* – Sistema futuro de acesso múltiplo para rádio de faixa larga
- FMA* – Acesso múltiplo *FRAMES*
- GSM* – Sistema global para comunicações móveis
- ICI* – Interferência inter-*chip*
- i.i.d.* – Independente e identicamente distribuída
- IMT – 2000* – Telecomunicações móveis internacionais para o ano 2000
- IS – 54* – Padrão interino 54
- ISDN* – Rede digital de serviços integrados (RDSI)
- ISI* – Interferência inter-simbólica
- MC-CDMA* – Multiportadora CDMA

PCS - Serviços de comunicações pessoais
PAPR - Relação entre a potência de pico e a média
RAINBOW - Acesso por rádio sem fio de faixa larga independente
SDMA - Acesso múltiplo por divisão em espaço
SG - Ganho espectral
TDD - *Duplex* por divisão no tempo
TDMA - Acesso múltiplo por divisão em tempo
TIA - Associação de indústrias de telecomunicações
TMN - Rede de gerência de telecomunicações
TR - 45.5 - Grupo Tarefa 45.5
TTC - Comitê de tecnologias em telecomunicações
UMTS - Sistema de telecomunicações móveis universal
v.a. - Variável aleatória
W - CDMA - CDMA de faixa larga

Lista de Figuras

1.1	Acesso múltiplo por Divisão em Frequência.	2
1.2	Acesso Múltiplo por Divisão em Tempo.	2
1.3	Acesso Múltiplo por Divisão em Código.	3
2.1	MC-CDMA para o cdma2000.	13
3.1	Esquemas de Acesso Múltiplo.	16
3.2	Diagrama de Blocos do transmissor.	18
3.3	Espectro associado com um sinal multiportadora.	19
3.4	Transmissor do sistema MC-CDMA.	20
3.5	Espectro do sinal MC-CDMA sem sobreposição dos lóbulos principais.	21
3.6	Receptor para o sistema MC-CDMA proposto.	24
4.1	Sobreposição dos Sistemas	39
4.2	Configurações para a sobreposição dos espectros, com coincidência das portadoras.	39
4.3	Exemplo de possíveis configurações para a sobreposição dos espectros, sem coincidência de portadoras.	40
4.4	Análise da aproximação para $\varepsilon(\gamma, c_k, k)$	45
4.5	Interferência devida a outras células	48
5.1	Primeiro caso para a sobreposição dos espectros.	50
5.2	Segundo caso para a sobreposição dos espectros.	50
5.3	Probabilidade de erro para variação de α , sendo a) $\alpha = 0$, b) $\alpha = 0,5$, c) $\alpha = 0,75$, d) $\alpha = 0,9$ e e) $\alpha = 1$	51

5.4	Probabilidade de erro variando o S , a) $S = 1$, b) $S = 3$, c) $S = 4$, d) $S = 5$, e) $S = 6$ f) $M = S = 1$, $\lambda = 4$	52
5.5	Probabilidade de erro variando o S para $\alpha = 0,5$, a) $S = 1$, b) $S = 3$, c) $S = 4$, d) $S = 5$, e) $S = 6$ f) $M = S = 1$, $\lambda = 4$	53
5.6	Probabilidade de erro variando o S para $\alpha = 0,75$, a) $S = 1$, b) $S = 3$, c) $S = 4$, d) $S = 5$, e) $S = 6$ f) $M = S = 1$, $\lambda = 4$	54
5.7	Probabilidade de erro variando M e S para $\alpha = 0,0$, a) $M = 1$, $S = 5$, b) $M = 5$, $S = 1$	55
5.8	Probabilidade de erro variando M e S para $\alpha = 0,5$ em uma faixa de 5MHz, a) $M = 1$, $S = 9$, b) $M = 9$, $S = 1$ e c) $M = 3$, $S = 3$	56
5.9	Probabilidade de erro variando M e S para $\alpha = 0,75$ em uma faixa de 5MHz, a) $M = 1$, $S = 17$, b) $M = 17$, $S = 1$	56
5.10	Probabilidade de erro para os sistemas com melhor desempenho a) $M =$ 1 , $S = 5$, b) $M = 1$, $S = 9$, c) $M = 1$, $S = 17$ e d) $M = S = 1$ e $\lambda = 8$	57
5.11	Probabilidade de erro para os sistemas com $\lambda = 2$, a) $M = 1$, $S = 5$, b) $M = 5$, $S = 1$, c) $M = 3$, $S = 3$ e d) $M = S = 1$ e $\lambda = 8$	58
5.12	Probabilidade de erro para o primeiro sistema, com sobreposição, a) Kds $= 0$, b) $\omega_c = \omega_1$, c) $\omega_c = \omega_2$ e d) $\omega_c = \omega_3$	59
5.13	Probabilidade de erro para o primeiro sistema, com sobreposição e $\alpha =$ $0,5$, a) $Kds = 0$, b) $\omega_c = \omega_1$, c) $\omega_c = \omega_2$ e d) $\omega_c = \omega_d$	60
5.14	Probabilidade de erro para o primeiro sistema, com sobreposição e $\alpha =$ $0,75$, a) $Kds = 0$, b) $\omega_c = \omega_1$, c) $\omega_c = \omega_2$ e d) $\omega_c = \omega_3$	61
5.15	Probabilidade de erro para o primeiro sistema, sem coincidência das portadoras e $\alpha = 0$, a) $\omega_c = 1,0$, b) $\omega_c = 1,2$, c) $\omega_c = 1,4$, d) $\omega_c = 1,6$ e e) $\omega_c = 1,8$	62
5.16	Probabilidade de erro para o primeiro sistema, com sobreposição e sem coincidência das portadoras e $\alpha = 0$, a) $\omega_c = 2,2$, b) $\omega_c = 2,4$, c) $\omega_c = 2,6$ e d) $\omega_c = 2,8$	62
5.17	Probabilidade de erro, com a posição da portadora ω_c , para $\alpha = 0$	63
5.18	Probabilidade de erro, com a posição das portadoras, para $\alpha = 0,5$	64
5.19	Probabilidade de erro, com a posição das portadoras, para $\alpha = 0,75$	65

5.20	Variação do número de usuários, dos sistemas sobrepostos, a) $M = 1$, $S = 3$ e $\alpha = 0,0$, b) $M = 1$, $S = 5$ e $\alpha = 0,5$ e c) $M = 1$, $S = 9$ e $\alpha = 0,75$	66
5.21	Probabilidade de erro para a variação do valor de M , a) $M = 3$, $S = 1$ e $\alpha = 0,0$, b) $M = 5$, $S = 1$ e $\alpha = 0,5$ e c) $M = 9$, $S = 1$ e $\alpha = 0,75$	66
5.22	Probabilidade de erro para a variação do valor da relação J/P e $\alpha = 0,0$, a) $M = 3$, $S = 1$, b) $M = 1$, $S = 3$	67
5.23	Probabilidade de erro para a variação do valor da relação J/P par $\alpha = 0,5$, a) $M = 5$, $S = 1$, b) $M = 1$, $S = 5$	68
5.24	Probabilidade de erro para a variação do valor da relação J/P e $\alpha = 0,75$, a) $M = 9$, $S = 1$, b) $M = 1$, $S = 9$ e c) $M = 3$, $S = 3$	68

Lista de Tabelas

2.1	Relação entre o número de portadoras e a faixa total ocupada para o cdma2000.	13
2.2	Relação entre o número de portadoras e a faixa ocupada para o cdma2000, considerando DS-CDMA.	14
4.1	Variação de $\xi(\gamma)$ com o número de células consideradas.	48
5.1	Valores de M e S para vários valores de α	54
5.2	Possíveis configurações para o sistema MC-CDMA, variando o valor de S	64
5.3	Possíveis configurações para o sistema MC-CDMA variando o valor de M .	65

Índice

1	Introdução	1
2	Sistemas de Terceira Geração	5
2.1	Princípios do IMT-2000	6
2.1.1	Desafios para os provedores de serviços	8
2.1.2	Modularidade das redes	8
2.1.3	Antecipando a demanda dos usuários	9
2.2	UMTS	9
2.3	Sistema Japonês	11
2.4	cdma2000	12
3	Multiplicadora CDMA	15
3.1	Sistemas MC-CDMA Propostos	17
3.2	Sistema Multiplicadora CDMA	23
3.3	Análise das interferências	25
3.4	Análise da probabilidade de erro	34
3.5	Aproximação para a seqüência de espalhamento	36
4	Sobreposição de Células	38
4.1	MC-CDMA sobreposto ao DS-CDMA	38
4.2	Análise da Interferência	42
5	Resultados	49
5.1	Comparação entre os sistemas MC-CDMA e DS-CDMA	49

5.2	Análise da Sobreposição dos Sistemas MC-CDMA e DS-CDMA	58
6	Conclusões e Perspectivas	69
A	Análise da variância da interferência I_2	71
B	Obtenção das variâncias das interferências entre os sistemas DS-CDMA e MC-CDMA.	75

Capítulo 1

Introdução

Em um sistema de comunicação sem fio deve ser estabelecida uma regra para que seja possível a todos os usuários terem acesso ao sistema. Esta regra é estabelecida através da técnica de acesso múltiplo implementada no sistema.

As técnicas de acesso múltiplo são classificadas de acordo com o método usado para implementá-las, ou seja, o modo como fazem a separação dos usuários, seja através da separação em frequência, tempo, código ou espaço, sendo usados respectivamente nas técnicas:

- FDMA - Acesso múltiplo por divisão em frequência (*Frequency Division Multiple Access*);
- TDMA - Acesso múltiplo por divisão em tempo (*Time Division Multiple Access*);
- CDMA - Acesso múltiplo por divisão em código (*Code Division Multiple Access*);
- SDMA - Acesso múltiplo por divisão em espaço (*Space Division Multiple Access*).

A técnica FDMA foi usada nos primeiros sistemas móveis celulares, conhecidos como sistemas de primeira geração, e consiste basicamente em dividir a faixa disponível em subfaixas, conforme está ilustrado na Figura 1.1. Quando um usuário deseja acessar o sistema é atribuído a ele uma das frequências que esteja disponível, passando a transmitir seu sinal nessa frequência e ocupar a subfaixa correspondente. A separação

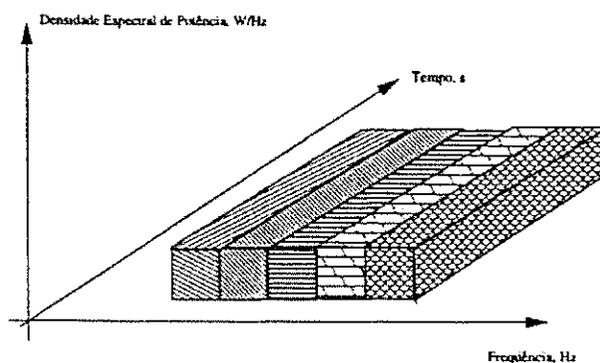


Figura 1.1: Acesso múltiplo por Divisão em Frequência.

dos usuários é feita garantindo com que a frequência que lhe foi atribuída não seja cedida a outro usuário [1].

Com o aumento da demanda no sistema celular, os sistemas de primeira geração tiveram sua capacidade esgotada, surgindo então a necessidade da implantação dos sistemas de segunda geração, estes com maior capacidade e melhor desempenho.

Um dos sistemas propostos usa a técnica de acesso múltiplo por divisão em tempo – TDMA. Essa técnica também utiliza a idéia de divisão da faixa disponível em subfaixas, com a modificação de que em cada subfaixa são alocados *slots* de tempo conforme está ilustrado na Figura 1.2, sendo que agora um usuário utilizará um desses *slots* para transmitir o seu sinal. Essa técnica é usada na *interface* aérea do sistema celular IS-54 [2].

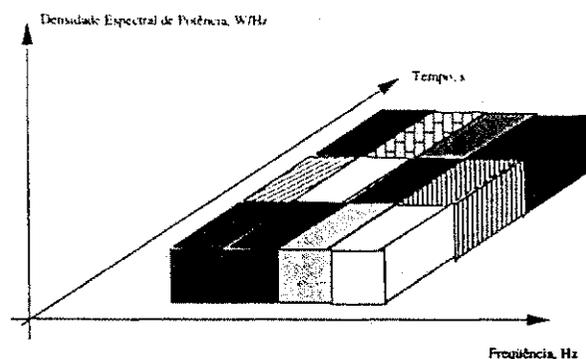


Figura 1.2: Acesso Múltiplo por Divisão em Tempo.

Outro sistema de segunda geração proposto usa a técnica CDMA. Essa técnica baseia-se na idéia do espalhamento espectral, que consiste em usar um código de alta taxa para espalhar o espectro do sinal em uma faixa bem maior que a original [3]. Quando o usuário deseja usar o sistema seu telefone celular recebe um código, esse código é usado para espalhar o espectro e identificá-lo unicamente no sistema. Deste modo, no CDMA os usuários transmitem usando toda a faixa disponível e ao mesmo tempo, com a separação feita através do código, conforme está ilustrado na Figura 1.3. O CDMA é usado no sistema celular IS-95 [2].

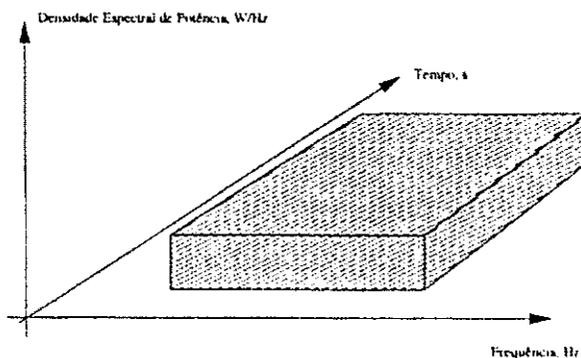


Figura 1.3: Acesso Múltiplo por Divisão em Código.

O acesso múltiplo por divisão em espaço (SDMA) é um novo conceito de esquema de acesso que pode ser usado em combinação FDMA, TDMA ou CDMA para proporcionar aumento da capacidade. Esse esquema baseia-se no uso de antenas adaptativas, essas antenas combinam os sinais recebidos para destacar o sinal desejado e anular as interferências. As antenas adaptativas geram um padrão de radiação que tem direção principal para o sinal desejado e nulos na direção das interferências, podendo assim ser possível separar o sinal desejado mesmo que os usuários estejam transmitindo em frequências idênticas [4].

Os sistemas de segunda geração ofereceram uma melhoria na capacidade com relação aos serviços de voz. Porém, tem surgido a necessidade por novos serviços tais como multimídia, incluindo voz, dados e imagens, que não são contemplados nos sistemas atuais. Esses novos serviços requerem altas taxas, alta qualidade e flexibilidade na transmissão.

Novos sistemas, chamados de sistemas de terceira geração, que possam prover os novos serviços estão sendo propostos. Para a implementação desses sistemas algumas técnicas de acesso múltiplo têm sido cogitadas, sendo que algumas foram usadas nos sistemas de segunda geração e outras incorporam modificações nas características dessas técnicas para obter melhor desempenho [5].

Uma das novas técnicas que tem mostrado bom desempenho é conhecida como multiportadora CDMA [6]. Ela combina características dos sistemas com multiportadoras [7] e do sistema CDMA para obter uma técnica que possa transmitir altas taxas e tenha flexibilidade na transmissão.

Neste trabalho será feito um estudo das características de alguns sistemas multiportadora CDMA. No Capítulo 2 são descritos os requisitos para os sistemas de terceira geração e as características dos sistemas propostos. No Capítulo 3 é feito o estudo de desempenho da técnica multiportadora CDMA quando usada para transmitir através de um canal com desvanecimento e multipercurso. No Capítulo 4, a técnica multiportadora CDMA é aplicada a um sistema que funcionará sobreposto a um sistema celular CDMA e seu desempenho é analisado. A discussão dos resultados obtidos nos Capítulos 3 e 4 é feita no Capítulo 5 e no Capítulo 6, são feitas conclusões e apresentadas perspectivas para futuros trabalhos.

Capítulo 2

Sistemas de Terceira Geração

A demanda por serviços em comunicações sem fio tem crescido rapidamente, sendo exigido tanto aumento na capacidade dos sistemas atuais como o provimento de novos serviços. Devido às altas taxas requeridas pelos novos serviços, como por exemplo 384 kbps, com a estrutura atual dos sistemas não é possível prover alguns desses novos serviços e nem atender o aumento necessário na capacidade, pois alguns sistemas de segunda geração tem um elevado número de usuários, deste modo surge a necessidade da padronização de novos sistemas de comunicações sem fio.

A terceira geração de sistemas sem fio está sendo planejada. Essa nova geração terá que prover os serviços de altas taxas não contemplados nos sistemas de segunda geração, além de proporcionar a integração entre os sistemas nas diversas partes do mundo e proporcionar o aumento desejado na capacidade.

Porém com o surgimento da demanda por novos serviços, necessidades diferentes para as diversas regiões e o interesse dos operadores de fazer uma evolução gradual do seu sistema, faz-se necessária uma padronização desses novos sistemas para um sistema global que atenda essa próxima geração.

O ITU (*International Telecommunication Union*) está propondo o IMT-2000 (*International Mobile Telecommunications 2000*) que consiste em um conjunto de requisitos para os sistemas de terceira geração. Seguindo esses requisitos, na Europa o ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) está definindo o UMTS (*Universal Mobile Telecommunications Systems*). O Japão, através da ARIB (*Association of*

Radio Industries and Business), está desenvolvendo um sistema que usa W-CDMA e está harmonizando o seu padrão com o padrão europeu [8]. Na América do Norte a TIA (*Telecommunication Industry Association*) está desenvolvendo o cdma2000.

Nos sistemas propostos dois aspectos aparecem em comum como sendo de grande importância, sendo eles a generalidade e a flexibilidade, pois os novos sistemas terão que prover uma grande variedade de serviços e prover suporte para uma variedade de sistemas. A seguir alguns aspectos do IMT-2000 e dos sistemas propostos são descritos.

2.1 Princípios do IMT-2000

Para o planejamento de uma nova geração de redes sem fio, os provedores desses serviços tendem ser orientados para suas necessidades. Alguns tendem a planejar os sistemas visando um aumento imediato na capacidade, outros necessitam mais funcionalidades das suas redes e outros ainda necessitam iniciar o provimento dos serviços sem fio.

Com o objetivo de reunir as várias tendências, algumas indústrias e administradores internacionais reuniram-se no ITU com o objetivo de obter um conjunto de requisitos para orientar o planejamento dos novos sistemas. Esse esforço conjunto é conhecido como IMT-2000. O IMT-2000 estabelece um conjunto de princípios e objetivos para os sistemas de terceira geração.

Como princípio fundamental do IMT-2000 destaca-se a habilidade para prover aos usuários um comunicador portátil, conveniente e leve [9]. É sabido que para o IMT-2000 obter sucesso em um mercado global ele tem que suportar uma vasta gama de serviços e funções.

Com o avanço da tecnologia também surgem novas demandas por mais funções das redes sem fio. As futuras redes terão de prover, além do tradicional serviço de voz, uma variedade de serviços de voz e dados para atender a vasta gama de aplicações. Como exemplo, podem ser citados multimídia, acesso à internet, imagens e outras mais. Tendo observado isto, o ITU especifica uma arquitetura para o IMT-2000 que suporta serviços de altas taxas. Um acesso flexível com taxa próxima de 2Mb/s está sendo proposto [9].

O IMT-2000 tenta unificar os diversos sistemas existentes hoje (incluindo *paging*,

cordless e celular) em uma única estrutura. O objetivo é fazer com que os vários provedores de serviço possam simultaneamente operar múltiplas redes sem fio para atender às necessidades dos seus usuários.

Outro princípio importante do IMT-2000 é a integração das redes fixas e móveis. Essa integração possibilitará a provisão de serviços da rede fixa nas redes sem fio, com qualidade e abrangência dos serviços que o usuário final espera das redes fixas.

Como o IMT-2000 tem o potencial para o uso de novas tecnologias de rádio móvel, e visa prover um acesso global flexível e de baixo custo, pode ser usado para diminuir a distância entre as telecomunicações dos países desenvolvidos e subdesenvolvidos. O uso mundial do IMT-2000 com suas múltiplas aplicações levará a um sistema de baixo custo. Deste modo os países subdesenvolvidos terão acesso a uma tecnologia que pode fornecer uma vasta gama de serviços a custo baixo, podendo assim diminuir a distância com relação aos países desenvolvidos. Do ponto de vista dos provedores de serviço os benefícios mais importantes ao usar o IMT-2000 são: prover serviços em países em desenvolvimento a baixo custo; desenvolvimento rápido das redes; possibilidade de implementação de sistemas de alta flexibilidade e manutenção avançada [9].

Muitos provedores de serviço acreditam que o IMT-2000 poderá usar tecnologias de transporte de faixa larga como o ATM, com o objetivo de permitir diferenciação suficiente dos sistemas atuais.

Com a perspectiva de permitir um sistema flexível, um dos requerimentos feitos para o IMT-2000 é o desenvolvimento de um mecanismo para enviar o *software* para reprogramar ou adicionar novos serviços no terminal móvel. É entendido também que os terminais móveis possam ser substancialmente reprogramáveis, ao ponto de ser possível transferí-los de um sistema para outro sem maiores problemas.

Uma das inovações do IMT-2000 é chamada de "ambiente local virtual" - VHE (*Virtual Home Environment*), que consiste em o usuário receber exatamente o mesmo serviço onde quer que ele faça a chamada. O usuário não pode perceber a diferença entre uma chamada feita na Europa, América ou Ásia.

2.1.1 Desafios para os provedores de serviços

Quando ocorrer a introdução do IMT-2000, existirá um grande número de usuários nos sistemas móvel celular e nos sistemas de rádio pessoal. Para muitos provedores de serviços a base existente dos sistemas não pode ser simplesmente abandonada, pois grande esforço e investimento foram colocados nesses sistemas, além do impacto que seria imposto aos usuários. Desse modo, os usuários terão que ser acomodados nos sistemas de terceira geração.

Para a introdução do IMT-2000 dois caminhos podem ser seguidos: uma revolução, como ocorreu entre a primeira e segunda geração de sistemas móveis, ou uma evolução dos sistemas atuais.

Com uma revolução é possível oferecer um grande aumento na capacidade dos sistemas e os provedores de serviço não necessitam herdar as tecnologias anteriores. Com esse tipo de enfoque cria-se o risco de não haver retorno do investimento necessário.

Usando a evolução dos sistemas é possível obter uma transição ordenada e planejada dos serviços existentes com um custo aceitável e melhor aproveitamento da atual demanda e requerimentos. O IMT-2000 tem como um dos seus objetivos a fácil integração dos sistemas, porém com a evolução dos sistemas atuais pode ocorrer que cada um dos sistemas evolua à sua maneira, causando assim o problema da interoperabilidade dos sistemas.

Para a resolução desse problema uma solução que seja um meio termo entre a revolução e a evolução se faz necessária. Isso pode ser feito com uma seqüência de “pequenas revoluções” nos sistemas. Essas “pequenas revoluções” consistiriam de pequenas modificações feitas nos sistemas atuais com o objetivo de obter como resultado final o IMT-2000.

2.1.2 Modularidade das redes

Por razões estratégicas os operadores de redes tendem a especializar a implementação de um pequeno sub-conjunto do IMT-2000, criando vários tipos de redes. Exemplos desses tipos são redes de acesso, *backbone*, redes provedoras de serviço e redes de suporte de operação independente. Essa escolha é feita para que seja possível introduzir ou fazer

uma evolução de uma rede específica sem causar problemas em toda a rede ou em qualquer uma das outras. É possível dessa forma incluir a convergência das redes fixas e móveis em conjunção com uma fácil migração das redes existentes.

Devido à grande diversidade do IMT-2000 o gerenciamento necessário dessas redes é bastante complicado. O conceito de rede de gerência de telecomunicações (TMN – *Telecommunications Manangment Network*) pode ser usado [10]. O método de gerenciamento TMN pode prover uma arquitetura organizada para obter a troca de informações entre os vários tipos de sistemas e equipamentos de telecomunicações.

2.1.3 Antecipando a demanda dos usuários

O sistema IMT-2000 necessitará ser tão flexível quanto possível, para que novos serviços e funções possam ser adicionados em um tempo tão curto quanto à demanda que o mercado ditar.

2.2 UMTS

O UMTS é o padrão para os sistemas de terceira geração em desenvolvimento na Europa que visa implementar os requerimentos do IMT-2000.

Do ponto de vista dos usuários o UMTS terá que prover as facilidades de serviços requeridas no IMT-2000 e usar um terminal que combine as capacidades de *celular data* com equipamentos de assistência digital (ao usuário) pessoal (*personal digital assistant*) além de prover a operação multimodo sobre o GSM (*Global System for Mobile Communications*) e DECT (*Digital Enhanced Cordless Telecommunications*) [11].

O sistema UMTS necessita ser flexível o suficiente para suportar as necessidades de diferentes operadores e usuários e genérico o suficiente para permitir o uso de famílias de *interfaces* de rádio de segunda e terceira geração [12].

Os operadores, após terem estendido a cobertura do GSM, voltaram a atenção para o crescimento dos serviços e aspectos de rede disponíveis. Eles perceberam que o caminho para a evolução dos sistemas em direção ao UMTS é uma combinação entre uma rede núcleo e uma tecnologia de acesso de rádio. Em resumo, os operadores estão

mostrando um grande interesse nos seguintes aspectos [11]:

- Uma parte de acesso de rádio que minimize o custo de desenvolvimento sob a restrição da qualidade de serviço;
- Uma definição precisa das *interfaces* que possa tornar possível o regime de múltiplos fabricantes, tanto no acesso quanto no núcleo da rede;
- A disponibilidade de ferramentas simples para a criação e o gerenciamento de serviços;
- A possibilidade no aumento da capacidade através da adição de novas tecnologias de rádio;
- Um aumento flexível que permita o reuso de equipamentos para as partes fixas e móveis.

Do ponto de vista dos reguladores os principais aspectos são:

- Desenvolver um regime de multi-operador/multiserviço para garantir a competição;
- Gerenciar efetivamente o espectro disponível em um contexto competitivo;
- Manter um *fair play* entre os provedores de serviço.

Algumas arquiteturas de redes estão sendo propostas para o uso em UMTS [11]. A arquitetura proposta no projeto RAINBOW (*Radio Access Independent Broadband on Wireless*) considera os mecanismos de rádio de segunda e terceira geração [12].

O ERC (*European Radio Committee*) alocou um total 155MHz para os serviços terrestres do UMTS e 60MHz para os serviços de satélite, 15MHz foram alocados para o DECT [13].

A técnica de *interface* aérea para os sistemas celulares do UMTS é *frequency division duplex* (FDD) e para os sistemas *cordless* foi associado *time division duplex* (TDD) [13].

- Prover um serviço global, de tal modo que haja mobilidade com um único terminal e seja possível implementar o conceito de ambiente local virtual;
- Prover serviços multimídia;
- Redes de alta qualidade e eficientes;
- Uma rede flexível e inteligente;
- Segurança e privacidade avançadas.

2.4 cdma2000

O cdma2000 é uma tecnologia de rádio transmissão de faixa larga, com espectro espalhado e que usa CDMA, desenvolvido pelo subcomitê TIA/TR-45.5, cujo objetivo é o de atingir os requisitos do IMT-2000 [16].

É provida uma vasta gama de opções de implementação para suportar taxas de dados que vão de 9.6 kbps, compatível com o TIA/EIA-95-B, até taxas mais altas que 2 Mbps. A flexibilidade provida permite haja:

- Intercâmbio das portadoras entre canais de 1, 3, 6, 9 ou $12 \times 1,25$ MHz;
- Suporte para tecnologias avançadas de antenas;
- Aumento no tamanho da célula;
- Altas taxas para serem utilizadas em todos os canais;
- Suporte para serviços avançados (ex. B-ISDN).

A evolução dos sistemas de segunda geração TIA/EIA-95-B é garantida pela inclusão das seguintes características:

- Suporte para configurações de sobreposição (cdma2000 operando em canais comuns com os canais existentes do TIA/EIA-95-B);
- Suporte para compatibilidade com a sinalização e a rede do TIA/EIA-95-B;

- Suporte para o *upgrade* suave e gradual dos sistemas de segunda geração para o cdma2000.

O cdma2000 usa no canal direto tanto multiportadora CDMA (MC-CDMA) quanto DS-CDMA. O sistema multiportadora CDMA usado tem a forma ilustrada na Figura 2.1 para três portadoras. Ele pode usar a faixa $N \times 1,25$ MHz, sendo N o número de portadoras utilizado. Na Tabela 2.1 é mostrado o número de portadoras e a faixa total ocupada por essas portadoras.

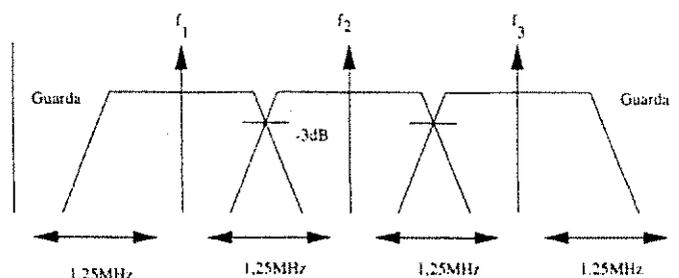


Figura 2.1: MC-CDMA para o cdma2000.

N (número de portadoras)	Largura de faixa (3 dB) $(n - 1)1,25 + 1,2288$ (MHz)
3	3,7288
6	7,4788
9	11,2288
12	14,9788

Tabela 2.1: Relação entre o número de portadoras e a faixa total ocupada para o cdma2000.

No caso do DS-CDMA a faixa também é espalhada em múltiplos de 1,25MHz, a Tabela 2.2 mostra a faixa ocupada com relação ao número de portadoras consideradas.

Uma das grandes novidades do cdma2000 é o uso dos sistemas multiportadora CDMA, tanto para manter a compatibilidade com o sistema anterior quanto para facilitar o gerenciamento da faixa de frequências usada. Tendo observado a grande importância dos sistemas MC-CDMA para os sistemas de terceira geração, faz-se necessário um

N (número de portadoras)	Largura de faixa (3 dB) (MHz)
3	3,6864
6	7,3728
9	11,0592
12	14,7556

Tabela 2.2: Relação entre o número de portadoras e a faixa ocupada para o cdma2000, considerando DS-CDMA.

estudo desse sistema, seja para melhorar alguma de suas características ou entender os sistemas propostos. A seguir, alguns desses sistemas e o desempenho de um desses sistemas é analisado para um canal com múltiplo percurso e desvanecimento.

Capítulo 3

Multiportadora CDMA

Entre as técnicas de múltiplo acesso utilizadas em sistemas de comunicações móveis, a que apresenta o melhor desempenho é a CDMA [17]. Vários estudos foram realizados e a técnica conhecida como CDMA por seqüência direta (DS-CDMA) demonstrou possuir boas características, incluindo resistência ao desvanecimento de multipercurso, reuso de freqüência, melhor segurança e privacidade. Essa técnica é utilizada no padrão de telefonia móvel celular IS-95.

Com o crescimento do uso da telefonia móvel celular e a necessidade da implementação de novos serviços nos sistemas móveis tais como multimídia, transmissão de dados e videofone, cada vez mais altas taxas são requeridas. Portanto, surge a necessidade da implantação de um novo sistema que possa prover esses serviços.

O aumento nas taxas de transmissão faz surgir alguns problemas em relação ao método DS-CDMA. Dentre esses problemas pode-se citar o da sincronização, pois nesse caso o sinal que chega à estação radiobase proveniente dos diferentes terminais, é sincronizado utilizando uma fração do período de *chip*, portanto podendo ocorrer erros [18].

Para reduzir a probabilidade de erro de sincronização o período de *chip* pode ser aumentado. Porém, para manter o mesmo ganho de processamento, definido como a relação entre a largura de faixa ocupada pelo espectro espalhado e a largura de faixa original do sinal, é necessário aumentar o período de símbolo e deste modo diminuir a taxa de transmissão, o que pode não ser uma escolha adequada.

Outro problema enfrentado relaciona-se à banda utilizada. Como exemplo, se for necessário utilizar uma taxa de 150Mb/s, que é comumente usada em ATM e se, por exemplo, for usado um ganho de processamento de apenas 15, será necessário ter uma banda de 2.250GHz. Com essa banda surgem vários problemas em se utilizar DS-CDMA [5]. Vários sistemas têm sido propostos para o uso de CDMA em sistemas de faixa larga. Um desses sistemas descrito em [19] propõe o uso de uma combinação dos códigos usados no padrão IS-95 e um protocolo para que seja possível atender tanto às taxas baixas como as altas taxas requeridas. Uma das vantagens desse sistema é que pode ser possível aproveitar boa parte do *hardware* existente nas estações radiobase.

Outra proposta para a solução desses problemas é o uso de um sistema conhecido como multiportadora CDMA (MC-CDMA - *multicarrier* CDMA). Este sistema utiliza várias portadoras que ocupam a mesma banda que a utilizada no caso do espalhamento com uma única portadora. Mostra-se que esse sistema apresenta uma série de vantagens sobre o caso de uma portadora. A Figura 3.1 apresenta os esquemas de acesso múltiplo DS-CDMA e MC-CDMA.

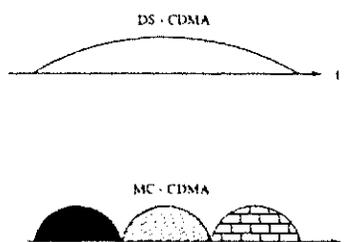


Figura 3.1: Esquemas de Acesso Múltiplo.

Com o objetivo de realizar uma comparação entre o sistema com uma portadora (DS-CDMA) e com várias portadoras (MC-CDMA), define-se

- Taxa de transmissão $R = 1/T_s$ (bits/s);
- Ganho de processamento: G_{DS} (para DS-CDMA) e G_{MC} (para MC-CDMA);
- Número máximo de usuários: K_{DS} (para DS-CDMA) e K_{MC} (para MC-CDMA);
- Número de subportadoras: M .

A banda requerida para DS-CDMA é dada por $B_{DS} = 2 \cdot R \cdot G_{DS}$ [20]. Para o caso do MC-CDMA a banda requerida é $B_{MC} = R \cdot G_{MC} \cdot \frac{(M+1)}{M}$ [20].

Fazendo $B_{DS} = B_{MC}$, têm-se que $G_{MC} \simeq 2 \cdot G_{DS}$, portanto MC-CDMA provê um ganho de processamento duas vezes maior que DS-CDMA. Porém DS-CDMA não pode acomodar G_{DS} usuários, pois as seqüências não são todas ortogonais e têm que ser escolhidas dentro de certas propriedades, portanto $K_{DS} < G_{DS}$. No caso de MC-CDMA o sistema pode acomodar G_{MC} usuários devido à ortogonalidade das portadoras, logo $K_{MC} = G_{MC}$, deste modo se $B_{MC} = B_{DS}$ tem-se $K_{MC} > 2 \cdot K_{DS}$, como conseqüência o sistema pode obter o dobro da capacidade.

Uma das desvantagens do MC-CDMA em relação ao DS-CDMA é o aumento da complexidade do sistema, pois agora será necessário trabalhar com várias portadoras.

Alguns sistemas MC-CDMA estão sendo propostos. Cada um procura, através da aplicação de uma técnica específica, melhorar uma característica do MC-CDMA. Alguns desses sistemas serão estudados a seguir.

3.1 Sistemas MC-CDMA Propostos

Dois tipos básicos de sistemas MC-CDMA têm sido propostos: um desses sistemas baseia-se na idéia de transmitir o mesmo sinal por um grande número de portadoras, o outro consiste em transformar o sinal original em um sinal de taxas menores e a partir desse sinal fazer o espalhamento.

Usando a primeira idéia, um dos sistemas MC-CDMA propostos consiste em espalhar o espectro dos bits de informação na forma serial com uma seqüência PN e depois converter esse sinal em um conjunto de N seqüências paralelas, em que N é o período da seqüência, desse modo cada *chip* modula uma portadora [21]. Esse sistema resolve os problemas de interferência inter *chip*, pois transmite o mesmo sinal por várias portadoras diferentes. Um dos problemas enfrentados com esse sistema é o grande número de portadoras usadas.

O sistema MC-CDMA baseado na segunda idéia transforma um sinal com alta taxa em diversos sinais com taxas menores. A partir desse sinal faz-se o espalhamento e, deste modo, os novos sinais ocuparão bandas menores do que a que seria ocupada,

caso o sinal original fosse espalhado. Depois modula-se cada um desses sinais com portadoras diferentes. Esse tipo de sistema tem a vantagem de usar um número menor de portadoras.

Seguindo essa idéia o sistema descrito na Figura 3.2 consiste em ter o sinal transmitido constituído de vários conjuntos de bits diferentes, cada um espalhado pela mesma seqüência e modulado por uma portadora separada [18].

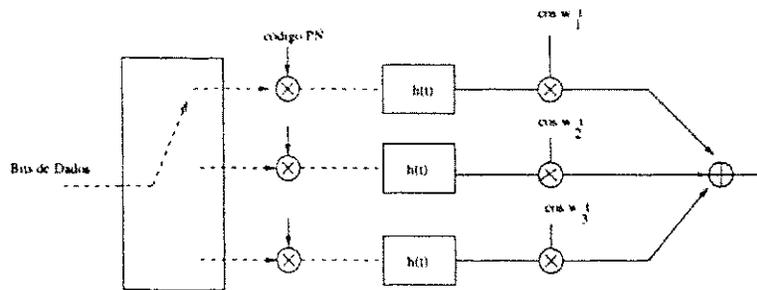


Figura 3.2: Diagrama de Blocos do transmissor.

Os diferentes espectros podem se sobrepôr em freqüência, mas as diferentes portadoras devem satisfazer a restrição de ortogonalidade conforme está ilustrado na Figura 3.3, ou seja

$$\int_0^{T_c} \cos(\omega_i t + \varphi_i) \cdot \cos(\omega_j t + \varphi_j) dt = 0, \quad \text{para } i \neq j \quad (3.1)$$

sendo T_c o período de *chip*, ω_i e ω_j as freqüências i e j respectivamente, e φ_i e φ_j fases arbitrárias. Nesse caso os espectros associados com as diferentes portadoras se sobrepõem, mas o sinal associado em cada portadora pode ser recuperado pois o canal não altera a ortogonalidade das portadoras. A propriedade da ortogonalidade não é alterada pelo espalhamento por seqüência direta [22].

Aumentando o período de *chip* por um fator de M , o número de subportadoras, ocorre uma redução por um fator M na banda passante, em relação ao espectro do sinal original espalhado. Desse modo a banda total é aproximadamente a mesma que se obtém quando se utiliza uma única portadora, assumindo um espaçamento de $1/T_c$ para as freqüências das portadoras.

Para se encontrar a probabilidade de erro para uma determinada subportadora é necessário considerar a interferência de outro conjunto de dados usando a mesma

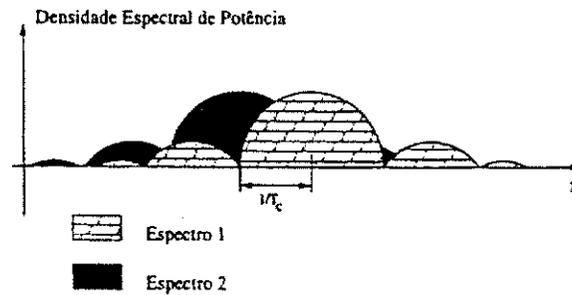


Figura 3.3: Espectro associado com um sinal multiportadora.

subportadora a interferência causada por um conjunto de dados usando outra subportadora e o ruído. Se as subportadoras são espaçadas com múltiplos da taxa de *chips* e pulsos retangulares são usados, então todos os conjuntos de bits que chegam a um determinado usuário não interferem com outros devido à ortogonalidade entre as subportadoras.

Para facilidade de implementação, cada conjunto de bits correspondente a um transmissor pode ser multiplicado pelo mesmo código de espalhamento, porém o código de cada subportadora deve ser escolhido para minimizar o pico de amplitude do sinal.

A redução no pico da amplitude do sinal tem como objetivo reduzir o *peak to average power rate* (PAPR), pois como os sinais são transmitidos em canais paralelos, ocorre o problema das M portadoras adicionarem-se construtivamente, resultando um pico do sinal que é M vezes a sua média, o que causa problemas com o uso de amplificadores não lineares [23] [24].

O esquema quase-síncrono CDMA acima é uma alternativa para o esquema assíncrono que utiliza técnicas de cancelamento sofisticadas. Uma outra forma de implementar MC-CDMA é desenvolvida em [5]. Esse sistema tem o objetivo de diminuir a interferência inter-simbólica (ISI) e a interferência inter-*chip* (ICI).

O método consiste em se tomar o conjunto inicial de bits na forma serial e convertê-lo para a forma paralela, obtendo deste modo um conjunto de bits em cada saída paralela de taxa menor, cada uma dessas saídas alimenta um certo número de ramos paralelos com a mesma taxa em seguida os bits em cada ramo são embaralhados e sofrem o espalhamento espectral através da multiplicação com um código PN com uma taxa pré-estabelecida. Demonstra-se que esse sistema provê as seguintes vantagens: o

ganho de processamento é aumentado, o efeito da interferência por múltiplo percurso (ISI e ICI) é diminuído e é conseguida a diversidade em frequência.

O transmissor do esquema proposto está ilustrado na Figura 3.4. Como pode ser observado, no transmissor os dados de entrada são convertidos de serial para paralelo, o período T_b antes da conversão é ampliado em cada saída paralela para $T = M \cdot T_b$, em que M é o número de saídas paralelas. Cada saída do conversor série/paralelo alimenta um conjunto de S ramos com o mesmo subconjunto de bits e cada um desses ramos modula uma portadora diferente. Para uma dada saída paralela m_i , $m_i = 1 \dots M$, cada um dos seus respectivos S ramos é espalhado por um mesmo código PN de comprimento N e duração de chip T_c tal que $T = N \cdot T_c$. As $M \cdot S$ frequências, associadas aos $M \cdot S$ braços, são escolhidas de tal forma que a separação em frequência entre duas portadoras de bits idênticos seja máxima.

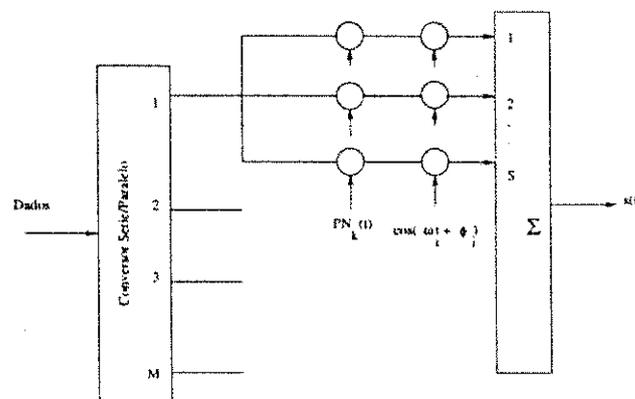


Figura 3.4: Transmissor do sistema MC-CDMA.

Na análise feita para esse sistema foi considerado que os lóbulos principais do espectro das subportadoras se sobrepõem, conforme pode ser observado na Figura 3.3. Em outro trabalho sobre MC-CDMA é considerado que não há sobreposição dos lóbulos principais nos espectros das subportadoras [25], conforme pode ser observado na Figura 3.5. Porém em nenhum desses trabalhos foi considerado que seja possível variar a quantidade de sobreposição dos lóbulos principais dos espectros.

Considere agora um fator α , $0 \leq \alpha \leq 1$, que indica quanto há de sobreposição entre os lóbulos principais dos espectros das subportadoras está sendo usado. Por exemplo

se $\alpha = 0$, não há sobreposição dos lóbulos principais, e tem-se o espectro mostrado na Figura 3.5. Caso $\alpha = 0.5$ ou 50% de sobreposição, tem-se a situação ilustrada na Figura 3.3.

Portanto variando o fator α , é possível tanto incluir os casos já analisados como novas configurações para o espectro das subportadoras, tornando a análise dos sistema mais completa.

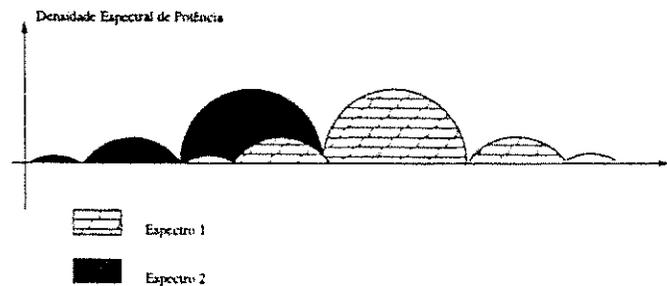


Figura 3.5: Espectro do sinal MC-CDMA sem sobreposição dos lóbulos principais.

Usando o fator α , a relação entre a banda espalhada por cada subportadora (B) e a que seria ocupada, caso o espalhamento fosse por DS-CDMA (B_1), é dada por

$$B = \frac{1}{[MS(1 - \alpha) + \alpha]} \cdot B_1. \quad (3.2)$$

Assume-se que a banda de transmissão seja $2/T_{c1}$, onde T_{c1} é a duração de chip para o caso de uma única portadora ($M = S = 1$). Para encontrar uma relação entre o período da seqüência usada para espalhar em cada subfaixa e o período da seqüência usada no caso de uma única portadora, tem-se da Equação 3.2, substituindo $B = \frac{1}{T_c}$ e $B_1 = \frac{1}{T_{c1}}$

$$T_c = [MS(1 - \alpha) + \alpha] \cdot T_{c1}, \quad (3.3)$$

como $T_c = M \cdot T_b/N$ e $T_{c1} = T_b/N_1$, o período da seqüência PN a ser usada é

$$N = \frac{M}{[MS(1 - \alpha) + \alpha]} \cdot N_1 \quad (3.4)$$

e N_1 é o período do código PN de uma única portadora. Definindo-se o ganho espectral (SG) como a relação entre a banda requerida pelas $M \cdot S$ portadoras se nenhum *overlap*

espectral é usado e aquela necessária quando o *overlap* é usado, tem-se

$$SG = MS \frac{(2/T_c)}{(MS + 1)(1/T_c)} = \frac{2MS}{(MS + 1)}, \quad (3.5)$$

que se aproxima de 2 quando $M \cdot S$ aumenta. Deste modo o sistema MC-CDMA apresenta um aumento no ganho de processamento de aproximadamente 2, desde que se utilize 50% de sobreposição de portadoras.

Com relação ao número de raios a que cada subportadora estará submetida, considere L_1 o número de raios para o caso de uma portadora, com o espectro espalhado por DS-SS com um período de *chip* T_{c1} . Para esse sinal o número de raios é dado por $L_1 = \lfloor \frac{T_m}{T_{c1}} \rfloor + 1$, sendo $\lfloor x \rfloor$ a parte inteira de x e T_m o *delay spread* do canal [2].

O número de raios para cada subportadora é dado por $L = \lfloor \frac{T_m}{T_c} \rfloor + 1$. Substituindo na Equação 3.3 tem-se

$$\begin{aligned} L &= \lfloor \frac{T_m}{[MS(1 - \alpha) + \alpha] \cdot T_{c1}} \rfloor + 1 \\ &= \lfloor \frac{1}{[MS(1 - \alpha) + \alpha]} \rfloor \cdot \lfloor \frac{T_m}{T_{c1}} \rfloor + 1 \\ &= \lfloor \frac{1}{[MS(1 - \alpha) + \alpha]} \rfloor \cdot (L_1 - 1) + 1 \\ L &= \lfloor \frac{(L_1 - 1)}{[MS(1 - \alpha) + \alpha]} \rfloor + 1. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Portanto, através de um número suficiente de portadoras, é possível obter a condição de único raio de desvanecimento para cada portadora. Consegue-se também diversidade em frequência com o mesmo bit sendo transmitido por portadoras diferentes.

Uma análise interessante é feita em [25], onde o desempenho de um sistema MC-CDMA é avaliado considerando a presença de uma interferência em uma das bandas usadas pelo MC-CDMA. Esse desempenho também é comparado com o de um sistema DS-SS que faz o espalhamento em toda a faixa ocupada pelas portadoras do sistema MC-CDMA. Considera-se também o uso do receptor RAKE para o DS-SS. É mostrado que o sistema MC-CDMA obtém um melhor desempenho que o DS-SS, considerando vários níveis de interferência presente em várias bandas do MC-CDMA.

O sistema proposto em [5] apresenta boas características, conforme descrito acima. Para a implementação do presente trabalho esse sistema foi analisado e modificado

para que a quantidade de sobreposição dos lóbulos principais dos espectros das subportadoras seja variável. Esta nova análise é detalhada a seguir.

3.2 Sistema Multiportadora CDMA

O sistema descrito em [5] apresenta boas características para ser usado em faixa larga. Nesta seção são estudadas algumas das características desse sistema e os aspectos envolvidos no seu desempenho, tal como o canal com desvanecimento e as interferências presentes.

Conforme já comentado, assumindo que os lóbulos principais dos espectros das subportadoras são sobrepostos, porém não foi feita a extensão para outros casos dessa sobreposição. Aqui é desenvolvida uma análise mais genérica, onde considera-se que a quantidade de sobreposição é variável e é definida por um parâmetro α .

Assumindo K usuários, todos usando o sistema proposto com os mesmos M e S e mesma potência para todas as portadoras. O sinal transmitido para um usuário k tem a seguinte forma

$$s_k(t) = \sum_{m=1}^{M \cdot S} \sqrt{2P} b_{k,p}(t) a_k(t) \cos(\omega_m t + \phi_{k,m}) \quad (3.7)$$

sendo $b_{k,p}(t)$ é o conjunto de bits alimentado do ramo p , $p = 1 + [(m - 1) \bmod M]$, $m = 1, 2, \dots, M$, do conversor série/paralelo. O código do usuário k , $a_k(t)$, consiste em um conjunto de pulsos com período T_c que toma valores ± 1 com igual probabilidade. A potência transmitida por portadora é P . ω_m é a m -ésima frequência $\omega_m = \omega_1 + (m - 1) \cdot (1 - \alpha) \frac{4\pi}{T_c}$ e $\phi_{k,m}$ é a fase aleatória do k -ésimo usuário no m -ésimo ramo, uniformemente distribuída em $[0, 2\pi)$.

Considerando-se a transmissão deste sinal através de um canal com desvanecimento Rayleigh com L raios, cuja função de transferência é dada no tempo por

$$h_{k,m}(t) = \sum_{l=1}^L g_{k,m,l} \delta(t - t_{k,l} - \tau_k), \quad (3.8)$$

sendo $g_{k,m,l} = \beta_{k,m,l} e^{j\nu_{k,m,l}}$ uma variável Gaussiana complexa com média zero e variância σ_l^2 , que representa o ganho complexo do raio l para o ramo m do usuário k , tendo $\beta_{k,m,l}$ uma distribuição Rayleigh e $\nu_{k,m,l}$ distribuição uniforme em $[0, 2\pi)$. O parâmetro

$t_{k,l} = (l-1)T_c + \Delta_{k,l}$ é o atraso para o raio l do k -ésimo usuário e $\Delta_{k,l}$ é uma variável aleatória independente e identicamente distribuída (i.i.d.) para todo k e l , uniformemente distribuída em $[0, T_c)$ e τ_k é o atraso de cada usuário em relação ao transmissor.

O sinal recebido é dado por

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{MS} \sum_{l=1}^L \beta_{k,m,l} b_{k,p}(t - t_{k,l} - \tau_k) a_k(t - t_{k,l} - \tau_k) \cos(\omega_m t + \varphi_{k,m,l}) + n(t), \quad (3.9)$$

em que $n(t)$ é o ruído branco aditivo gaussiano com média zero e densidade $N_0/2$ e $\varphi_{k,m,l} = (\phi_{k,m} + \nu_{k,m,l} - \omega_m t_{k,l} - \omega_m \tau_k) \bmod 2\pi$.

O receptor está ilustrado na Figura 3.6, e consiste em M grupos, um para cada bit paralelo transmitido. Cada grupo consiste em um conjunto de S receptores RAKE, um para cada um dos S ramos transmitidos. Cada receptor RAKE consiste de λ filtros MF (*Matched Filter*) que capturam os primeiros λ raios.

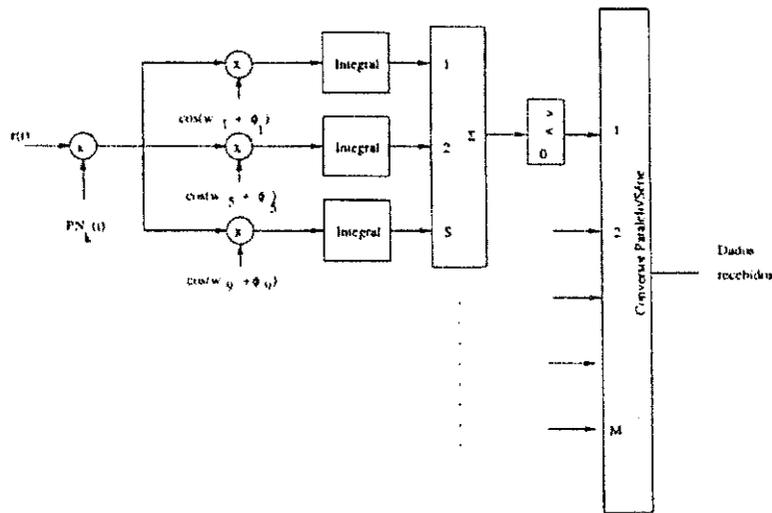


Figura 3.6: Receptor para o sistema MC-CDMA proposto.

A saída do filtro MF da portadora q é dada por

$$Z_{q,n} = \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} r(t) a_1(t - t_{1,n}) \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) dt. \quad (3.10)$$

A saída dos $S\lambda$ filtros MF do ramo p , $p = 1..M$, após a adição, forma o seguinte decisor [5]

$$Z/p = \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} Z_{q,n}, \quad q = p + M(v - 1), \quad (3.11)$$

que pode ser reescrito da seguinte forma

$$Z/p = \eta + D + I_1 + I_2 + I_3 + I_4, \quad (3.12)$$

sendo η uma variável aleatória Gaussiana com média zero e variância dada por $N_0TS\lambda/4$, D é a saída desejada e I_1 , I_2 , I_3 e I_4 são as interferências presentes no sistema, que serão analisadas a seguir.

3.3 Análise das interferências

As interferências analisadas em [5] são de interesse para o estudo do desempenho dos sistemas MC-CDMA. Aqui essa análise é desenvolvida considerando também o novo parâmetro α , que controla a quantidade de sobreposição dos lóbulos principais dos espectros das subportadoras.

Considerando o receptor RAKE com λ filtros MF e o canal com L raios, cada um com desvanecimento Rayleigh de variância σ_i^2 tal que $\sigma_i^2 = \frac{1}{L}$ e $\sum_{i=1}^L \sigma_i^2 = 1$ e sendo ρ o coeficiente de correlação entre as portadoras, têm-se as equações descritas abaixo.

Saída Desejada D

A saída desejada D é encontrada fazendo $k = 1$, pois o sistema será analisado em função do primeiro usuário, $l = n$ e $q = m$, na Equação 3.11. Deste modo têm-se

$$D = \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} \sqrt{2P} \beta_{1,q,n} b_{1,p}(t - t_{1,n} - \tau_1) a_1(t - t_{1,n} - \tau_1) \cdot \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) a_1(t - t_{1,n}) \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) dt. \quad (3.13)$$

Utilizando a fórmula do produto dos cossenos,

$$\cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) \cdot \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) = \frac{1}{2} [\cos(0) + \cos(2\omega_q t + 2\varphi_{1,q,n})], \quad (3.14)$$

o termo $\cos(2\omega_q + 2\varphi_{1,q,n})$ será desprezado, pois este termo é considerado de alta frequência, e portanto, é eliminado por filtragem, deste modo tem-se

$$D = \sqrt{2P} \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \beta_{1,q,n} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{1,p}(t - t_{1,n} - \tau_1) a_1(t - t_{1,n} - \tau_1) \cdot a_1(t - t_{1,n}) \frac{1}{2} dt.$$

Sem perda de generalidade é possível considerar o atraso para o primeiro usuário τ_1 como sendo zero. Deste modo tem-se das propriedades dos códigos PN, $a_1^2(t - t_{1,n}) = 1$, logo

$$D = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \beta_{1,q,n} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{1,p}(t - t_{1,n}) dt.$$

É possível mostrar que no intervalo de integração acima, apenas o bit $b_{1,p}^0$ (o bit zero) existe, logo como ele é constante nesse intervalo tem-se a saída desejada

$$D = \sqrt{\frac{P}{2}} T \cdot b_{1,p}^0 \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \beta_{1,q,n}. \quad (3.15)$$

Ruído η

O ruído é considerado gaussiano e na saída do receptor será dado por

$$\eta = \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} n(t) a_1(t - t_{1,n}) \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) dt. \quad (3.16)$$

A média do ruído é zero e sua variância

$$\sigma_{\eta}^2 = E[\eta^2] = E\left[\sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} n^2(t) a_1^2(t - t_{1,n}) \cos^2(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) dt\right].$$

Levando em conta a independência entre os termos e introduzindo o valor esperado dentro da integral, tem-se

$$\sigma_{\eta}^2 = \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} E[n^2(t)] E[a_1^2(t - t_{1,n})] E[\cos^2(\omega_q t + \varphi_{1,q,n})] dt.$$

O termo $E[n^2(t)]$ na equação acima é igual a $N_0/2$ e $E[a_1^2(t - t_{1,n})] = 1$ devido às propriedades dos códigos PN. No caso do cosseno tem-se pelo desenvolvimento feito no

item anterior que $E[\cos^2(\omega_q t + \varphi_{1,q,n})] = 1/2$ devido à filtragem, logo o valor esperado é também igual a esse valor, portanto tem-se que

$$\sigma_\eta^2 = \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} \frac{N_0}{2} \frac{1}{2} dt,$$

resolvendo a integral e os somatórios chega-se a

$$\sigma_\eta^2 = \frac{N_0 T S \lambda}{4}. \quad (3.17)$$

Interferência proveniente de outros raios da mesma portadora e do mesmo usuário (I_1)

É encontrada fazendo $k = 1$, $q = m$ e $l \neq n$ na Equação 3.11, deste modo tem-se

$$I_1 = \sqrt{2P} \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} \sum_{l=1, l \neq n}^L \beta_{1,q,l} b_{1,p}(t - t_{1,l} - \tau_1) a_1(t - t_{1,l} - \tau_1) \cdot \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,l}) a_1(t - t_{1,n}) \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) dt. \quad (3.18)$$

Repetindo a mesma análise para a soma e a diferença dos cossenos feita nos itens anteriores e considerando $\tau_1 = 0$, tem-se

$$I_1 = \sqrt{2P} \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=1, l \neq n}^L \beta_{1,q,l} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{1,p}(t - t_{1,l}) a_1(t - t_{1,l}) a_1(t - t_{1,n}) \cdot \frac{1}{2} \cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n}) dt.$$

Agrupando os termos na integral, obtém-se

$$I_1 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=1, l \neq n}^L \beta_{1,q,l} \cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n}) \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{1,p}(t - t_{1,l}) a_1(t - t_{1,l}) a_1(t - t_{1,n}) dt.$$

O somatório em l pode ser dividido em dois para facilitar a análise, portanto I_1 pode ser representada da seguinte forma

$$I_1 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{v=1}^S (I_{1,q}^{(1)} + I_{1,q}^{(2)}) \quad q = p + M(v - 1) \quad (3.19)$$

sendo

$$I_{1,q}^{(1)} = \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=1, l \neq n}^{\lambda} \beta_{1,q,l} \cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n}) \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{1,p}(t - t_{1,l}) a_1(t - t_{1,l}) a_1(t - t_{1,n}) dt \quad (3.20)$$

e

$$I_{1,q}^{(2)} = \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=\lambda+1, l \neq n}^L \beta_{1,q,l} \cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n}) \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{1,p}(t - t_{1,l}) a_1(t - t_{1,l}) a_1(t - t_{1,n}) dt. \quad (3.21)$$

Da forma como foram escritas, $I_{1,q}^{(1)}$ e $I_{1,q}^{(2)}$ são descorrelacionados entre si para todo q , pois eles incorporam ângulos com fases diferentes. Por essa mesma razão os termos de $I_{1,q}^{(2)}$ também são descorrelacionados. Em $I_{1,q}^{(1)}$ alguns termos são correlacionados pois eles incorporam os mesmos ângulos com polaridade oposta. Portanto para $I_{1,q}^{(1)}$ será usada a relação

$$\sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=1, l \neq n}^{\lambda} f(n, l) = \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} f(n, l) + f(l, n) \quad (3.22)$$

para que seja possível escrever $I_{1,q}^{(1)}$ como uma soma de termos descorrelacionados.

Desta forma obtém-se

$$I_{1,q}^{(1)} = \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} [\beta_{1,q,l} \cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n}) \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{1,p}(t - t_{1,l}) a_1(t - t_{1,l}) a_1(t - t_{1,n}) dt \\ + \beta_{1,q,n} \cos(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{1,q,l}) \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{1,p}(t - t_{1,n}) a_1(t - t_{1,n}) a_1(t - t_{1,l}) dt].$$

Sabendo que $\cos(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{1,q,l}) = \cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n})$ e mudando a variável de integração, tem-se

$$I_{1,q}^{(1)} = \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} \cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n}) [\beta_{1,q,l} \int_0^T b_{1,p}(t - t_{1,l} + t_{1,n}) a_1(t - t_{1,l} + t_{1,n}) a_1(t) dt \\ + \beta_{1,q,n} \int_0^T b_{1,p}(t - t_{1,n} + t_{1,l}) a_1(t - t_{1,n} + t_{1,l}) a_1(t) dt].$$

Particionando as integrais da equação acima, obtêm-se

$$\begin{aligned}
 I_{1,q}^{(1)} = & \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=n+1}^{\lambda} \cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n}) \\
 & \cdot \{ \beta_{1,q,l} [\int_0^{t_{1,l}-t_{1,n}} b_{1,p}(t - (t_{1,l} - t_{1,n})) a_1(t - (t_{1,l} - t_{1,n})) a_1(t) dt \\
 & + \int_{t_{1,l}-t_{1,n}}^T b_{1,p}(t - (t_{1,n} - t_{1,l})) a_1(t - (t_{1,l} - t_{1,n})) a_1(t) dt] \\
 & + \beta_{1,q,n} [\int_0^{t_{1,n}-t_{1,l}} b_{1,p}(t - (t_{1,n} - t_{1,l})) a_1(t - (t_{1,n} - t_{1,l})) a_1(t) dt \\
 & + \int_{t_{1,n}-t_{1,l}}^T b_{1,p}(t - (t_{1,n} - t_{1,l})) a_1(t - (t_{1,n} - t_{1,l})) a_1(t) dt] \}.
 \end{aligned}$$

Como $b_{1,p}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_{1,p}^n p_T(t - nT)$, sendo $b_{1,l} = -1, +1$ e $p_T(t) = 1$ para $0 \leq t \leq T$, tem-se que para a primeira integral $b_{1,p}(t)$ está escrito da seguinte forma

$$b_{1,p}(t - (t_{1,l} - t_{1,n})) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_{1,p}^n p_T(t - (t_{1,l} - t_{1,n}) - nT), \quad (3.23)$$

que existirá quando $0 \leq t - (t_{1,l} - t_{1,n}) \leq T$. Como o intervalo de integração para a primeira integral é $0 \leq t \leq (t_{1,l} - t_{1,n})$, é possível notar que o único valor que satisfaz essa condição é $n = -1$, deste modo o valor de $b_{1,p}(t - (t_{1,l} - t_{1,n}))$ pode ser substituído por $b_{1,p}^{-1}$.

Procedendo da mesma forma para as demais integrais, obtêm-se na segunda e terceira integrais $n = 0$ e para a quarta integral $n = 1$, logo a integral pode ser re-escrita da seguinte forma.

$$\begin{aligned}
 I_{1,q}^{(1)} = & \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=n+1}^{\lambda} \cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n}) \\
 & \cdot \{ \beta_{1,q,l} [b_{1,p}^{-1} \int_0^{t_{1,l}-t_{1,n}} a_1(t - (t_{1,l} - t_{1,n})) a_1(t) dt \\
 & + b_{1,p}^0 \int_{t_{1,l}-t_{1,n}}^T a_1(t - (t_{1,l} - t_{1,n})) a_1(t) dt] \\
 & + \beta_{1,q,n} [b_{1,p}^{+1} \int_0^{t_{1,n}-t_{1,l}} a_1(t - (t_{1,n} - t_{1,l})) a_1(t) dt \\
 & + b_{1,p}^0 \int_{t_{1,n}-t_{1,l}}^T a_1(t - (t_{1,n} - t_{1,l})) a_1(t) dt] \}.
 \end{aligned}$$

Escrevendo a integral acima em termos da autocorrelação contínua par e ímpar $R_i(\tau)$ e $\hat{R}_i(\tau)$ [26], dadas por

$$R_{k,i}(\tau) = \int_0^T a_k(t-\tau)a_i(t)dt \quad e \quad \hat{R}_{k,i}(\tau) = \int_\tau^T a_k(t-\tau)a_i(t)dt, \quad (3.24)$$

obtém-se,

$$I_{1,q}^{(1)} = \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=n+1}^{\lambda} \cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,q,n}) [\beta_{1,q,l} b_{1,p}^{-1} R_1(t_{1,l} - t_{1,n}) + \beta_{1,q,n} b_{1,p}^{+1} R_1(t_{1,n} - t_{1,l})] + (\beta_{1,q,l} + \beta_{1,q,n}) b_{1,p}^0 \hat{R}_1(t_{1,l} - t_{1,n}). \quad (3.25)$$

Tomando o segundo momento da equação acima em relação às fases aleatórias, variáveis aleatórias Rayleigh, bits aleatórios e $\Delta_{1,l} = t_{1,l} - t_{1,n}$ aleatório obtém-se

$$E \left[(I_{1,q}^{(1)})^2 \right] = \frac{T_c^2}{3} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=1, l \neq n}^{\lambda} \sigma_l^2 A_1(|l-n|) + \frac{\pi T_c^2}{6} \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} \sigma_l \sigma_n A_2(l-n). \quad (3.26)$$

Sendo $A_1(f) = A_2(f) + A_2(f-N)$ e $A_2(f) = C_{1,1}^2(f+1) + C_{1,1}^2(f) + C_{1,1}(f+1)$, em que $C_{k,i}(f)$ é a correlação entre as seqüências a_j^k e a_j^i , calculada da seguinte forma [26].

$$C_{k,i}(l) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-l} a_j^k a_{j+l}^i & \text{se } 0 \leq l \leq N-1 \\ \sum_{j=0}^{N-1+l} a_{j-l}^k a_j^i & \text{se } 1-N \leq l \leq 0 \\ 0 & |l| \geq N. \end{cases} \quad (3.27)$$

Procedendo da mesma forma para $I_{1,q}^{(2)}$ obtém-se

$$E[(I_{1,q}^{(2)})^2] = \frac{T_c^2}{3} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=n+1}^L \sigma_l^2 A_1(l-n). \quad (3.28)$$

Juntando as equações 3.26 e 3.28 obtém-se

$$\sigma_{I_1}^2 = \frac{PST_c^2}{6} \left(\sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=1, l \neq n}^L \sigma_l^2 A_1(|l-n|) + \frac{\pi}{2} \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} \sigma_l \sigma_n A_2(l-n) \right). \quad (3.29)$$

Interferência dos outros caminhos ($l \neq n$) de outras portadoras ($m \neq q$) do mesmo usuário (I_2)

É encontrada fazendo $k = 1$, $q \neq m$ e $l \neq n$ na Equação 3.11, deste modo tem-se

$$I_2 = \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} \sqrt{2P} \sum_{m=1, m \neq q}^{MS} \sum_{l=1, l \neq n}^L \beta_{1,m,l} b_{1,p}(t - t_{1,l}) a_1(t - t_{1,l}) \cdot \cos(\omega_m t + \varphi_{1,m,l}) a_1(t - t_{1,n}) \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) dt. \quad (3.30)$$

Fazendo as mesmas considerações para a soma e a diferença dos cossenos e organizando os termos na equação acima, obtém-se

$$I_2 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{m=1, m \neq q}^{MS} \sum_{l=1, l \neq n}^L \beta_{1,m,l} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{1,g}(t - t_{1,l}) \cdot \cos((\omega_m - \omega_q)t + \varphi_{1,m,l} - \varphi_{1,q,l}) a_1(t - t_{1,l}) a_1(t - t_{1,n}) dt,$$

o parâmetro $g = 1 + [(m - 1) \bmod M]$ indica o grupo que inclui a portadora m de tal forma que, $b_{1,g}(t)$ é a seqüência de bits na portadora m que está causando interferência na portadora q .

É possível observar na equação acima que se $L = 1$, ou seja, não existe o múltiplo percurso, o valor de I_2 seria zero devido à ortogonalidade das portadoras.

Para encontrar a variância de I_2 será usada a seguinte fórmula para resolver a integral [5]

$$\int_0^T b(t - \tau^{\pm}) a_1(t - \tau^{\pm}) a_1(t) \cos(\omega t + \varphi) dt = \quad (3.31)$$

$$b^{\mp} [C_1(f + 1 - N) - C_1(f - N)] + b^0 [C_1(f + 1) - C_1(f)] \Delta \text{Sinc} \left(\frac{\Delta \omega}{2} \right) \cos \left(\frac{\Delta \omega}{2} + \varphi \right),$$

sendo $\omega = \omega_m - \omega_q = \frac{4\pi(1-\alpha)(m-q)}{T_c}$, $\text{Sinc}(y) = \frac{\text{sen}(y)}{y}$, $\varphi = \varphi_{1,m,l} - \varphi_{1,q,n}$, $\tau^{\pm} = t_{1,l} - t_{1,n}$, $f = \lfloor \frac{|\tau^{\pm}|}{T_c} \rfloor = |l - n|$ e $\Delta = |\tau^{\pm}| - fT_c = \Delta_{1,l} - \Delta_{1,n} \bmod T_c$.

Após a aplicação da integral e o ajuste dos limites, o valor de I_2 será dado por

$$I_2 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{m=1, m \neq q}^{MS} \sum_{l=1, l \neq n}^L \beta_{1,m,l} \{ b^{-1} [C_1(|l - n| + 1 - N) - C_1(|l - n| - N)] + b^0 [C_1(|l - n| + 1) - C_1(|l - n|)] \} \Delta \text{Sinc} \left(\frac{\Delta 2\pi(1 - \alpha)(m - q)}{T_c} \right) \cdot \cos \left(\frac{\Delta 2\pi(1 - \alpha)(m - q)}{T_c} + \varphi \right).$$

A variância de I_2 terá dois termos, um que existe se todos os termos das somas forem descorrelacionados e um segundo devido a correlação, o termo que é devido à correlação está desenvolvido no Apêndice A.

Somando a parte com os termos que são descorrelacionados com os correlacionados de I_2 desenvolvido no Apêndice 1, a variância final será dada por

$$\sigma_{I_2}^2 = \frac{P}{16\pi^2} T_c^2 \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=1, l \neq n}^L \sigma_l^2 A_3 (|l-n|) \sum_{v=1}^S \sum_{m=1, m \neq q}^{MS} \frac{1}{(1-\alpha)^2 (m-q)^2} - \frac{P}{16\pi^2} T_c^2 \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} \sigma_l \sigma_n A_4 (l-n) \sum_{v=1}^{S-1} \sum_{d=v+1}^S \frac{1}{M^2 (1-\alpha)^2 (d-v)^2}. \quad (3.32)$$

sendo $A_3 = A_4(f) + A_4(f-N)$ e $A_4 = [C_{1,1}(f+1) - C_{1,1}(f)]^2$, $C_{k,i}(l)$ é definido na Equação 3.27.

Interferência de outros usuários que utilizam a mesma portadora (I_3)

Esta é a interferência de múltiplo acesso encontrada em sistemas CDMA. Cada um dos $S\lambda$ MF's do usuário 1 resolverá L raios da mesma portadora de cada um dos outros usuários interferentes. É encontrada fazendo $k > 1$ e $m = q$ na Equação 3.11, obtendo

$$I_3 = \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L \beta_{k,q,l} b_{k,p}(t - t_{k,l} - \tau_k) a_k(t - t_{k,l} - \tau_k) \cdot \cos(\omega_q t + \varphi_{k,q,l}) a_1(t - t_{1,n}) \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) dt \quad (3.33)$$

Fazendo a soma e a diferença dos cossenos e agrupando os termos na integral, obtém-se

$$I_3 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L \beta_{k,q,l} \cos(\varphi_{k,q,l} - \varphi_{1,q,n}) \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{k,p}(t - \tau_k - t_{k,l}) \cdot a_k(t - \tau_k - t_{k,l}) a_1(t - t_{1,n}) dt.$$

Sem perda de generalidade é possível fazer $t_{1,n} = 0$, deste modo o raio n do usuário 1 serve como tempo de referência para os outros raios.

A equação em I_3 pode ser escrita da seguinte forma

$$I_3 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L \beta_{k,q,l} \cos(\varphi_{k,q,l} - \varphi_{1,q,n}) [b_{k,p}^{-1} R_{k,1}(\tau_k + t_{k,l}) + b_{k,p}^0 \hat{R}_{k,l}(\tau_k + t_{k,l})]$$

sendo $R_{k,l}(\tau)$ e $\hat{R}_{k,l}(\tau)$ definidos na Equação 3.24.

Escrevendo $(\tau_k + t_{k,l}) \bmod T = n_k T_c + \epsilon_k$, sendo n_k uma variável uniforme discreta em $[0, N - 1]$ e ϵ_k uma variável aleatória i.i.d. para todo k e l , uniforme em $[0, T_c)$, na equação de I_3 e tomando o segundo momento obtém-se

$$E[(I_3)^2] = \frac{P}{2} \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L \frac{T_c^3}{3} \sigma_l^2 E[A_{k,1}(n_k)]$$

sendo $A_{k,1}$ similar a $A_1(f)$ definido antes, com 1 trocado por $k, 1$ em todos os subscritos de $C_1(f)$.

A variância de I_3 será dada por

$$\sigma_{I_3}^2 = \frac{PS\lambda}{6N} T_c^2 \sum_{k=2}^K \tau_{k,1}, \quad (3.34)$$

sendo $\tau_{k,i} = 2\mu_{k,i}(0) + \mu_{k,i}(0)$ e $\mu_{k,i} = \sum_{l=1}^{N-1} C_{k,i}(l)C_{k,i}(l+n)$ [26].

Interferência de outros usuários que utilizam outras portadoras(I_4)

É obtida fazendo $k > 1$ e $m \neq q$ na Equação 3.11, obtendo

$$I_4 = \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1, m \neq q}^{MS} \sum_{l=1}^L \beta_{k,m,l} b_{k,p}(t - t_{k,l} - \tau_k) a_k(t - t_{k,l} - \tau_k) \cdot \cos(\omega_m t + \varphi_{k,m,l}) a_1(t - t_{1,n}) \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) dt. \quad (3.35)$$

Agrupando os termos na integral, vem

$$I_4 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1, m \neq q}^{MS} \sum_{l=1}^L \beta_{k,m,l} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{k,p}(t - t_{k,l} - \tau_k) \cdot a_k(t - t_{k,l} - \tau_k) a_1(t - t_{1,n}) \cos[(\omega_m - \omega_q)t + \varphi_{k,m,l} - \varphi_{1,q,n}] dt.$$

A integral acima pode ser escrita da seguinte forma [5]

$$\int_0^T b(t - \tau) a_k(t - \tau) a_1(t) \cos(\omega t + \varphi) dt = \{b_{-1}[C_{k,1}(f + 1 - N) - C_{k,1}(f - N)] + b_0[C_{k,1}(f + 1) - C_{k,1}(f)]\} \Delta \text{Sinc} \left(\frac{\Delta \omega}{2} \right) \cos \left(\frac{\Delta \omega}{2} + \varphi \right) \quad (3.36)$$

Aplicando a fórmula acima na equação de I_4 e tomando o segundo momento obtém-se

$$\sigma_{I_4}^2 = \frac{P\lambda}{4\pi^2 N} T_c^2 \sum_{k=2}^K (\mu_{k,1}(0) - \mu_{k,1}(1)) \sum_{v=1}^S \sum_{m=1, m \neq q}^{MS} \frac{1}{(1-\alpha)^2 (m-q)^2} \frac{J\lambda T_c^2}{12N} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} r_{k_1,1}, \quad (3.37)$$

em que $\mu_{k,i}$ é definido acima [26].

3.4 Análise da probabilidade de erro

Usando as variâncias definidas pelas fórmulas 3.51, 3.29, 3.32, 3.34 e 3.37 a média e a variância do decisor Z_1/p são dados respectivamente por

$$E[Z_1|p] = \sqrt{\frac{PT^2}{2}} B \quad (3.38)$$

e

$$\text{Var}[Z_1|p] = \frac{N_0 T S \lambda}{4} + \frac{P S T_c^2}{6} \chi_1 + \frac{P T_c^2}{16\pi^2} \chi_2 + \frac{P S \lambda T_c^2}{6N} r + \frac{P \lambda T_c^2}{8N\pi^2} \mu Q \quad (3.39)$$

em que

$$B = \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \beta_{1,q,n}, \quad (3.40)$$

$$Q = \sum_{v=1}^S \sum_{m=1, m \neq p+(v-1)M}^{MS} \frac{1}{(1-\alpha)^2 [m - (p + (v-1)M)]^2}, \quad (3.41)$$

$$\chi_1 = \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=1, l \neq n}^L \sigma_l^2 A_1(|l-n|) + \frac{\pi}{2} \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} \sigma_l \sigma_n A_2(l-n), \quad (3.42)$$

$$\chi_2 = Q \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=1, l \neq n}^L \sigma_l^2 A_3(|l-n|) - \frac{\pi}{2} \tilde{Q} \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} \sigma_l \sigma_n A_4(l-n), \quad (3.43)$$

$$\tilde{Q} = \frac{1}{M^2} \sum_{v=1}^{S-1} \sum_{d=v+1}^S \frac{1}{(1-\alpha)^2 (d-v)^2}, \quad (3.44)$$

$$r = \sum_{k=2}^K r_{k,1}, \quad (3.45)$$

e

$$\mu = \sum_{k=2}^K \mu_{k,1}(0) - \mu_{k,1}(1). \quad (3.46)$$

Considerando Z_1/p como uma variável gaussiana, a probabilidade de erro condicionada a B e p é dada por [5]

$$P[e|p, B] = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(B\sqrt{Y}) \quad (3.47)$$

em que Y é dado por

$$Y^{-1} = \frac{N_0 S \lambda}{PT} + \frac{2S}{3N^2} \chi_1 + \frac{1}{\pi^2 N^2} \chi_2 + \frac{2S\lambda}{3N^3} r + \frac{2\lambda}{\pi^2 N^3} \mu Q \quad (3.48)$$

Na Equação 3.47 a variável B é a soma de $\lambda \cdot S$ variáveis aleatórias, cada uma tendo distribuição Rayleigh com parâmetro σ_i^2 .

A probabilidade de erro final é dada por

$$P[e] = \frac{1}{M} \sum_{p=1}^M \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(B\sqrt{Y}) p(b) dB \quad (3.49)$$

sendo $p(B)$ a densidade de probabilidade de B .

A relação sinal/ruído média $\bar{\gamma}_b$ é dada por

$$\bar{\gamma}_b = \frac{PT}{N_0 S \lambda} E[B^2]. \quad (3.50)$$

Assumindo um coeficiente de correlação ρ entre as portadoras a equação acima pode ser encontrada como

$$\bar{\gamma}_b = \frac{2PT}{N_0 \lambda} \left\{ \left[1 + \frac{\pi}{4}(S-1) + \frac{S-1}{S} \left(2 - \frac{\pi}{2} \right) \rho \right] \sum_{i=1}^{\lambda} \sigma_i^2 + \frac{\pi}{2} S \sum_{i=1}^{\lambda-1} \sum_{j=i+1}^{\lambda} \sigma_i \sigma_j \right\}. \quad (3.51)$$

Usando a Equação 3.49 é possível calcular a probabilidade de erro para o sistema MC-CDMA, com variações nos diversos parâmetros envolvidos no sistema. Usando as propriedades das seqüências de espalhamento, é possível obter aproximações para algumas funções da Equação 3.49, essas aproximações são descritas a seguir.

3.5 Aproximação para a seqüência de espalhamento

Para facilitar a análise dos sistemas CDMA, normalmente é usado no lugar das seqüências de espalhamento do tipo seqüência PN ou códigos de Walsh, uma seqüência definida como seqüência aleatória binária.

Uma seqüência aleatória binária consiste em um conjunto de seqüências estatisticamente independentes $a_n^{(k)}$, sendo cada seqüência constituída de variáveis aleatórias tais que $P\{a_n^k = 1\} = P\{a_n^k = -1\} = \frac{1}{2}$. Mostra-se que o desempenho dessas seqüências não difere das outras seqüências de mesmo comprimento [27].

Com o uso das seqüências aleatórias binárias é possível encontrar aproximações para a função $C_{k,i}(l)$. Portanto, aplicando essas aproximações é possível encontrar aproximações para as variâncias das interferências, pois estas são dadas em termos das funções $C_{k,i}(l)$ [27].

Usando as aproximações, as Equações 3.42, 3.43, 3.45 e 3.46 podem ser reescritas da seguinte forma

$$\begin{aligned} \chi_1 &= 2N \left(\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda} \sigma_n^2 \right) + \frac{\pi}{2} \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} (2N - 2l + 2n - 1) \sigma_n \sigma_l, \\ \chi_2 &= 2NQ \left(\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda} \sigma_n^2 \right) - \tilde{Q} \frac{\pi}{2} \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} (2N - 2l + 2n - 1) \sigma_n \sigma_l, \\ r &= 2(K - 1)N^2, \\ \mu &= (K - 1)N^2. \end{aligned}$$

A equação 3.48 pode ser escrita da seguinte forma

$$\begin{aligned} Y^{-1} &= \frac{N_0 S \lambda}{PT} + \frac{2S}{3N^2} \left(\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda} \sigma_n^2 \right) + \frac{2\pi S}{3N} \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} \left(1 - \frac{1}{N} + \frac{n}{N} - \frac{1}{2N} \right) \sigma_l \sigma_n \\ &+ \frac{2Q}{\pi^2} N \left(\lambda - \sum_{n=1}^{\lambda} \sigma_n^2 \right) - \frac{\tilde{Q}}{\pi N} \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{l=n+1}^{\lambda} \left(1 - \frac{1}{N} + \frac{l}{N} + \frac{n}{N} - \frac{1}{2N} \right) \sigma_l \sigma_n \\ &+ \frac{4S\lambda}{3N} (K - 1) + \frac{2\lambda}{\pi^2 N} (K - 1)Q. \end{aligned} \quad (3.52)$$

Deste modo é possível aplicar a Equação 3.52 na Equação 3.49 para o cálculo da probabilidade de erro e , conseqüentemente, analisar o desempenho do sistema. Tendo observado as principais características do sistema MC-CDMA e modelado as interferências presentes no sistema, é possível agora, usando os resultados obtidos, realizar a análise do comportamento do sistema MC-CDMA quando sobreposto a um sistema DS-CDMA, essa análise será feita no próximo capítulo.

Capítulo 4

Sobreposição de Células

O uso da sobreposição de células é uma das alternativas para o aumento da capacidade de sistemas celulares. Essa alternativa está sendo considerada na implementação de novos sistemas. Vários trabalhos já foram realizados no sentido de estudá-la de forma a prover melhores configurações.

Em [28] é feito um estudo sobre a sobreposição de uma microcélula que usa o sistema CDMA com uma célula com um sistema analógico. O estudo analisa a capacidade das células CDMA, mais especificamente CDMA de faixa larga, que utilizam uma faixa de 10MHz do espectro e o acréscimo que ocorre nessa capacidade se forem usados filtros *notch* na recepção na estação radiobase.

Em [29] é feito um estudo sobre o uso da sobreposição de células CDMA utilizando ganhos de processamento diferentes para uso em PCS (*Personal Communication Systems*). Mostra-se que se obtêm bons resultados, conseguindo a co-existência de serviços de múltiplas taxas usando a mesma frequência, sem qualquer perda na capacidade. Porém, esse trabalho não utiliza MC-CDMA, considerando apenas o uso de DS-CDMA.

4.1 MC-CDMA sobreposto ao DS-CDMA

Considere apenas uma célula com MC-CDMA, sobreposta ao DS-CDMA, e as demais células apenas com DS-CDMA conforme ilustra a Figura 4.1. Seja o transmissor do sis-

tema MC-CDMA ilustrado na Figura 3.4. O sinal transmitido é dado pela Equação 3.7.

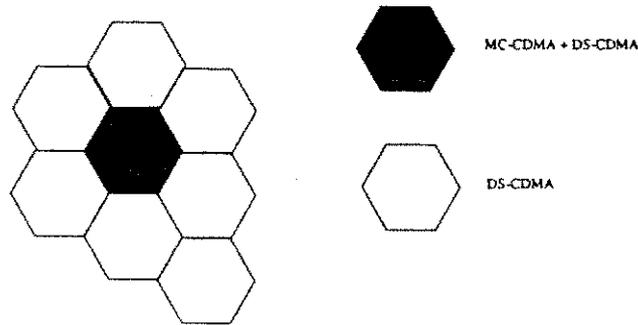


Figura 4.1: Sobreposição dos Sistemas

Para o caso do transmissor DS-CDMA, o sinal transmitido pode ser escrito como

$$j_{DS}(t) = \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sqrt{2J} b_{k_1}(t) w_{k_1}(t) \cos(\omega_c t + \theta), \quad (4.1)$$

sendo J a potência transmitida, $b_{k_1}(t)$ os bits transmitidos pelo usuário k_1 , $w_{k_1}(t)$ o código de espalhamento usado no DS-CDMA para o usuário k_1 e ω_c a frequência central para o DS-CDMA.

Para a análise da interferência dois casos serão considerados. No primeiro é feita a consideração de que uma das portadoras transmitidas pelo MC-CDMA coincide com a portadora transmitida pelo DS-CDMA. Considerando, por exemplo, o uso de 3 portadoras sem sobreposição dos lóbulos principais dos espectros das subportadoras, pode-se ter uma das configurações ilustradas na Figura 4.2.

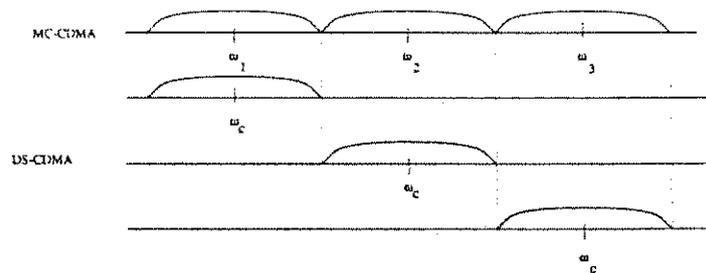


Figura 4.2: Configurações para a sobreposição dos espectros, com coincidência das portadoras.

Com o objetivo de facilitar as análises aqui desenvolvidas, o período da seqüência PN do DS-CDMA $w_k(t)$, será igual ao da seqüência $a_i(t)$ que é usada para realizar o espalhamento em cada sub-faixa do MC-CDMA.

O segundo caso a ser considerado é quando não há coincidência das portadoras, considerando o mesmo exemplo anterior com 3 portadoras, pode-se ter várias configurações, algumas dessas estão ilustradas na Figura 4.3.

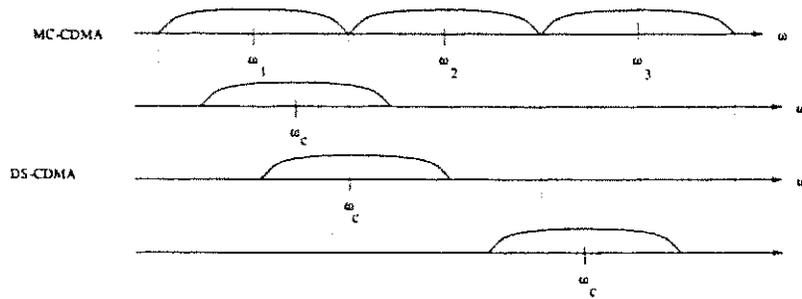


Figura 4.3: Exemplo de possíveis configurações para a sobreposição dos espectros, sem coincidência de portadoras.

Como, para o sistema aqui considerado, as freqüências do MC-CDMA seguem a relação $\omega_m = \omega_1 + (m - 1)(1 - \alpha)\frac{\Delta\pi}{T_c}$, tem-se para o primeiro caso, com coincidência de portadoras, que a freqüência ω_c do DS-CDMA será igual a uma das ω_m , logo o índice "c" para essa freqüência é igual à um dos "m" usados para indexar as freqüências ω_m .

Para o segundo caso, não há coincidência das portadoras, e tem-se que a faixa a ser usada para o espalhamento é limitada e que o MC-CDMA espalha por toda essa faixa. O menor e o maior valor que ω_c pode tomar são ω_1 e $\omega_{MS} = \omega_1 + (M.S - 1)(1 - \alpha)\frac{\Delta\pi}{T_c}$, portanto ω_c toma valores no intervalo (ω_1, ω_{MS}) , sendo diferente dos ω_m , logo conclui-se que $\omega_c = \omega_1 + (m_1 - 1)(1 - \alpha)\frac{2\pi}{T_c}$, com $1.0 < m_1 < M.S$ e $\omega_c \neq \omega_m$.

Cada sub-banda do MC-CDMA pode ter a mesma largura que a faixa ocupada pelo DS-CDMA, porém a escolha da coincidência das freqüências pode servir como base para a escolha das outras freqüências.

O canal apresenta multipercurso e desvanecimento Rayleigh. A resposta ao impulso

desse canal é dada por

$$h_k(t) = \frac{1}{(d_{1,k})^\gamma} \sum_{l=1}^L [\beta_{k,l} e^{j\nu_{k,l}}] \delta(t - t_{k,l}), \quad (4.2)$$

em que $d_{1,k}$ representa a distância entre o usuário k e a primeira estação rádio base e γ é a constante de propagação, $\beta_{k,l}$ tem distribuição Rayleigh e $\nu_{k,l}$ tem distribuição uniforme em $[0, 2\pi]$.

Para a análise dos efeitos da sobreposição dos sistemas será seguida a metodologia usada em [30].

O receptor para o sistema MC-CDMA é mostrado na Figura 3.6. Considerando apenas uma célula, o sinal recebido é dado por

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{MS} \sum_{l=1}^L \frac{1}{(d_{1,k})^\gamma} \beta_{k,l} b_{k,p}(t - t_{k,l} - \tau_k) a_k(t - t_{k,l} - \tau_k) \cdot \cos(\omega_m t + \varphi_{k,m,l}) + r_{DS}(t) + n(t) \quad (4.3)$$

em que $n(t)$ é o ruído branco gaussiano e $r_{DS}(t)$ é o sinal recebido, proveniente do sistema DS-CDMA.

A saída do filtro MF no receptor MC-CDMA para o usuário 1 é dada por

$$Z_{q,n} = \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} r(t) a_1(t - t_{1,n}) \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) dt. \quad (4.4)$$

Seguindo o mesmo procedimento do capítulo anterior tem-se o decisor

$$Z/p = \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} Z_{q,n}, \quad q = p + M(v - 1). \quad (4.5)$$

Agora Z/p será re-escrito da seguinte forma

$$Z/p = D + I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + I_5 + I_6 + I_7 + I_8 + I_9 + I_{10} + \eta, \quad (4.6)$$

sendo D , I_1 , I_2 , I_3 , I_4 e η as mesmas interferências analisadas no capítulo anterior.

Considerando que a portadora ω_c usada pelo DS-CDMA coincide com uma das ω_q , tem-se para a saída do filtro MF da portadora q do raio n para o usuário 1, além das interferências já estudadas, as novas interferências

- I_5 – Para $q = c$, devido aos L raios dos usuários DS-CDMA que estão na mesma célula;
- I_6 – Para $q = c$, devido aos L raios dos K_{DS} usuários que estão na célula c_k ;
- I_7 – para $q \neq c$, devido aos L raios dos K_{DS} usuários que estão na mesma célula;
- I_8 – para $q \neq c$, devido aos L raios dos K_{DS} usuários que estão na célula c_k .

No caso de $\omega_c \neq \omega_i$, têm-se

- I_9 – devido aos L raios dos K_{DS} usuários que estão na mesma célula;
- I_{10} – devido aos L raios dos K_{DS} usuários que estão na célula c_k .

4.2 Análise da Interferência

Devido ao uso do controle de potência, dentro de cada célula tem-se

$$\frac{\sqrt{2P}}{(d_{1,k})^\gamma} = \sqrt{2P'} = \text{constante} \quad e \quad \frac{\sqrt{2J}}{(d_{1,k})^\gamma} = \sqrt{2J'} = \text{constante}, \quad (4.7)$$

sendo P a potência transmitida pelo MC-CDMA e J a potência transmitida pelo DS-CDMA. O parâmetro $d_{1,k}$ é a distância do usuário k para a estação rádio base de sua célula e γ é a constante de propagação. Portanto, considera-se que usando o controle de potência o sinal recebido é dado por

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{M \cdot S} \sum_{l=1}^L \beta_{k,m,l} b_{k,p}(t - t_{k,l} - \tau_k) a_k(t - t_{k,l} - \tau_k) \cos(\omega_m t + \phi_{k,m,l}) + r_{DS}(t) + n(t). \quad (4.8)$$

Considerando que o sinal transmitido é recebido com multipercurso e com desvanecimento Rayleigh, têm-se os casos a seguir.

Para o primeiro caso $\omega_c = \omega_i$, tem-se da Equação 4.5

$$I_5 = \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \beta_{k_1,l} \sqrt{2J} b_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) w_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_{k_1,l}) a_1(t - t_{1,n}) \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) dt. \quad (4.9)$$

Sabendo que $\omega_c = \omega_q$, fazendo a soma e a diferença dos cossenos, lembrando sempre a consideração que devido ao processo de filtragem, o termo $\cos((\omega_m + \omega_q)t + \varphi)$ é eliminado, obtém-se

$$I_5 = \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \beta_{k_1,l} \sqrt{2J} b_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) w_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) \cdot a_1(t - t_{1,n}) \frac{1}{2} \cos(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l}) dt.$$

Agrupando os termos na equação, chega-se a

$$I_5 = \sqrt{\frac{J}{2}} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \beta_{k_1,l} \cos(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l}) \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) \cdot w_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) a_1(t - t_{1,n}) dt. \quad (4.10)$$

Como foi considerado anteriormente, o período de $w_i(t)$ é o mesmo que $a_i(t)$. Desta forma, pode ser aplicado o mesmo procedimento com $R_{k,i}(\tau)$ e $\hat{R}_{k,i}(\tau)$, definidos na Equação 3.24.

Aplicando a definição de $R_{k,i}(\tau)$ e $\hat{R}_{k,i}(\tau)$ na integral da Equação 4.10, obtém-se

$$\int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{1,n}) w_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{1,n}) a_1(t - t_{1,n}) dt = b_{k_1}^0 R_{k_1,l}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}) + \hat{b}_{k_1}^0 \hat{R}_{k_1}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}), \quad (4.11)$$

substituindo na Equação 4.10, chega-se a seguinte equação

$$I_5 = \sqrt{\frac{J}{2}} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{l=1}^L \beta_{k_1,l} \cos(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l}) [b_{k_1}^{-1} R_{k_1,l}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}) + \hat{b}_{k_1}^0 \hat{R}_{k_1}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})]. \quad (4.12)$$

Considerando $\varphi_{1,q,l}$ e $\varphi_{k_1,l}$ fases independentes, pois são provenientes de sinais diferentes, é possível aplicar o valor esperado na Equação 4.12 considerando todos os termos decorrelacionados, desta forma tem-se do Apêndice B,

$$\sigma_{I_5}^2 = \frac{J \lambda T_c^2}{12N} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \tau_{k_1,l}. \quad (4.13)$$

Para a interferência I_6 tem-se

$$I_6 = \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \sqrt{\varepsilon(\gamma, c_k, k_1)} \beta_{k_1,l} \sqrt{2J} b_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) w_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_{k_1,l}) a_1(t - t_{1,n}) \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) dt. \quad (4.14)$$

Desenvolvendo do mesmo modo que em I_5 , chega-se a

$$I_6 = \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \sqrt{\varepsilon(\gamma, c_k, k_1)} \beta_{k_1,l} \sqrt{2J} b_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) \cdot w_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) a_1(t - t_{1,n}) \frac{1}{2} \cos(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l}) dt. \quad (4.15)$$

O parâmetro, $\varepsilon(\gamma, c_k, k)$ é definido como [30]

$$\varepsilon(\gamma, c_k, k) = \left(\frac{d_{c_k,k}}{d_{1,k}} \right)^\gamma, \quad (4.16)$$

sendo $d_{c_k,k}$ a distância do usuário k a sua estação radiobase (ERB) e $d_{1,k}$ a distância desse usuário para a ERB da célula de interesse.

Observando a Figura 4.4 deduz-se que o parâmetro $\varepsilon(\gamma, c_k, k)$ é dado por

$$\varepsilon(\gamma, c_k, k) = \left[\frac{x^2(k)}{(x(k) \cos \theta)^2 + (y(c_k) + x(k) \sin \theta)^2} \right]^{\frac{\gamma}{2}}, \quad (4.17)$$

sendo $x(k)$ a distância entre o usuário k e sua estação radiobase e $y(c_k)$ a distância desse usuário que está na célula c_k com relação a primeira ERB.

Fazendo a média da equação acima sobre a área da célula c_k obtém-se [30]

$$\begin{aligned} \varepsilon(\gamma, c_k) &= E[\varepsilon(\gamma, c_k, k)] \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^r \int_0^{2\pi} \left[\frac{x^2(k)}{(x(k) \cos \theta)^2 + \left(\frac{y(c_k)}{r} + x(k) \sin \theta\right)^2} \right]^{\frac{\gamma}{2}} x(k) dx(k) d\theta \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^1 \int_0^{2\pi} \left[\frac{\hat{x}^2(k)}{(\hat{x}(k) \cos \theta)^2 + \left(\frac{y(c_k)}{r} + \hat{x}(k) \sin \theta\right)^2} \right]^{\frac{\gamma}{2}} \hat{x}(k) d\hat{x}(k) d\theta \end{aligned} \quad (4.18)$$

sendo r o raio da célula, $y(c_k)$ pode ser colocado em função do raio da célula.

Considerando o uso de G camadas de células, tem-se $\xi(\gamma) = \sum_{j=1}^G \xi_j(\gamma)$, sendo $\xi_j = \sum_{c_k \in F_j} \varepsilon(\gamma, c_k)$ e F_j é o conjunto de células na camada j .

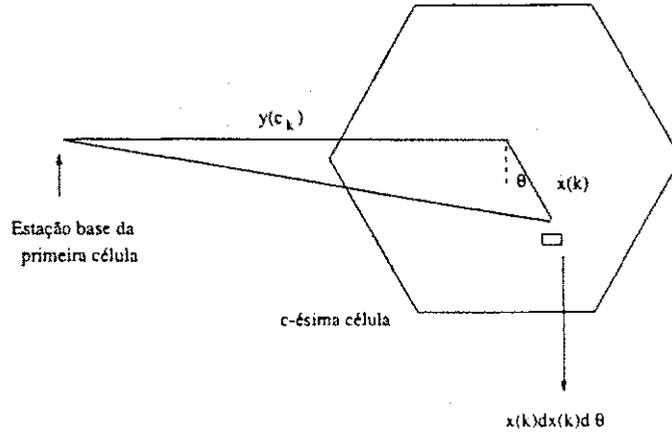


Figura 4.4: Análise da aproximação para $\varepsilon(\gamma, c_k, k)$.

Agrupando os termos na integral, da integral 4.15 tem-se

$$I_6 = \sqrt{\frac{J}{2}} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \sqrt{\varepsilon(\gamma, c_k, k_1)} \beta_{k_1,l} \cos(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l}) \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) \cdot w_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) a_1(t - t_{1,n}) dt.$$

A integral na equação acima pode ser re-escrita como feito em I_5 , usando 4.11, deste modo

$$I_6 = \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \sqrt{\varepsilon(\gamma, c_k, k)} \beta_{k_1,l} \cos(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l}) [b_{k_1}^{-1} R_{k_1,l}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}) + b_{k_1}^0 \hat{R}_{k_1,l}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})].$$

A interferência I_6 é considerada uma v.a. com média zero e sua variância, desenvolvida no Apêndice B é dada por

$$\sigma_{I_6}^2 = \frac{J\lambda T_c^2}{12N} \varepsilon(\gamma, c_k) \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} r_{k_1,l}. \quad (4.19)$$

Para incluir a interferência de todas as células nas G camadas consideradas, cada uma com suas F_j células, deve-se usar o parâmetro $\xi(\gamma)$ desenvolvido anteriormente, desta forma obtém-se

$$\sigma_{I_6}^2 = \frac{J\lambda T_c^2}{12N} \xi(\gamma) \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} r_{k_1,l} = \xi(\gamma) \sigma_{I_5}^2. \quad (4.20)$$

Para a interferência I_7 , que consiste na interferência da portadora do DS-CDMA nas outras portadoras do MC-CDMA, tem-se

$$I_7 = \sum_{v=1, q \neq c}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \beta_{k_1,l} \sqrt{2J} b_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) w_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_{k_1,l}) a_1(t - t_{1,n}) \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) dt. \quad (4.21)$$

Fazendo a diferença dos cossenos e agrupando os termos na integral, tem-se

$$I_7 = \sqrt{\frac{J}{2}} \sum_{v=1, q \neq c}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \beta_{k_1,l} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) \cdot w_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) a_1(t - t_{1,n}) \cos((\omega_q - \omega_c)t - \phi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l}) dt.$$

Aplicando a integral definida em 3.36, chega-se a

$$I_7 = \sqrt{\frac{J}{2}} \sum_{v=1, q \neq c}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \beta_{k_1,l} [b_{k_1}^{-1}[C_{k_1,l}(f+1-N) - C_{k_1,l}(f-N)] + b_{k_1}^0[C_{k_1,l}(f+1) - C_{k_1,l}(f)]] \Delta \text{Sinc}\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right) \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2} + \varphi\right) \quad (4.22)$$

em que $\Delta = \tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}$ é uma v. a. uniformemente distribuída em $[0, T]$,

$$\omega = \omega_q - \omega_c = \omega_1 + (1 - \alpha)(q - 1) \frac{4\pi}{T_c} - \omega_1 - (1 - \alpha)(c - 1) \frac{4\pi}{T_c}$$

$$\omega = (1 - \alpha)(q - c) \frac{4\pi}{T_c}$$

A variância de I_7 desenvolvida no Apêndice B, é dada por

$$\sigma_{I_7}^2 = \frac{J\lambda T_c^2}{32\pi^2 N} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} (\mu_{k_1,l}(0) - \mu_{k_1,l}(1)) \sum_{v=1, q \neq c}^S \frac{1}{(1 - \alpha)^2 (q - c)^2} \quad (4.23)$$

A interferência I_8 é calculada pela fórmula

$$I_8 = \sum_{v=1, q \neq c}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \sqrt{\varepsilon(\gamma, c_k, k)} \beta_{k_1,l} \sqrt{2J} b_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) \cdot w_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) \cos(\omega_c t + \varphi_{k_1,l}) a_1(t - t_{1,n}) \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) dt. \quad (4.24)$$

É possível notar que a única diferença entre I_7 e I_8 é a presença do fator $\sqrt{\varepsilon(\gamma, c_k, k)}$, do mesmo modo que entre I_5 e I_6 . Com relação as variâncias de I_5 e I_6 , mostra-se que

a relação entre ambos é o parâmetro $\xi(\gamma)$. Deste modo para encontrar a variância de I_8 relacionada a variância de I_7 , pode-se seguir o mesmo procedimento, ou seja

$$\sigma_{I_8}^2 = \frac{J\lambda T_c^2}{32\pi^2 N} \xi(\gamma) \sum_{k_1=1}^{Kds} (\mu_{k_1,1}(0) - \mu_{k_1,1}(1)) \sum_{v=1, q \neq c}^S \frac{1}{(1-\alpha)^2(q-c)^2} = \xi(\gamma) \sigma_{I_7}^2. \quad (4.25)$$

Portanto quando for feita a análise, se a portadora q for igual a c , será calculada a interferência dada por I_5 e I_6 , quando $q \neq c$ será calculado I_7 e I_8 .

Para o segundo caso $\omega_c \neq \omega_i$, as interferências I_9 e I_{10} são dadas por

$$I_9 = \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} \sum_{k_1=1}^{KDS} \sum_{l=1}^L \sqrt{2} J b_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) w_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_{k_1,l}) a_1(t - t_{1,n}) \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) dt, \quad (4.26)$$

e

$$I_{10} = \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} \sum_{k_1=1}^{KDS} \sum_{l=1}^L \sqrt{\varepsilon(\gamma, c_k, k)} \beta_{k_1,l} \sqrt{2} J b_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) \cdot w_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) \cos(\omega_c t + \varphi_{k_1,l}) a_1(t - t_{1,n}) \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) dt. \quad (4.27)$$

É possível notar que I_9 e I_{10} são semelhantes a I_7 e I_8 respectivamente, com a diferença de que para as primeiras não há a restrição $q \neq c$ no somatório pois q sempre é diferente de c . Deste modo, suas variâncias também são semelhantes, sendo dadas por

$$\sigma_{I_9}^2 = \frac{J\lambda T_c^2}{32\pi^2 N} \sum_{k_1=1}^{Kds} (\mu_{k_1,1}(0) - \mu_{k_1,1}(1)) \sum_{v=1}^S \frac{1}{(1-\alpha)^2(q-c)^2} \quad (4.28)$$

$$\sigma_{I_{10}}^2 = \frac{J\lambda T_c^2}{32\pi^2 N} \xi(\gamma) \sum_{k_1=1}^{Kds} (\mu_{k_1,1}(0) - \mu_{k_1,1}(1)) \sum_{v=1}^S \frac{1}{(1-\alpha)^2(q-c)^2}. \quad (4.29)$$

O parâmetro $\xi(\gamma)$ foi analisado em [30] e seus valores para uma, duas e três camadas de células são mostrados na tabela 4.1.

A porção da interferência total, considerando $\gamma = 4$, é de 6% para a primeira camada de células, 0,2% para a segunda e 0,03% para a terceira [31], conforme ilustra a Figura 4.5, portanto para efeito de análise da sobreposição, pode-se considerar apenas a interferência dessas três camadas.

γ	$\xi_1(\gamma)$	$\xi_2(\gamma)$	$\xi_3(\gamma)$
2	1.192	1.774	2.16
3	0.75	0.905	0.97
4	0.561	0.607	0.62

Tabela 4.1: Variação de $\xi(\gamma)$ com o número de células consideradas.

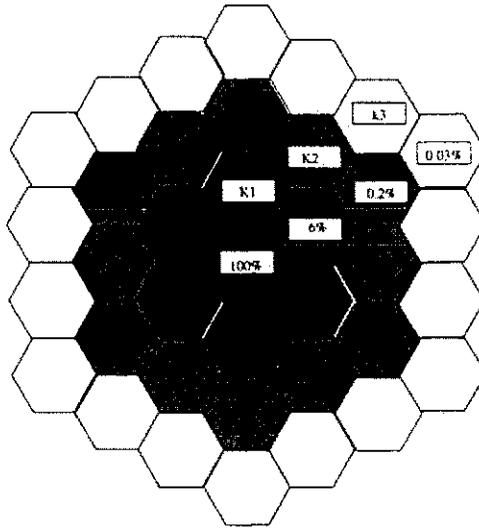


Figura 4.5: Interferência devida a outras células

Usando a análise desenvolvida neste capítulo, é possível discutir os vários aspectos relacionados com a sobreposição dos sistemas, esta análise será desenvolvida no próximo capítulo.

Capítulo 5

Resultados

Neste capítulo é discutido o desempenho do sistema proposto no Capítulo 3. Também são mostrados e discutidos os resultados da análise de sobreposição dos sistemas MC-CDMA e DS-CDMA feita no Capítulo 4.

5.1 Comparação entre os sistemas MC-CDMA e DS-CDMA

Ao se analisar um sistema MC-CDMA com sobreposição dos lóbulos principais dos espectros das portadoras dois casos devem ser considerados. No primeiro, existe a imposição de que a faixa final a ser ocupada pelos espectros seja mantida constante, mesmo que se aumente a sobreposição dos lóbulos principais, conforme a Figura 5.1. Neste caso é possível notar que à medida em que a sobreposição aumenta, ou seja, eleva-se o valor de α , mantidos os mesmos M e S , a faixa ocupada por cada subportadora tem que ser aumentada com relação ao tamanho de cada sub-faixa quando não há sobreposição.

O segundo caso ocorre quando ao se aumentar a sobreposição, não há restrição da faixa final ocupada ser mantida a mesma. Portanto, se as sub-faixas forem mantidas do mesmo tamanho a faixa final ocupada diminuirá com a sobreposição dos lóbulos principais, conforme está ilustrado na Figura 5.2.

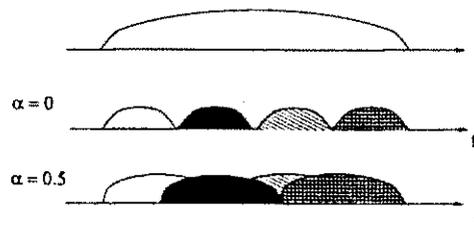


Figura 5.1: Primeiro caso para a sobreposição dos espectros.

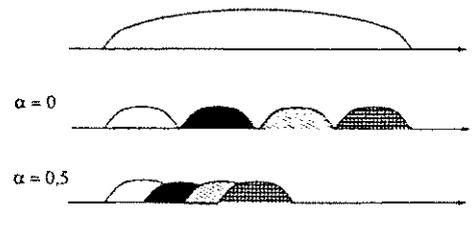


Figura 5.2: Segundo caso para a sobreposição dos espectros.

Como um dos principais objetivos deste trabalho é a análise do desempenho dos sistemas MC-CDMA, comparando-o com um sistema DS-CDMA, o segundo tipo de sobreposição não será analisado aqui.

O modelo do canal usado inclui multipercurso e desvanecimento Rayleigh. O número de raios é calculado inicialmente para um sistema DS-CDMA que espalha em uma determinada faixa. Considerando que o sistema MC-CDMA ocupará uma faixa de mesmo tamanho, o número de raios que cada subportadora estará submetida é calculado usando a quantidade de raios encontrados para o DS-CDMA e a Equação 3.6.

Para o DS-CDMA o número de raios é dado por [7], $L = \lfloor \frac{T_m}{T_{c1}} \rfloor + 1$, sendo T_m o *delay spread* do canal e T_{c1} o período de *chip* para o DS-CDMA. Em [2] é mostrado que o *delay spread* para área urbana é de $3\mu s$, deste modo tem-se, considerando uma faixa de 3.75MHz usada pelo DS-CDMA, o número de raios dado por

$$L_1 = \lfloor 3 \cdot 10^{-6} \cdot 3.6848 \cdot 10^6 \rfloor + 1 = 12 \text{ raios.} \quad (5.1)$$

Para o cálculo da Equação 3.49 deve ser observado que a distribuição da variável B , que é uma soma de $\lambda \cdot S$ variáveis Rayleigh, varia na medida em que são mudados os valores de λ ou de S .

O cálculo da distribuição da variável B , $p(b)$, usado aqui, segue o método descrito em [32], onde é mostrado que a soma de n variáveis com distribuição Rayleigh com variância σ^2 é dada por

$$p(b) = \frac{b^{2n-1} e^{-\frac{b^2}{2q}}}{2^{n-1} q^L (n-1)!} \quad (5.2)$$

sendo

$$q = \frac{\sigma^2}{n} ((2n-1)!!)^{1/L} \quad (5.3)$$

e $m!!$ significa $1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 7 \cdot \dots \cdot (m-2) \cdot m$.

Considere um sistema com $M = 1$, $S = 3$, $K = 10$, ou seja, 10 usuários no sistema e comprimento da seqüência $N = 128$, tem-se na Figura 5.3 a probabilidade de erro em função da relação sinal/ruído quando a sobreposição dos lóbulos principais dos espectros das subportadoras é variada. Na curva "a" está ilustrado o caso $\alpha = 0$, ou seja, os lóbulos principais do espectros das subportadoras são escolhidos para que não haja sobreposição. É possível notar que este é o melhor caso devido a pequena interferência entre espectros. Os demais são para $\alpha = 0,5$, ou seja 50% de sobreposição dos lóbulos principais do espectros, $\alpha = 0,75$, $\alpha = 0,9$ e $\alpha = 1$. Neste último caso todas as portadoras de todos os usuários se sobrepõem e portanto não existe mais ortogonalidade das portadoras.

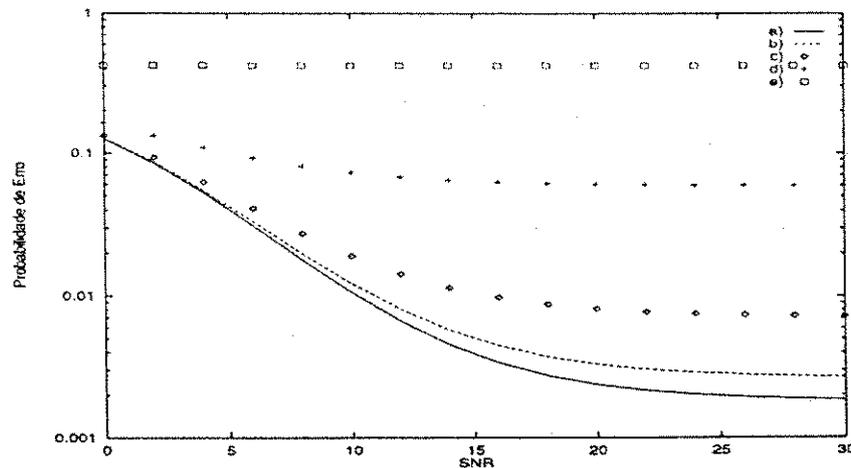


Figura 5.3: Probabilidade de erro para variação de α , sendo a) $\alpha = 0$, b) $\alpha = 0,5$, c) $\alpha = 0,75$, d) $\alpha = 0,9$ e e) $\alpha = 1$.

É possível notar que à medida que os lóbulos principais dos espectros das subportadoras se sobrepõem, ou seja, α é aumentado, ocorre uma queda no desempenho do sistema, até o ponto em que $\alpha = 1$, o qual elimina a ortogonalidade das portadoras que representa, portanto, o pior caso. Para os casos em que não há sobreposição e que há 50% de sobreposição dos espectros, pode-se notar que a diferença no desempenho não é tão grande, se comparados com a curva quando há 75% de sobreposição, por exemplo.

Fazendo $M = 1$, $K = 10$, $N_1 = 384$, $\rho = 0.25$, e $\lambda = 1$, tem-se na Figura 5.4, a probabilidade de erro para vários sistemas, obtidos variando os valores de S e sem sobreposição das portadoras, $\alpha = 0$. Na figura também estão ilustrados os valores da probabilidade de erro para o sistema com $M = S = 1$ e $\lambda = 4$, ou seja, um sistema DS-CDMA usando receptores RAKE.

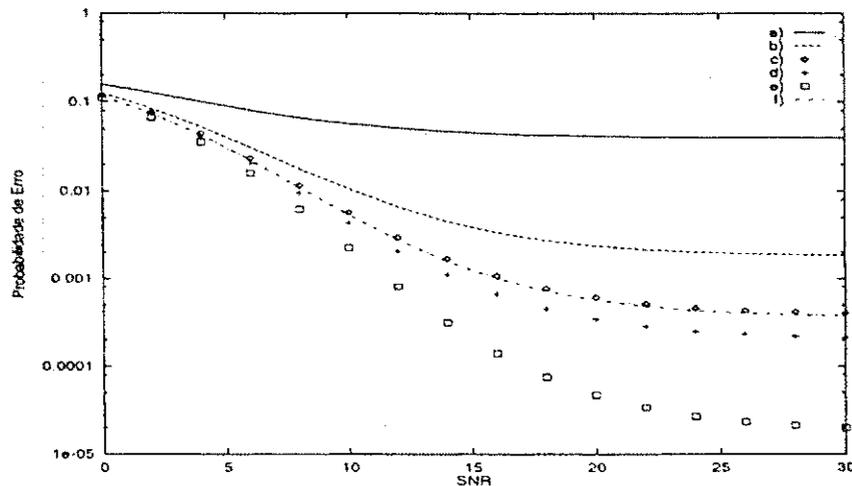


Figura 5.4: Probabilidade de erro variando o S , a) $S = 1$, b) $S = 3$, c) $S = 4$, d) $S = 5$, e) $S = 6$ f) $M = S = 1$, $\lambda = 4$.

Observando a Figura 5.4, é possível notar que com $S = 5$ e $\lambda = 1$, sem receptor RAKE, é obtido um desempenho melhor que no caso em que se utiliza uma única portadora $M = S = 1$ e $\lambda = 4$, com uso do receptor RAKE. Portanto com o sistema MC-CDMA é possível obter um bom desempenho mesmo sem o uso dos receptores RAKE.

Fazendo a mesma análise descrita acima, agora para o caso em que há 50% de

sobreposição dos lóbulos principais dos espectros das subportadoras, obtêm-se os resultados ilustrados na Figura 5.5. Do mesmo modo são desenhadas as curvas para a probabilidade de erro dos vários sistemas e quando $M = S = 1$ e $\lambda = 4$.

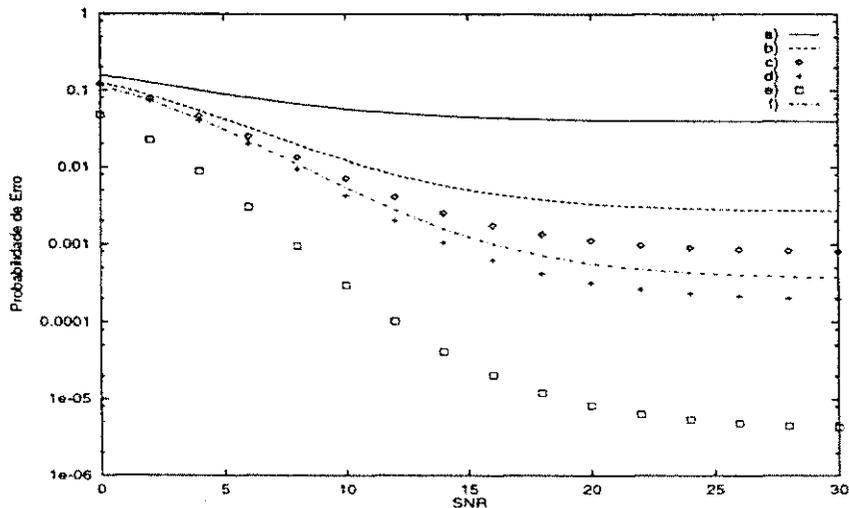


Figura 5.5: Probabilidade de erro variando o S para $\alpha = 0,5$, a) $S = 1$, b) $S = 3$, c) $S = 4$, d) $S = 5$, e) $S = 6$ f) $M = S = 1$, $\lambda = 4$.

Comparando os resultados obtidos acima com $\alpha = 0$, Figura 5.4 e $\alpha = 0,5$, Figura 5.5, é possível notar que mesmo usando 50% de sobreposição dos espectros das subportadoras ainda é possível, para $S = 5$ e $\lambda = 1$, obter um desempenho melhor do que o obtido quando se usa o DS-CDMA com receptor RAKE. Portanto, pode-se dizer que se o número de subportadoras é alto, é possível usar a sobreposição sem uma grande perda no desempenho.

A quantidade de sobreposição dos lóbulos principais dos espectros das subportadoras a ser usada deve ser escolhida de acordo com o sistema em questão. Se for tomado como exemplo o sistema com $M = 1$, S variável e $\lambda = 1$ que está sendo estudado, com 75% de sobreposição, obtêm-se os resultados ilustrados na Figura 5.6, sendo necessário portanto o uso de um número maior de portadoras para que o desempenho do sistema seja melhor que o DS-CDMA com receptor RAKE.

Uma aplicação interessante da variação de α pode ser feita considerando uma banda B_1 usada para transmitir os sinais tal que, se o DS-CDMA espalhar sobre essa banda

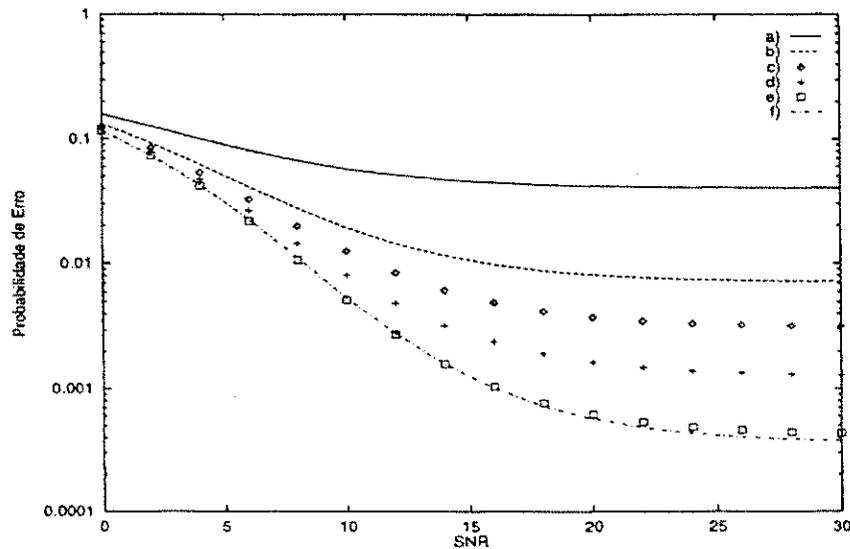


Figura 5.6: Probabilidade de erro variando o S para $\alpha = 0,75$, a) $S = 1$, b) $S = 3$, c) $S = 4$, d) $S = 5$, e) $S = 6$ f) $M = S = 1$, $\lambda = 4$.

o número de raios que estará submetida seja $L_1 = 8$. O MC-CDMA a ser usado nessa mesma faixa tem que ter subfaixas de tamanhos fixos B , tal que $B_1/B = 5$, quando $\alpha = 0$.

No caso do MC-CDMA com a variação de α , é possível obter várias configurações para o sistema. Por exemplo, se $\alpha = 0$ obtém-se da Equação 3.2: $MS = 5$. Portanto, pode-se escolher valores para M e S para satisfazer essa multiplicação e cada conjunto de valores é um novo sistema. Considerando α como sendo 0, 0,5 e 0,75, pode-se ter as configurações descritas na Tabela 5.1.

M	1	5	1	9	3	1	17
S	5	1	9	1	3	17	1
α	0,0	0,0	0,5	0,5	0,5	0,75	0,75

Tabela 5.1: Valores de M e S para vários valores de α .

Para $\alpha = 0$, tem-se na Figura 5.7 a probabilidade de erro para os dois casos considerados. Na curva "a" estão os valores para o sistema com $M = 1$ e $S = 5$ e em "b"

para $M = 5$ e $S = 1$. O melhor desempenho do primeiro sistema deve-se ao fato de que, transmitindo com $S \neq 1$ está sendo usada a diversidade em frequência, com o mesmo sinal sendo transmitido em mais de uma portadora. No segundo caso, apesar de em cada subfaixa o sinal a ser espalhado tem uma taxa menor e, portanto, ser possível obter um ganho de processamento maior, não há diversidade e deste modo, mais erros podem ocorrer.

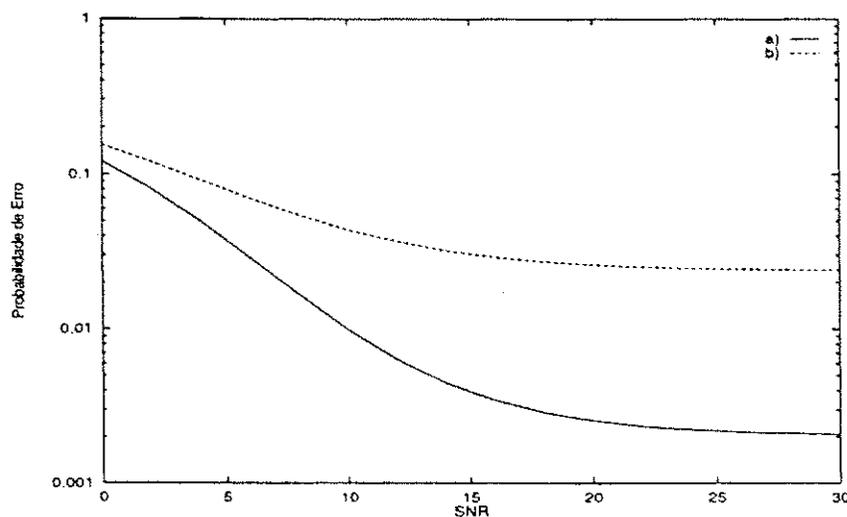


Figura 5.7: Probabilidade de erro variando M e S para $\alpha = 0,0$, a) $M = 1, S = 5$, b) $M = 5, S = 1$.

Nas Figuras 5.8 e 5.9 têm-se a probabilidade de erro para os sistemas considerando $\alpha = 0,5$ e $\alpha = 0,75$ respectivamente. Nesses casos é possível observar que os melhores resultados são obtidos quando $S \neq 1$. Isto se deve à diversidade, porém deve ser levado em conta o fato de que com um número maior de portadoras aumenta-se a complexidade do sistema usado. Embora o segundo sistema utilize quase o dobro do número de portadoras, o seu desempenho não é melhor do que o do primeiro sistema, pois nesse caso há o problema da interferência devido à grande quantidade de sobreposição dos lóbulos principais das subportadoras que está sendo usada.

Observando o desempenho dos sistemas acima e tomando as configurações de melhor desempenho, tem-se na Figura 5.10 a comparação desses sistemas com um sistema DS-CDMA que espalha o espectro em toda a faixa B_1 e usa o receptor RAKE com $\lambda = 8$

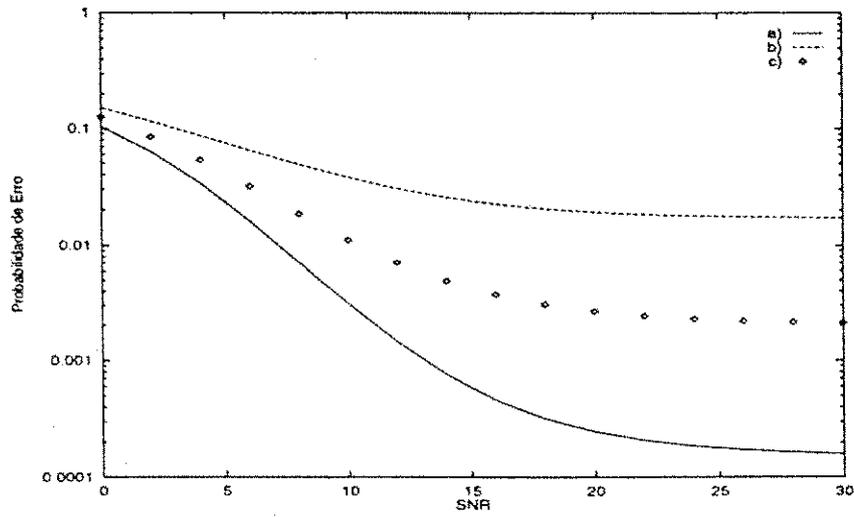


Figura 5.8: Probabilidade de erro variando M e S para $\alpha = 0,5$ em uma faixa de 5MHz, a) $M = 1, S = 9$, b) $M = 9, S = 1$ e c) $M = 3, S = 3$.

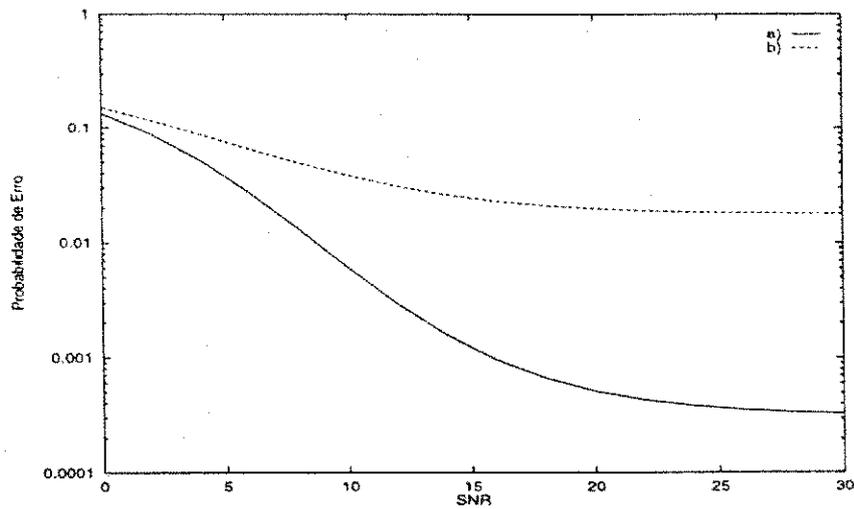


Figura 5.9: Probabilidade de erro variando M e S para $\alpha = 0,75$ em uma faixa de 5MHz, a) $M = 1, S = 17$, b) $M = 17, S = 1$.

ramos.

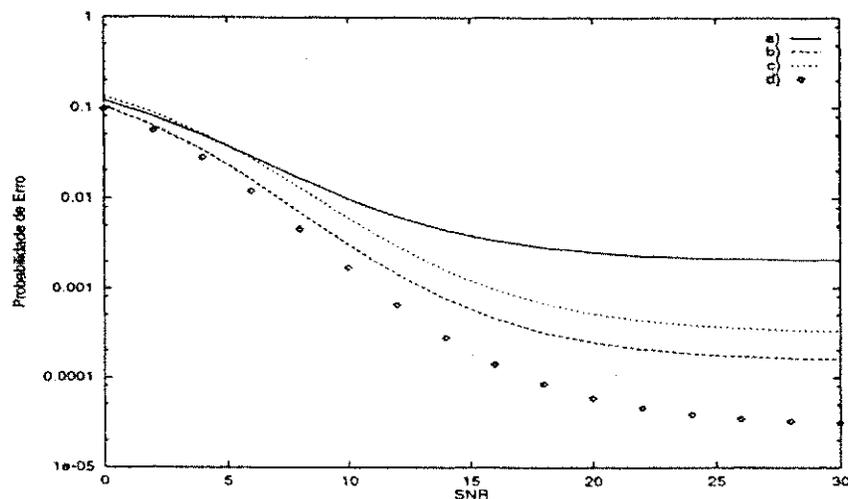


Figura 5.10: Probabilidade de erro para os sistemas com melhor desempenho a) $M = 1$, $S = 5$, b) $M = 1$, $S = 9$, c) $M = 1$, $S = 17$ e d) $M = S = 1$ e $\lambda = 8$.

Da Figura 5.10 é possível observar que, mesmo usando $S = 17$ portadoras o sistema MC-CDMA não consegue, sob as restrições feitas, obter um desempenho melhor que o DS-CDMA. Isto se deve ao fato de que o sistema com 17 portadoras usa $\alpha = 0,75$, portanto é um sistema com grande interferência. Outro fato que deve ser analisado é que todos esses sistemas usam $\lambda = 1$, ou seja, apenas um receptor convencional.

Da Equação 3.6 é possível encontrar que cada subfaixa do MC-CDMA está sob o efeito de 2 raios. Usando este fato, na Figura 5.11 têm-se o desempenho dos sistemas considerando o uso dos receptores RAKE com dois ramos, $\lambda = 2$. Nas curvas "a" e "b" estão os desempenhos dos sistemas que usa $\alpha = 0$. A curva "c" é para um dos sistemas para $\alpha = 0,5$ e em "d" para o DS-CDMA.

Na Figura 5.11 vê-se que ocorre uma melhora significativa no desempenho dos sistemas quando é usado $\lambda = 2$, chegando ao ponto em que com $M = 1$ e $S = 5$ se obtém o mesmo desempenho do sistema DS-CDMA. O resultado da curva "c" mostra que, usando $M = 3$ a taxa original é dividida por esse valor, portanto, é obtido em cada subfaixa um ganho de processamento maior e, com $S = 3$, têm-se a diversidade necessária para obter o mesmo desempenho do sistema DS-CDMA. Dos

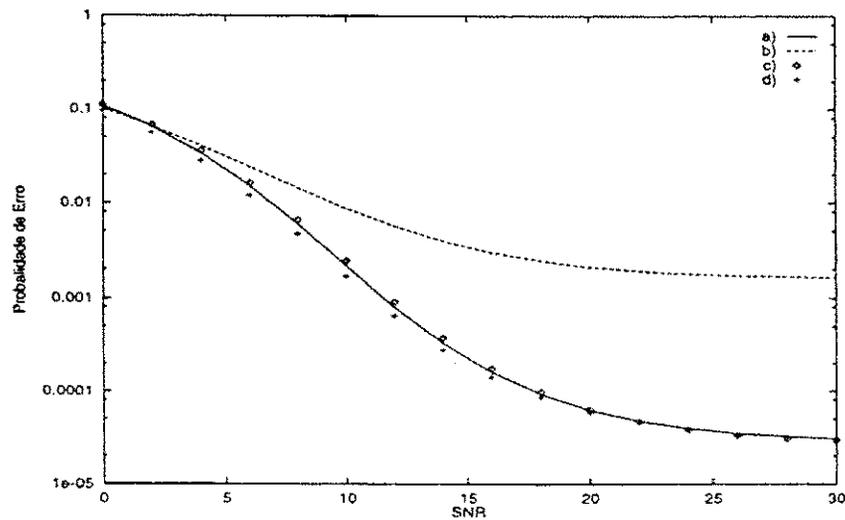


Figura 5.11: Probabilidade de erro para os sistemas com $\lambda = 2$, a) $M = 1, S = 5$, b) $M = 5, S = 1$, c) $M = 3, S = 3$ e d) $M = S = 1$ e $\lambda = 8$.

sistemas analisados acima, o sistema que usa $M = 3, S = 3, \alpha = 0,5$ e $\lambda = 2$ é o melhor, pois além das características já citadas, tem o mesmo desempenho do que usa $M = 1$ e $S = 5$ e tem uma complexidade menor que os sistemas em $MS = 17$.

A partir da análise acima pode concluir-se que o sistema MC-CDMA pode ser configurado, através dos parâmetros M, S, α e λ para obter melhor desempenho do que o de um sistema DS-CDMA que ocupe a mesma faixa e use receptores RAKE. O parâmetro α é de grande importância no estudo dos sistemas MC-CDMA pois, como visto nas análises, com a variação do seu valor é possível obter vários sistemas para uma mesma faixa e, usando a análise aqui desenvolvida, escolher o sistema que se adequa a possíveis restrições do canal e/ou de requisitos previamente estabelecidos.

5.2 Análise da Sobreposição dos Sistemas MC-CDMA e DS-CDMA

Nesta seção são discutidos os resultados da sobreposição do sistema MC-CDMA a um sistema DS-CDMA. Essa análise foi desenvolvida no Capítulo 4.

Considere o sistema MC-CDMA, com $M = 1, S = 3, \lambda = 1$ e $N_1 = 384$, que foi

analisado na seção anterior, sobreposto ao DS-CDMA. Cada subfaixa usada pelo MC-CDMA é do mesmo tamanho que a faixa usada pelo DS-CDMA. Tem-se na Figura 5.12, para o caso em que os sistemas transmitem com a mesma potência, $J = P$ e $\alpha = 0$ e, portanto, não há sobreposição do lóbulo principal do espectro das subportadoras no caso do MC-CDMA. Foi considerado um conjunto de 10 usuários em cada um dos sistemas.

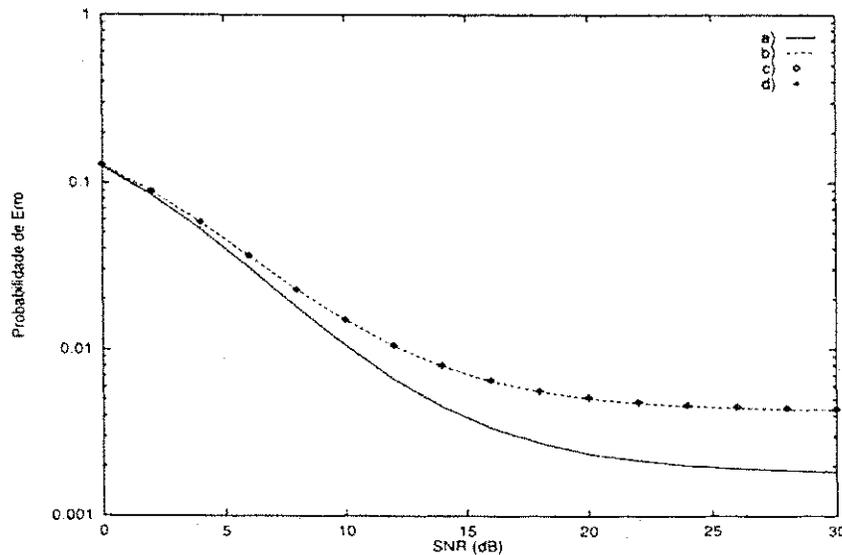


Figura 5.12: Probabilidade de erro para o primeiro sistema, com sobreposição, a) $K_{ds} = 0$, b) $\omega_c = \omega_1$, c) $\omega_c = \omega_2$ e d) $\omega_c = \omega_3$

Na curva "a" da Figura 5.12 estão os valores para o caso em que não há sobreposição, a curva "b" ilustra o caso onde há sobreposição e a portadora do DS-CDMA ω_c coincide com a primeira portadora usada pelo MC-CDMA, as curvas "c" e "d" são para os casos quando ω_c coincide com a segunda e terceira portadora respectivamente. É possível notar que o desempenho não difere à medida que a posição de ω_c é mudada, pois quando há coincidência, o espectro do sinal DS-CDMA sobrepõe uma subfaixa do MC-CDMA, estando as outras subfaixas livres da sobreposição. Esse resultado mostra que desde que, ω_c coincida com uma das portadoras do MC-CDMA, não interessa em qual portadora ocorre a coincidência, porquê o desempenho não é modificado.

Fazendo a mesma análise acima para os casos onde há 50% e 75% de sobreposição

dos lóbulos principais dos espectros das subportadoras do MC-CDMA, obtêm-se os gráficos das Figuras 5.13 e 5.14, respectivamente. Para esses casos considera-se também que a faixa do DS-CDMA é do mesmo tamanho que a espalhada por cada subfaixa do MC-CDMA, desse modo a banda do MC-CDMA é diferente para cada α .

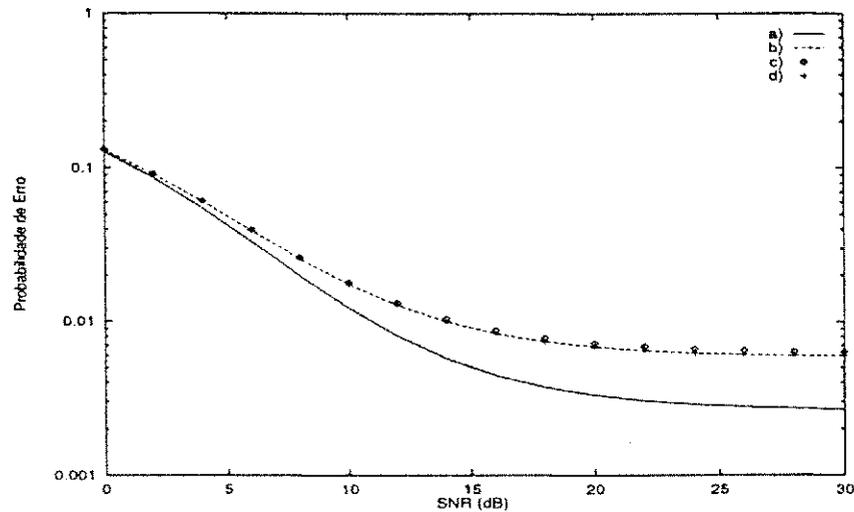


Figura 5.13: Probabilidade de erro para o primeiro sistema, com sobreposição e $\alpha = 0,5$, a) $Kds = 0$, b) $\omega_c = \omega_1$, c) $\omega_c = \omega_2$ e d) $\omega_c = \omega_d$

É possível notar que mesmo com a sobreposição dos espectros das subportadoras, o desempenho não tem uma mudança significativa quando a posição de ω_c é modificada, pois também nesses casos a sobreposição dos espectros do sinal DS-CDMA e de um subfaixa do MC-CDMA, ocorre somente em uma faixa, ficando portanto as outras faixas livres.

Para o segundo caso, onde não há coincidência das portadoras, usando o mesmo sistema analisado acima, a posição da portadora do DS-CDMA foi sendo variada com relação à posição das portadoras do MC-CDMA. A Figura 5.15 mostra a probabilidade de erro para a variação entre ω_1 e ω_2 , considerando $\alpha = 0$. Os valores de ω_c entre 1,2 e 1,8 ilustram o indexador c que controla a posição relativa da portadora do DS-CDMA, por exemplo, na curva "a)" quando $\omega_c = 1,0$ indica que a portadora do DS-CDMA é igual à portadora ω_1 do MC-CDMA, que foi colocado nessa figura para servir de

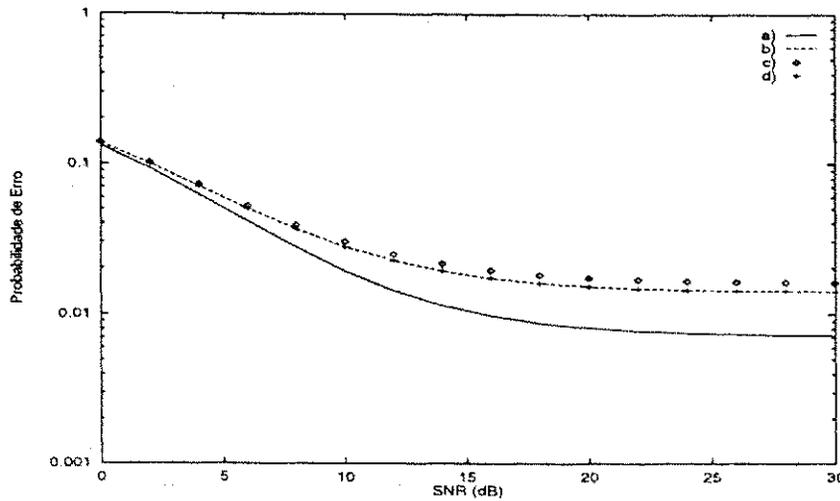


Figura 5.14: Probabilidade de erro para o primeiro sistema, com sobreposição e $\alpha = 0,75$, a) $Kds = 0$, b) $\omega_c = \omega_1$, c) $\omega_c = \omega_2$ e d) $\omega_c = \omega_3$

referência. Na Figura 5.16 é ilustrada a variação entre ω_2 e ω_3 , também com $\alpha = 0$. Pode-se notar que entre as Figuras 5.15 e 5.16 há uma certa identidade.

Observando a Figura 5.15 é possível notar que quando $\omega_c = 1,2$ na curva "b)" e $\omega_c = 1,8$ na curva "e)", o desempenho é pior do que quando $\omega_c = 1,4$ na curva "c)" ou $\omega_c = 1,6$ na curva "d)". Essa queda no desempenho deve-se ao fato de que a portadora do DS-CDMA, estando em 1,2 ou 1,8, se encontra mais próxima de uma das portadoras do MC-CDMA do que quando está em 1,4 ou 1,6, deste modo causando mais interferência devido á maior sobreposição dos espectros. Percebe-se também a melhora do desempenho com relação ao caso $\omega_c = 1$ quando $\omega_c = 1,4$ ou $\omega_c = 1,6$. O motivo dessa queda será analisado a seguir. A mesma discussão pode ser feita para os valores da Figura 5.16.

Um discussão interessante pode ser feita observando a Figura 5.17, onde se considera uma relação sinal/ruído de 10dB. Mostra-se a probabilidade de erro conforme a variação da posição da portadora ω_c do DS-CDMA. No eixo das abcissas está a posição relativa da portadora do DS-CDMA. É possível observar que a medida em que a portadora ω_c se distancia das portadoras do MC-CDMA ocorre uma diminuição na probabilidade de erro, como pode ser observado nas posições 1,4, 1,6, 2,4 e 2,8. O motivo dessa queda

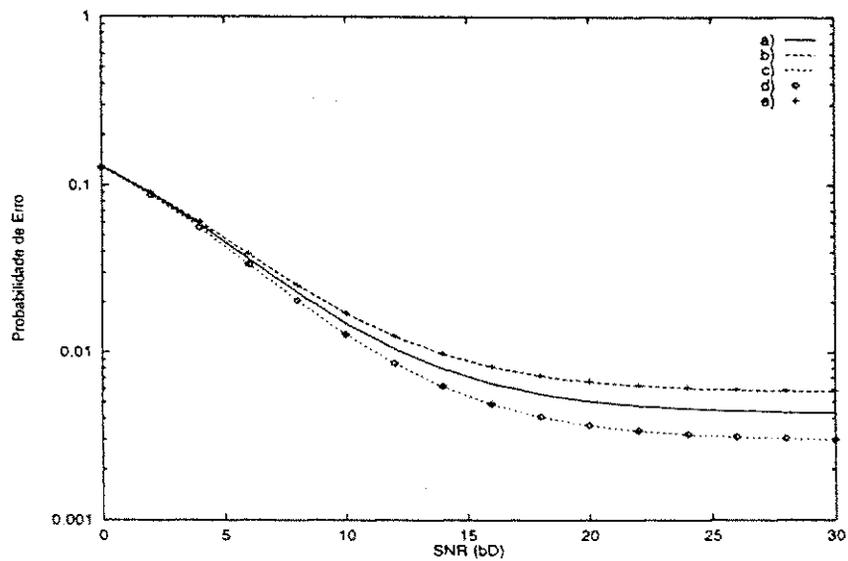


Figura 5.15: Probabilidade de erro para o primeiro sistema, sem coincidência das portadoras e $\alpha = 0$, a) $\omega_c = 1,0$, b) $\omega_c = 1,2$, c) $\omega_c = 1,4$, d) $\omega_c = 1,6$ e e) $\omega_c = 1,8$

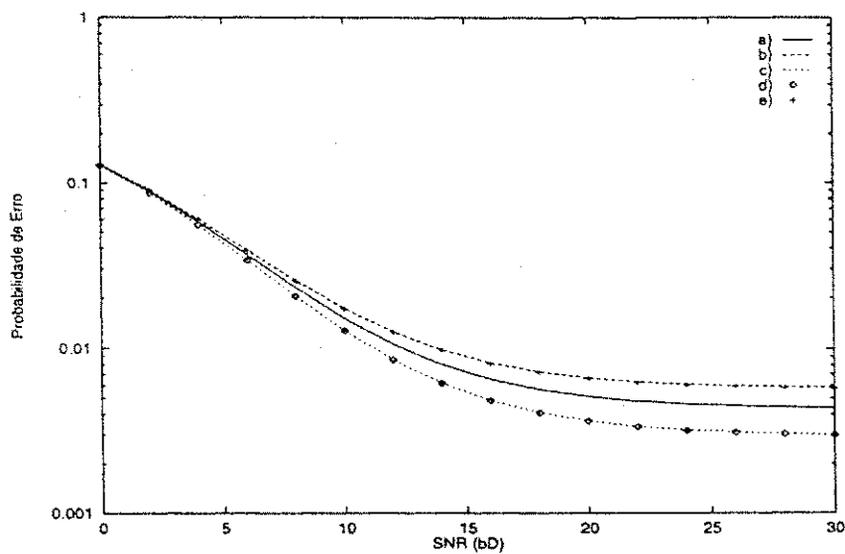


Figura 5.16: Probabilidade de erro para o primeiro sistema, com sobreposição e sem coincidência das portadoras e $\alpha = 0$, a) $\omega_c = 2,2$, b) $\omega_c = 2,4$, c) $\omega_c = 2,6$ e d) $\omega_c = 2,8$.

na probabilidade de erro é que a portadora ω_c estando em uma dessas posições, a sua faixa tem uma influência menor nas faixas de cada uma das portadoras do MC-CDMA, logo, causando uma interferência menor.

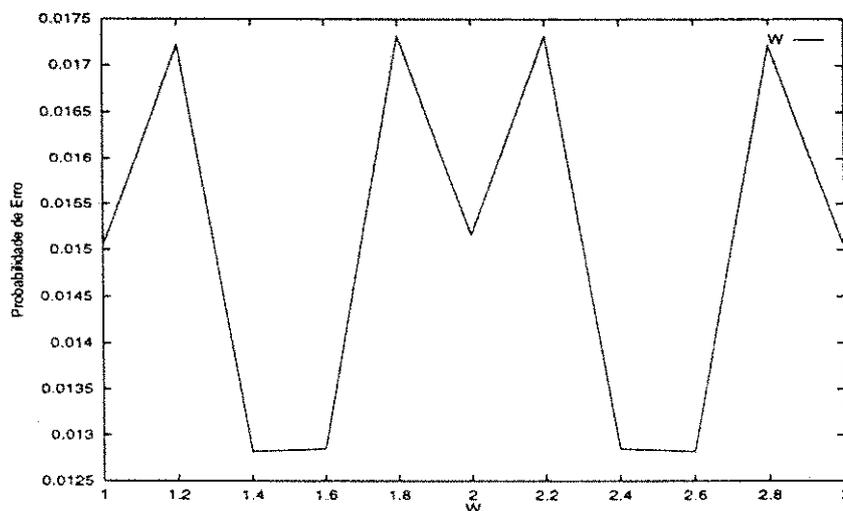


Figura 5.17: Probabilidade de erro, com a posição da portadora ω_c , para $\alpha = 0$.

A mesma análise anterior é feita para $\alpha = 0,5$ na Figura 5.18 e para $\alpha = 0,75$ na Figura 5.19. Observa-se que à medida em que α é incrementado, a variação na probabilidade de erro com a posição aumenta. Essa variação deve-se ao fato de que, ao aumentar a sobreposição dos lóbulos principais espectros das subportadoras do MC-CDMA aumenta-se cada uma das subfaixas e, quando há uma variação na posição de ω_c de 1,2 para 1,4 por exemplo, a nova posição da faixa ocupada pelo espectro do DS-CDMA estará interferindo menos em cada uma das subfaixas. Portanto, será possível, devido a diversidade usada, eliminar melhor essa interferência.

Comparando as Figuras 5.17, 5.18 e 5.19 pode-se afirmar que dependendo do valor de α escolhido, a posição na qual a portadora do DS-CDMA deve transmitir pode ser escolhida de tal forma a obter um melhor desempenho do sistema MC-CDMA. Por exemplo, no primeiro caso $\alpha = 0$ pode-se escolher as posições 1,4, 1,6, 2,4 ou 2,6 para ω_c . No segundo e terceiro casos $\alpha = 0,5$ e $\alpha = 0,75$, é melhor transmitir com a portadora coincidindo com uma das portadoras do MC-CDMA.

Considerando agora a transmissão em uma faixa de 3,75MHz, usando faixas de

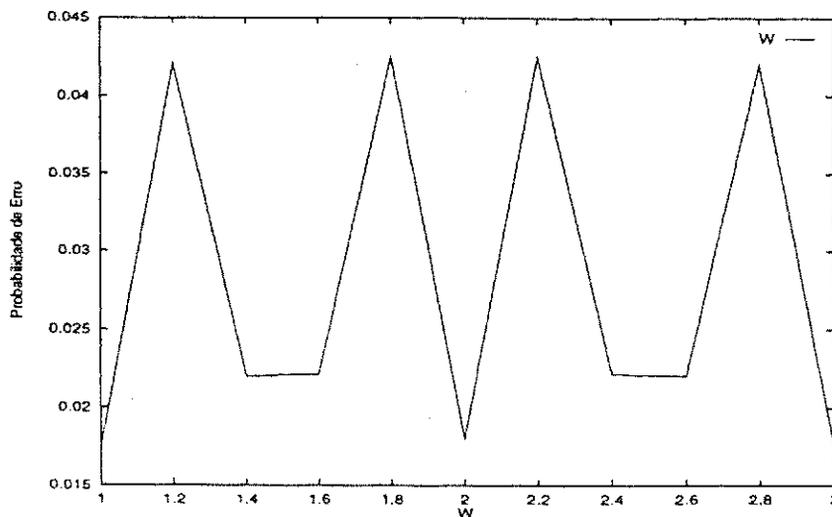


Figura 5.18: Probabilidade de erro, com a posição das portadoras, para $\alpha = 0,5$.

1,25MHz, é possível usar uma das configurações mostradas na Tabela 5.2.

M	1	1	1
S	3	5	9
α	0,0	0,5	0,75

Tabela 5.2: Possíveis configurações para o sistema MC-CDMA, variando o valor de S

Na Figura 5.20 é ilustrada a variação do número de usuários MC-CDMA (K) e do número de usuários DS-CDMA (K_{DS}), segundo a restrição de que a relação sinal/ruído seja 12dB e a probabilidade de erro seja menor que 10^{-2} . Na curva "a" está ilustrado o caso para $M = 1$ e $S = 3$, em "b" para $M = 1$, $S = 5$ e em "c" para $M = 1$ e $S = 9$.

O grande aumento observado na capacidade, deve-se ao aumento na diversidade que se obtém quando o número de subportadoras é elevado, pois neste caso, o mesmo conjunto de bits será transmitido por várias portadoras.

Outra possibilidade para colocar faixas de 1,25MHz em uma faixa de 3,75MHz é mostrada na Tabela 5.3. Neste caso faz-se a variação do valor de M , desse modo, a taxa em cada saída paralela é menor e o ganho de processamento em cada subfaixa é maior. Na Figura 5.21 é ilustrado o desempenho dessas configurações, na curva "a"

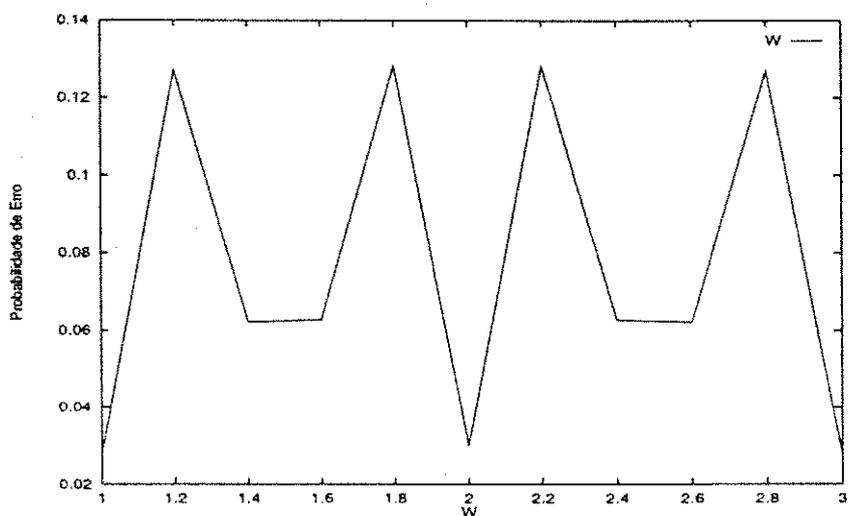


Figura 5.19: Probabilidade de erro, com a posição das portadoras, para $\alpha = 0,75$.

M	3	5	1
S	1	1	1
α	0,0	0,5	0,75

Tabela 5.3: Possíveis configurações para o sistema MC-CDMA variando o valor de M .

tem-se o valor para $M = 3$ e $S = 1$, em “b” para $M = 5$ e $S = 1$ e em “c” para $M = 9$ e $S = 1$.

Nota-se que somente quando a relação sinal/ruído está em torno de 15 dB é que a probabilidade de erro cai para um valor menor que 10^{-2} , mesmo sem qualquer sobreposição, pois $K_{DS} = 0$. É possível afirmar que os sistemas que variam o valor de M tem um desempenho pior do que os que variam o valor de S . O desempenho do sistema cai à medida que o valor de M aumenta, pois neste caso transmite-se bits diferentes em portadoras diferentes, sem contar com a diversidade pois $S = 1$.

A análise feita acima considera que as potências transmitidas nos sistemas MC-CDMA e no DS-CDMA são iguais. Tomando os sistemas propostos nas Tabelas 5.2 e 5.3, tem-se nas Figuras 5.22, 5.23 e 5.24 o desempenho desses sistemas para uma relação sinal/ruído considerada muito alta, ou seja, quando a probabilidade de erro se mantém constante, por exemplo 40dB. É considerada a variação da potência do

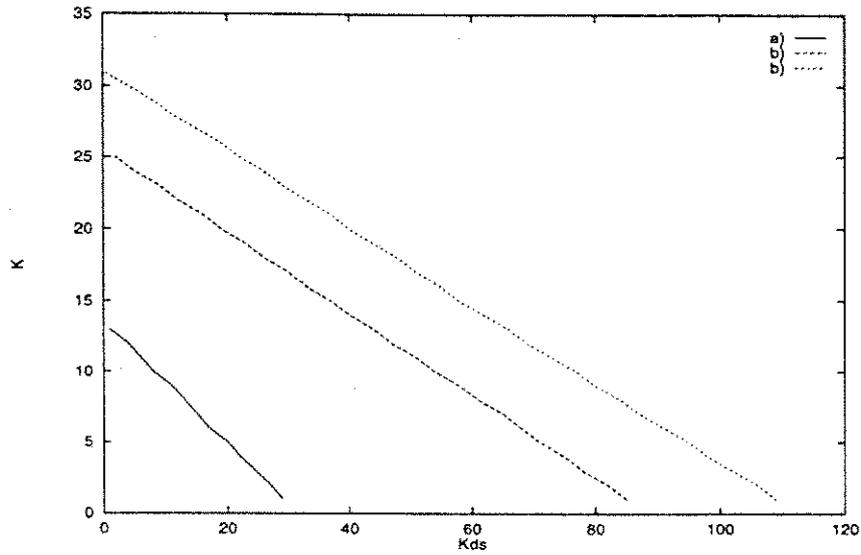


Figura 5.20: Variação do número de usuários, dos sistemas sobrepostos, a) $M = 1, S = 3$ e $\alpha = 0,0$, b) $M = 1, S = 5$ e $\alpha = 0,5$ e c) $M = 1, S = 9$ e $\alpha = 0,75$.

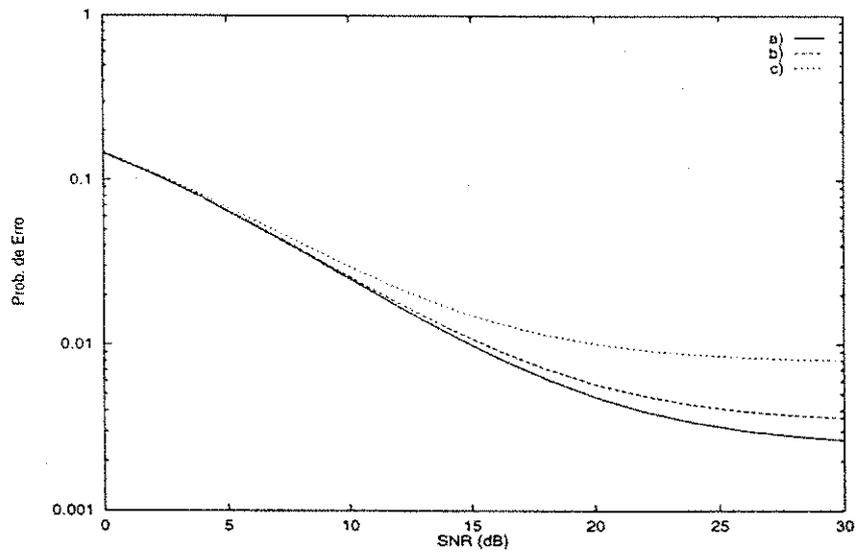


Figura 5.21: Probabilidade de erro para a variação do valor de M , a) $M = 3, S = 1$ e $\alpha = 0,0$, b) $M = 5, S = 1$ e $\alpha = 0,5$ e c) $M = 9, S = 1$ e $\alpha = 0,75$.

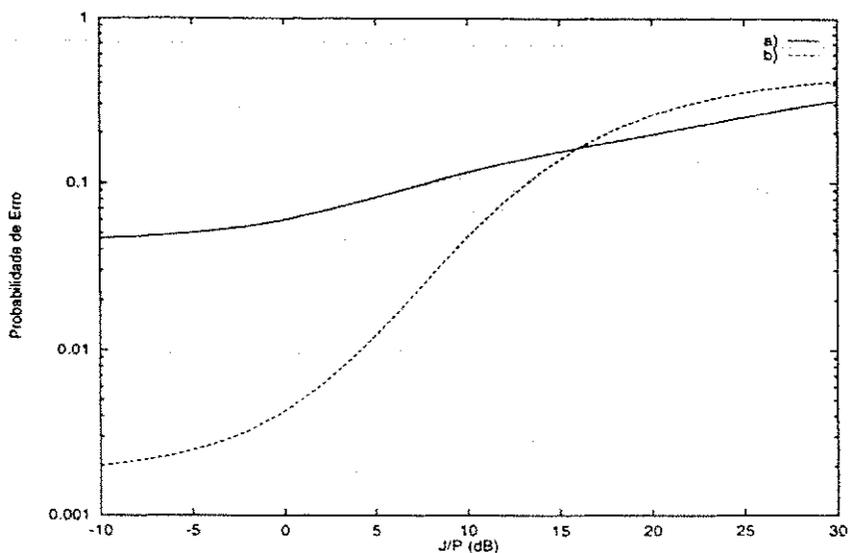


Figura 5.22: Probabilidade de erro para a variação do valor da relação J/P e $\alpha = 0,0$, a) $M = 3, S = 1$, b) $M = 1, S = 3$.

DS-CDMA com relação a potência do MC-CDMA, definida como relação J/P .

Aumentando o parâmetro J/P e mantendo a mesma relação sinal/ruído, está sendo aumentada a potência transmitida pelo DS-CDMA. Nota-se que para baixos valores de J/P , os sistemas que têm $M = 1$ e S variável e apresentam um melhor desempenho, e para altos valores dessa relação, os sistemas com $S = 1$ e diferentes M têm um melhor desempenho. Pode-se atribuir esse fato a que os últimos sistemas por terem $M \neq 1$, dividem a taxa a ser transmitida, e assim, dão um ganho de processamento maior em cada subfaixa, sendo portanto possível resistir mais à interferência do DS-CDMA. Portanto, é possível concluir que os sistemas que usam $M \neq 1$ e $S \neq 1$ como por exemplo $M = 3$ e $S = 3$, são uma melhor escolha, pois reúnem as boas características de ambos os sistemas.

Tendo comparado o sistema MC-CDMA com o sistema DS-CDMA e mostrado o seu bom desempenho, inclusive quando usado em um sistema que funciona sobreposto a um sistema que usa DS-CDMA, algumas conclusões podem ser tiradas a respeito desses sistemas, essas conclusões são descritas no capítulo seguinte.

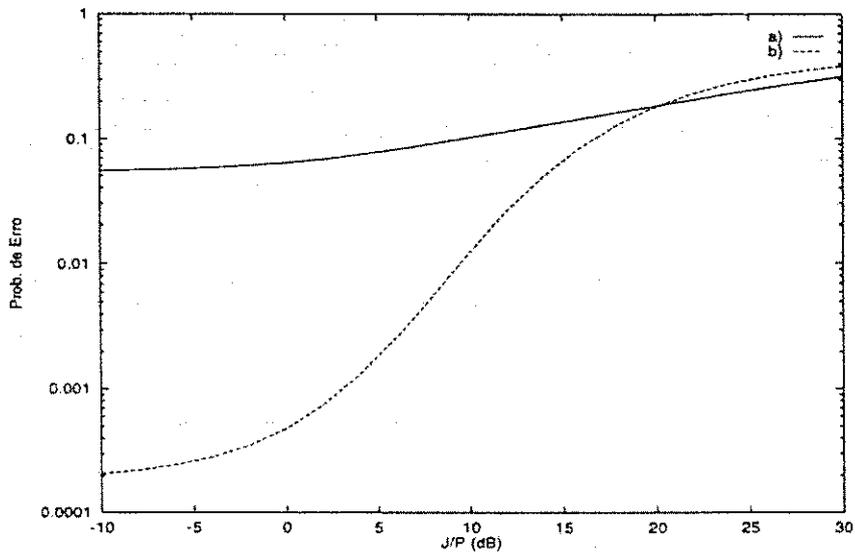


Figura 5.23: Probabilidade de erro para a variação do valor da relação J/P par $\alpha = 0,5$, a) $M = 5, S = 1$, b) $M = 1, S = 5$.

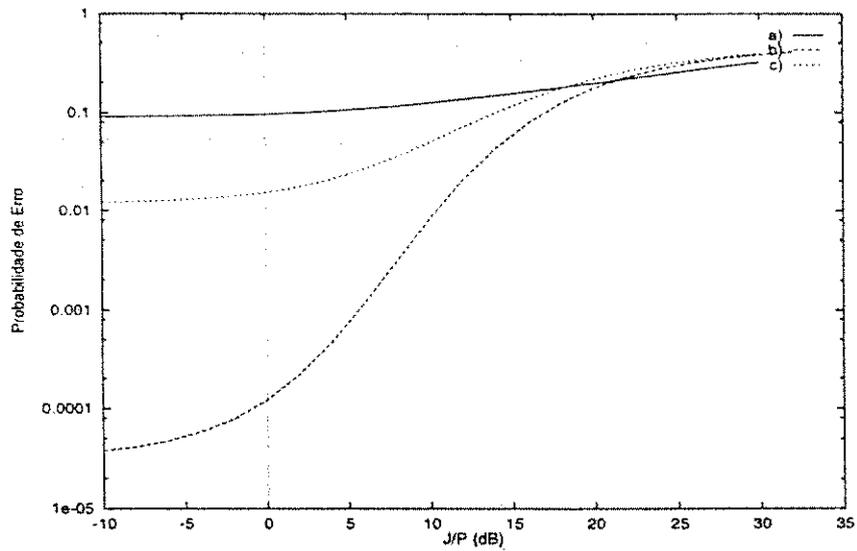


Figura 5.24: Probabilidade de erro para a variação do valor da relação J/P e $\alpha = 0,75$, a) $M = 9, S = 1$, b) $M = 1, S = 9$ e c) $M = 3, S = 3$.

Capítulo 6

Conclusões e Perspectivas

Devido ao grande interesse que os sistemas CDMA têm despertado, e com a consideração do uso da técnica MC-CDMA nos sistemas de terceira geração, trabalhos sobre essa técnica e estudos sobre a sua aplicação têm sido realizados e estão sendo requeridos.

No presente trabalho, além do estudo da técnica MC-CDMA observando suas características, foi feita a generalização de estudos prévios, tornando a análise do sistema mais geral. Também foi mostrado a aplicação dessa técnica em um sistema sobreposto a outro sistema que usa DS-CDMA.

Com a inclusão do fator que generaliza a sobreposição é possível obter uma análise mais geral dos sistemas MC-CDMA, incluindo tanto os estudos prévios como novos estudos, sendo possível agora estudar diversas configurações para o sistema somente com a variação desse fator. Foi mostrado que a técnica MC-CDMA obtém melhor desempenho que o sistema DS-CDMA que usa receptores RAKE, podendo assim concluir que é possível, usando MC-CDMA, torna opcional o uso de receptores RAKE.

No caso da análise da sobreposição, foi mostrado que a técnica MC-CDMA possui boa resistência à interferência e, com relação a posição da portadora do DS-CDMA com relação às do MC-CDMA, existem posições preferenciais nas quais deve-se transmitir a portadora do DS-CDMA, para que o sistema MC-CDMA obtenha um melhor desempenho.

Os sistemas que usam o número de saídas paralelas M maior que 1, ou seja, dividem

a taxa original e usam mais de uma portadora em cada saída, mostraram ter um melhor desempenho que os outros sistemas, por incluírem tanto o aumento no ganho de processamento, como a diversidade.

O estudo de sobreposição realizado neste trabalho, em que pese sua larga faixa de aplicação, ainda pode ser continuado. Como foi considerado que a faixa ocupada pelo DS-CDMA é da mesma largura que cada uma das faixas das portadoras do MC-CDMA ocupa, essa análise pode ser ampliada considerando faixas diferentes. Essa consideração implica diretamente no estudo das seqüências usadas, pois agora a seqüência usada pelo DS-CDMA tem um comprimento diferente da usada para espalhar o espectro em cada subfaixa do MC-CDMA, implicando em estudos sobre a correlação dessas seqüências.

Com relação às seqüências usadas no presente trabalho, além do estudo da correlação de seqüências de tamanhos diferentes proposta acima, pode ser feito um estudo para o desenvolvimento de seqüências que sejam usadas para o estudo do problema do PAPR.

O tipo de modulação usado é de grande importância para o desempenho de qualquer sistema. Novos tipos de modulação, como a modulação codificada, têm gerado grande interesse devido ao ganho que podem prover aos sistemas [33]. Pode ser de interesse a aplicação da modulação codificada nos sistemas MC-CDMA, com objetivo de melhorar o desempenho dos sistemas sobre os canais com desvanecimento.

Conjuntamente com a modulação codificada, pode ser testado o uso do SDMA, pois essa desta última técnica também está sendo cogitada para os sistemas de terceira geração. Deste modo, o desempenho dos sistemas MC-CDMA poderá ser avaliado e o sistema proposto se tornará mais geral.

A simulação dos sistemas de comunicação além de ser uma tarefa desafiadora, pode mostrar características dos sistemas que a análise matemática não mostra como, por exemplo, a questão das seqüências a serem usadas. Portanto, para uma análise mais detalhada dos sistema MC-CDMA pode-se usar a sua simulação, incluindo todas as novas características que se deseja investigar, como as descritas acima.

Apêndice A

Análise da variância da interferência I_2

Neste apêndice será desenvolvido o termo extra da variância de I_2 que é devido à correlação no receptor RAKE.

A equação de I_2 , definida em 3.31, pode ser dividida em três termos

$$I_2 = \sqrt{\frac{P}{2}} [I_2^{(1)} + I_2^{(2)} + I_2^{(3)}] \quad (\text{A.1})$$

sendo que $I_2^{(1)}$ representa a interferência que as portadoras que estão no grupo p causam umas às outras, devido aos raios $l \leq \lambda$, dada por

$$I_2^{(1)} = \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{d=1, d \neq v}^S \sum_{l=1, l \neq n}^{\lambda} \beta_{1,x,l} \int_0^T b_{1,p}(t - t_{1,l} - t_{1,n}) \cdot a_1(t - t_{1,l} - t_{1,n}) a_1(t) \cos((\omega_x - \omega_q)t + \varphi_{1,x,l} - \varphi_{1,q,n}) dt \quad (\text{A.2})$$

em que ambos v e d representam o número relativo das portadoras no grupo p e $x = p + M(d - 1)$ e $q = p + M(v - 1)$ são os números absolutos das portadoras no grupo p .

O termo $I_2^{(2)}$ representa a interferência que as portadoras no grupo p causam umas nas outras, devido aos raios $l > \lambda$. Ela é dada por A.2 apenas mudando os limites da última soma para $l = \lambda + 1$ até L .

O termo $I_2^{(3)}$ representa a interferência que as portadoras no grupo p recebem devido a todos os raios das outras portadoras fora do grupo p , dada por

$$I_2^{(3)} = \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{m=1, m \neq \{\text{grupo } p\}}^{MS} \sum_{l=1, l \neq n}^{\lambda} \beta_{1,m,l} \int_0^T b_{1,q}(t - t_{1,l} - t_{1,n}) \cdot a_1(t - t_{1,l} - t_{1,n}) a_1(t) \cos((\omega_m - \omega_q)t + \varphi_{1,m,l} - \varphi_{1,q,n}) dt \quad (\text{A.3})$$

sendo $\{\text{grupo } p\}$ o conjunto que inclui todos os números absolutos nas portadoras do grupo p .

Aplicando a Equação 3.32 nas equações acima, pode-se mostrar que $I_2^{(1)}$, $I_2^{(2)}$ e $I_2^{(3)}$ possuem média zero e são descorrelacionados, pois os conjuntos de ângulos envolvidos são independentes. Pela mesma razão todos os termos de $I_2^{(2)}$ e $I_2^{(3)}$ são descorrelacionados. Desta forma, somente os termos em A.2 são correlacionados, e desses termos é que surge o segundo termo na variância de I_2 .

Para encontrar este valor será aplicado a seguinte identidade a A.2

$$\begin{aligned} & \sum_{v=1}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{d=1, d \neq v}^S \sum_{l=1, l \neq n}^{\lambda} \phi(v, n, d, l) \\ &= \sum_{v=1}^{S-1} \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{d=v+1}^S \sum_{l=n+1}^{\lambda} \phi(v, n, l, d) + \phi(v, l, d, n) + \phi(d, n, v, l) + \phi(d, l, v, n) \quad (\text{A.4}) \end{aligned}$$

e aplicando a 3.31 obtém-se

$$\begin{aligned} I_2^{(1)} &= \sum_{v=1}^{S-1} \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{d=v+1}^S \sum_{l=n+1}^{\lambda} \beta_{1,x,l} \cdot [b_{1,p}^{-1} F(l - n - N) + b_{1,p}^0 F(l - n)] \Delta_{1,l} \\ &\cdot \text{Sinc} \left(\frac{(\omega_x - \omega_q) \Delta_{1,l}}{2} \right) \cdot \cos \left(\frac{(\omega_x - \omega_q) \Delta_{1,l}}{2} + \varphi_{1,x,l} - \varphi_{1,q,n} \right) \\ &+ \beta_{1,x,n} \cdot [b_{1,p}^{+1} F(l - n - N) + b_{1,p}^0 F(l - n)] \Delta_{1,l} \cdot \text{Sinc} \left(\frac{(\omega_x - \omega_q) \Delta_{1,l}}{2} \right) \\ &\cdot \cos \left(\frac{(\omega_x - \omega_q) \Delta_{1,l}}{2} + \varphi_{1,x,n} - \varphi_{1,q,l} \right) \\ &+ \beta_{1,q,l} \cdot [b_{1,p}^{-1} F(l - n - N) + b_{1,p}^0 F(l - n)] \Delta_{1,l} \cdot \text{Sinc} \left(\frac{(\omega_q - \omega_x) \Delta_{1,l}}{2} \right) \\ &\cdot \cos \left(\frac{(\omega_q - \omega_x) \Delta_{1,l}}{2} + \varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,x,n} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& +\beta_{1,x,l} \cdot [b_{1,p}^{-1}F(l-n-N) + b_{1,p}^0F(l-n)]\Delta_{1,l} \cdot \text{Sinc} \left(\frac{(\omega_x - \omega_q)\Delta_{1,l}}{2} \right) \\
& \cdot \cos \left(\frac{(\omega_x - \omega_q)\Delta_{1,l}}{2} + \varphi_{1,x,l} - \varphi_{1,q,n} \right) \\
& +\beta_{1,q,n} \cdot [b_{1,p}^{+1}F(l-n-N) + b_{1,p}^0F(l-n)]\Delta_{1,l} \cdot \text{Sinc} \left(\frac{(\omega_q - \omega_x)\Delta_{1,l}}{2} \right) \\
& \cdot \cos \left(\frac{(\omega_q - \omega_x)\Delta_{1,l}}{2} + \varphi_{1,q,n} - \varphi_{1,x,l} \right), \tag{A.5}
\end{aligned}$$

sendo $F(f) = C_1(f+1) - C_1(f)$. Cada um dos quatro termos na soma na equação acima consiste de dois termos devido aos dois bits. Contando os termos de um até oito, o segundo e o oitavo termos são correlacionados e o quarto e o sexto também são correlacionados e todos os outros termos são decorrelacionados devido à diferença de ângulos de fase ou bits diferentes. O termo extra na variância de I_2 é devido aos termos que são correlacionados, portanto será dado por

$$\begin{aligned}
\text{Termos correlacionados} &= \sum_{v=1}^{S-1} \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{d=v+1}^S \sum_{l=n+1}^{\lambda} b_{1,p}^0 F(l-n) \Delta_{1,l} \text{Sinc} \left(\frac{(\omega_x - \omega_q)\Delta_{1,l}}{2} \right) \\
&\cdot [\beta_{1,x,l} \cos \left(\frac{(\omega_x - \omega_q)\Delta_{1,l}}{2} + \varphi_{1,x,l} - \varphi_{1,q,n} \right) + \beta_{1,q,n} \cos \left(\frac{(\omega_x - \omega_q)\Delta_{1,l}}{2} + \varphi_{1,x,l} - \varphi_{1,q,n} \right)] \\
&+ b_{1,p}^0 F(l-n) \Delta_{1,l} \text{Sinc} \left(\frac{(\omega_x - \omega_q)\Delta_{1,l}}{2} \right) [\beta_{1,x,n} \cos \left(\frac{(\omega_x - \omega_q)\Delta_{1,l}}{2} + \varphi_{1,x,n} - \varphi_{1,q,l} \right) \\
&+ \beta_{1,q,l} \cos \left(\frac{(\omega_x - \omega_q)\Delta_{1,l}}{2} + \varphi_{1,x,l} - \varphi_{1,q,n} \right)] \tag{A.6}
\end{aligned}$$

e o termo extra na variância de I_2 será dado por

$$\text{termo extra} = \sum_{v=1}^{S-1} \sum_{n=1}^{\lambda-1} \sum_{d=v+1}^S \sum_{l=n+1}^{\lambda} G_{v,n,d,l} \tag{A.7}$$

sendo

$$\begin{aligned}
G_{v,n,d,l} &= 2F^2(l-n)E[\beta_{1,x,l}\beta_{1,q,n}\Delta_{1,l}^2 \text{Sinc}^2 \left(\frac{(\omega_x - \omega_q)\Delta_{1,l}}{2} \right) \\
&\cos \left(\frac{(\omega_x - \omega_q)\Delta_{1,l}}{2} + \varphi_{1,x,l} - \varphi_{1,q,n} \right) \cos \left(\frac{(\omega_q - \omega_x)\Delta_{1,l}}{2} - \varphi_{1,q,n} - \varphi_{1,x,l} \right)] \\
&+ 2F^2(l-n)E[\beta_{1,x,n}\beta_{1,q,l}\Delta_{1,l}^2 \text{Sinc}^2 \left(\frac{(\omega_x - \omega_q)\Delta_{1,l}}{2} \right)
\end{aligned}$$

$$\cos \left(\frac{(\omega_x - \omega_q)\Delta_{1,l}}{2} - \varphi_{1,x,n} - \varphi_{1,q,l} \right) \cos \left(\frac{(\omega_q - \omega_x)\Delta_{1,l}}{2} + \varphi_{1,q,l} - \varphi_{1,x,n} \right)]. \quad (\text{A.8})$$

Aplicando o valor esperado no termo acima chega-se a

$$G_{v,n,d,l} = -\pi\sigma_n\sigma_1 F^2(l-n) \frac{T_c^2}{4\pi^2 M^2 (d-v)^2} \quad (\text{A.9})$$

deste modo tem-se o termo extra na variância de I_2 .

Apêndice B

Obtenção das variâncias das interferências entre os sistemas DS-CDMA e MC-CDMA.

Neste apêndice são desenvolvidas as equações da variância das interferências analisadas no Capítulo 4.

A interferência I_5 é dada por

$$I_5 = \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} \sum_{k_1=0}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \beta_{k_1,l} \sqrt{2J} b_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) w_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_{k_1,l}) a_1(t - t_{1,n}) \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) dt, \quad (B.1)$$

os termos da equação acima estão descritos no Capítulo 4.

Como os dois sistemas usam a mesma faixa de frequências, considera-se inicialmente $\omega - c = \omega_q$, ou seja, há coincidência de portadoras. Como o tamanho de cada subfaixa do MC-CDMA é da mesma largura que a faixa usada pelo DS-CDMA, considera-se $N_{DS} = N_{MC}$, ou seja, as seqüências usadas por ambos são do mesmo comprimento.

Aplicando as considerações acima na equação B.1, fazendo a soma e a diferença dos cossenos e considerando que o termo $\cos(2\omega_q t + \varphi_{1,q,n} + \varphi_{k_1,n})$ é eliminado devido ao processo de filtragem, tem-se

$$I_5 = \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} \sum_{k_1=0}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \beta_{k_1,l} \sqrt{2J} b_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) w_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l})$$

$$\frac{1}{2} \cos(\varphi_{1,0,n} - \varphi_{k_1,l}) a_1(t - t_{1,n}) dt,$$

organizando os termos na equação obtém-se

$$I_5 = \sqrt{\frac{J}{2}} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=0}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \beta_{k_1,l} \cos(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l}) \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) \cdot w_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) a_1(t - t_{1,n}) dt,$$

e mudando a variável de integração na equação acima, chega-se a

$$I_5 = \sqrt{\frac{J}{2}} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=0}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \beta_{k_1,l} \cos(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l}) \int_0^T b_{k_1}(t - (\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})) \cdot w_{k_1}(t - (\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})) a_1(t) dt. \quad (B.2)$$

Seguindo a mesma metodologia usada em [26], tem-se

$$I_5 = \sqrt{\frac{J}{2}} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=0}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \beta_{k_1,l} \cos(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l}) \left(\int_0^{\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}} b_{k_1}(t - (\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})) \cdot w_{k_1}(t - (\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})) a_1(t) dt + \int_{\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}}^T b_{k_1}(t - (\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})) \cdot w_{k_1}(t - (\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})) a_1(t) dt \right). \quad (B.3)$$

Sabendo que $b_k(T) = \sum_{x=-\infty}^{\infty} b_k^x p_T(t - xT)$, sendo $b_k^x = \pm 1$ e $p(t) = 1$ para $0 \leq t \leq T$, é possível escrever a equação acima da seguinte forma

$$I_5 = \sqrt{\frac{J}{2}} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=0}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \beta_{k_1,l} \cos(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l}) \left(\int_0^{\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}} \sum_{x=-\infty}^{\infty} b_{k_1,x} p_T(t - (\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n} - xT)) \cdot w_{k_1}(t - (\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})) a_1(t) dt + \int_{\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}}^T \sum_{x=-\infty}^{\infty} b_{k_1,x} p_T(t - (\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n} - xT)) \cdot w_{k_1}(t - (\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})) a_1(t) dt \right).$$

Observando as integrais acima é possível constatar que somente dois termos não nulos contribuem para os nos somatórios dessas integrais, associados $x = -1$ e $x = 0$

para a primeira e segunda integral, respectivamente. Desenvolvendo a equação acima chega-se a

$$I_5 = \sqrt{\frac{J}{2}} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=0}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \beta_{k_1,l} \cos(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l}) \left(\int_0^{\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}} b_{k_1}^{-1} w_{k_1}(t - (\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})) a_1(t) dt + \int_{\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}}^T b_{k_1}^0 w_{k_1}(t - (\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})) a_1(t) dt \right),$$

definindo $R_{k,i}(\tau) = \int_0^{\tau} a_k(t - \tau) a_i(t) dt$ e $\hat{R}_{k,i}(\tau) = \int_{\tau}^T a_k(t - \tau) a_i(t) dt$ [26] e aplicando na equação acima, chega-se a

$$I_5 = \sqrt{\frac{J}{2}} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=0}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \beta_{k_1,l} \cos(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l}) \left(b_{k_1}^{-1} R_{k_1,1}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}) + b_{k_1}^0 \hat{R}_{k_1,1}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}) \right).$$

Sendo I_5 como uma variável aleatória com média zero, sua variância será dada por

$$E[I_5^2] = E \left[\left(\sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=0}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \sqrt{\frac{J}{2}} \beta_{k_1,l} \cos(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l}) [b_{k_1}^{-1} R_{k_1,1}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}) + b_{k_1}^0 \hat{R}_{k_1,1}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})] \right)^2 \right].$$

Desenvolvendo a equação acima chega-se a

$$E[I_5^2] = \frac{J}{2} E \left[\sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=0}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{\lambda} \sum_{j=0}^{K_{DS}} \sum_{x=0}^L \beta_{k_1,l} \beta_{j,x} \cos(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l}) \cos(\varphi_{1,q,i} - \varphi_{j,x}) \{ [b_{k_1}^{-1} R_{k_1,1}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}) + b_{k_1}^0 \hat{R}_{k_1,1}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})] \cdot [b_j^{-1} R_{j,1}(\tau_j + t_{j,x} - t_{i,1}) + b_j^0 \hat{R}_{j,1}(\tau_j + t_{j,x} - t_{i,1})] \} \right]. \quad (B.4)$$

Introduzindo o valor esperado na integral tem-se

$$E[I_5^2] = \frac{J}{2} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=0}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^{\lambda} \sum_{j=0}^{K_{DS}} \sum_{x=0}^L E[\beta_{k_1,l} \beta_{j,x}] E[\cos(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l}) \cos(\varphi_{1,q,i} - \varphi_{j,x})] E \{ [b_{k_1}^{-1} R_{k_1,1}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}) + b_{k_1}^0 \hat{R}_{k_1,1}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})] \cdot [b_j^{-1} R_{j,1}(\tau_j + t_{j,x} - t_{i,1}) + b_j^0 \hat{R}_{j,1}(\tau_j + t_{j,x} - t_{i,1})] \}. \quad (B.5)$$

Observando a equação acima, mais especificamente o termo do valor esperado dos cossenos, é possível notar que como os ângulos de fase são considerados todos independentes, os dois cossenos acima são independentes. Como o valor esperado da multiplicação de dois termos independentes é igual a multiplicação dos valores esperados [34], tem-se que

$$\begin{aligned} E[\cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{k_1,l}) \cos(\varphi_{1,q,i} - \varphi_{j,x})] = \\ E[\cos(\varphi_{1,q,l} - \varphi_{k_1,l})]E[\cos(\varphi_{1,q,i} - \varphi_{j,x})] = 0. \end{aligned}$$

Portanto, é possível afirmar que somente para $n = 1$, $k_1 = j$ e $l = x$ na Equação B.5, o valor de $E[I_5^2]$ será diferente de zero, pois neste caso as fases dos cossenos são iguais e o valor esperado da multiplicação dos cossenos torna-se diferente de zero. Deste modo a Equação B.5 reduz-se a

$$\begin{aligned} E[I_5^2] = \frac{J}{2} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=0}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L E[\beta_{k_1,l}^2] E[\cos^2(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l})] E[(b_{k_1}^{-1}) R_{k_1,l}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}) \\ + b_{k_1}^0 \hat{R}_{k_1,l}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})]^2. \end{aligned} \quad (B.6)$$

Desenvolvendo os termos acima chega-se a

$$\begin{aligned} E[I_5^2] = \frac{J}{2} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=0}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L E[\beta_{k_1,l}^2] E[\cos^2(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l})] E[(b_{k_1}^{-1})^2] E[R_{k_1,l}^2(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})] \\ + 2E[b_{k_1}^{-1}] E[b_{k_1}^0] E[R_{k_1,l}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}) \hat{R}_{k_1,l}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})] \\ + E[(b_{k_1}^0)^2] E[\hat{R}_{k_1,l}^2(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})]. \end{aligned} \quad (B.7)$$

Considerando $(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l})$ como sendo uma variável aleatória uniformemente distribuída entre $(0, 2\pi)$, então $\xi = \tau_{k_1,l} + t_{k_1,l} - t_{1,n}$ é uma variável uniformemente distribuída entre $(0, T)$, sendo assim é possível calcular os valores esperados acima.

$$E[\cos^2(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l})] = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos^2(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l}) \cdot d(\varphi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l}) = \frac{1}{2}. \quad (B.8)$$

Como $b_k^z = \pm 1$, com probabilidade 1/2 para cada valor, tem-se que $E[b_k^z] = 0$ e $E[(b_k^z)^2] = 1$.

Substituindo os valores acima na equação da variância de I_5 , tem-se

$$E[I_5^2] = \frac{J}{4} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \sigma_l^2 E[R_{k_1,l}^2(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}) + \hat{R}_{k_1,l}^2(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})] \quad (\text{B.9})$$

Calculando o valor esperado, obtém-se

$$E[I_5^2] = \frac{J}{4} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \sigma_l^2 \frac{1}{T} \int_0^T (R_{k_1,l}^2(\xi) + \hat{R}_{k_1,l}^2(\xi)) d\xi. \quad (\text{B.10})$$

Como $T = NT_c$, a integral acima pode ser escrita da seguinte forma

$$E[I_5^2] = \frac{J}{4T} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \sigma_l^2 \sum_{r=0}^{N-1} \int_{rT_c}^{(r+1)T_c} (R_{k_1,l}^2(\xi) + \hat{R}_{k_1,l}^2(\xi)) d\xi. \quad (\text{B.11})$$

Substituindo as expressões para $R_{k,i}$ e $\hat{R}_{k,i}$ mostradas em [26] e desenvolvendo a equação acima pode-se obter a seguinte expressão

$$E[I_5^2] = \frac{J\lambda T_c^2}{12N} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} r_{k_1,l} \quad (\text{B.12})$$

em que $r_{k,i}$ é definido em [26].

Considerando agora a interferência de outras células I_6 tem-se

$$I_6 = \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} \sum_{k_1=0}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \sqrt{\varepsilon(\gamma, c_k, k)} \beta_{k_1,l} \sqrt{2} J b_{k_1} (t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) w_{k_1} (t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_{k_1,l}) a_1(t - t_{1,n}) \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) dt. \quad (\text{B.13})$$

Seguindo o mesmo procedimento usado para análise de I_5 , apenas acrescentando o termo $\sqrt{\varepsilon(\gamma, c_k, k)}$, tem-se

$$I_6 = \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \sqrt{\varepsilon(\gamma, c_k, k)} \sqrt{\frac{J}{2}} \beta_{k_1,l} \cos(\varphi_{1,0,n} - \varphi_{k_1,l}) [b_{k_1}^{-1} R_{k_1,l}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}) + b_{k_1}^0 \hat{R}_{k_1,l}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})]. \quad (\text{B.14})$$

A variável I_6 tem média zero e sua variância, condicionada a $\varepsilon(\gamma, c_k, k)$, é dada por

$$E[(I_6)^2 / \varepsilon(\gamma, c_k, k)] = E\left\{ \left(\sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \sqrt{\varepsilon(\gamma, c_k, k)} \sqrt{\frac{J}{2}} \beta_{k_1,l} \cos(\varphi_{1,0,n} - \varphi_{k_1,l}) [b_{k_1}^{-1} R_{k_1,l}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}) + b_{k_1}^0 \hat{R}_{k_1,l}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})] \right)^2 \right\}.$$

Na equação acima tem-se, como no cálculo da variância de I_5 , que a multiplicação dos somatórios reduz-se a apenas um conjunto de somatórios devido a presença do termo $\cos(\varphi)$, deste modo chega-se a

$$E[(I_6)^2/\varepsilon(\gamma, c_k, k)] = \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L E[\varepsilon(\gamma, c_k, k)] \frac{J}{2} E[\beta_{k_1,l}^2] E[\cos^2(\varphi_{1,0,n} - \varphi_{k_1,l})] \\ E\{[b_{k_1}^{-1} R_{k_1,l}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}) + b_{k_1}^0 \hat{R}_{k_1,l}(\tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n})]\}^2.$$

Como os valores esperados encontrados na equação acima são os mesmos que os de I_5 , pode-se repetir os resultados já encontrados, obtendo deste modo

$$E[(I_6)^2/\varepsilon(\gamma, c_k, k)] = \frac{J}{4T} \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \sigma_i^2 E[\varepsilon(\gamma, c_k, k)] \sum_{r=0}^{N-1} \int_{rT_c}^{(r+1)T_c} (R_{k_1,l}(\xi) + \hat{R}_{k_1,l}(\xi)) d\xi$$

pela normalização considerada para o canal $\sum_{l=1}^L \sigma_i^2 = 1$. Usando o resultado para $E[\varepsilon(\gamma, c_k, k)]$, encontrado no capítulo 4, e substituindo na equação acima chega-se a

$$E[I_6]^2 = \frac{J}{4T} \xi(\gamma) \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \tau_{k_1,l}. \quad (B.15)$$

Para a interferência I_7 , que consiste na interferência da portadora do DS-CDMA nas outras portadoras do MC-CDMA, tem-se

$$I_7 = \sum_{v=1, q \neq c}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \beta_{k_1,l} \sqrt{2J} b_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) w_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) \\ \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_{k_1,l}) a_1(t - t_{1,n}) \cos(\omega_q t + \varphi_{1,q,n}) dt. \quad (B.16)$$

Fazendo a diferença dos cossenos, eliminando os termos de alta frequência e agrupando os termos na integral, tem-se

$$I_7 = \sqrt{\frac{J}{2}} \sum_{v=1, q \neq c}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \beta_{k_1,l} \int_{t_{1,n}}^{t_{1,n}+T} b_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) \\ \cdot w_{k_1}(t - \tau_{k_1} - t_{k_1,l}) a_1(t - t_{1,n}) \cos((\omega_q - \omega_c)t - \phi_{1,q,n} - \varphi_{k_1,l}) dt.$$

Aplicando a integral definida em 3.36, chega-se a

$$I_7 = \sqrt{\frac{J}{2}} \sum_{v=1, q \neq c}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \beta_{k_1,l} [b_{k_1}^{-1} [C_{k_1,l}(f+1-N) - C_{k_1,l}(f-N)] \\ + b_{k_1}^0 [C_{k_1,l}(f+1) - C_{k_1,l}(f)]] \Delta \text{Sinc}\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right) \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2} + \varphi\right) \quad (B.17)$$

sendo $\Delta = \tau_{k_1} + t_{k_1,l} - t_{1,n}$ é uma v. a. uniformemente distribuída entre $[0, T]$,

$$\begin{aligned}\omega &= \omega_q - \omega_c = \omega_1 + (1 - \alpha)(q - 1) \frac{4\pi}{T_c} - \omega_1 - (1 - \alpha)(c - 1) \frac{4\pi}{T_c} \\ \omega &= (1 - \alpha)(q - c) \frac{4\pi}{T_c}.\end{aligned}$$

Calculando a variância de I_7 , sabendo que tem média zero tem-se

$$\begin{aligned}E[(I_7)^2] &= E\left\{\left(\sqrt{\frac{J}{2}} \sum_{v=1, q \neq c}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L \beta_{k_1,l} [b_{k_1}^{-1}(C_{k_1,l}(f+1-N) - C_{k_1,l}(f-N))\right.\right. \\ &\quad \left.\left.+ b_{k_1}^0(C_{k_1,l}(f+1) - C_{k_1,l}(f))\right]\right\} \Delta \text{Sinc}\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right) \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2} + \varphi\right).\end{aligned}\quad (\text{B.18})$$

Desenvolvendo a equação acima chega-se também a um grande conjunto de somatórios como em I_5 , os quais, devido a presença do termo $\cos(\varphi)$, reduzem-se a um conjunto de somatórios, sendo cada um em uma das variáveis, deste modo chega-se a

$$\begin{aligned}E[(I_7)^2] &= \frac{J}{2} \sum_{v=1, q \neq c}^S \sum_{n=1}^{\lambda} \sum_{k_1}^{K_{DS}} \sum_{l=1}^L E[\beta_{k_1,l}^2] E\{[b_{k_1}^{-1}(C_{k_1,l}(f+1-N) - C_{k_1,l}(f-N)) \\ &\quad + b_{k_1}^0(C_{k_1,l}(f+1) - C_{k_1,l}(f))]^2\} \Delta^2 \text{Sinc}^2\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right) \cos^2\left(\frac{\Delta\omega}{2} + \varphi\right).\end{aligned}\quad (\text{B.19})$$

Desenvolvendo-se a equação acima chega-se finalmente a

$$E[I_7^2] = \frac{J\lambda T_c^2}{32\pi^2 N} \sum_{k_1=1}^{K_{DS}} (\mu_{k_1,1}(0) - \mu_{k_1,1}(1)) \sum_{v=1, q \neq c}^S \frac{1}{(1 - \alpha)^2 (q - c)^2}.\quad (\text{B.20})$$

Bibliografia

- [1] Michel Daud Yacoub. *Foundations of Mobile Radio Engineering*. CRC Press, USA, 1993.
- [2] William C. Y. Lee. *Mobile Cellular Telecommunications*. McGraw-Hill, USA, 1995.
- [3] Robert C. Dixon. *Spread Spectrum Systems with Commercial Applications*. John Wiley & Sons, USA, 1994.
- [4] Jack H. Winters. "Smart Antennas for Wireless Systems". *IEEE Personal Communications*, pages 23–27, February 1998.
- [5] E. A. Souror and M. Nakagawa. "Performance of Orthogonal Multicarrier CDMA in a Multipath Fading Channel". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 44(4):356–367, March 1996.
- [6] Shinsuke Hara and Ramjee Prasad. "Overview of Multicarrier CDMA". *IEEE Communications Magazine*, pages 126–133, December 1997.
- [7] John G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, New York, 1996.
- [8] Erik Dahlman and Johan Skold. "UMTS/IMT-2000 Based on Wideband CDMA". *IEEE Communications Magazine*, pages 70–80, September 1998.
- [9] Rodger Fudge, Ken Buchanan, David McFarlane, and Howard Xia. "IMT-2000: Service Provider's Perspective". *IEEE Personal Communications*, pages 8–13, August 1997.

- [10] Salah Aidarous and Thomas Plevyak. *Telecommunications Network Manangment into the 21st Century*. IEEE Press, USA, 1994.
- [11] Ermanno Berruto et al. "Architectural Aspects for the Evolution of Mobile Communications Toward UMTS". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 15(8):1477-1486, October 1997.
- [12] Gary Fleming, Amre El Hoiydi, Flavio Piolini, and Maria Maraki. "A Flexible Network Architecture for UMTS". *IEEE Personal Communications*, pages 8-15, April 1998.
- [13] Hashem Madadi. "System Aspects of the Third Generation Mobile Communications". *International Conference on Telecommunications - ICT98, Sidney, AU*, pages 440-446, June 1998.
- [14] Antti Toskala Eero Nikula and Anja Klein. "FRAMES Multiple Acess for UMTS and IMT-2000". *IEEE Personal Communications*, pages 16-24, April 1998.
- [15] Masami Yabusaki Akio Sasaki and Syuichi Inada. "The Current Situation of IMT-2000 Standardization Activities in Japan". *IEEE Communications Magazine*, pages 145-153, September 1998.
- [16] International Telecommunication Union TR45.5. "The CDMA200 RTT Candidate Submission". *Draft Version*, pages 16-24, June 1998.
- [17] Peter Jung, Paul Walter Baier, and Andreas Steil. "Advantages of CDMA and Spread Spectrum Techniques over FDMA and TDMA in Cellular Mobile Radio Applications". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 42(3):357-364, August 1993.
- [18] Victor M. da Silva and Elvino S. Sousa. "Multicarrier Orthogonal CDMA Signal for Quasi-Synchronous Communications Systems". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 12(5):842-852, June 1994.
- [19] Chih-Lin, Howard C. Huang, and Richard D. Gitilin. "IS-95 Enhancements for Multimedia Services". *Bell Labs Technical Journal*, pages 60-87, Autumn 1996.

- [20] N. Morinaga, M. Nakagawa, and R. Kohno. "New Concepts and Technologies for Achieving Highly Reliable and High-Capacity Multimedia Wireless Communications Systems". *IEEE Communications Magazine*, pages 34–40, January 1997.
- [21] Qingxin Chen, Elvino S. Sousa, and Subbarayan Pasupathy. "Performance of Coded Multi-Carrier DS-CDMA System in Multi-Path Fading Channels". *To appear in WPC*, 1996.
- [22] L. Vandendorpe. "Multitone Spread Spectrum Multiple Access Communications System in a Multipath Fading Channel". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 44(2):327–337, May 1995.
- [23] P. Van Etvelt, G. Wade, and M. Tomilson. "Peak to Average Power for OFDM Schemes by Selective Scrambling". *Electronic Letters*, pages 1963–1964, October 1996.
- [24] A. E. Jones, T. A. Wilkinson, and S. K. Barton. "Block Coding Scheme for Reduction of Peak to Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Schemes". *Electronic Letters*, pages 2098–2099, December 1994.
- [25] Shiro Kondo and Laurence B. Milstein. "Performance of a Multicarrier DS CDMA Systems". *IEEE Transactions on Communications*, 44(2):238–246, February 1996.
- [26] M. B. Pursley. "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication-Part I". *IEEE Transactions on Communications*, COM-25(8):795–799, August 1977.
- [27] David E. Both and Michael B. Pursley. "Analysis of Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access Communication Over Rician Fading Channels". *IEEE Transactions on Communications*, COM-25(8):1566–1577, October 1979.
- [28] Donald M. Grieco. "The Capacity Achievable with a Broadband CDMA Microcell Underlay to an Existing Cellular Macrosystem". *Electronic Letters*, 12(4):744–750, May 1994.

- [29] S. Chaudry and A. U. Sheikh. "Integration of Multirate Services Using CDMA in an Overlaid Cellular System". *IEEE Transactions on Communications*, 1994.
- [30] Jiangzhou Wang and Laurence B. Milstein. "CDMA Overlay Situations for Microcellular Mobile Communications". *IEEE Transactions on Communications*, 43(2/3/4):603-614, February/March/April 1995.
- [31] Sanjiv Nanda and David J. Goodman. *Third Generation Wireless Information Networks*. Kluwer Academic Publisher, Boston, 1992.
- [32] William C. Jakes Jr. *Microwave Mobile Communications*. John Wiley & Sons, USA, 1974.
- [33] Lee-Fang Wei. "Coded M-DPSK with Built-in Time Diversity for Fading Channels". *IEEE Transactions on Information Theory*, pages 1820-1839, November 1993.
- [34] Athanasois Papoulis. *Probability, Random Variables, and Stochastic Process*. McGraw-Hill, USA, 1991.