

**ESCOLA POLITÉCNICA DA UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES E
CONTROLE
ÁREA DE SISTEMAS ELETRÔNICOS**

**ESTUDO DE TÉCNICAS DE ALOCAÇÃO DINÂMICA DE
RECURSOS E SINCRONISMO PARA SERVIÇOS DE
MULTIMÍDIA NUM SISTEMA MÓVEL CELULAR
CDMA DE BANDA LARGA**

Eduardo Meirelles Massaud

**SÃO PAULO
JUNHO DE 2000**

Eduardo Meirelles Massaud

**ESTUDO DE TÉCNICAS DE ALOCAÇÃO DINÂMICA DE
RECURSOS E SINCRONISMO PARA SERVIÇOS DE MULTIMÍDIA
NUM SISTEMA MÓVEL CELULAR
CDMA DE BANDA LARGA**

Dissertação apresentada à
Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo
para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica

Área de Concentração:
PEE – Sistemas Eletrônicos

**Orientador:
Paul Jean Etienne Jeszensky**

**SÃO PAULO
JUNHO DE 2000**

Massaud, Eduardo Meirelles

Estudo de Técnicas de Alocação Dinâmica de Recursos e Sincronismo para Serviços de Multimídia num Sistema Móvel Celular CDMA de Banda Larga.

São Paulo, junho de 2000

pp.178

Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle – Área de Sistemas Eletrônicos

1. Sistemas 3G, 2. Telefonia Celular, 3. Multi-Códigos DS/CDMA, 4. Sincronismo de Documentos Multimídia, 5. Alocação Dinâmica de Banda, 6. Canal Plano, 7. Canal Rayleigh, 9. Canal Rice.

Para meu pai
Alexandre G. Massaud –
um exemplo de sabedoria,
dedicação e humildade.

ÍNDICE ANALÍTICO

Título	i
Dedicatória	ii
Índice Analítico	iii
Agradecimentos	v
Resumo e <i>Abstract</i>	vi
Glossário	vii
 Capítulo 1 – Introdução	 1
 Capítulo 2 – Propostas para Implementação de Sistemas Multitaxas para Sistemas Celulares de Terceira Geração	 7
2.1 – Panorama das Tecnologias em Desenvolvimento	7
2.1.1 – Introdução	7
2.1.2 – UWC – Universal Wireless Communication	8
2.1.3 – W-CDMA – Wideband CDMA	10
2.1.4 – CDMA2000 – Evolução do IS-95	11
2.2 – Propostas para Atendimento a Altas Taxas com uso do CDMA	13
2.2.1 – Sistemas com Ganho de Processamento Múltiplo ou Variável (MPG)	15
2.2.2 – Sistemas com Múltiplas Taxas de Chips (MTC)	18
2.2.3 – Sistemas com Múltiplos Canais Paralelos (MC)	19
2.2.4 – Sistemas com Multi-Modulação (MM)	21
2.2.5 – Comparação entre as propostas apresentadas	23
 Capítulo 3 – Modelo OCPN - Object Composition Petri Net	 26
3.1 – Apresentação do Modelo OCPN	26
3.2 – Arquitetura do Banco de Dados	33
3.2.1 – Apresentação da Arquitetura	33
3.2.2 - Aplicação do Modelo	38
3.3 – Parâmetros para Sincronismo Intermídia de Objetos de uma Apresentação	42
3.3.1 – Análise de Intervalos e Relações Temporais dos Objetos de Multimídia	44
3.3.2 – Aplicação do Modelo	59

Capítulo 4 – Análise da Alocação Dinâmica de Recursos para Transmissão	65
4.1 – Introdução	65
4.2 – Análise da Redução da Taxa de Transmissão de Objetos de Multimídia para Adequação aos Recursos Disponíveis na Interface Aérea	67
4.3 – Aplicação do Modelo	73
Capítulo 5 – Modelo para Transmissão de uma OCPN Baseada em Canais Virtuais com Uso de Múltiplos Códigos CDMA para Espalhamento Espectral	80
5.1 – Introdução	80
5.2 – Modelo do Transmissor de Múltiplos Códigos CDMA	82
5.3 – Modelo do Canal da Interface Aérea	84
5.3.1 – Canal com Desvanecimento Plano	85
5.3.2 – Canal com Desvanecimento do Tipo Rayleigh	102
5.3.3 – Canal com Desvanecimento do Tipo Rice	119
Capítulo 6 – Conclusões	139
Apêndices	146
Bibliografia	163

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por ter me dado força nos momentos mais difíceis e tranquilidade para seguir sempre em frente em busca dos meus objetivos.

Uma enorme gratidão aos meus Pais, Alexandre e Maria Elizabeth, que sempre me incentivaram à busca de novos conhecimentos e jamais me deixaram fraquejar diante de alguma dificuldade.

Aos meus irmãos, Rodrigo e Alessandra, obrigado pelo apoio e torcida para eu superar mais este desafio.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Paul Jean Etienne Jeszensky, um especial agradecimento pela grande sabedoria, eficiência e serenidade com que conduziu o meu trabalho de pesquisa. Com certeza foi mais que meu orientador, foi e será sempre um exemplo de dedicação que devo seguir.

À minha noiva, Gracielle, que sempre incentivou o meu esforço nos estudos mesmo se privando de minha companhia, sendo um sólido alicerce ao meu lado para as maiores dificuldades, agradeço de todo o coração

Agradeço também a todos os professores do Departamento de Telecomunicações e Controle da Escola Politécnica da USP onde tive a oportunidade de ser aluno e me enriquecer com seus ensinamentos no decorrer do Mestrado.

Agradeço aos Profs. Drs. Anésio dos Santos Júnior e Léo Pini Magalhães, da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas, pelo apoio incondicional no início do meu Mestrado.

A meus colegas de trabalho Jorge Akinaga, Paulo Sasaki, Isao Tanaka, Átila Branco, Sérgio Orsi e Ovandir Ramos meus agradecimentos por terem possibilitado a sequência de meus estudos.

RESUMO

Nesta dissertação são apresentados dois fatores fundamentais no processo de transmissão de serviços de multimídia num sistema móvel celular: sincronismo e alocação dinâmica de banda. Para torná-los viáveis, são analisados sistemas CDMA de banda larga, com espalhamento espectral por seqüências diretas (DS-CDMA) e transmissão de múltiplos canais paralelos para um mesmo usuário, possibilitando assim taxas mais altas de transmissão de dados. Limitações da quantidade de códigos em relação à qualidade de transmissão dos serviços de multimídia requerida são abordadas e simuladas para determinados casos. São abordados também os parâmetros que proporcionam o sincronismo entre objetos de multimídia relacionados, limitando os atrasos para manutenção da qualidade do serviço. São tratados ainda as degradações máximas que podem ser impostas a determinados serviços de multimídia, sem causar perdas de qualidade na reprodução dos mesmos pelo usuário final. São apresentados também simulações onde o processo de alocação dinâmica de banda é ilustrado.

ABSTRACT

In this dissertation two fundamental topics in a cellular mobile system transmission process are presented: To make them feasible, direct sequence spread spectrum CDMA systems with transmission of multiple parallel channels per user are analysed to reach higher throughputs. The relation between multimedia quality of service and limits on the number of codes are studied and analysed through computer simulation in some specific cases. Parameters that make synchronization process between multimedia documents feasible are also analysed and delay thresholds are established to keep the quality of services. Maximum loss information of each multimedia services are also studied to keep end user reproduction quality of service. Some computer simulation of dinamic resource allocation are presented too.

GLOSSÁRIO

AMPS – Advanced Mobile Phone System

ARIB – Association of Radio Industries and Business

ATM – Asynchronous Transfer Mode

B-ISDN – Broadband Integrated Services Digital Network

BPSK – Binary Phase Shift Keying

BSC – Base Station Controller

CDMA – Code Division Multiple Access

CDMAone – Sistemas CDMA Baseados na Norma IS-95A

CDMA2000 – Sistemas CDMA Baseados na Evolução do IS 95 (IS-2000)

DS-CDMA – Direct Sequence CDMA

DOWN LINK – Canal de Transmissão da ERB para o Móvel

EDGE – Enhanced Data Rates for GSM Evolution

ERB – Estação Rádio-Base

ETSI – European Telecommunications Standards Institute

FAX – Facsimile

FDMA – Frequency Division Multiple Access

GPS – Global Positioning System

GSM – Global System for Mobile Communications

IMT 2000 – International Mobile Telecommunications in the Year 2000

IS 2000 – Norma de Definições da Interface Aérea para o CDMA 2000

IS 95A – Norma de Definição da Interface Aérea do CDMAone

MC – Múltiplos Canais Paralelos

MTC – Múltiplas Taxas de Chips

MPG – Multi Processing Gain

MRC – Maximal Ratio Combiner

MSC – Mobile Switching Center

OCNP – Object Composition Petri Net

PAM – Pulse Amplitude Modulation

PDC – Personal Digital Cellular

PSTN – Public Switched Telephone Network

QAM – Quadrature Amplitude Modulation

QoS – Quality of Service

QPSK – Quaternary-Phase Shift Keying

RDSI – Rede Digital de Serviços Integrados

SIU – Synchronization Interval Unit

TDD – Time Division Duplex

TDMA – Time Division Multiple Access

UP LINK – Canal de Transmissão do Móvel para a ERB

UWC – Universal Wireless Communication

VBR – Variable Bit Rate

W-CDMA – Wideband CDMA

2G – Sistemas de Segunda Geração

3G – Sistemas de Terceira Geração

CAPÍTULO 1

Introdução

A procura por sistemas de comunicação vem apresentando uma evolução recorde nos últimos anos. O desenvolvimento de inúmeras tecnologias vem propiciando a criação de vários serviços no campo das comunicações, proporcionando um maior desenvolvimento em vários setores da economia, possibilitando cada vez mais a implantação do conceito de economia globalizada.

Dentro do campo das comunicações, a comunicação sem fio é a de maior explosão de consumo nos últimos anos, com destaque para o enorme crescimento e popularização da telefonia celular. O uso de sistemas “Wireless” (sem fio) possibilita inúmeras vantagens para as operadoras de telefonia, devido a rapidez de implantação e aos menores custos desses sistemas. Para os usuários do serviço móvel celular, o desenvolvimento das comunicações sem fio representou uma revolução, pois não há mais a dependência de uma conexão física, isto é, a comunicação pode ser estabelecida em qualquer instante e local que o usuário se encontre.

Devido à demanda cada vez maior por esse tipo de comunicação, a tecnologia de acesso ao sistema através da interface aérea tem de estar em constante desenvolvimento, para propiciar o uso à uma quantidade cada vez maior de usuários, levando sempre em consideração as limitações de espectro existentes. A primeira geração de telefonia celular conhecida como AMPS (Advanced Mobile Phone System), que utiliza modulação analógica em frequência (FDMA – Frequency Division Multiple Access), apresenta como uma de suas maiores limitações o baixo número de assinantes que podem estar acessando o sistema simultaneamente. Somada a essa limitação, pode-se

destacar também a não possibilidade de transmissão de serviços de dados, que necessitam de taxas mais altas de transmissão e a não existência de privacidade nas conversações, as quais podem ser facilmente interceptadas.

Essas limitações dos sistemas celulares de primeira geração, motivaram o desenvolvimento dos sistemas de segunda geração baseados em técnicas digitais de transmissão. Esses sistemas proporcionaram um aumento da capacidade de utilização, uma maior robustez na segurança contra a quebra de sigilo da comunicação e a transmissão de dados a baixa taxa. Dentre os sistemas de segunda geração destacam-se o de tecnologia de acesso TDMA (Time Division Multiple Access) [1], [2] e mais recentemente a tecnologia CDMA (Code Division Multiple Access) [3], [4], [5], [6], [7]. Fazendo uso da tecnologia TDMA, pode-se citar o GSM (Global System for Mobile Communication) e o TDMA padronizado pela norma IS-136, os quais são bastante difundidos a nível mundial. Com a tecnologia CDMA, destaca-se o CdmaOne, padronizado pela norma IS-95A, muito utilizado por operadoras americanas, sul americanas e asiáticas. A utilização da tecnologia de espalhamento espectral em sistemas de telefonia celular, através da técnica DS-CDMA (Direct Sequence CDMA), tem se mostrado promissora para superar as demais tecnologias, devido à sua maior robustez aos efeitos de multi-percurso em canais de propagação (característica típica dos sinais de faixa larga), maior capacidade de tráfego para uma mesma faixa de espectro utilizada e maior imunidade à interferências.

Após a implantação dos sistemas de segunda geração, que possibilitaram o atendimento de toda a demanda por telefonia móvel reprimida, um novo cenário de evolução para as comunicações sem fio se delineou. Os principais fatores que motivam esse novo cenário são:

- Demanda por serviços de banda larga, isto é, serviços que requerem altas taxas de transmissão (serviços de Multimídia);
- A enorme expansão da Internet e de serviços associados, como o correio eletrônico, demandam acesso à rede a qualquer instante;

- Grande Desenvolvimento de meios de transmissão via fibras ópticas, o que capacitou a rede cabeada (RDSI – Rede Digital de Serviços Integrada) para o fornecimento de serviços de altas taxas de transmissão. Com isso a interface aérea passou a ser uma limitação à transmissão desses serviços para usuários móveis [9], [15].

Devido a esse novo cenário, somado ao fato da existência de limitações nos sistemas de segunda geração, principalmente no que diz respeito a banda disponível para comunicação de serviços integrados de dados, áudio, vídeo e imagens (Multimídia), um grande esforço tem sido feito no desenvolvimento e padronização dos sistemas celulares de terceira geração. Esses novos sistemas, conhecidos como IMT-2000 (International Mobile Communication for the year 2000) tem como principal característica o atendimento de altas taxas de transmissão, que em determinadas condições poderão chegar a 2 Mbps para um único usuário [10] em ambientes “indoor”.

Também nos sistemas de terceira geração, pode-se observar dois padrões principais em desenvolvimento para atender aos requisitos desejados, ambos baseados no CDMA: o W-CDMA (Wideband CDMA) [2], [11], [12] e o CDMA2000 [13], [14], [16]. Embora a técnica de espalhamento espectral seja usada nos dois padrões, há diferenças importantes entre eles que serão apresentados em maiores detalhes no capítulo 2 dessa dissertação. No capítulo 2 serão apresentadas também várias propostas baseadas no CDMA para atendimento à transmissão de altas taxas de dados, destacando-se: sistemas com múltiplos ganhos de processamento (MPG), sistemas com múltiplas taxas de chips (MTC), sistemas com múltiplos canais paralelos (MC) e sistemas com multi-modulação (MM).

Como já citado, o objetivo principal dos sistemas de terceira geração é o de possibilitar a transmissão de serviços de multimídia formados por áudios, vídeos e dados. Como exemplo desses serviços pode-se citar: vídeo conferência; acesso à Internet e transmissão de dados a altas taxas, entre outros. Os objetos que formam os documentos de multimídia são extremamente heterogêneos, isto é, são formados por taxas de transmissão bastante diferentes. Adicionalmente alguns desses objetos são também

muito sensíveis a atrasos [17], [18]. Dessa forma, durante o processo de criação de documentos de multimídia, é necessário que seja estabelecido um modelo que contenha a especificação temporal de cada objeto, bem como a relação temporal com os demais, de modo que essas dependências possam ser observadas durante a reprodução, havendo assim um comprometimento das seqüências de reprodução desses objetos e dos atrasos máximos dos mesmos. Assim pode-se garantir a qualidade da reprodução dos documentos de multimídia [19].

Os documentos de multimídia podem ser compostos por objetos gerados em tempo real ou por objetos armazenados em um ou mais bancos de dados. Dessa forma é necessário um modelo bastante robusto, onde se tenha todas as informações temporais de cada objeto e a relação com os demais, para que se possa manter o sincronismo entre eles. O modelo a ser usado nessa dissertação é o modelo OCPN (Object – Composition – Petri – Net). Esse modelo será descrito em detalhes no capítulo 3 [20], [21], [22], [23]. Nesse capítulo, também serão apresentados os tempos de intermídia, que especificam tempos e atrasos existentes no processo de transmissão dos dados entre os bancos de dados e o usuário final, bem como “os tempos de controle” usados na manutenção do sincronismo e também os “tempos de recuperação” dos dados num banco de dados.

Os objetos de multimídia podem ser classificados como objetos isócronos. Entende-se por isócronos, objetos de taxas de transmissão variáveis, que necessitam ser transmitidos em sincronismo, onde os recursos para a transmissão são alocados de forma assíncrona. As ERBs (Estações Rádio Bases) precisam transmitir os documentos de todos os usuários em sua área de cobertura de uma forma otimizada. Não se pode alocar previamente uma banda para um determinado usuário, sob pena dessa não ser suficiente em determinados instantes ou ficar ociosa em outros. Devido à essa dinâmica e heterogeneidade de dados, para facilitar o processo de sincronismo e alocação de banda, pode-se dividir esses objetos isócronos em unidades de sincronismo padrão, a SIU (Synchronization Interval Unit) [20]. Cada objeto é comunicado então como feixes de SIUs. No modelo OCPN, são estabelecidos os tempos que relacionam os SIUs. Caso haja atrasos na comunicação dos mesmos, haverá degradação na qualidade de apresentação do documento de multimídia. Esses tópicos serão detalhados nos capítulos

3 e 4.

Além da própria heterogeneidade dos documentos a serem transmitidos, num sistema real, a cada instante, existem usuários iniciando e outros terminando chamadas. Há ainda usuários em processo de handoff (mudança da área de cobertura de uma célula para outra) [10]. Todas essas situações devem ser consideradas no processo de alocação dinâmica de banda. A figura 1.1 a seguir ilustra esse processo.

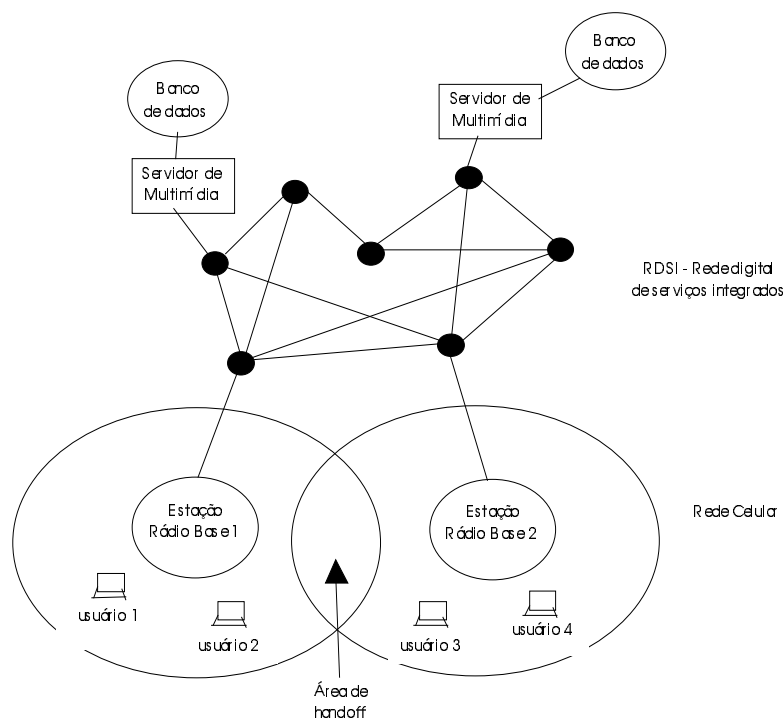


Figura 1.1 - Exemplo da Configuração do Sistema

Devido à alocação dinâmica de banda para os serviços de multimídia requeridos pelos usuários de uma determinada célula, a ERB pode ocasionalmente não ser capaz de atender a todas as solicitações num determinado intervalo de tempo. A solução adotada é adequar a taxa de comunicação através do descarte de alguns SIUs, pela ERB, dos objetos que estão concorrendo para ocupar a banda disponível. Essa solução funciona como se fosse distribuído uma penalidade a cada um dos usuários. Será apresentado um coeficiente de confiabilidade (w_i) para cada serviço de, que fornecem uma taxa de $(1-w_i)\%$ de perda de informação tolerável. Dessa forma, a ERB tentará adequar a taxa demandada para transmissão com a capacidade disponível. Caso a solicitação seja

superior à disponibilidade, a ERB deve optar entre procedimentos que comprometam a qualidade dos serviços, através da aplicação de taxas de degradação maiores que as toleráveis, ou não permitir o estabelecimento de novas conexões (serviços), conforme será visto mais adiante no capítulo 4 dessa dissertação [23].

Nos sistemas celulares CDMA de segunda geração, cada usuário estabelece apenas um canal de comunicação com a ERB (considerando o “up link” e o “down link” como um canal). Esse canal possui uma taxa de transmissão básica, que limita a transmissão de objetos de altas taxas. Para implementação de sistemas celulares de terceira geração, uma das formas propostas para possibilitar a transmissão de serviços de banda larga é o estabelecimento simultâneo de mais de um canal de taxa básica, entre o usuário e a ERB [13], [14]. Essa implementação é conhecida como Multi-Canais paralelos e será objeto de análise mais detalhada nos capítulos 2 e 5 dessa dissertação. Para uso dessa técnica, são designados múltiplos códigos CDMA para cada usuário (um por canal estabelecido). Será analisado também no capítulo 5 a limitação da quantidade de códigos a serem alocados nesse processo de estabelecimento de múltiplos canais de acordo com a probabilidade de erro de bit requerida por documentos de multimídia. As limitações existentes serão determinantes para a necessidade ou não de descartes de SIUs, e nos casos mais extremos de rejeição completa de certos documentos.

Concluindo a dissertação, no capítulo 6, serão apresentadas as conclusões e uma análise de possíveis futuros trabalhos nessa área.

CAPÍTULO 2

Propostas para Implementação de Sistemas Multitaxas para Sistemas Celulares de Terceira Geração

2.1 – Panorama das Tecnologias em Desenvolvimento

2.1.1 – Introdução

O principal fator de motivação para o desenvolvimento dos sistemas celulares de terceira geração (3G) é a necessidade desses suportarem aplicações de multimídia, que demandam altas taxas de transmissão, taxas estas que não são suportadas pelos sistemas atuais.

O ITU (Internacional Telecommunication Union), bem como outros órgãos de padronização, vêm buscando definir recomendações para o desenvolvimento dos sistemas de terceira geração. Entre as principais recomendações estão a capacidade de suportar dados com taxas de transmissão de no mínimo 144 kbps (preferencialmente 384 kbps) para usuários de grande mobilidade, isto é, para usuários em ambientes “outdoor / vehicular” e taxas de até 2 Mbps para usuários de baixa mobilidade (ambientes “indoor”) [2], [10], [11], [12], [13], [14].

Atualmente os principais sistemas de segunda geração (2G) em operação a nível mundial são: TDMA (IS-136); GSM; PDC (Personal Digital Cellular) e o CDMAone (IS-95A). As principais tendências de evolução desses sistemas para suportarem serviços de multimídia podem ser resumidos na figura 2.1 a seguir [2], [12].

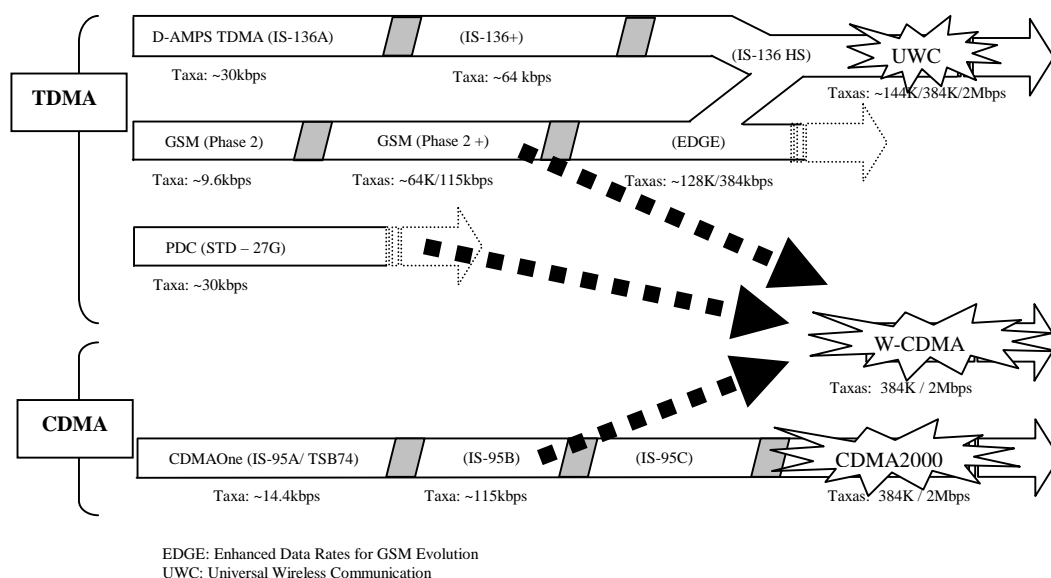


Figura 2.1 – Evolução das Tecnologias de 2G para 3G

Conforme verifica-se na figura 2.1, existem três principais linhas de desenvolvimento para se atingir padrões que atendam as necessidades dos sistemas de terceira geração. São elas: UWC-136 (Universal Wireless Communication), baseado na tecnologia TDMA como evolução da padronização IS-136; baseados na tecnologia CDMA, destacam-se o CDMA 2000, que é uma evolução do IS-95 e o W-CDMA, que embora use a tecnologia de espalhamento espectral, possui algumas diferenças do padrão usado atualmente nos celulares de segunda geração.

A seguir, nos itens 2.1.2 a 2.1.4, são apresentadas as características principais de cada uma destas tendências de desenvolvimento para o 3G.

2.1.2 – UWC – Universal Wireless Communication

Como discutido em [2], existem vários esquemas propostos para evolução do TDMA para os sistemas de terceira geração. Esses estudos convergem para a evolução do padrão TDMA – IS 136 para possibilitar os requisitos de terceira geração.

Esta evolução do padrão TDMA – IS-136 está apoiada na evolução do padrão GSM, no conceito EDGE (Enhance Data Rate for GSM Evolution), que em sua versão final é capaz de transmitir dados a taxas de 128K / 384 kbps usando a mesma largura de banda atual (200 KHz) [2]. Estas taxas atendem aos requisitos do 3G para transmissão de dados para assinantes de alta mobilidade (“outdoor / vehicular”).

Em complemento a esta evolução do GSM, para atender aos requisitos de transmissão de dados para ambientes “indoor” nos sistemas 3G (taxa de 2 Mbps), a evolução do padrão TDMA – IS 136, conhecida como 136 HS, prevê além da banda de 200 KHz, uma banda de 1,6 MHz.

Para se atingir taxas de 128 K / 384 kbps para ambientes “outdoor / vehicular”, o padrão 136 HS utiliza-se da mesma banda usada no padrão GSM (200 KHz), com oito intervalos de tempo (“time slots”- técnica empregada no TDMA para transmissão em intervalos de tempo diferentes no mesmo canal). É usada também a técnica de multi-modulação para que se possa atingir taxas mais altas de transmissão por “time slot” [2], [25], isto é, dependendo da taxa a ser transmitida é empregada uma modulação diferente. Com o uso de diferentes modulações, pode-se atingir taxas de 43,2 kbps por intervalo de tempo (“slot”). Com esta taxa por intervalo de tempo, sendo 8 esses intervalos disponíveis, é possível chegar a taxas de 384 kbps para ambientes “outdoor / vehicular”.

Para o padrão 136 HS “indoor” é empregada uma banda de 1,6 MHz. Nessa largura de banda é possível ter até 64 “time slots” dependendo da taxa a ser transmitida (há também a possibilidade de 16 “time slots”). Da mesma forma que para ambientes “outdoor / vehicular”, são utilizadas técnicas de multi-modulação para atingir taxas mais altas. Uma outra técnica empregada no 136 HS “indoor”, é a técnica TDD (Time Division Duplex), permitindo que se tenha num mesmo canal “time slots” de comunicação ERB – móvel (“down link”) e móvel – ERB (“up link”). Esta divisão de “time slots” entre o “up link” e o “down link” pode ser desigual, alocando-se maior número de “time slots” para o sentido de maior taxa de transmissão [2].

Assim, no 136 HS “indoor”, com o uso de uma banda mais larga e a combinação de técnicas de modulação, é possível atingir a taxa de 2 Mbps especificada para os sistemas de terceira geração.

2.1.3 – W – CDMA – Wideband CDMA

A tecnologia W-CDMA, já padronizada pelo órgão japonês ARIB (Association of Radio Industries and Businesses) e pelo europeu ETSI (European Telecommunications Standards Institute), atenderá aos requisitos especificados para o IMT – 2000, com o uso da técnica de espalhamento espectral (DS-CDMA) numa largura de banda de 5 MHz, permitindo a transmissão de dados até 384 kbps para usuários em ambientes “outdoor/vehicular” e até 2 Mbps para ambientes “indoor”. A taxa de chip usada para para o espalhamento é de 4,096 M chips/s. É previsto para a evolução futura do sistema W-CDMA taxas de chips de 8,192 M chips/s, para uma largura de banda de 10 MHz e de 16,384 M chips/s para uma largura de banda de 20 MHz, o que possibilitará taxas futuras superiores a 2 Mbps [11], [12].

Existem várias características com as quais os sistemas W-CDMA se diferenciarão dos sistemas de segunda geração baseados no CDMA IS-95, características estas que proporcionarão um grande aumento de desempenho, dentre as quais pode-se destacar:

- Aumento da banda de espalhamento do sinal, que proporcionará taxas de transmissão maiores;
- Operação assíncrona entre células do sistema. No IS-95, as células são sincronizadas entre si através do uso do GPS (Global Positioning System). Uma única sequência PN é usada no IS-95 para identificação das células, sequência esta que possui um “offset”, isto é, um atraso de fase de célula para célula. Para o W-CDMA é alocado um código exclusivo por célula de forma que se possa trabalhar de forma assíncrona. Sendo assim é facilitado o processo de aquisição do sinal [12] e [26].

- A implementação de um canal piloto associado a cada um dos canais de dados no link reverso é uma outra característica importante do W-CDMA. Com isso, é possível executar uma detecção coerente no link reverso, possibilitando ainda o uso de antenas adaptativas (o que aumenta a diversidade) e de algoritmos que executam cancelamento de interferências. Com esta implementação, aumenta-se o desempenho do sistema [2] e [12].
- Uso de técnicas de alocação da transmissão de dados de um usuário em múltiplos canais paralelos de taxa básica. Para esta implementação são utilizados códigos ortogonais para canais paralelos de um mesmo usuário, de forma que não se tenha interferência entre os mesmos [2], [11], [12].
- Devido à limitação existente da quantidade de códigos padronizada para o IS 95 (64 códigos de Walsh), são usados códigos de espalhamento de diferentes comprimentos, que serão alocados de acordo com a taxa a ser transmitida. Esses códigos ortogonais permitem eliminar as interferências entre os múltiplos canais de um mesmo usuário.
- São usadas frames 10 ms, diferentemente ao IS-95, onde são empregados frames de 20 ms.

2.1.4 – CDMA2000 – Evolução do IS-95

A tecnologia proposta para sistemas de terceira geração, conhecida como CDMA2000, representa uma evolução que teve início no IS-95A (CDMAone) onde taxas máximas de 14,4 kbps são atingidas, evolui para o IS-95B, onde são possíveis taxas de transmissão de dados até 115 kbps e chega ao IS-2000, que é a norma que padroniza o CDMA2000, possibilitando serviços de banda larga (multimídia) de taxas de transmissão até 2 M bps.

Uma característica importante do CDMA 2000 é sua compatibilidade com o CDMAone, inclusive podendo haver sobreposição (“overlay”) entre estas duas tecnologias. A proposta de multi-portadoras do CDMA2000, onde poderá haver $N \times 1,25$ MHz

portadoras contíguas, com $N = 1, 3, 6, 9$ ou 12 , cria a possibilidade de compatibilidade onde houver N portadoras também contíguas do CDMAone. A estrutura de frame (20ms) também é mantida na evolução para o IS-2000. As taxas de transmissão de chip são múltiplas das usadas no CDMAone, o que facilita o planejamento de frequências. A manutenção do sincronismo entre as ERBs, com o uso do GPS, é também um agente facilitador na compatibilidade com o IS-95, permitindo também a execução de “handoff” entre os dois sistemas [13], [14].

O espalhamento espectral da taxa de dados a ser transmitida no canal direto, pode ser obtido de duas maneiras nos sistemas CDMA2000: multi-portadoras, conforme ilustrado na figura 2.2 a) ou espalhamento direto (“direct spread”) conforme na figura 2.2 b).

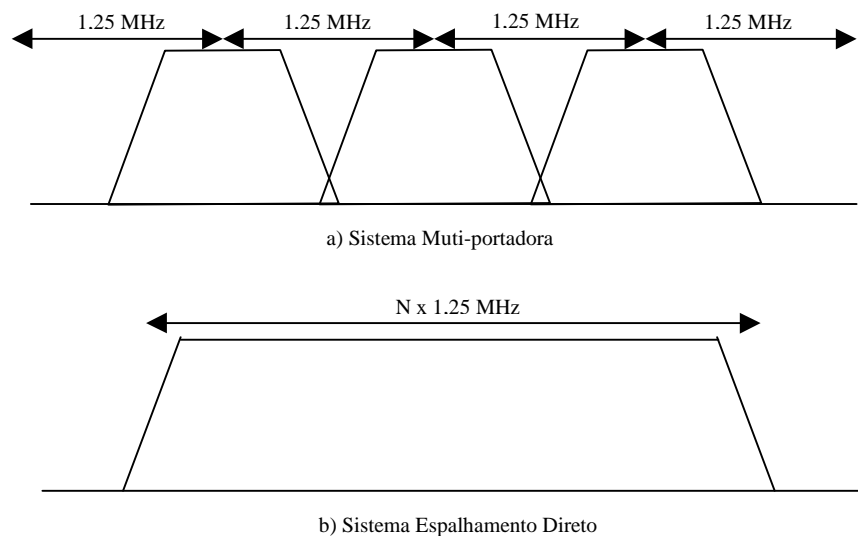


Figura 2.2 – Opções de Espalhamento Espectral no link direto

No canal reverso do CDMA2000 será incorporado um canal piloto, de forma que a ERB possa realizar uma demodulação coerente, viabilizando o uso de antenas adaptativas, o que representará ganho em desempenho para o sistema, uma vez que reduz a relação sinal-ruído requerida. Com esse piloto no canal reverso, torna-se possível também a inserção de bits de controle de potência, diminuindo assim o “atraso de loop” anteriormente existente no IS 95, devido a existência desses bits somente no canal direto. Consequentemente há uma otimização do controle de potência.

No sistema CDMA 2000, cada usuário poderá manter mais de um canal simultâneo com a ERB para que se atinja a taxa de transmissão requerida pelas aplicações a serem transmitidas. Haverá sempre um canal fundamental (FCH) e canais suplementares (SCH) para que se atinja a taxa desejada. Para esses canais de um mesmo usuário, serão atribuídos códigos ortogonais, de maneira que não haja interferência entre os mesmos, conforme será visto no capítulo 5.

No item 2.2, a seguir, serão descritas as principais técnicas que permitem aumentar a taxa de transmissão em sistemas com o uso da tecnologia de espalhamento espectral. Ao final desse item 2.2, será justificada escolha de uma técnica para posterior detalhamento de sua implementação.

2.2 - Propostas para Atendimento a Altas Taxas com o Uso do CDMA

Conforme visto, a principal característica dos sistemas celulares de terceira geração é o tráfego de documentos de multimídia. Esse tráfego é formado por objetos de taxas de transmissão bastante variadas, que requerem uma alta qualidade de apresentação, isto é, são bastante sensíveis às características intrínsecas de sistemas carregados, dentre as quais destacam-se: atrasos, limitações de banda de transmissão, desvanecimento, entre outras.

As taxas de transmissão para os objetos de multimídia podem variar de 8 kbps (voz) até 2 Mbps (vídeos de alta qualidade), o que torna a banda a ser atendida bastante ampla e variada. Na tabela 2.1 apresenta-se a qualidade de apresentação a ser atendida para a transmissão de alguns objetos de multimídia, bem como a sensibilidade desses a atrasos.

Serviço	BER _{máx}	Sensível a Atraso
Voz	10^{-3}	SIM
Imagem Estática (FAX etc)	10^{-4}	NÃO
Dados Assíncronos	10^{-9}	NÃO
Vídeo Baixa Resolução (64 a 128 kbps)	10^{-5}	SIM

Tabela 2.1 – Qualidade de Apresentação de Serviços de Multimídia

A necessidade de possibilitar alta qualidade de apresentação para documentos de multimídia é a maior motivação para o desenvolvimento de sistemas multitaxas. Os sistemas 3G (terceira geração) deverão suportar usuários de baixa taxa, que num intervalo T específico transmitem um bit, e usuários de alta taxa que podem transmitir nesse mesmo intervalo vários bits. Dessa forma, o maior desafio de um sistema de terceira geração será otimizar a transmissão de seus usuários dentro do espectro disponível.

Existem hoje na literatura muitas propostas de implementação de sistemas multitaxa com espalhamento espectral por sequência direta DS/CDMA (Direct Sequence - Code Division Multiple Access). Um caminho mais convencional é alterar o ganho de processamento de acordo com a taxa de bits do objeto a ser transmitido e espalhar todos os sinais na mesma largura de banda. Uma segunda maneira de possibilitar a transmissão de documentos com diversas taxas de bits é alterar a taxa de chip das sequências de espalhamento, mantendo o ganho fixo, o que criaria larguras de banda diferentes para usuários do sistema. Uma terceira possibilidade é criar múltiplos canais paralelos para os usuários (com múltiplos códigos), de forma que se atenda com canais de taxa básica usuários com taxas de transmissão variáveis. Uma quarta forma de se criar um sistema multitaxa, bastante estudada na literatura, é executar multi-modulação, isto é, dependendo da taxa usada por um usuário na transmissão é adotada uma modulação diferente. Além dessas maneiras, pode-se criar sistemas híbridos que incluam mais de uma dessas formas apresentadas, visando otimizar o rendimento para taxas altas e baixas de transmissão.

A seguir serão descritos mais detalhadamente esses sistemas multitaxas, apresentando as vantagens e desvantagens de cada um deles, possibilitando assim a justificativa da escolha do uso de uma dessas formas no decorrer desse trabalho.

2.2.1 - Sistemas com Ganho de Processamento Múltiplo ou Variável (MPG)

Seja um sinal BPSK, $S_{km}(t)$, pertencente ao k -ésimo usuário, que ocupa o m -ésimo canal do sistema, num determinado intervalo de tempo I_j . Esse sinal pode ser representado como:

$$S_{km}(t) = \sqrt{2P} \cdot a_{km}(t) \cdot b_{km}(t) \cdot \cos(\omega_c t + \theta_{km}) \quad (2.1)$$

para $t \in I_j$, onde P é a potência de transmissão do sinal pela ERB, θ_{km} é a fase introduzida pelo modulador, $b_{km}(t)$ é o sinal de dados e $a_{km}(t)$ o código de espalhamento do m -ésimo canal.

Para o sinal dado, seja T_k o período de cada bit de dado que forma a sequência $b_{km}(t)$ e seja T_c a taxa de chip do código de espalhamento $a_{km}(t)$. Pode-se então definir o ganho de processamento desse sistema DS/CDMA por:

$$N = \frac{T_k}{T_c} \quad (2.2)$$

Para o sistema DS/CDMA de segunda geração, tem-se que a taxa de transmissão dos usuários é fixa (8 kbps ou 13 kbps dependendo do vocoder usado), implicando que o tempo T_k de duração dos bits das seqüências de dados seja também fixo. Como a largura de banda de cada canal também é constante (taxa T_c das seqüências de espalhamento fixa), verifica-se, com o uso da equação (2.2), que o ganho de processamento N é também constante para todos os usuários do sistema [1], [3].

Nos sistemas propostos para a terceira geração, haverá a transmissão de documentos de multimídia, que possuem grandes variações nas taxas de transmissão, o que conseqüentemente fornecerá períodos (T_k) bastante variados para os bits da sequência de dados. Dessa forma, para se garantir o espalhamento de todos os sinais em uma mesma largura de banda (T_c constante), independentemente de suas respectivas taxas de bits, deve-se que permitir a variação no ganho de processamento, N_k , para os usuários do sistema. Pode-se então definir N_k da seguinte maneira [27], [28]:

$$N_k = \left\lceil \frac{T_k}{T_c} \right\rceil \quad (2.3)$$

onde $T_k = 1/R_k$ (R_k = taxa de transmissão do documento de multimídia) e $\lceil \cdot \rceil$ indica a parte inteira da relação, o que facilita a implementação em hardware. A largura de banda de espalhamento do sinal é $B = 1/T_c$.

Assume-se que todas as taxas de bit dos documentos de multimídia são múltiplos da menor taxa de bit e que a potência de transmissão P_k para o k -ésimo usuário é tal que, todos os usuários do sistema em análise transmitem com a mesma energia de bit, E_b , de forma que: $E_{b1} = P_1 T_1 = E_{b2} = P_2 T_2 = \dots = E_{bk} = P_k T_k$ [27].

O desempenho do usuário k , com taxa R_k num sistema com modulação BPSK pode ser expresso por [27]:

$$P_{b_{jk}} = Q \left(\left[\frac{N_0}{2E_b} + \frac{1}{3N_j} \left(\sum_{i=1}^n \frac{R_i}{R_j} \cdot K_i - 1 \right) \right]^{-1/2} \right) \quad (2.4)$$

onde K_i é o número de usuários transmitindo num determinado ganho específico. Observa-se também nessa equação que $R_i/R_j = P_i/P_j$, ponderando assim a interferência dos demais usuários de acordo com suas respectivas potências de transmissão.

A maior desvantagem da implementação desse sistema com ganhos de processamento variáveis é o nível de supressão de interferências externas que não é constante devido aos variados ganhos de processamento usados. Para usuários com baixas taxas de transmissão, esse fato não será um problema, pois o ganho de processamento adotado é grande. Porém, para usuários com taxas altas de transmissão, o ganho de processamento adotado pode ser pequeno, o que torna os mesmos mais vulneráveis à interferências externas.

Na figura 2.3, apresenta-se o esquema para ganhos variáveis, onde a menor taxa usada é “R” e as demais taxas são múltiplas inteiras dessa (m_k).

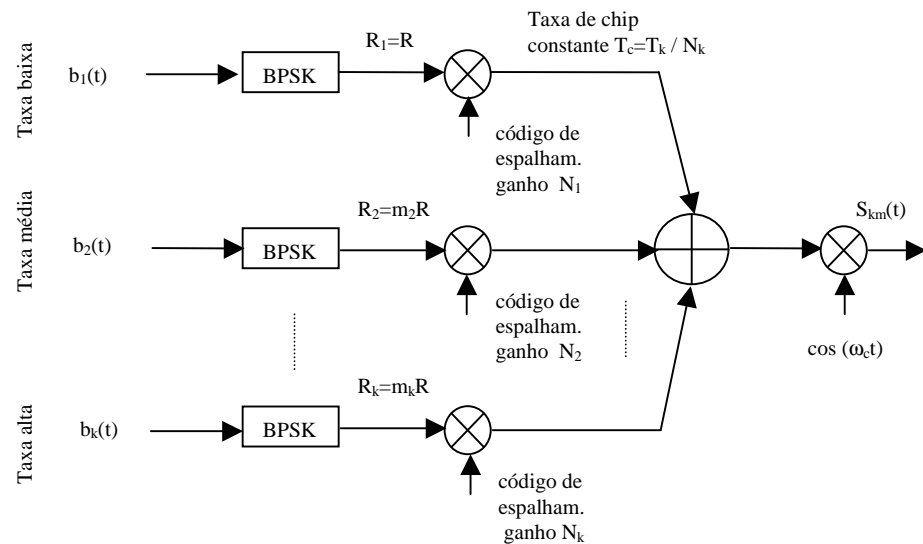


Figura 2.3 – Sistema com Múltiplos Ganhos de Processamento

2.2.2 - Sistemas com Múltiplas Taxas de Chip (MTC)

Como visto, os sistemas com ganhos de processamento variáveis possuem níveis de supressão de interferências externas inconstantes, de forma que usuários com altas taxas de transmissão ficam mais sujeitos à essas interferências.

Uma forma de suportar usuários com diversas taxas de transmissão, mantendo o ganho constante para todos, é a de utilizar taxas de chips variáveis para esses usuários, na forma:

$$T_{c_k} = \frac{T_k}{N} \quad (2.5)$$

onde T_{c_k} é a taxa de chip do usuário k , T_k é a taxa de transmissão de seus dados e N é o ganho de processamento aqui adotado como constante. Essa implementação apresenta bandas diferentes para usuários com taxas de transmissão diferentes. Pode-se usar para essa implementação, a multiplexação por divisão em frequência (FDM – Frequency Division Multiplex) [27], isto é, agrupa-se em subsistemas de uma determinada largura de banda, usuários de iguais taxas de transmissão e consequentemente de igual largura de banda de espalhamento do sinal. Devido a esse fato, o sistema necessita de um planejamento de frequência adicional, o que pode representar uma dificuldade em sua implementação.

As principais desvantagens e dificuldades de implementação desse sistema são: necessidade de realização de gerenciamento mais complexo de frequências e complexidade adicional para transmissores e receptores, que precisarão de vários filtros para várias larguras de banda.

Dessa forma, na implementação de um sistema multi-usuário na técnica MTC a complexidade deve ser um fator importante a ser considerado.

2.2.3 - Sistemas com Múltiplos Canais Paralelos (MC)

Para esse tipo de sistema multitaxas, diferentemente dos dois anteriormente apresentados, serão mantidos constantes o ganho de processamento dos usuários e a taxa de chip da sequência de espalhamento. Com isso teremos, para todos os usuários do sistema, uma mesma largura de banda (taxas de chip constantes) e uma mesma imunidade à interferências externas (ganhos de processamento constantes).

A estratégia a ser usada para transmissão de múltiplos canais (com uso de múltiplos códigos), permite que os usuários do sistema multiplexem seus bits de informação utilizando várias sequências de espalhamento de taxa básica, transmitindo esses bits em paralelo empregando modulação binária.

Dessa forma cada usuário do sistema, que possui taxa de dados R_k , poderá transmitir “n” canais de taxa básica em paralelo, para que possa ser atendida sua total necessidade de transmissão. A quantidade “n” de canais necessária será dada por [27], [28]:

$$n = \frac{R_k}{R_s} \quad (2.6)$$

onde R_s é a taxa básica do canal. Os múltiplos códigos paralelos utilizados na modulação dos “n” canais são [1], [3], [24]:

$$a_k^T(i) = [a_{k,1}(i), a_{k,2}(i), \dots, a_{k,n}(i)]^T \quad (2.7)$$

Como visto anteriormente, um sinal BPSK, $S_{km}(t)$, do m-ésimo canal virtual do k-ésimo usuário é dado por:

$$S_{km}(t) = \sqrt{2P} a_{km}(t) b_{km}(t) \cos(\omega_c t + \theta_{km}) \quad (2.8)$$

Dessa forma, o sinal composto transmitido pelos K usuários do sistema é:

$$S(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{n_{kj}} S_{km}(t) \quad (2.9)$$

onde K é o total de usuários do sistema e n_{kj} é o número total de canais para o k -ésimo usuário no j -ésimo intervalo de tempo.

Para esse sistema multicanal, pode-se explorar o fato de se usar o mesmo ganho de processamento para todos os usuários, o que possibilita o uso de seqüências de espalhamento com ótimas propriedades de correlação cruzada, para os múltiplos canais de um determinado usuário (seqüências de espalhamento ortogonais). Com o uso dessas seqüências, pode-se reduzir a praticamente zero a interferência entre canais de um mesmo usuário. Essas seqüências de espalhamento ortogonais podem ser obtidas a partir das seqüências de Walsh-Hadamard ou Gold ortogonais [8], por exemplo.

A principal desvantagem dessa implementação é a necessidade de amplificadores lineares tanto na ERB como no aparelho móvel. Isto se justifica pelas grandes variações na envoltória do sinal transmitido, devido à composição do mesmo que é formada pela soma de vários sinais modulados.

O desempenho para múltiplos canais em paralelo é praticamente igual ao sistema com variações de ganho de processamento; o resultado prático porém, para esse sistema, se torna melhor devido ao fato do uso de códigos ortogonais com excelentes propriedades de correlação cruzada. O desempenho para um sinal BPSK é [27].

$$P_{b_{jk}} = Q \left(\left[\frac{N_0}{2E_b} + \frac{1}{3N} \left(\sum_{i=1}^n \frac{R_i}{R_j} \cdot K_i - 1 \right) \right]^{-1/2} \right) \quad (2.10)$$

onde R_i / R_j é o número de canais transmitidos pelos K_i usuários do sistema no j -ésimo intervalo de tempo. A figura 2.4 ilustra essa implementação. Observa-se que essa equação difere da equação (2.4) por possuir um N (ganho de processamento) fixo.

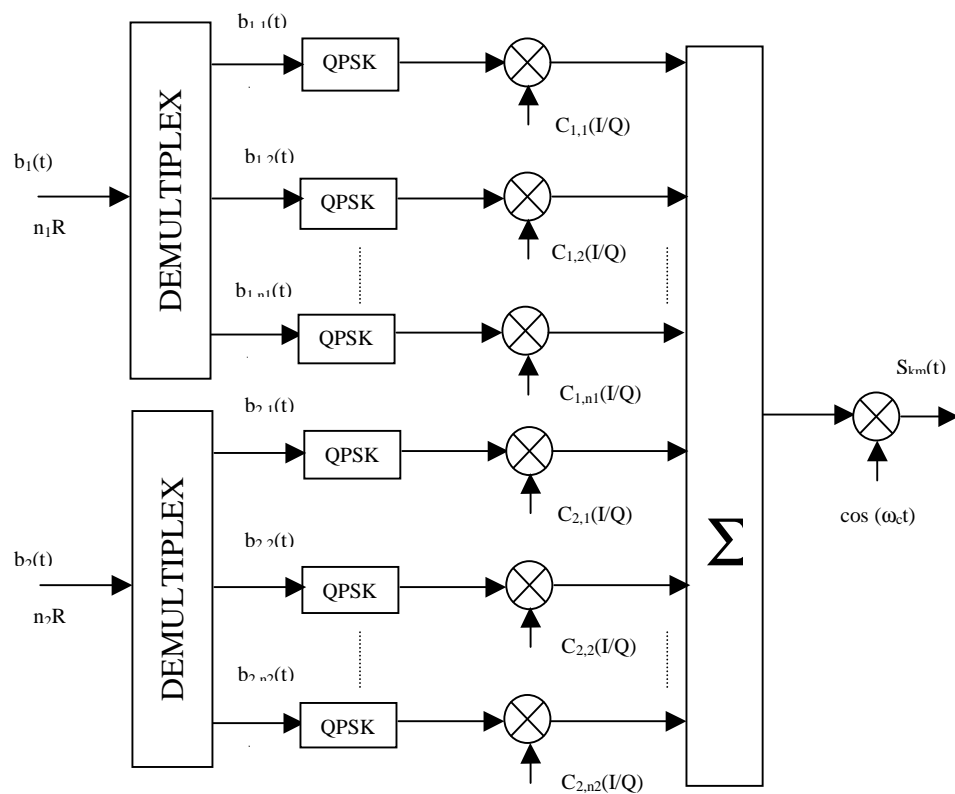


Figura 2.4 – Sistema com Múltiplos Canais Paralelos

2.2.4 - Sistemas com Multi-modulação (MM)

Para esses sistemas também se adotarão ganhos de processamento iguais para todos os usuários, de forma que a supressão de interferências externas é a mesma para qualquer usuário. A taxa de chip adotada, R_c , também será mantida constante de forma que os espalhamentos para todos os usuários terão a mesma largura de banda.

Recordando que o ganho de processamento é dado por $N = R_k / R_c$. Caso se deseje manter esse ganho e a taxa de espalhamento, R_c , constantes, a forma utilizada para suportar taxas de bits de informação (R_k) crescentes é aumentar os níveis de modulação (16QAM, 64QAM etc). Com isso, para a mesma razão sinal-ruído por bit, ter-se-á potências transmitidas diferentes para usuários com diferentes taxas de bits de informação.

Para suportar as múltiplas taxas de bits utiliza-se o esquema de modulação M-ário QAM com diferentes níveis (M) de modulação. O número de níveis de modulação, isto é, o número de símbolos no espaço do sinal, é dado pela taxa de bits a ser usada na transmissão da seguinte forma:

$$M_k = 2^{R_k/R_c} \quad (2.11)$$

onde R_k / R_c é inteiro e par com a hipótese de modulação quadrática (constelação quadrada). A potência transmitida pelo usuário com uma modulação M-ária é igual a:

$$P_k = P_b \frac{M^2}{\log_2 M} \quad (2.12)$$

onde P_b é a potência por bit transmitido.

Conforme se pode verificar nessa relação de potências, para um sistema DS-CDMA multi-modulação, usuários com altas taxas de dados transmitirão com altas potências e conforme simulações realizadas em [29], [30], o desempenho para os níveis maiores de modulação é muito baixo (se comparado ao uso da modulação QPSK para mesma taxa), de forma que se conclui que os sistemas de multi-modulação possuem bom rendimento apenas para baixas taxas de dados. Para melhorar o desempenho, pode-se aumentar ainda mais a potência dos usuários que possuem altas taxas de dados, porém, em contrapartida, haverá um aumento das taxas de erro para os demais usuários (problema conhecido como “Near Far”) devido ao aumento de interferência. O efeito “Near Far” ocorre principalmente no link reverso (móvel para ERB), onde os sinais são recebidos com diferentes potências, tornando difícil a detecção de sinais de baixa potência devido à interferência dos usuários de alta potência. Sendo assim, os usuários que estão transmitindo em baixas taxas de bits (baixa potência) serão prejudicados.

Na figura 2.5 ilustra-se essa implementação, onde R é a menor taxa transmitida e as demais são múltiplas dessa.

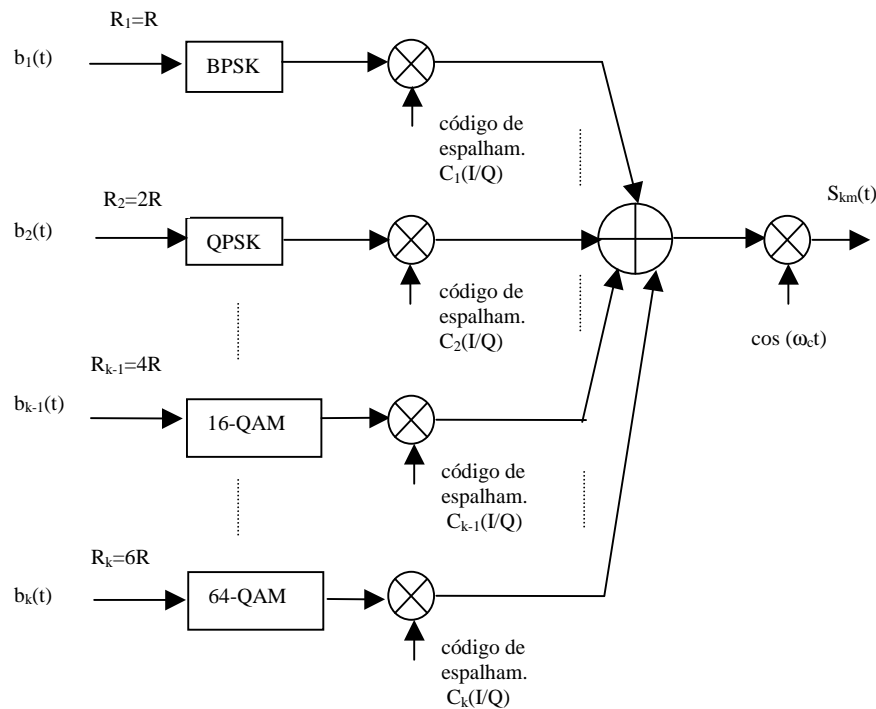


Figura 2.5 – Sistema com Modulação Múltipla

2.2.5 - Comparação entre as propostas apresentadas

Com a análise das quatro propostas apresentadas até aqui, constata-se que a MC (Múltiplos Canais) é que apresenta melhor desempenho geral. Ela combina um bom desempenho (probabilidade de erro) para taxas altas e baixas de bits de dados, além de apresentar também projeto de seqüências relativamente simples, receptor de uma tecnologia bem conhecida e alto número de multitaxas suportadas. A implementação dessa técnica permite a compatibilidade do sistema CDMA atual (CDMAone), com sistemas de terceira geração, onde poderá haver espalhamento espectral multi-portadora ($N \times 1,25$ MHz), utilizando-se portadoras contíguas do CDMAone.

A proposta de múltipla modulação (MM), também é de fácil implementação, porém se aplicada sozinha, apresenta um baixo rendimento para usuários de altas taxas de bits. Ao se elevar a potência de transmissão para se obter um melhor rendimento para usuários de altas taxas de bits, degrada-se os usuários de baixas taxas. Essa técnica aplicada a sistemas híbridos, pode fornecer bons resultados.

O sistema MTC (múltiplas taxas de chip) constitui-se na proposta mais complexa, devido às dificuldades em gerenciar larguras de banda diferentes. Haveria também dificuldades em designar faixas de frequência para sistemas MTC dentro do espectro atual, dificultando a compatibilidade com os sistemas AMPS e de segunda geração já instalados. Somando-se a esses itens, tem-se uma complexidade adicional de hardware, o que provavelmente encareceria muito esses sistemas.

O sistema de múltiplos ganhos de processamento (MPG) é um sistema bem adequado para baixas taxas de transmissão, uma vez que para altas taxas os ganhos praticados são baixos, deixando o sistema susceptível às interferências externas. A tabela 2.2, a seguir, compara os principais itens de cada uma das propostas apresentadas [31]:

Parâmetro	MPG	MM	MC	MCR
Desempenho	médio	baixo	médio	médio
Complexidade do Projeto dos Códigos de Espalhamento	alto	baixo	baixo	alto
Complexidade do Receptor (SUD)	baixo	baixo	médio	alto
Números de Multitaxas Suportado	alto	médio	alto	alto

Tabela 2.2 - Tabela Comparativa das Propostas Apresentadas

Uma outra implementação possível é o uso de sistemas híbridos, isto é, sistemas que incluem mais de uma das propostas apresentadas. Nos sistemas híbridos, pode-se explorar os benefícios de cada uma das propostas utilizadas. Na figura 2.6, a seguir, é apresentado um esquema de uma implementação multitaxa híbrida.

Verifica-se nessa figura uma combinação das propostas MM e MC afim de atender ampla faixa de dados, da ordem de alguns kbps à Mbps. Com essa implementação, pode-se atender a baixas, médias e altas taxas de bits. Com o uso da técnica MC, criam-se múltiplos canais paralelos de taxa básica para atender a usuários que desejam transmitir à altas taxas e então aplica-se a multi-modulação, explorando o bom desempenho dessa técnica para médias e baixas taxas.

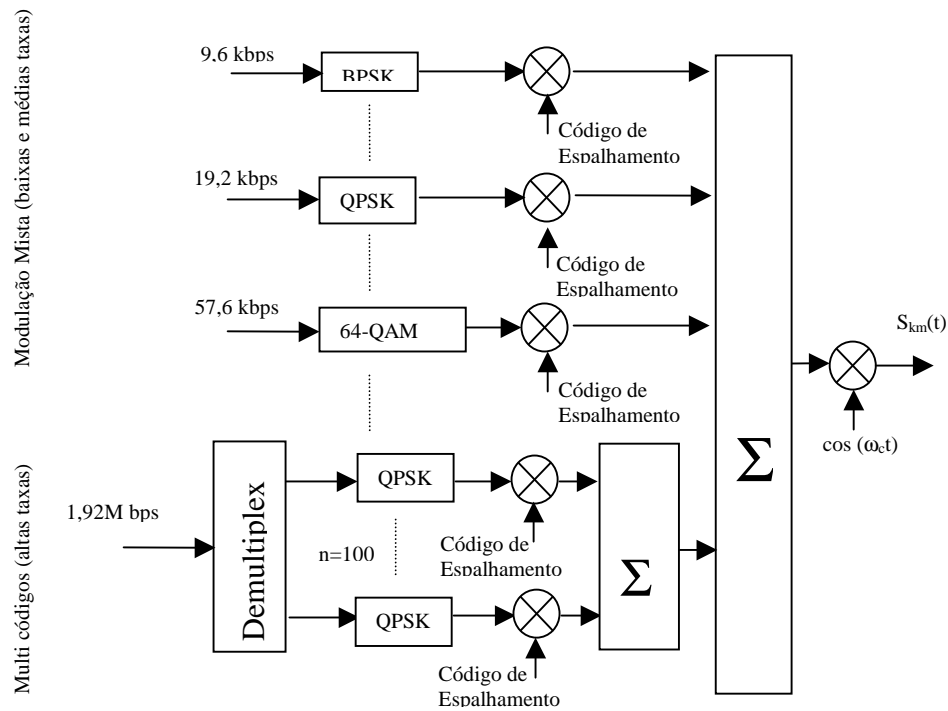


Figura 2.6 – Esquema Multitaxas Híbrido

No capítulo 5 dessa dissertação, serão tratadas as limitações existentes nos códigos a serem alocados para implementação de múltiplos canais paralelos. A alocação dinâmica de recursos será tratada no capítulo 4 e estará baseada na técnica MC.

CAPÍTULO 3

Modelo OCPN – Object - Composition - Petri - Net

3.1 – Apresentação do Modelo OCPN

A OCPN é uma ferramenta que nos permite construir um banco de dados formado por objetos de multimídia e estabelecer nesse as relações temporais necessárias à reprodução e manutenção do sincronismo dos objetos em questão. Permite também sincronizar objetos gerados e transmitidos em tempo real como por exemplo vídeo-fones. Com o uso da OCPN, é possível estabelecer parâmetros temporais para os objetos gerados em tempo real, de forma que esses possam ser sincronizados com objetos recuperados em bancos de dados, definindo uma escala de tempo para manutenção da qualidade de apresentação de todos os objetos. É importante citar aqui, que o modelo para sincronismo estabelecido por uma OCPN para um documento de multimídia, pode não ser apenas para objetos de um mesmo banco de dados. Objetos de banco de dados diferentes, bem como objetos gerados em tempo real, podem fazer parte de uma mesma apresentação, precisando portanto estarem sincronizados [20], [22].

No decorrer desse capítulo serão apresentados algoritmos que, com base nas relações temporais estabelecidas na OCPN, controlam a recuperação dos dados contidos nos bancos de dados, bem como o sincronismo geral de todos os objetos de multimídia a serem transmitidos.

Comparando as apresentações de multimídia à sistemas computacionais padrões (que tratam somente de dados), verifica-se que os sistemas computacionais se preocupam basicamente com a rapidez de processamento (“high throughput”), objetivando a obtenção de uma solução no menor tempo possível. Diferentemente, as apresentações de multimídia se preocupam com a coerência da apresentação, isto é, são respeitadas as

relações temporais dos objetos (vídeo, áudio etc), pois a apresentação desses fora do tempo especificado na OCPN (mais lento ou mesmo com maior rapidez), implicará na perda da qualidade de apresentação (QoS) e provável rejeição por parte do usuário. Como por exemplo, na transmissão de voz e imagem correlacionadas (filme, vídeo conferência), deve-se manter a relação temporal entre esses objetos para que o usuário possa ter as imagens e o áudio correspondente apresentados simultaneamente, evitando o “escorregamento dos lábios” (o movimento de fala do vídeo não coincide com o áudio correspondente).

Apresentam-se aqui três passos para estabelecermos o sincronismo entre objetos de multimídia:

1. Estabelecer a composição dos elementos de multimídia em relação à temporização existente entre eles (“intermedia timing”);
2. Especificar uma estratégia para gravar objetos de multimídia em um banco de dados baseada nas relações temporais existentes entre eles;
3. Apresentar algoritmos que permitam a recuperação de objetos de multimídia do banco de dados, armazenamento em “buffers”, alocação dinâmica de banda, respeitando a temporização estabelecida em todas essas etapas.

Na figura 3.1 a) tem-se um exemplo de uma OCPN e na figura 3.1 b) seu respectivo gráfico tempo-banda ocupada.

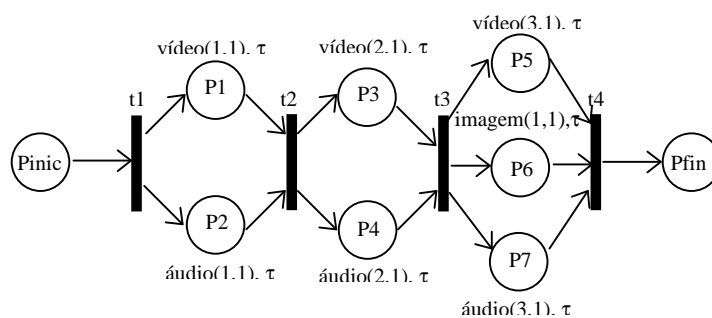


Figura 3.1 - a) Exemplo de um Rede OCPN

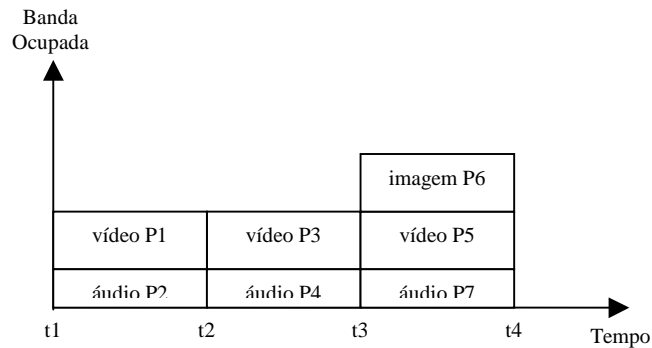


Figura 3.1 - b) Gráfico Tempo – Banda Ocupada

Nessa figura tem-se o vídeo(x,y), τ onde x é o número do objeto na sequência a ser reproduzida; y é o número da aplicação do usuário e τ é o tempo de duração do objeto (“playout time”).

O modelo OCPN adotado é um modelo bastante robusto no estabelecimento de relações temporais de/entre objetos (eventos) de multimídia. Esses objetos podem ser sequenciais no tempo, isto é, suas reproduções são feitas uma após a outra, como por exemplo na figura 3.1 a), onde o conjunto de eventos P_3 e P_4 são sequenciais ao conjunto P_1 e P_2 . Esses eventos podem também ser paralelos no tempo, isto é, possuem suas reproduções entre as mesmas transições, como também pode ser verificado na mesma figura, onde os eventos P_1 e P_2 são paralelos entre si.

O modelo OCPN é definido pelos parâmetros $C_{ocpn} = \{T, P, A, D, R, M\}$ onde:

- $T = \{t_1, t_2, t_3, \dots, t_n\}$ é o conjunto das transições (barras na figura 3.1 a));
- $P = \{p_1, p_2, p_3, \dots, p_n\}$ é o conjunto dos eventos (círculos na figura 3.1 a));
- $A = \{T \times P\} \cup \{P \times T\} \rightarrow I$, onde $I = \{1, 2, \dots\}$ é o conjunto de arcos diretos que indicam a relação (ordem) entre as transições e os eventos;
- $D = P \rightarrow R$ relaciona os eventos a números reais que representam os tempos de duração dos mesmos (τ);

- $R : P \rightarrow \{ r_1, r_2, r_3, \dots, r_k \}$, relaciona os eventos a tipos de objetos (vídeo, áudio e texto);
- $M : P \rightarrow I, I = \{ 0, 1, 2, \dots \}$, relaciona o conjunto de eventos a números reais que representam o número de “tokens” no evento em questão;

Entende-se por “tokens” a atribuição de autorização para transmissão de uma dada aplicação, isto é, permissão de uso da banda, a qual é alocada para a aplicação em questão, naquele determinado instante. Juntamente com a definição do modelo OCPN tem-se um conjunto de regras de execução que regem a semântica do modelo:

- A transição t_i ocorre imediatamente quando um dos eventos contém um “token” livre (“unlocked token”);
- Na transição t_i , um “token” é removido do evento imediatamente anterior e é fornecido ao posterior;
- Ao receber um “token” o evento p_j se mantém no estado ativo durante um intervalo de duração especificado τ_j . Nesse instante, o “token” não está disponível (“locked”). Quando o evento se torna inativo, ou quando expira a duração τ_j , o “token” se torna disponível (“unlocked”).

O exemplo da figura 3.1 a) mostra o estado P_{inic} que representa o estado inicial da apresentação de multimídia, onde é alocado um “token” para iniciar a apresentação, e P_{fin} representa o estado final da mesma. Tem-se ainda P_1 , P_3 e P_5 que representam os eventos de apresentação de dados de vídeo; P_2 , P_4 e P_7 que representam dados de áudio e ainda P_6 que representa dados de uma imagem.

O modelo OCPN consiste na especificação do padrão de apresentação dos objetos de multimídia. Para haver a possibilidade de sincronizar objetos isócronos (vídeo, áudio, dados etc), que possuem diferentes taxas de transmissão, esses objetos são divididos em pequenas unidades que são as SIUs (Synchronization Interval Unit). Dessa forma, teremos a transmissão dos objetos como “frames” de SIUs, onde uma SIU é a menor unidade atribuída a um objeto, como por exemplo, para um vídeo é 1/30 segundos, que corresponde ao tempo de execução de um quadro desse vídeo. Para áudio, a menor

unidade de áudio poderia ser uma amostragem do mesmo; no caso do CDMA IS-95, poderia ser um quadro de codificação do vocoder que possui 192 bits.

Com essa divisão em intervalos padrões de sincronismo, podem ser estabelecidas formas de relações entre esses intervalos, relações essas que mostram como esses eventos se sucedem na escala de tempo. Essas relações são num total de 13, sendo 7 básicas e 6 delas derivadas dessas básicas. Essas relações serão fundamentais na reprodução dos eventos, uma vez que situam cada evento em relação a seus anteriores, sucessores, ou ainda aos que ocorrem simultaneamente. Com o uso dessas relações, pode-se englobar todas as formas possíveis de reprodução de um objeto, e da relação dele com os demais objetos da aplicação multimídia em questão. Para ilustrar essas relações, são definidos dois processos P_a e P_b com durações respectivas τ_a e τ_b . Define-se ainda um eventual atraso finito, τ_c , que possa haver entre esses eventos. Na figura 3.2, são ilustradas as 7 relações básicas e as correspondentes OCPNs.

Pode-se notar que “encontra”, “começa”, “igual” são relações onde o atraso $\tau_c=0$. Na relação “começa”, pode-se notar que não foi atribuída nenhuma temporização após o término de P_a , como exemplifica a OCPN associada a essa relação na figura 3.2. Embora P_a termine a reprodução antes do término do evento P_b , esses dois eventos estão entre as mesmas barras de transição, e portanto só haverá liberação do “token” para dar seqüência a reprodução de P_a após o término de P_b . Na relação “sobrepõe”, por exemplo, pode-se notar que há especificação de um atraso inicial para o evento P_b , mas não é especificado nenhum atraso após o término de P_a , já que, como na relação “começa”, a seqüência do evento P_a está ligada ao término do evento P_b . Dessa forma o sincronismo é garantido.

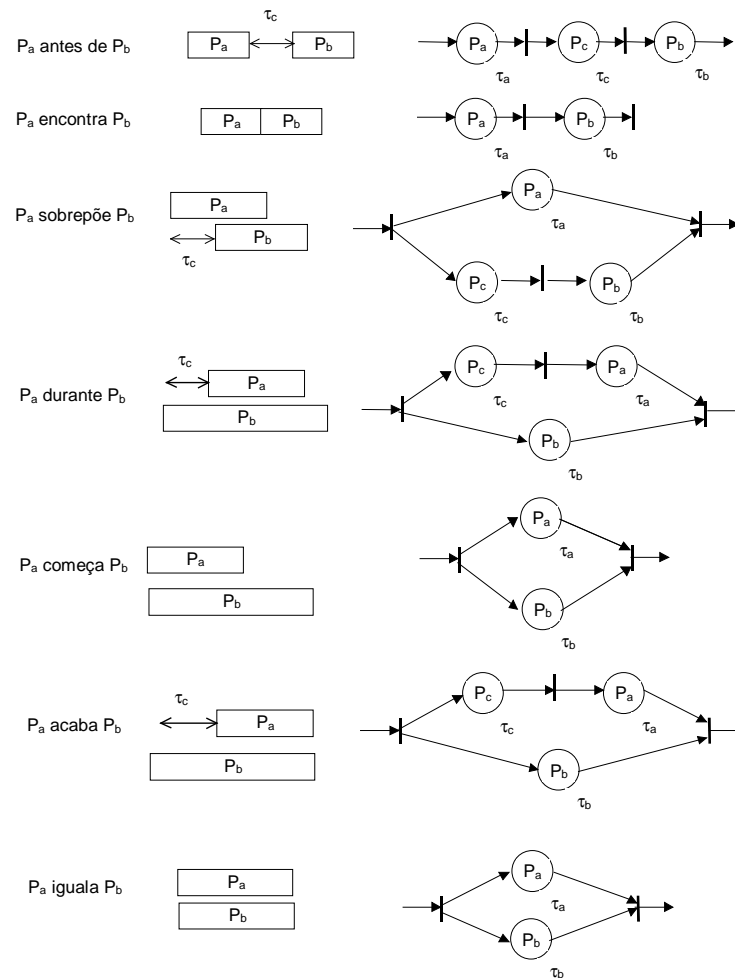


Figura 3.2 - Relações Temporais e OCPNs correspondentes

Definindo ainda τ_{TR} como o tempo total de realização dos dois processos, verifica-se que para os casos de relações sequenciais, tem-se que $\tau_{TR} \geq \tau_a + \tau_b$, e para os casos de relações paralelas $\tau_{TR} < \tau_a + \tau_b$. As relações sequenciais são: “antes” e “encontra”, as paralelas as demais. Verifica-se ainda que dado um par de processos, com três parâmetros temporais e o modelo OCPN, pode-se verificar todas as relações temporais existentes, conforme segue na tabela 3.1.

Relação	Parâmetros		Duração Total
P_a antes P_b	$\tau_c \neq 0$		$\tau_{TR} = \tau_a + \tau_b + \tau_c$
P_a encontra P_b	$\tau_c = 0$		$\tau_{TR} = \tau_a + \tau_b$
P_a sobrepõe P_b	$\tau_a < \tau_b + \tau_c$	$\tau_c \neq 0$	$\tau_{TR} = \tau_b + \tau_c$
P_a durante P_b	$\tau_b > \tau_a + \tau_c$	$\tau_c \neq 0$	$\tau_{TR} = \tau_b$
P_a começa P_b	$\tau_a < \tau_b$	$\tau_c = 0$	$\tau_{TR} = \tau_b$
P_a acaba P_b	$\tau_b = \tau_a + \tau_c$	$\tau_c \neq 0$	$\tau_{TR} = \tau_b$
P_a iguala P_b	$\tau_a = \tau_b$	$\tau_c = 0$	$\tau_{TR} = \tau_a$

Tabela 3.1 - Relações Temporais Básicas de uma OCPN

Verifica-se nessa tabela, que para um par de objetos relacionados, com o conhecimento de três parâmetros, pode-se descrever qualquer relação temporal existente entre eles e estabelecer uma OCPN que defina essa relação. Com essa descrição, é importante notar que processos complexos, formados por vários outros processos, podem ser simplificados através da descrição de relações entre pares desses. Podemos assim descrever sub-redes dentro de uma OCPN complexa, de modo que se possa otimizar o processo de recuperação de dados num banco. Na figura 3.3 tem-se um exemplo de uma sub-rede.

Concluindo, o objetivo da utilização do modelo de rede OCPN é o de estabelecer a hierarquia dos processos de multimídia através de relações temporais, dando assim subsídios para o estabelecimento do sincronismo na reprodução. No item 3.2, a seguir, será apresentada uma arquitetura para formação dos bancos de dados, considerando os parâmetros estabelecidos nas OCPNs.

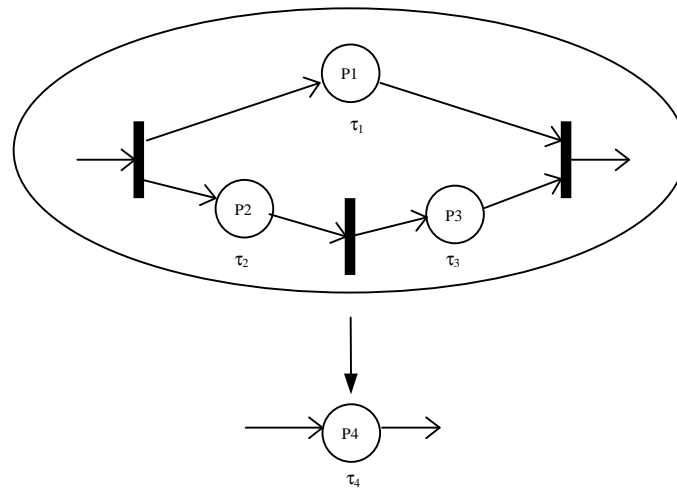


Figura 3.3 – Exemplo de uma Sub-rede

3.2 - Arquitetura do Banco de Dados

3.2.1 - Apresentação da Arquitetura

Para criar um banco de dados a partir da OCPN, cuja técnica de construção está baseada no estabelecimento de pares de objetos que estão relacionados no tempo, necessita-se de uma estrutura binária. O banco de dados a ser criado necessita preservar a semântica da OCPN, bem como facilitar os processos de reprodução, comunicação e armazenagem de documentos de multimídia. Serão apresentados elementos que associam objetos e suas relações temporais, possibilitando a criação de uma hierarquia para o banco de dados. Podem ser definidos três tipos de nós para a formação do banco de dados, são eles [20]:

- **Nó Terminal** - Esse nó possui atributos que indicam: o tipo de nó (terminal, não terminal ou meta), o tipo do objeto de multimídia (texto, imagem, vídeo etc), um atributo adicional (reservado) e um ponteiro que indica a localização do dado para apresentação. Esse nó é o que mais se aproxima do dado propriamente dito a ser apresentado, constituindo o nó mais baixo da hierarquia. Vários outros nós, de hierarquia mais alta, podem apontar para esse no banco de dados, isto é, esse tipo de

nó pode ser solicitado por mais de um processo durante a apresentação. Segue a estrutura desse nó na figura 3.4.

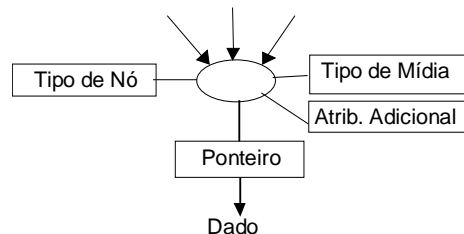


Figura 3.4 - Nó Terminal

- Nó não Terminal - possui uma pequena diferença para o nó terminal, estando imediatamente acima desse na hierarquia. Os principais atributos são: o tipo de nó, um atributo adicional, dois ponteiros para nós seguintes (ponteiro da esquerda e ponteiro da direita), dados das relações temporais (τ_a , τ_b , τ_c , τ_{TR} e a relação entre os ponteiros). Esse nó também pode ser referenciado por vários outros nós da hierarquia. Segue sua estrutura na figura 3.5.

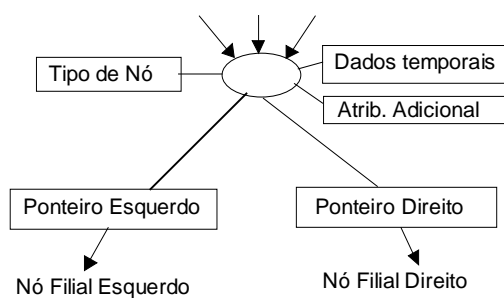


Figura 3.5 - Nó Não Terminal

Com esses dois nós já se poderia especificar todas as relações temporais indicadas pelo modelo OCPN. Porém, em algumas aplicações onde existam muitas ramificações do tema principal da apresentação (por exemplo: vídeo textos interativos de enciclopédias), seriam necessários muitos nós “não terminal”. Cria-se então um terceiro tipo de nó para

descrever sub-ítems dentro de um banco de dados. Dessa forma, evita-se a repetição de informações redundantes, otimizando-se o banco de dados. Esse terceiro nó é:

- Nó Meta - possui os seguintes atributos conforme o nó não terminal: tipo de nó, relações temporais e um atributo adicional. Porém além desses, o número de ponteiros para outros nós é indeterminado. Ele possui uma representação compacta para várias ramificações similares de uma OCPN. Esse nó também pode ser referenciado por diversos outros nós meta na hierarquia do banco de dados. Segue na figura 3.6 o esquema do nó.

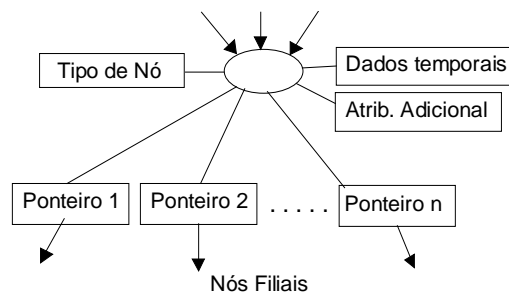


Figura 3.6 - Nó Meta

Usando esses três tipos de nós, pode-se representar o processo de sincronismo de uma OCPN através de pares (ou conjuntos) de elementos sincronizados. Como por exemplo, o representado na figura 3.7.

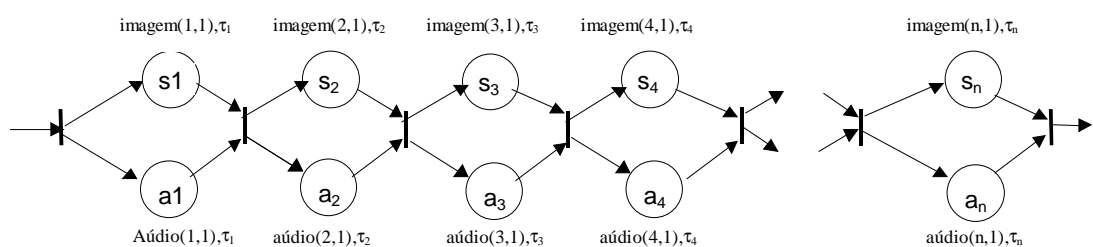


Figura 3.7 a) - OCPN de um "Slide"

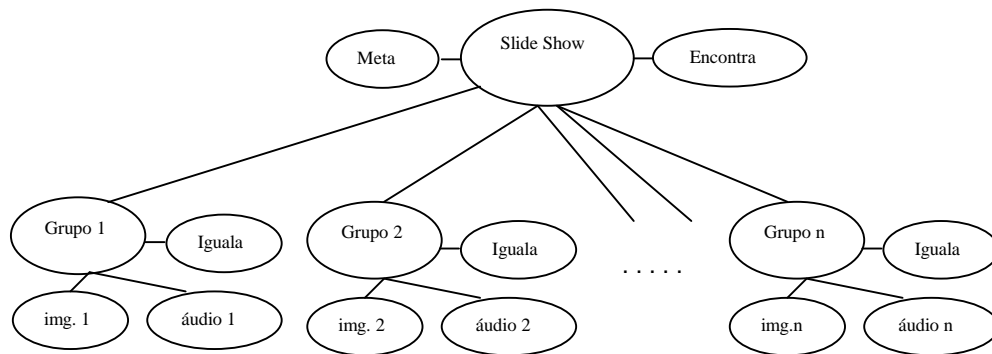


Figura 3.7 b) – Gráfico Representativo dos Nós

Observa-se na figura 3.7 b) pontos de sincronismo correspondentes a pares de imagem - áudio. Seleciona-se então a relação paralela “igual”, com duração única para cada par imagem-áudio e forma-se um conjunto de pares de objetos sincronizados usando para cada par um nó não terminal. Nesse caso os atributos são: nome do slide, nome do áudio, relações temporais e os dados temporais. Como tem-se um conjunto de nós não terminais relacionados sequencialmente como indicado na OCPN, pode-se agrupá-los usando um nó Meta. Na figura 3.8, esse nó Meta é identificado como “Apresentação” e os nós não terminais como “Grupos de Slides”. A seta dupla, na figura 3.8, indica a existência de um nó meta. Essa seta representa a referência de um nó meta a vários nós não terminais na hierarquia do banco de dados (dessa forma não é necessária a representação de todos os nós não terminais).

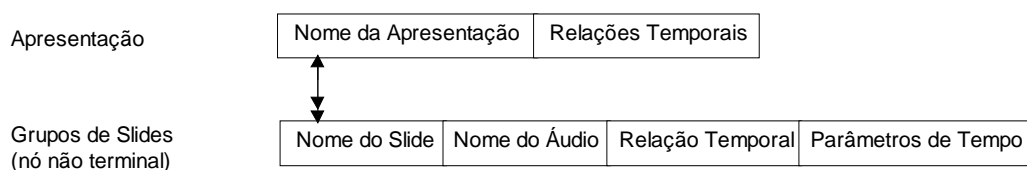


Figura 3.8 - Esquema da Apresentação do Slide

Por mais complexa que seja a OCPN, a escolha de pares de objetos sincronizados permite uma simplificação muito grande na representação, bem como ganho de desempenho na reprodução.

Conforme visto no exemplo anterior, a construção de um banco de dados é iniciada pela associação de objetos de multimídia aos nós terminais. A partir dessa associação, estabelecem-se relações temporais entre pares de objetos, bem como a duração da reprodução dos mesmos, estabelecendo-se então os nós não terminais. Após isso, pode-se dividir esses nós não terminais em sub-grupos de acordo com o assunto que cada um trata e associar a esses nós, nós meta. Pode-se formar ainda um outro nó meta, que englobe ainda um assunto mais geral, sendo agrupado nele vários outros nós meta. Com essa estrutura de banco de dados, torna-se possível recuperar e reproduzir quaisquer características de uma OCPN que esteja armazenada.

Tendo definido o processo de criação e estruturação dos bancos de dados para objetos de multimídia, verificar-se-á agora a recuperação de dados nos bancos para a reprodução de documentos de multimídia. Será apresentado aqui um algoritmo para recuperar o modelo original de uma OCPN, possibilitando a reprodução do documento. O algoritmo é recursivo e pode reproduzir OCPNs de diversas complexidades, conforme apresentado a seguir [20]:

“Algoritmo para Reprodução de Dados”

Passo 1) FOR objetos = Nó, identificar atributos (tipo de nó, filiais de nó etc);

Passo 2) IF Nó = nó não terminal **then** avaliar as relações temporais;

Passo 2.1) IF relação temporal = sequencial (“antes” ou “encontra”) **then**

Passo 2.1.1) Executar recursivamente a reprodução dos nós filiais esquerdos do nó em análise;

Passo 2.1.2) Adicionar atraso τ_c , caso esse seja diferente de zero;

Passo 2.1.3) Executar recursivamente a reprodução dos nós filiais direito do nó em análise;

Passo 2.2) IF relação temporal = paralela (“sobrepõe”, “durante”, “começa”, “acaba” e “Iguala”) **then**;

Passo 2.2.1) Criar um novo processo e executar recursivamente o “Algoritmo para Reprodução de Dados” para os nós filiais esquerdo;

Passo 2.2.2) Adicionar atraso τ_c , caso esse seja diferente de zero;

Passo 2.2.3) Criar um novo processo e executar recursivamente o “Algoritmo para Reprodução de Dados” para os nós filiais direito;

Passo 3) **IF** nó = nó terminal **then** apresentar dado vinculado a esse nó na duração indicada pelo parâmetro de tempo (τ);

Passo 4) Executar **While** todos os nós tiverem sido reproduzidos

Como o banco de dados contém informação das relações temporais, pode-se identificar a relação existente entre objetos concorrentes: sequencial ou paralela.

No algoritmo apresentado, foram abordados apenas os procedimentos para reprodução dos nós terminais e não terminais. Os nós metas permitem o agrupamento de múltiplos objetos relacionados pela mesma relação temporal, o que simplifica muito a estrutura de armazenamento nos bancos de dados. Esses nós, no processo de reprodução, podem ser tratados como um conjunto de nós não terminais que possuem entre si uma relação temporal específica e, portanto, pode-se aplicar o “Algoritmo para Reprodução de Dados”. Esses nós meta são usados como “browser”, isto é, são usados para a localização de um grupo de objetos específicos no banco de dados. A seguir será apresentado um exemplo que é formado por dados estáticos e dinâmicos, que requerem sincronismo na apresentação, para manutenção da qualidade das mesmas.

3.2.2 - Aplicação do Modelo

O exemplo em questão é uma enciclopédia médica, que possui áudios, imagens e textos armazenados num banco de dados. A figura 3.9 a seguir mostra a estrutura da enciclopédia médica, com os diversos itens existentes.

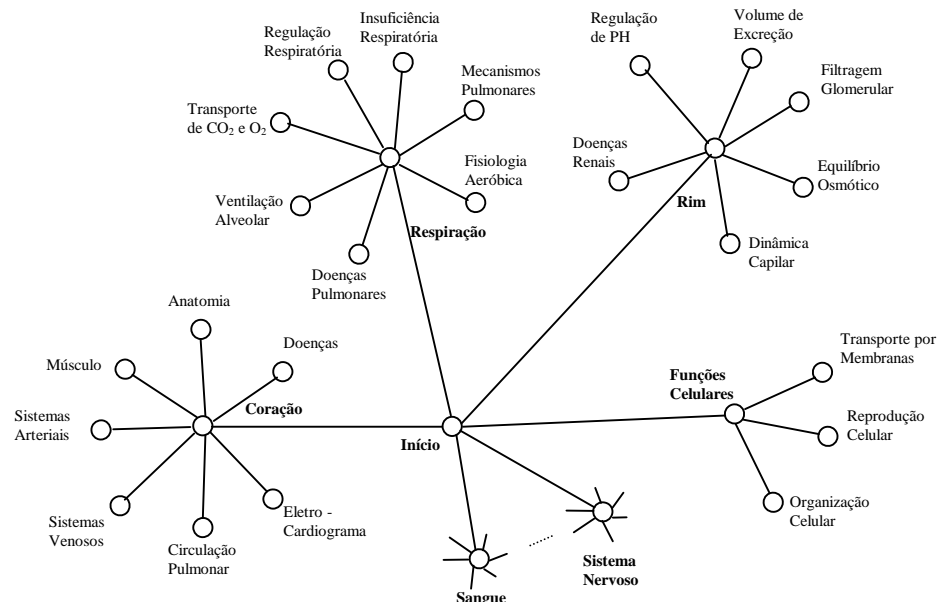


Figura 3.9 – Rede de Navegação na Enciclopédia Médica

A partir do nó “início” o usuário pode acessar (“browsing”) um item específico através de links estabelecidos entre o nó inicial e os demais nós. O nó “início” consiste de um nó meta que aponta para vários outros nós que definem um determinado assunto. Segue uma reprodução da estrutura de “browser” na figura 3.10.

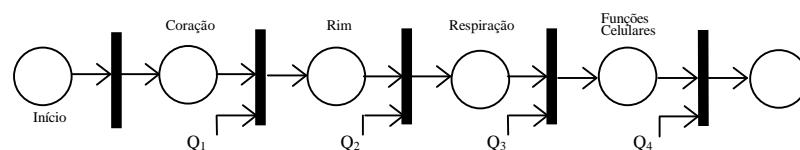


Figura 3.10 – Exemplo da Estrutura do “Browser”

onde Q_i são as posições que podem ser acessadas diretamente pelo usuário.

Quando selecionado um nó, via “browser”, a informação vinculada a esse nó (outros nós filiais) é recuperada e reproduzida. Por exemplo, conforme figura 3.9, quando acessado o nó “Músculo”, dentro do nó meta “Coração”, todas as informações relativas ao

músculo cardíaco são apresentadas. Para exemplificar mais detalhadamente, seja o documento de multimídia relativo ao músculo cardíaco formado por: vídeo-áudio que representam a reprodução de um eletrocardiograma; duas seqüências de imagens que representam vistas do coração em corte e perspectiva respectivamente; dois textos descritivos do funcionamento do órgão que está sendo consultado; duas imagens estáticas mostrando respectivamente a localização do coração no corpo e um ícone do órgão em análise (no caso o coração). Essas informações são apresentadas ao mesmo tempo na tela do usuário, sendo sincronizadas conforme OCPN apresentada na figura 3.11.

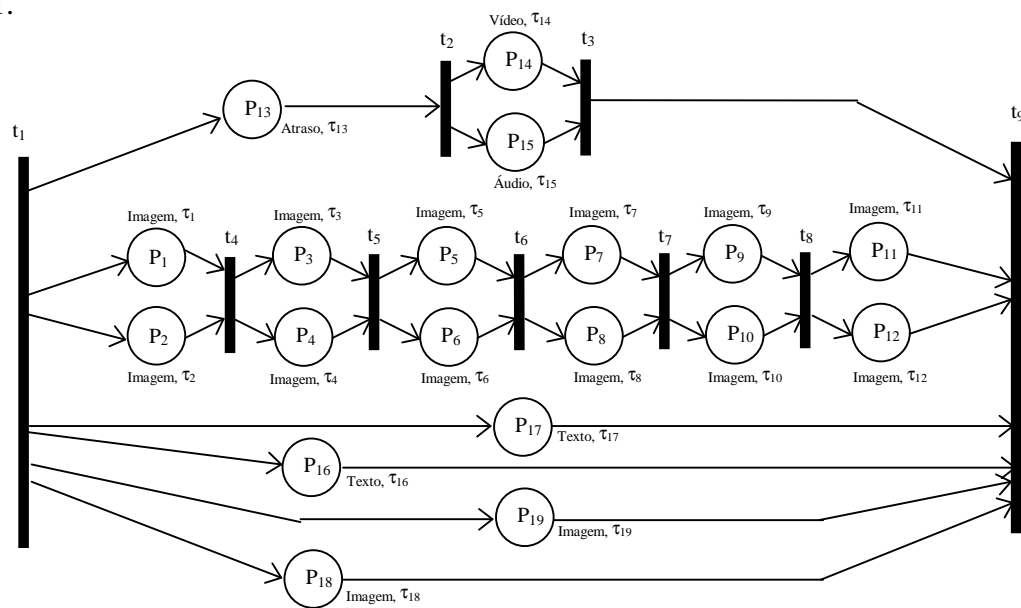


Figura 3.11 a) – OCPN da Apresentação do Item Relativo ao Coração

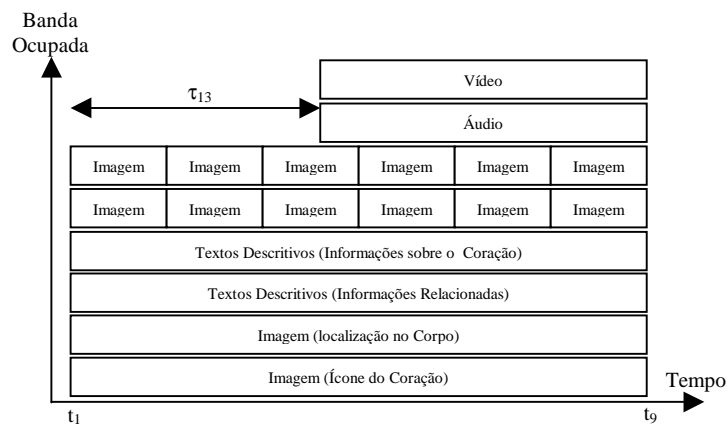


Figura 3.11 b) – Escala de Tempo para a OCPN

Conforme se pode observar na figura 3.11 a) são ilustradas as relações temporais dos objetos do documento, onde se observa que os textos e as imagens estáticas se mantêm durante toda a apresentação. As vistas do coração possuem uma seqüência de objetos que se sucedem na apresentação, representando as diversas animações (rotações). O vídeo-áudio, presente no documento, inicia-se após um atraso relativo, τ_{13} , ao início da apresentação. Pode-se observar que o documento se estende entre as transições t_1 e t_9 .

Tendo especificado os requisitos de sincronismo relativos as informações sobre o músculo cardíaco na enciclopédia médica, pode-se construir a estrutura do banco de dados. As duas vistas apresentadas são acopladas em um nó não terminal com a relação temporal “igual”, esse nó é denominado “Vista–Vertical–Horizontal do órgão”. Os dois textos e as imagens estáticas são combinados também com o uso da relação temporal “igual”, respectivamente nos nós não terminais “Texto–Informação do órgão” e “Localização–Ícone do órgão”. O vídeo-áudio, que representa a apresentação de um eletrocardiograma, está acoplado ao nó não terminal “Vídeo – imagem do órgão” com a relação temporal “igual”.

Por sua vez o nó não terminal “Vista–Vertical–Horizontal do órgão” está acoplado a um nó meta, “Vistas do Órgão”, com a relação temporal “encontra”. Dessa forma, há a possibilidade de várias imagens se sucederem na apresentação.

Pode-se estabelecer a relação dos nós “Vistas do Órgão” com o nó “Vídeo–Imagem do órgão” no nó não terminal “Imagem do Órgão”, com a relação temporal “acaba” e o atraso τ_{13} . Da mesma forma, os nós “Texto–Informação do órgão” e “Localização–Ícone do órgão” se agrupam no nó “Texto–Ícone do órgão”, com o uso da relação temporal “igual”.

Continuando o estabelecimento de níveis hierárquicos, os nós “Imagem do Órgão” e “Texto–Ícone do órgão” se agrupam, com o uso da relação “igual”, para formar o nó “Informação–Grupo do órgão”, o qual se liga ao nó meta “Órgão”, se conectando por último ao nó “Início”. Essa estrutura é mostrada na figura 3.12.

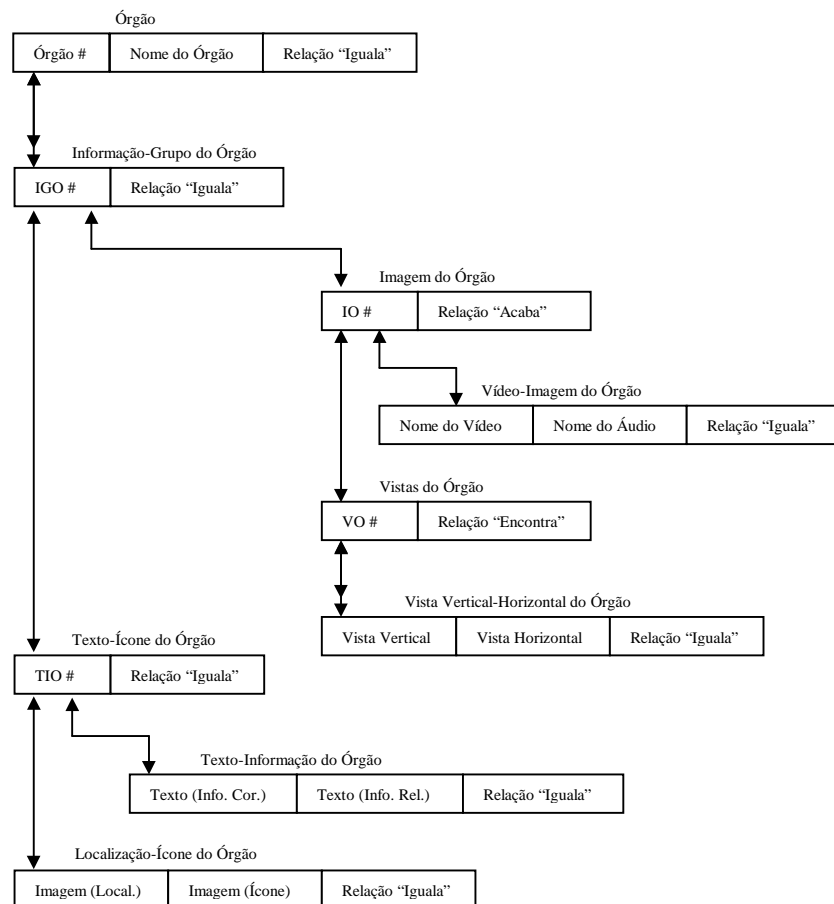


Figura 3.12 – Estrutura da Rede da Enciclopédia Médica

A figura 3.12 representa o formato da enciclopédia médica no banco de dados. É a partir dessa estrutura apresentada que será aplicado o “Algoritmo para Reprodução de Dados” a partir da interação com o usuário, o qual selecionará (“browser”) um item de seu desejo.

3.3 - Parâmetros para Sincronismo Intermídia dos Objetos de uma Apresentação

Nesse item serão analisados os parâmetros que são usados no processo de sincronismo intermídia, isto é, entre os múltiplos objetos que formam documentos de multimídia. Para estabelecer esses parâmetros é importante que se apresente o modelo da rede responsável por transmitir esses documentos desde suas fontes geradoras, ou banco de dados, até o terminal do usuário.

Essa rede de transmissão pode ser dividida em duas partes básicas: a primeira formada por linhas cabeadas, onde inclui-se a conexão entre os bancos de dados e servidores, entre servidores e nós de comutação (MSC – Mobile Switching Center), entre os nós de comutação e os controladores das ERB (BSC – Base Station Controller) e entre esses e a ERB; a segunda parte é formada pela interface aérea que é o meio de transmissão das ERBs até o terminal do usuário. Pode-se verificar na figura 3.14, o modelo macro para essa rede de transmissão:

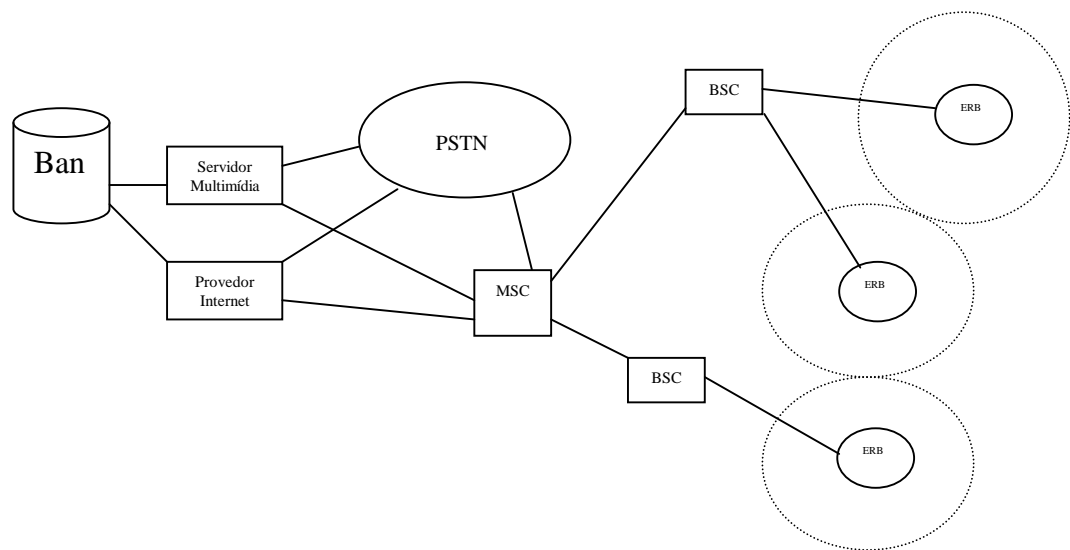


Figura 3.14 – Modelo de uma rede de Telefonia Celular

O modelo mostra o processo de integração da rede fixa (cabeada) B-ISDN (Broadband Integrated Services Digital Network) com a interface aérea. A tecnologia a ser usada pela rede fixa para disponibilizar serviços de banda larga, na maioria dos casos, é a tecnologia ATM, a qual pode assumir altas taxas de transmissão.

Essas duas partes básicas da estrutura da rede de transmissão são usadas no processo de comunicação de dados de multimídia, sendo a manutenção do sincronismo mútuo muito importante para a qualidade de apresentação dos documentos transmitidos. Essas duas partes podem ser analisadas separadamente, pois os possíveis atrasos existentes em cada uma delas, podem ser vistos como processos independentes, embora um desses

processos sirva de condição de contorno para o outro, isto é, atrasos excessivos em uma das partes podem comprometer o desempenho da outra.

A análise da parte cabeada da rede de transmissão, que será objeto desse item, constitui-se na especificação dos atrasos existentes nos seguintes processos: recuperação de objetos no banco de dados; divisão em intervalos de tempo padrões (SIUs) e no processo de transmissão até a ERB dos objetos que formam os documentos de multimídia. Esses processos envolvem atrasos inerentes à transmissão, ao tráfego na rede e ao tamanho dos pacotes, como será visto a seguir [17], [18], [21], [32], [33]. O segundo ponto a ser analisado no processo de sincronismo, relativo à alocação dinâmica de banda para os objetos de multimídia na interface aérea (segunda parte da rede de transmissão), será tratado no capítulo 5.

3.3.1 - Análise de Intervalos e Relações Temporais dos Objetos de Multimídia

Um sistema real que se propõe a trabalhar com objetos de multimídia, objetos esses que são dependentes do tempo, deve considerar latências no processo de recuperação dos objetos no banco de dados e na entrega a seu destino. Entende-se por latências, todos os atrasos existentes desde o início da recuperação no banco de dados até a transmissão na interface aérea. Deve-se considerar também que a formação de um documento de multimídia pode ser feita por dados de diferentes fontes, portanto sujeitos a diferentes latências no processo de transmissão. Além disso, a grande heterogeneidade dos dados, que possuem diversas taxas de transmissão, estabelece também diferentes latências, que devem ser consideradas no processo de sincronismo.

Com objetivo de se obter e manter o sincronismo de um dado documento, deve-se analisar todas as latências existentes no processo de transmissão. Para tal, serão estabelecidos os seguintes parâmetros de temporização como ilustra a figura 3.15 [21].

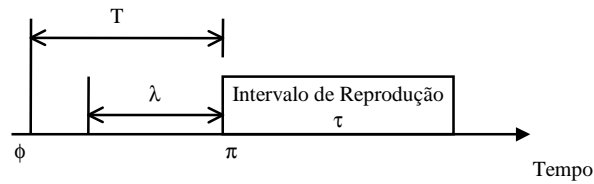


Figura 3.15 - Temporização para sincronismo de um evento

Nessa figura, define-se π como o tempo limite para início da reprodução do objeto em segundos, isto é, se a reprodução do objeto em questão não começar até esse instante, haverá perda da qualidade de apresentação. Define-se também λ como a latência total existente no processo de recuperação no banco de dados e transmissão até a ERB do objeto em questão. Essa latência é formada pela soma de vários atrasos como: o atraso causado pela divisão dos objetos em SIU's; o atraso devido à transmissão até a ERB (atrasos proporcionais ao tamanho dos pacotes que formam o documento; ao tráfego do sistema; à comutação etc). Nessa figura, define-se também ϕ , como o tempo de recuperação dos objetos no banco de dados. Para objetos gerados em tempo real (exemplo vídeo-fone), ϕ é o instante de geração. É definido ainda τ , como o tempo de duração da reprodução do objeto em questão, tempo esse em que há efetivamente a ocupação da banda. Esses tempos de reprodução dos objetos são definidos na OCPN.

Se a latência λ , somada ao tempo de recuperação dos objetos no banco de dados, ϕ , for maior que o instante π , haverá perda na qualidade de apresentação, pois haverá atraso no início da reprodução do objeto. Para garantir o sincronismo, define-se o “tempo de controle”, T , onde $T \geq \lambda$. Dessa forma, somado-se T ao tempo de recuperação do objeto no banco de dados, ϕ , garante-se o atendimento do tempo limite π (vide figura 3.15). Com isso pode-se verificar que $T = \pi - \phi$ para $T \geq \lambda$.

No processo de sincronismo intermídia de documentos de multimídia, que são bastante heterogêneos e formados por objetos com taxas de transmissão diversas, pode-se verificar a necessidade de armazenamento em “buffers”. Esses objetos, por serem de taxas diferentes, estão submetidos a diferentes latências no processo de transmissão e

precisam ser re-sincronizados, para atender às relações temporais estabelecidas na OCPN.

A necessidade de “buffers” também se evidencia para objetos gerados em tempo real. Esses objetos possuem o mesmo tempo de geração, ϕ . Como pode-se observar, para o processo de transmissão esse tempo possui a mesma interpretação que o tempo de recuperação de objetos armazenados em banco de dados. Devido a heterogeneidade também existente entre objetos de multimídia gerados em tempo real, esses objetos também estão submetidos a atrasos distintos no processo de transmissão. Com isso, objetos gerados simultaneamente chegarão à ERB, que serve ao usuário destino, em instantes diferentes, justificando-se assim a necessidade de “buffers” para obtenção do sincronismo.

Objetos gerados em tempo real necessitam ser reproduzidos de forma síncrona (conforme foram gerados) para que se mantenha a qualidade de apresentação, donde se conclui que esses objetos possuem o mesmo tempo de início da reprodução, π . Para que se garanta esse sincronismo no instante de início da reprodução, estabelece-se um tempo de controle, T , para todos os objetos gerados em tempo real, tempo esse que deve ser maior ou igual à maior latência encontrada no processo de transmissão. Os objetos de menores latências no processo de transmissão devem ser armazenados em “buffers” na ERB, até que se atinja o tempo de controle, T .

Diferentemente dos objetos gerados em tempo real, os objetos armazenados em bancos de dados possibilitam uma maior flexibilidade para sua transmissão, uma vez que podem ter seus tempos de recuperação, ϕ , previamente escalonados de forma a otimizar a ocupação da banda e diminuir o tamanho dos buffers (tempos de controle menores).

Para o estabelecimento do sincronismo intermídia otimizado é necessário portanto o conhecimento das múltiplas relações temporais entre os objetos e suas partes. Além disso, objetos concorrentes devem ser transmitidos em tempos π_i s idênticos (instantes de transições nas OCPNs). Como a transmissão de cada objeto é independente e esses estão sujeitos a latências diferentes, deve-se decompô-los em “frames” simples (que contém

apenas um objeto), de forma que se possa identificar o tempo de controle de cada um. Existem objetos que, embora possuam os mesmos tempos limites de início da reprodução, π_i , possuem tempos de controle T_i diferentes, implicando em diferentes tamanhos de buffers. Por exemplo, o tempo π de início da reprodução de um documento áudio-vídeo composto por dois objetos, será aberto em $\pi_{\text{áudio}}$ e $\pi_{\text{vídeo}}$, de forma que se possa analisar cada objeto separadamente. Pode-se então calcular os tempos de recuperação $\phi_{\text{áudio}}$ e $\phi_{\text{vídeo}}$ com o uso dos tempos de controle $T_{\text{áudio}}$ e $T_{\text{vídeo}}$.

Verifica-se então que um fator importante para o estabelecimento e a manutenção do sincronismo na transmissão de objetos de multimídia é a determinação do tempo de controle, T_i . Esse tempo é utilizado no controle das latências existentes no processo de transmissão de forma que os tempos limites para início da reprodução obtidos na OCPN, π_i , sejam respeitados. A otimização do tempo T_i é fundamental na diminuição dos “buffers” necessários no processo de transmissão. O tempo de controle T_i necessário para cada objeto pode ser calculado da seguinte forma:

$$T_i = \pi_i - \phi_i, \quad \text{para } i = 1, 2, 3... \quad (3.1)$$

Para objetos gerados em tempo real, onde ϕ_i (tempo de recuperação) e π_i (tempo limite de início da reprodução) são constantes, a sequência será apenas atrasada de um tempo de controle constante, T , que deve ser suficiente para superar a maior latência existente no conjunto de objetos gerados em tempo real, como visto anteriormente. Como exemplo, seja uma filmagem (áudio mais vídeo) transmitida em tempo real, os objetos que a formam possuem taxas de transmissão diferentes e por isso estão sujeitos a latências diferentes. Dessa forma, ao se utilizar como tempo de controle um tempo suficiente para superar a maior latência, pode-se garantir o sincronismo dos objetos no instante de alocação de banda para a transmissão na interface aérea

Com o objetivo de se diminuir a complexidade computacional de designação de tempos de controle, T_i , específicos para cada objeto, pode-se escolher um tempo de controle, T , constante para todos os objetos recuperados em banco de dados, da mesma forma que foi descrito para objetos gerados em tempo real. Esse tempo de controle deverá ser

suficiente para superar a maior latência do sistema. Poder-se-á assim atender a todos os tempos limites de início da reprodução de forma mais simples, porém às expensas da necessidade de “buffers” maiores, para atender a maiores tempos de controle designados. Ao se adotar T sempre maior que a maior latência λ , há uma taxa de perdas de objetos menor, pois diminui-se a chance de eventuais erros que possam ocorrer no estabelecimento do valor de T_i para cada objeto. Em contrapartida, pode-se comprometer a apresentação de objetos gerados em tempo real, que necessitariam de grandes buffers para atender a um tempo de controle alto [21].

Pode-se obter a partir dos dados apresentados numa OCPN os tempos limites para início da reprodução de cada objeto, π_i . Esses tempos são representados pelas barras de transição, t_i [20]. Numa OCPN, pode-se encontrar objetos transmitidos de duas formas: paralelamente, onde os objetos estão entre as mesmas duas barras de transição e seqüencialmente, onde os objetos (ou grupos de objetos paralelos) se sucedem entre instantes de transição consecutivos. A figura 3.16 exemplifica essas duas situações.

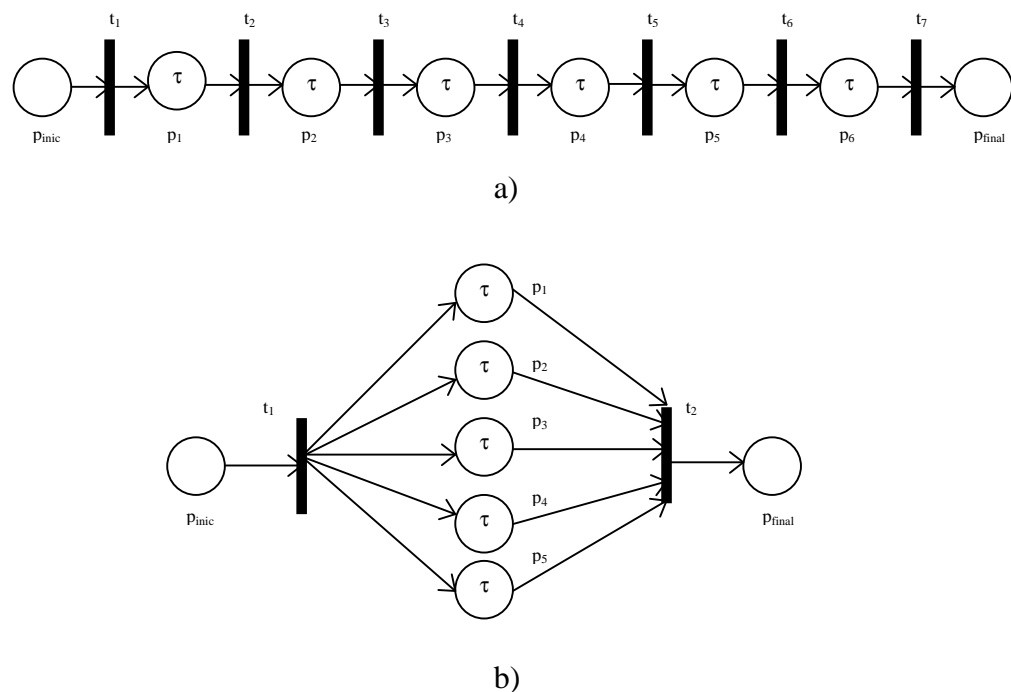


Figura 3.16 – Exemplos de OCPNs: (a) OCPN seqüencial (b) OCPN paralela

Com a finalidade de se obter, a partir de uma OCPN, os instantes limites de início da reprodução, instantes esses que são fundamentais na análise do sincronismo intermídia, apresenta-se aqui o algoritmo “Serialize-Net-Algorithm” [21]. Esse algoritmo estabelece numa escala de tempo, os instantes limites de início da reprodução de todos os objetos da OCPN em análise. O algoritmo proposto pode ser descrito como:

“Serialize-Net-Algorithm”

```

 $\pi_i = 0$ 
novo_evento = True
while novo_evento
novo_evento = false
  for cada transição  $t_i$  em T
    if  $M(p_j) > 1, \forall j: A(p_j, t_i) > 1$  then
      novo_evento = true
       $M(p_j) = M(p_j) - 1, \forall j: A(p_j, t_i) > 1$ 
       $M(p_k) = M(p_k) + 1, \forall k: A(t_i, p_k) > 1$ 
       $st_i = \max (\{\pi_i + \tau_j\}), \forall j: A(p_j, t_i) > 1$ 
       $\pi_k = st_i, \forall j: A(p_j, t_i) > 1$ 
    end
  end
end

```

Para melhor entendimento do algoritmo apresentado, retomam-se as definições de alguns parâmetros de uma OCPN:

- $T = \{t_1, t_2, t_3, \dots, t_n\}$ é o conjunto das transições (barras na figura 3.16);
- $P = \{p_1, p_2, p_3, \dots, p_n\}$ é o conjunto dos eventos (círculos na figura 3.16);
- $A = \{T \times P\} \cup \{P \times T\} \rightarrow I$, onde $I = \{1, 2, \dots\}$ é o conjunto de arcos diretos que indicam a relação (ordem) entre as transições e os eventos;
- $D = P \rightarrow R$ relaciona os eventos a números reais que representam os tempos de duração dos mesmos (tempos τ_i);

- $M : P \rightarrow I$, $I = \{ 0, 1, 2, \dots \}$, relaciona o conjunto de eventos a números reais, números esses que representam o número de “tokens” no evento em questão. As mesmas regras de passagem de “tokens” descritas na apresentação das OCPNs são utilizadas aqui.

O algoritmo apresentado simula uma OCPN a partir do evento inicial onde $M(p_{\text{inic}}) = 1$ e $M(p_i) = 0$, $\forall i$ variando de $1 < i \leq p_{\text{final}}$, isto é, o “token” para transmissão está retido pelo evento inicial e os demais eventos não possuem “token”. A partir deste instante, o “token” é passado sequencialmente para os eventos seguintes, conforme exemplificado no caso a) da figura 3.16. No caso b) da mesma figura, eventos paralelos são transmitidos entre as mesmas barras de transição (mesmo intervalo de tempo), onde o “token” é usado simultaneamente por mais de um evento.

Pode-se observar também no algoritmo os termos $A(p_j, t_i)$ e $A(t_i, p_k)$, os quais significam, respectivamente, o arco que vai do evento p_j até a barra de transição t_i e o arco que vai da transição t_i até o evento p_k , conforme ilustrado na figura 3.16.

Para exemplificar o uso do algoritmo, sejam as OCPNs a) e b) da figura 3.16 formadas por vídeos com uma taxa de 30 frames/segundo. Pode-se executar o algoritmo, calculando-se assim os tempos limites para início da reprodução dos objetos que formam essas OCPNs. Para o caso a), obtém-se $\Pi = \{0.0, 0.033, 0.067, 0.1, 0.133, 0.167\}$ segundos e para o caso b) obtém-se $\Pi = \{0, 0, 0, 0, 0, 0\}$ segundos. Esses resultados mostram que, ao se traçar uma escala de tempo iniciada em $t = 0$, cada evento terá seu respectivo tempo limite de início da reprodução conforme determinado pelo algoritmo. Na OCPN da figura 3.16, caso a), observa-se que os eventos são sequenciais e na OCPN apresentada no caso b), os eventos são simultâneos e portanto todos tem seus tempos limites para início da transmissão iguais a zero.

A tabela 3.2 ilustra passo a passo a execução do algoritmo visto para o caso a) da figura 3.16.

novo_evento	$p_j M(p_j)=1$	i	st_i	π_k
true	p_{inic}	----	----	$\pi_{inic}=0$
true	p_1	1	0	$\pi_1=0$
true	p_2	2	0,033	$\pi_2=0,033$
true	p_3	3	0,067	$\pi_3=0,067$
true	p_4	4	0,10	$\pi_4=0,10$
true	p_5	5	0,133	$\pi_5=0,133$
true	p_6	6	0,167	$\pi_6=0,167$
true	p_{final}	7	0,20	$\pi_{final}=0,20$
false	----	----	----	----

Tabela 3.2 – Resultado da Aplicação do “Serialize - Net - Algorithm” no exemplo da figura 3.16 a).

Conforme visto, a rede de transmissão de objetos de multimídia, que compreende os meios pelo qual os objetos são transmitidos desde sua geração (ou banco de dados) até seu usuário final, é formada por linhas físicas (com cabos) e pela interface aérea. Numa situação ótima, os objetos gerados em tempo real somados aos recuperados em banco de dados não podem superar a capacidade de transmissão do canal na interface aérea, pois a diferença não teria como ser transmitida respeitando-se a qualidade de apresentação de todos os objetos.

Entretanto, na prática, pode-se mostrar que a situação ótima não é aquela onde a taxa de geração de dados é igual a capacidade máxima da interface aérea, como verifica-se em simulações [33]. Isto se justifica pois, em uma situação real, haverá inúmeras OCPNs concorrentes sendo resgatadas dos bancos de dados e sendo geradas em tempo real. Essas OCPNs são formadas por diversos objetos de taxas de transmissão diferentes, que estarão sujeitos a diferentes atrasos no processo de transmissão. Com isto, existe um atraso inerente ao processo, conforme visto anteriormente, devido ao tempo de controle que terá de ser estabelecido para que se possibilite o sincronismo de objetos de um mesmo documento, antes da alocação de banda na interface aérea. Esse sincronismo será estabelecido com o uso de "buffers". O tempo despendido no processo de armazenamento em "buffers", causa capacidade obsoleta na interface aérea, caso seja

utilizada a mesma taxa de transmissão na parte cabeada da rede e na interface aérea. Além disso, a quantidade de usuários numa ERB pode ser maior que em outras, o que aumentaria o processo de armazenamento em "buffers" nessa estação e haveria capacidade obsoleta nas ERBs com menor tráfego, caso se estabeleçam taxas iguais nas duas partes da rede. Com essas colocações, pode-se concluir que a taxa de transmissão ótima para a parte cabeada da rede deve ser maior do que a da interface aérea, o que possibilita uma otimização da capacidade transmitida na interface aérea do sistema como um todo.

Com isso, para objetos de multimídia armazenados em bancos de dados, há a possibilidade da OCPN solicitar uma quantidade de dados para transmissão maior que a capacidade disponível do canal (interface aérea). Para tal, com o conhecimento dos tempos limites de cada objeto, π_i , e dos instantes de recuperação dos mesmos, ϕ_i , pode-se obter os tempos de controle, T_i , e calcular a necessidade de "buffers" para armazenamento da diferença das taxas existente entre a linha cabeada e a interface aérea. Para otimizar a capacidade do canal, deve-se minimizar os tempos de controle, T_i , analisando a composição do atraso para os objetos que formam os documentos de multimídia.

O atraso total de ponta a ponta da rede, para um objeto de multimídia, pode ser definido como o atraso total existente desde a sua geração até a entrega à interface aérea desse objeto. Esse atraso pode ser dividido em três componentes: um atraso constante D_p correspondente à soma dos atrasos de propagação nos elementos da rede e outros "overheads" constantes (nós de comutação, divisão em SIUs etc); um atraso D_t , também constante, proporcional ao "tamanho" do pacote e determinado a partir da capacidade do canal, C (em bps), através da relação, $D_t = S_m / C$, onde S_m é quantidade de bits que forma o pacote; e um atraso D_v dependente do tráfego de ponta a ponta na rede (para tráfegos muito baixos na rede $D_v \rightarrow 0$). Tem-se então que o atraso de ponta a ponta da rede pode ser calculado pela expressão [21].

$$D_{\text{ponta a ponta}}(\text{pacote}) = D_p + D_t + D_v \quad (3.2)$$

para um pacote de tamanho S_m .

Para um determinado objeto X composto por vários pacotes, $|X|$ indica o seu “tamanho” em número de bits. O número de pacotes h , que formará o objeto X , é determinado por $h = \lceil (|X| / S_m) \rceil$. Então, o atraso de ponta à ponta para o objeto X , pode ser calculado através de:

$$D_{\text{ponta a ponta}}(\text{objeto}) = D_p + hD_t + \sum_{j=1}^h D_{v_i} \quad (3.3)$$

O tempo de controle, T_i , de um pacote pode ser definido como a diferença entre os seguintes instantes: o de colocação do pacote no canal, ϕ_i , e o de início da reprodução do objeto, π_i . O tempo de início da reprodução do objeto, π_i , deve ser respeitado, pois a qualidade de apresentação está diretamente ligada a esse tempo. Para tal, deve ser calculado o instante de recuperação do objeto no banco de dados a partir do conhecimento dos atrasos existentes no processo de transmissão e, consequentemente, do estabelecimento do tempo de controle T_i . Conforme visto, o atraso de ponta à ponta da rede é formado por três parcelas (D_p , D_t e D_v), dentre as quais duas, D_p e D_t , são constantes e de fácil caracterização. Então para obtenção do tempo de controle, T_i , para cada objeto, deve se conhecer também a parcela de atraso, D_v , relativa à quantidade de tráfego na rede. Para se analisar a parcela de atraso D_v , define-se como B_j a quantidade total de dados a ser transmitida pela ERB “j”, devido às transmissões de todos os usuários a ela conectados [33].

$$B_j^{(t)} = \sum_{i=1}^{n_j} |X_i^{(t)}| \quad (3.4)$$

onde $|X_i^{(t)}|$ é o número de bits dos objetos do i -ésimo usuário conectado à ERB “j” e n_j é o número de usuários na ERB “j”. Na figura 3.17 pode-se observar a estrutura da rede:

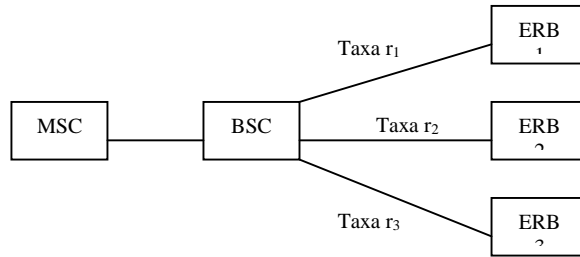


Figura 3.17 – Estrutura da rede e taxas de transmissão

Sejam r_1, r_2, \dots, r_n as taxas nas conexões das respectivas ERBs à BSC. O tempo total de transmissão dos “frames” entre as ERBs e a BSC pode ser calculado por $B_1^{(t)}/r_1, B_2^{(t)}/r_2, \dots, B_m^{(t)}/r_m$. Se as ERBs forem corretamente dimensionadas, tem-se a seguinte limitação para o tempo de transmissão dos “frames”:

$$\frac{B_j^{(t)}}{r_j} \leq D_{\text{ERB-BSC}} \quad (3.5)$$

onde D é o atraso máximo limite entre ERB e BSC.

A taxa de transmissão dos “frames” entre a BSC e a MSC é formada pela relação:

$$A_i^{(t)} = \sum_{j=1}^{K_j} B_j^{(t)} \quad (3.6)$$

onde K_j é o número de ERBs conectadas à BSC “i”.

Da mesma maneira, se a conexão entre a BSC e a MSC estiver corretamente dimensionada, o tempo para transmissão entre esses dois pontos da rede tem a seguinte limitação:

$$\frac{A_i^{(t)}}{R_i} \leq D_{\text{BSC-MSC}} \quad (3.7)$$

onde $D_{BSC-MSC}$ é o atraso limite entre a BSC e a MSC, e R_i é a taxa de transmissão dos “frames” nessa conexão.

Dessa forma pode-se calcular os atrasos máximos, de propagação na rede se todas as conexões estiverem corretamente dimensionadas:

$$D_{limite} = D_{ERB-BSC} + D_{BSC-MSC} \quad (3.8)$$

Caso essa igualdade seja respeitada não haverá falha na transmissão. Caso contrário, pode-se definir a probabilidade de falha, P_{falha} , de violação do limite de atraso (D_{limite}), que terá influência direta da quantidade de tráfego na rede:

$$P_{falha} = P(D_T > D_{limite}) \quad (3.9)$$

onde D_T é o atraso no instante T . Essa situação somente ocorrerá se o tráfego na rede for maior que o dimensionado.

Tendo definido a probabilidade de falha de transmissão de um pacote na rede, pode-se retornar ao problema original, onde se pretende obter o tempo de controle T_i . Pode-se calcular esse tempo com o uso da equação (3.2), onde D_v será determinado a partir da probabilidade de falha, P_{falha} , do objeto. Como visto, essa probabilidade de falha, representa a probabilidade de haver violação do atraso limite, D_{limite} . Devido ao fato dessa probabilidade depender de h variáveis, há limitações computacionais para seu calculo. Por isso, pode-se adotar uma distribuição gaussiana para se obter uma aproximação. Tem-se então que o tempo de controle, T_i , para um pacote é dado por:

$$T_i = D_p + \frac{S_m}{C} + F^{-1}(1 - P_{falha}) \quad (3.10)$$

onde F é a função de distribuição cumulativa dos atrasos de chegada no canal. Sendo assim, $F^{-1}(x)$ determina o atraso D_v , onde $x = F(D_v) = 1 - P_{falha}$.

Para se calcular T_i para o objeto X composto por vários pacotes, deve-se usar a equação (3.3), donde se obtém:

$$T_{ri} = D_p + h_i \frac{S_m}{C} + F_h^{-1}(1 - P_{h\text{ falha}}) \quad (3.11)$$

e de forma equivalente à equação (3.10), tem-se que $F^{-1}(y)$ determina o atraso total do objeto, D_{v_j} , onde agora $y = F_h(D_v) = 1 - P_{h\text{ falha}}$.

Observa-se que “ $1 - P_{\text{falha}}$ ” significa a “ P_{acerto} ”, isto é, o objeto foi transmitido sem violar o tempo D_{limite} , entretanto, há um atraso inerente a presença dos demais objetos (tráfego) na rede, que é dado pela função F .

Para um conjunto de documentos formados por vários objetos, a capacidade do canal pode não ser suficiente, possibilidade que deve ser considerada na análise de sincronismo e alocação de banda. Para tal, buscar-se-á uma alternativa que minimize o tempo de controle, de forma que se otimize a transmissão desse conjunto de documentos. Dependendo dos tempos de intermídia entre objetos e dos instantes de início da reprodução de cada objeto, a transmissão no canal pode ser sequencial (um objeto logo após o outro) ou haver tempo de espera, tempo em que o dado a ser transmitido ainda não está disponível, havendo então capacidade obsoleta no canal. As duas condições de contorno a seguir determinam o tempo de controle T_i para um determinado objeto e a relação desse com o tempo de recuperação, ϕ_i , do objeto seguinte [21].

$$\pi_i \geq \phi_i + T_i \quad (3.12)$$

$$\phi_{i-1} \leq \phi_i - T_{i-1} + D_p \quad (3.13)$$

onde i engloba todo o conjunto de objetos.

A inequação (3.12) descreve o mínimo atraso a que o objeto está submetido, isto é, significa que um objeto não pode ser transmitido antes de sua chegada no canal, o que fica evidente no fato de que o instante de início da reprodução deve ser maior que o instante de recuperação no banco de dados somado ao tempo de controle. A inequação (3.13) mostra o tempo mínimo de recuperação de dados de um banco de dados entre objetos sucessivos. Essa inequação mostra o tempo mínimo para que se conclua a recuperação de um objeto (i-1), de forma que se possa iniciar o processo de recuperação do objeto subsequente (i). Nessa inequação, a situação de igualdade representa que o início de recuperação do objeto “i” foi no mesmo instante que se finalizou o processo para o objeto i-1. Ainda na inequação (3.13), na situação onde ϕ_{i-1} é menor, haverá uma caracterização de canal ocupado, o que se evidencia pelo fato do objeto subsequente ter de aguardar a finalização do objeto corrente para iniciar seu processo de recuperação no banco de dados. Essas relações estão evidenciadas na figura 3.18.

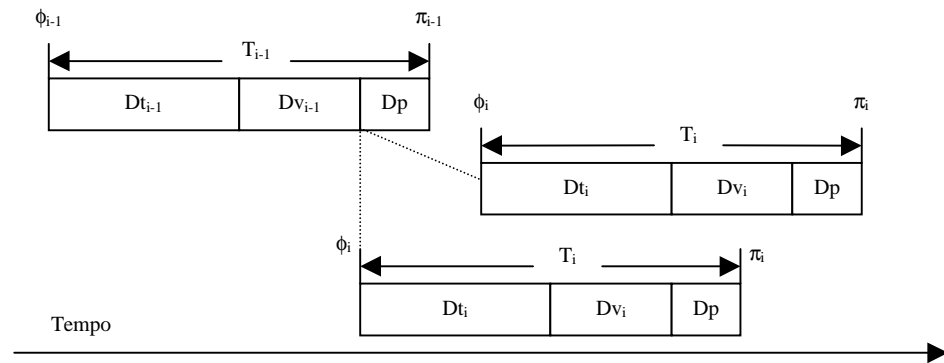


Figura 3.18 – Parâmetros para Escalonamento

A seguir serão apresentadas as relações que buscam o estabelecimento da temporização intermídia ótima para objetos subsequentes:

$$\forall i, \quad \phi_i \geq \pi_{i-1} - D_p \Rightarrow \phi_{i-1} = \pi_{i-1} - T_{i-1} \quad \{\text{canal livre}\} \quad (3.14)$$

e

$$\phi_i < \pi_{i-1} - D_p \Rightarrow \phi_{i-1} = \phi_i - T_{i-1} + D_p \quad \{\text{canal ocupado}\} \quad (3.15)$$

Na relação (3.14), pode-se observar a situação de canal em espera, isto é, há um intervalo de tempo obsoleto no canal, pois o instante de recuperação do objeto i ocorre após o final da recuperação do objeto anterior. Com isso, para se otimizar essa situação faz-se $\phi_{i-1} = \pi_{i-1} - T_{i-1}$, para “ i ” representando cada objeto a ser transmitido.

Na relação (3.15), se ϕ_i estiver escalonado para um instante em que o objeto anterior ainda não terminou seu processo de recuperação ($\phi_i < \pi_{i-1} - D_p$), significará que o canal está ocupado. Dessa forma, deve-se otimizar essa situação, fazendo que o tempo de recuperação ϕ_{i-1} seja igual a $\phi_i - T_{i-1} + D_p$.

A partir dessas definições, com o conhecimento de D_v , D_p , D_t , π_i , $|X_i|$, pode-se construir um escalonamento ótimo dos tempos de recuperação no banco de dados, $\Phi = \{\phi_i\}$. A partir do estabelecimento de um escalonamento ótimo para o objeto final do conjunto transmitido, $\phi_m = \pi_m - T_m$, pode-se retroativamente estabelecer tempos de recuperação ótimos para os demais objetos, executando-se o algoritmo descrito a seguir a partir do uso iterativo das relações para otimização da temporização intermídia, vistas anteriormente nas equações (3.14) e (3.15). No algoritmo a seguir [21], pode-se identificar o tratamento para as situações de canal ocupado e canal livre.

“Net-Control-Time-Algorithm”

```

 $\phi_m = \pi_m - T_m$                                 {trabalha retroativamente}
for  $i = 0$ :  $m-2$ 
    if  $\phi_{m-i} < \pi_{m-i-1} - D_p$                     {canal ocupado}
         $\phi_{m-i-1} = \phi_{m-i} - T_{m-i-1} + D_p$ 
    else

```

$$\phi_{m-i-1} = \pi_{m-i-1} - T_{m-i-1} \quad \{\text{canal livre}\}$$

end

end

onde m é o total de objetos.

3.3.2 - Aplicação do Modelo

A seguir é apresentado um exemplo onde se utiliza o algoritmo “Net-Control-Time-Algorithm” para cálculo dos valores do tempo de recuperação para os objetos das OCPNs apresentadas nos casos a) e b) da figura 3.16.

Para esse exemplo, seja a capacidade do canal da ERB igual a $C = 2$ Mbps; seja o tamanho por pacote $S_m = 256$ bits; e sejam também $D_v = 50 \mu s$ e $D_p = 100 \mu s$. Para o caso a) da figura 3.16, seja o tempo de duração da transmissão por objeto $\tau_i = 1/30$ s e o tamanho do objeto é $|X_i| = 2^{15}$ bits, correspondentes a vídeos comprimidos que se sucedem. Para o caso b) da figura 3.16, seja $\tau_i = 20$ s e $|X_i| = 2^{20}$ bits, correspondentes a cada uma das cinco imagens coloridas adotadas nesse exemplo .

Para o caso a) apresentado na figura 3.16 tem-se que a taxa de transmissão é aproximadamente 1 Mbps ($2^{15} \times 30$) e que os objetos que formam o documento de multimídia se sucedem no tempo (são sequenciais), ocupando a banda de transmissão em instantes distintos, portanto o canal com capacidade de 2Mbps será suficiente para realizar a transmissão. Para uso dos algoritmos apresentados, os seguintes parâmetros devem ser calculados:

$h = \text{número de pacotes} = |X_i| / S_m = 2^{15} / 256 = 128$ pacotes

T_m que pode ser calculado pela equação (3.3) é igual a:

$T_m = 100\mu + 128 \times (256/2M) + 128 \times 50\mu = 0,0229$ s

Por serem objetos iguais, o tempo de controle T_m é o mesmo para todos os objetos que formam o documento. A partir desses dados de entrada o “Net Control-Time-Algorithm” pode ser aplicado chegando-se ao seguinte resultado:

Caso a) $\phi = \{-0.0229, 0.0104, 0.0437, 0.0770, 0.1103, 0.1436\}$ segundos

Observa-se para esse caso que a expressão do algoritmo usada é sempre a relativa a canal livre, pois $\phi_{m-i} \geq \pi_{m-i-1} - D_p$, para todos os instantes (Vide algoritmo “Net “-Control - Time – Algorithm”).

Da mesma forma, esse raciocínio pode ser aplicado ao caso b) da figura 3.16, onde as 5 imagens coloridas são transmitidas simultaneamente no canal da estação rádio-base. A taxa de transmissão para cada um desses objetos é aproximadamente 52,4 Kbps ($2^{20}/20$). Então para 5 objetos iguais em paralelo, a capacidade necessária é de 262,1 Kbps. A capacidade de transmissão do canal (2 Mbps) atenderá também a essa situação. Os seguintes parâmetros também devem ser calculados para aplicação do algoritmo nesse caso:

$$h = \text{número de pacotes} = |X_i|/S_m = 2^{20} / 256 = 4096 \text{ pacotes}$$

T_m que pode ser calculado pela equação (3.3) e é igual a:

$$T_m = 100\mu + 4096 \times (256/2M) + 4096 \times 50\mu = 0,7292 \text{ s}$$

Por também serem objetos iguais, o tempo de controle T_m é o mesmo para todos. Então aplica-se também o algoritmo obtendo-se o seguinte resultado para esse caso:

Caso b) $\phi = \{-3.65, -2.92, -2.19, -1,46, -0.7292\}$ segundos

Observa-se para o caso b) que a expressão do algoritmo usada é sempre a relativa a canal ocupado, pois $\phi_{m-i} < \pi_{m-i-1} - D_p$, para todos os instantes, pois os objetos a serem transmitidos são paralelos.

Quando há no processo de apresentação objetos paralelos, isto é, que possuem reprodução simultânea (mesmo tempo π_i), pode-se ter a necessidade de armazenar em “buffers” os objetos que tiverem sua recuperação concluída, enquanto ocorre a recuperação dos demais. Esse armazenamento pode ocorrer devido aos diferentes tempo de controle de objetos simultâneos (objetos de diferentes taxas), ou também por esses objetos pertencerem a um mesmo banco de dados e não ser possível a recuperação simultânea. No exemplo apresentado, os objetos transmitidos estão em um mesmo banco de dados e portanto são recuperados um após o outro.

Para a necessidade de “buffers”, segue o algoritmo “Buffer-Count-Algorithm”, que possibilita o cálculo da capacidade de armazenamento necessária em cada instante:

“Buffer-Count-Algorithm”

```

 $K_1 = 0$ 
for  $i = 0: m-2$ 
     $K_{m-i} = 0$ 
     $j = i$ 
    while  $(j < m-1)$  e  $(\phi_{m-i} < \pi_{m-i-1})$ 
        {contabiliza a necessidade de “buffers” acumulada}
         $K_{m-i} = K_{m-i} + |G_{m-1-j}|$ 
         $j=j+1$ 
    end
end

```

onde $|G_{m-j-1}|$ é a capacidade de armazenamento necessária em um determinado instante, calculada por:

$$|G_{m-i-1}| = \sum |X_i| \quad (3.16)$$

onde $|X_i|$ é o número de bits que formam o objeto “i” que teve sua recuperação concluída antes do instante de início da reprodução do objeto anterior, isto é, $\phi_i < \pi_{i-1}$.

Quando o tempo de recuperação do objeto “i”, ϕ_i , for menor que o tempo limite de início da transmissão do objeto anterior, π_{i-1} , existe a necessidade de se realizar o armazenamento em “buffers”, para não haver perda de conteúdo dos objetos. Nessa situação, os objetos que tiverem a recuperação concluída, mas ainda não iniciaram a transmissão, deverão ser armazenados.

Usando-se os mesmos dados do exemplo anterior, pode-se calcular a capacidade necessária para os “buffers” nos casos a) e b) da figura 3.16.

No caso a), onde os objetos reproduzidos são seqüenciais, verifica-se que o tempo de duração da reprodução, τ_i , é sempre maior que o tempo de controle T_i . Dessa forma, em nenhuma situação haverá $\phi_i < \pi_{m-i-1}$, o que fornece o seguinte resultado após a aplicação do algoritmo “Buffer-Count-Algorithm”.

Caso a) $K=\{0; 0; 0; 0\}$

Diferentemente, no caso b), os objetos reproduzidos são todos paralelos e possuem o mesmo tempo π_i igual a zero e todos os tempos ϕ_i são menores que zero. Com o uso do algoritmo “Buffer Count- Algorithm”, pode-se calcular o valor da capacidade do “buffer” necessária para atender cada instante.

Caso b) $K = \{1,050; 2,097; 3,146; 4,194\}$ M bits

Verifica-se que o último objeto a ser recuperado nunca necessita de armazenamento em “buffers”, pois ao final de sua recuperação, há o início da reprodução de todos os objetos (π_i). Por isso, só se verifica no resultado acima, quatro valores para a capacidade de armazenamento.

Assim, devido ao fato do último objeto não precisar ser armazenado, os demais objetos precisam ser armazenados integralmente até o início da transmissão. Desse modo, explica-se o resultado encontrado na saída do algoritmo

Conclui-se do exemplo apresentado que existe um tempo amplo para transmissão do vídeo especificado sem a necessidade de armazenamento em “buffers” no caso a). Já no caso b), as imagens requerem um atraso inicial de 3,65 segundos e um armazenamento de até 4,194 M bits a 0,7292 segundos do início da reprodução. Dessa maneira, pode ser verificado que a solução está na escolha apropriada dos tempos de controle para as determinadas classes de objetos.

Pode-se usar então o escalonamento dos tempos de recuperação dos objetos, ϕ , para que, primeiramente, a fonte de dados (transmissor) possa determinar o instante para colocar os objetos no canal e, posteriormente, o receptor possa armazenar os objetos recebidos até o tempo limite do início da transmissão. Para isso a fonte deve conhecer o tempo ϕ e o destino deve conhecer os tempos π , de forma que se possa assim conhecer os tempos de controle.

Nesse capítulo foram analisados parâmetros que constituem a ferramenta OCPN, que pode ser usada no processo de estabelecimento e manutenção do sincronismo entre objetos que formam documentos de multimídia. Esses parâmetros são fundamentais no estabelecimento da qualidade de apresentação para documentos de multimídia.

De igual importância na manutenção da qualidade de apresentação de documentos de multimídia, está a alocação dinâmica de recursos para transmissão na interface aérea desses documentos. A ERB deve gerenciar esse processo de forma que as restrições descritas pelos parâmetros da OCPN possam ser atendidos para todos os usuários do sistema.

No capítulo 4 a seguir, será analisado o processo de alocação dinâmica de capacidade para transmissão num sistema multi-usuário, de forma que se possa otimizar a capacidade e manter a qualidade de apresentação dos documentos de multimídia.

CAPÍTULO 4

Análise da Alocação Dinâmica de Recursos para Transmissão

4.1 - Introdução

Os objetos que formam os documentos de multimídia (vídeo, áudio, imagem e texto) são, em sua maioria, objetos que possuem altas taxas de transmissão, taxas essas variáveis com o tempo, o que torna o processo de alocação de capacidade na interface aérea bastante dinâmico.

Devido às restrições existentes para utilização do espectro de frequência, a otimização do processo de alocação de recursos é fundamental para tornar o sistema viável, isto é, possibilitar o acesso à interface aérea por um determinado número de usuários com aplicações de multimídia, atendendo assim a demanda por serviços de banda larga.

A ERB que estiver controlando o acesso a um determinado grupo de canais, isto é, estiver gerenciando o acesso à interface aérea numa determinada área de cobertura, deve possuir o conhecimento prévio das OCPNs que formam os objetos a serem transmitidos pelos usuários que se localizam nessa região, de forma que se possa negociar a capacidade a ser utilizada em cada aplicação, bem como a qualidade da transmissão. Esse prévio conhecimento se faz necessário devido à dinâmica das variações de recursos necessários para transmissão dos objetos das aplicações de multimídia, o que não permite a alocação fixa de uma determinada taxa por aplicação, sob pena de, em determinados instantes, ter capacidade ociosa ou falta de capacidade em outros. Dessa forma a qualidade da transmissão ou a otimização da mesma estaria comprometida.

Seja uma situação onde a capacidade disponível C (em bits/s) do canal é maior que a capacidade γ requerida pelos objetos de um determinado grupo de usuários numa certa

região. Com essa disponibilidade, as taxas de transmissão de todos os objetos serão atendidas, mantendo a qualidade de apresentação dos mesmos para todos os usuários do sistema.

Deve-se ressaltar aqui novamente, que todos os objetos em questão estão sendo analisados em sua unidade de sincronismo padrão a SIU, por serem bastante heterogêneos.

Porém, em determinados instantes, a capacidade disponível, C , pode não ser suficiente para atender a capacidade solicitada, γ . Para tentar suprir essa falta de capacidade do canal, sem causar atrasos que prejudiquem a qualidade da apresentação, poderia-se armazenar previamente, no terminal do usuário, uma quantidade de dados para suprir a lentidão na transmissão. Porém, necessitaria-se de grandes buffers no terminal do usuário, o que pode ser inviável.

Para solucionar então essas limitações de buffers e capacidade do canal, adota-se uma solução na qual os objetos a serem transmitidos não o são em sua totalidade, isto é, um percentual desses objetos é descartado de forma que os mesmos possam se adequar a capacidade disponível. Essa análise de qual é a razão de descarte para cada objeto, é uma análise seletiva, na qual se consideram os tipos de objetos (texto, vídeo etc) e a prioridade dos mesmos, de forma que a qualidade de apresentação não seja comprometida, ou então, comprometida ao mínimo.

Para se definir qual é a razão de descarte limite para cada objeto, para que não haja perda da qualidade de apresentação, estabelece-se um coeficiente de confiabilidade [22], [23]. Esse coeficiente representa a quantidade mínima que deve ser transmitida de cada objeto para que se tenha mantida a QoS. A razão de descarte máxima é então calculada como, $1-\omega_i$, onde ω_i é o coeficiente de confiabilidade mínimo do objeto. A seguir será

analisada uma maneira de se otimizar a redução de taxa por objeto, como uma forma de se adequar a capacidade requerida à capacidade disponível.

Na tabela 4.1 são apresentados exemplos de valores dos coeficientes de confiabilidade atribuídos a objetos de um documento de multimídia.

	Voz	Vídeo	Imagem	Texto
Coeficiente de Confiabilidade	0,98	0,90	1,0	1,0

Tabela 4.1 – Exemplo de Coeficientes de Confiabilidade para Objetos de Multimídia

4.2 - Análise da Redução da Taxa de Transmissão de Objetos de Multimídia para Adequação aos Recursos Disponíveis na Interface Aérea

Conforme já citado, os parâmetros das OCPNs relativas aos documentos de multimídia a serem transmitidos, devem ser previamente conhecidos pela ERB. Estas informações são obtidas nos bancos de dados onde estes documentos estão armazenados.

Com esse conhecimento a priori de cada objeto, bem como do tempo máximo para início da transmissão (π_i), do tempo de duração da transmissão (τ) e dos recursos (capacidade) requeridos (γ_i), a ERB consegue estabelecer qual é a necessidade total de recursos (de todos os usuários somados) num determinado intervalo de tempo $I=[\pi, \pi+\tau)$, onde $\pi_i=\pi$ e $\tau_i=\tau$ para $i = 1, 2, \dots, n$. A capacidade total requerida, γ , pode então ser calculada como:

$$\gamma = \sum_{i=1}^n \gamma_i \quad (4.1)$$

onde γ_i é a capacidade requerida por cada um dos n objetos.

Para análise da redução de capacidade, supõe-se que a capacidade total requerida γ , é maior que a capacidade C , disponível no canal no intervalo I . Tem-se então que a quantidade de informação a ser reduzida é igual a $\gamma - C$. Para se chegar a essa quantidade a ser descartada, define-se então para cada objeto a “razão de descarte” θ_i como:

$$\theta_i = \frac{\text{número de SIUs descartados}}{\text{total número de SIUs do objeto } O_i} \quad (4.2)$$

A expressão de θ_i em SIUs é melhor caracterizada, uma vez que facilita a distribuição mais uniforme dos descartes entre os objetos, que estão sendo transmitidos simultaneamente.

Define-se a seguir um critério para otimização da distribuição dos descartes entre os objetos de multimídia que estão sendo transmitidos. A equação quadrática a ser minimizada é sujeita a condições de contorno que devem ser respeitadas, para a manutenção da qualidade de apresentação, conforme segue[23]:

$$\text{Minimizar} \quad \sum_{i < j} (\theta_i - \theta_j)^2 \quad (4.3)$$

Sujeito as seguintes condições de contorno:

$$\sum_{i=1}^n \theta_i |O_i| = \gamma - C \quad \text{em bits/s} \quad (4.4)$$

$$0 \leq \theta_i \leq 1 - \omega_i \quad \text{sendo } i = 1, 2, \dots, n$$

(4.5)

onde $|O_i|$ é a capacidade ocupada pelo objeto O_i .

Observa-se que a expressão (4.3) a ser minimizada tem como objetivo aproximar os valores dos descartes (θ_i), atribuídos a cada objeto, o máximo possível. Na condição ideal, a expressão seria igual a zero, de forma que a mesma penalidade seria aplicada a cada objeto. Porém, segundo as condições de contorno, só se poderá aplicar a mesma penalidade a todos os objetos no caso desses serem iguais (do mesmo tipo). Isso ocorre, porque o coeficiente de confiabilidade varia de objeto para objeto.

Analisando a condição de contorno, dada na equação (4.4), observa-se que essa representa um hiperplano em R^n e portanto pode possuir infinitas soluções. Porém, pode não haver soluções que satisfaçam os limites impostos pelos coeficientes de confiabilidade dos objetos a serem transmitidos no instante em análise.

Dessa forma, uma das soluções que pode ser adotada para transmissão de todos os objetos no intervalo em questão é estabelecer novos valores para os coeficientes de confiabilidade. Pode-se então realizar uma varredura dentro dos valores possíveis para o coeficiente de confiabilidade (variam no intervalo $[0,1]$), de forma que se encontrem os valores ótimos que se adequem à capacidade disponível do canal. Por essa varredura para buscar soluções numéricas para adequação da capacidade, soluções essas que podem ser extremamente críticas para a qualidade de apresentação, pode-se estabelecer também uma tolerância “ ϵ ” para variação do coeficiente de confiabilidade, para que não haja um grande comprometimento da qualidade. A ERB, no caso dessa tolerância não ser respeitada, pode executar o descarte da transmissão de alguns objetos integralmente, ao invés de transmiti-los com baixa qualidade.

Uma outra forma de se tornar as inequações apresentadas possíveis de solução é pela atribuição de prioridades a cada um dos objetos. Os objetos de maior prioridade serão os mais sensíveis aos descartes e portanto necessitam ser transmitidos com maior confiabilidade. Uma das formas de estabelecer as prioridades, ρ_i 's, é atribuir maiores prioridades aos objetos que possuem maior coeficiente de confiabilidade, da seguinte forma [23]:

$$\rho_i = \frac{\omega_i}{\omega_{\max}} \quad \text{para } i = 1, 2, \dots, n \quad (4.6)$$

Com essas prioridades calculadas, as novas condições de contorno são:

$$\sum_{i=1}^n \theta_i |O_i| = \gamma - C \quad (4.7)$$

$$0 \leq \theta_i \leq 1 - \rho_i \omega \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (4.8)$$

A partir das equações (4.6), (4.7) e (4.8) pode-se escrever a equação (4.9) para cálculo do ω que torne viável as novas condições de contorno (com prioridades atribuídas).

$$\left(1 - \frac{\omega_1}{\omega_{\max}}\right) \cdot \omega \cdot |O_1| + \dots + \left(1 - \frac{\omega_n}{\omega_{\max}}\right) \cdot \omega \cdot |O_n| = \gamma - C \quad (4.9)$$

Pode-se observar que a faixa de variação da razão de descarte (θ_i), dos objetos em análise, foi ampliada. Dessa forma, calcula-se o valor de ω que torne viável as condições de contorno acima. Após o cálculo de ω , substitui-se os novos valores nas equações de otimização e obtém-se a solução para o problema através da solução da equação quadrática (4.3). Nesse caso nenhum valor limitante superior é garantido para a razão de descarte ($\theta_i = 1 - \omega_i$).

Porém, essa solução viável numericamente pode comprometer tanto a qualidade de apresentação, que se deve estabelecer limites para o processo de atribuição de prioridades, após o qual alguns objetos podem ser descartados em sua totalidade.

Quando da chegada de uma nova chamada, a ERB obtém do servidor de multimídia as informações da OCPN relativas a mesma. De posse dessas informações é analisada, pela ERB, a disponibilidade de recursos para a transmissão dessa chamada. Dessa forma, é

verificada a viabilidade de solução do programa não linear para aceitação ou não da chamada. Os objetos que são passíveis de descartes de SIUs, no caso de necessidade de adequação aos recursos disponíveis, são exclusivamente os que estão iniciando sua transmissão no instante em análise. Os demais, que já estavam em processo de transmissão, continuam ocupando a mesma capacidade que no instante anterior, sem sofrer qualquer tipo de degradação.

Analisar-se-á agora o procedimento para obtenção dos parâmetros para a solução da programação não linear, parâmetros esses que se alteram dinamicamente com o tempo. Segue a tabela 4.2 com a definição das siglas usadas para o estabelecimento dos parâmetros.

SIGLA	DESCRIÇÃO
I_j	o intervalo $[T_j, T_{j+1})$
C	capacidade total do canal
$C_a(T)$	capacidade disponível do canal no instante T
O_j	conjunto de objetos no intervalo I_j
O_j^n	conjunto de objetos que começam sua apresentação no instante T_j
O_j^c	conjunto de objetos que continuam sua apresentação durante o intervalo I_j
θ_{ij}	razão de descarte do objeto O_i no intervalo I_j
γ_j	a capacidade total necessária para transmissão durante o intervalo I_j
γ_j^n	a capacidade necessária para transmissão dos objetos em O_j^n
μ_{ij}	capacidade destinada ao objeto O_i durante o intervalo I_j
π_i	tempo limite de início da transmissão de O_i
γ_i	capacidade requerida pelo objeto O_i

Tabela 4.2 – Descrição dos Parâmetros de Otimização

Segundo as definições apresentadas, verifica-se que para um determinado instante T_j , se o objeto $O_i \in O_j^c$, então $\pi_i < T_j < \pi_i + \tau_i$, onde τ_i é o tempo de transmissão do objeto O_i . No entanto, se o objeto $O_i \in O_j^n$, então $\pi_i = T_j$, isto é, esse objeto começará sua transmissão no instante T_j . A capacidade total necessária durante o intervalo I_j , para

transmissão de todos os objetos requeridos, estejam eles começando ou não a transmissão no intervalo em questão, é:

$$\gamma_j = \sum_{O_i \in O_j} \gamma_i \quad (4.10)$$

A capacidade total necessária num dado instante é formada pela soma dos recursos utilizados pelos objetos que começaram sua transmissão anteriormente e permanecem transmitindo no instante em análise, mais a parcela γ_j^n , que são os recursos necessários para transmissão dos objetos que começam em T_j . Assim a capacidade total para os objetos que iniciam a transmissão em T_j é dada por:

$$\gamma_j^n = \sum_{O_i \in O_j^n} \gamma_i \quad (4.11)$$

Supondo que os recursos destinados à transmissão do objeto O_i no instante I_j são μ_{ij} e sendo T_j^- o limite do instante T_j pela esquerda, então, a capacidade disponível nesse instante, T_j^- , é:

$$C_a(T_j^-) = C_a(T_{j-1}) + \sum_{\{O_i | \pi_i + \tau_i = T_j\}} \mu_{i,j-1} \quad (4.12)$$

O primeiro termo da equação acima é relativo a capacidade disponível no instante anterior à T_j (T_{j-1}). O segundo termo é referente à capacidade liberada por todos os objetos que finalizarão sua transmissão em T_j . De posse das OCPNs dos objetos, a ERB pode avaliar a capacidade requerida para o intervalo de tempo seguinte.

Se $C_a(T_j^-) \geq \gamma_j^n$, então há capacidade disponível para transmissão de todos os objetos sem a necessidade de redução de capacidade. A capacidade disponível no instante T_j , então passa a ser $C_a(T_j) = C_a(T_j^-) - \gamma_j^n$

Se a capacidade requerida for maior que a disponível, isto é, se $0 \leq C_a(T_j^-) < \gamma_j^n$, há a necessidade de redução de capacidade nos objetos. Conforme visto anteriormente, essa redução pode ser calculada através de uma programação não linear e suas condições de contorno. No caso de não haver soluções possíveis para o problema de otimização, pode-se ainda acrescentar prioridades aos objetos para que se possa reduzir mais os coeficientes de confiabilidade, tornando-se assim a solução possível.

4.3 - Aplicação do Modelo

Segue um exemplo que ilustra o processo de alocação dinâmica, realizado pela ERB, para os objetos representados na OCPN da figura 4.4.

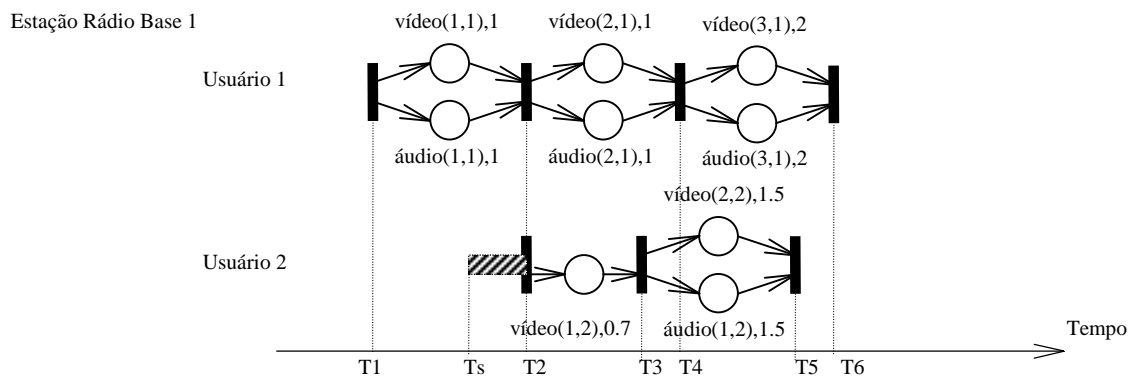


Figura 4.1 – OCPN para exemplo de Alocação Dinâmica de Canal

Para esse exemplo seja a capacidade de transmissão da ERB é igual a 4,5 Mbps ($C=4,5$ Mbps). Os vídeos, tanto do usuário 1 como do usuário 2, são admitidos de mesmo tamanho, isto é, necessitam da mesma taxa, $\gamma_{\text{vídeo}}=2,5$ Mbps (vídeo comprimido por um fator de 100). Os áudios presentes na OCPN também possuem a mesma taxa para todo o documento de multimídia, $\gamma_{\text{áudio}}=32$ Kbps. Executando-se uma normalização em relação a capacidade do canal da ERB, tem-se que a capacidade do vídeo e do áudio são, respectivamente:

$$\gamma_{\text{vídeo}} = 2,5 \text{ Mbps} / 4,5 \text{ Mbps} = 0,55 C$$

$$\gamma_{\text{áudio}} = 32 \text{ Kbps} / 4,5 \text{ Mbps} = 0,007 C.$$

Conforme pode-se verificar na figura anterior, no instante T_1 , a capacidade disponível é $C_a(T_j^-) = C$, isto é, a ERB está totalmente disponível para transmissão. A capacidade total requerida pelos objetos que começam sua transmissão no instante T_1 é igual a taxa do vídeo (1,1) somada com a taxa do áudio (1,1):

$$\gamma_1 = \gamma_{\text{vídeo}} + \gamma_{\text{áudio}} = 0,55 C + 0,007 C = 0,557 C$$

Dessa forma, tem-se $\gamma_1 < C_a(T_1^-)$, a capacidade requerida para transmissão no instante T_1 é menor que a capacidade disponível, portanto é alocada capacidade para transmissão de todos os objetos sem haver necessidade de qualquer tipo de descarte. A capacidade disponível passa a ser então:

$$C_a(T_1) = C_a(T_1^-) - \gamma_1 = 0,443C$$

No instante T_2 , o vídeo (1,1) e o áudio (1,1), tem sua transmissão encerrada, e a capacidade disponível passa a ser novamente a capacidade total da ERB, $C_a(T_2^-) = C$. Como pode-se verificar na OCPN da figura anterior, os objetos que começarão a ser transmitidos no instante T_2 são o vídeo (2,1) e o áudio (2,1) pelo usuário 1 e vídeo (1,2) pelo usuário 2. Dessa forma, a capacidade total requerida para transmissão dos objetos no instante T_2 é $\gamma_2 = 1,107C$. Como se pode observar, haverá necessidade de realizar descartes nos objetos que começam sua transmissão no instante T_2 , de forma que as taxas dos objetos a serem transmitidos possam se adequar a capacidade do canal. O total a ser descartado nos três objetos citados anteriormente é igual a diferença entre a capacidade requerida e a capacidade disponível, que pode ser calculada por:

$$\gamma_2 - C = 1,107C - C = 0,107C$$

Para realizar esse descarte, deve-se buscar a otimização da equação não linear definida anteriormente. As condições de contorno a serem atendidas são:

$$\sum_{O_i \in O_j^n} \theta_{ij} |O_i| = 0,107C$$

e os coeficientes de confiabilidade do vídeo e do áudio, respectivamente iguais a 0,90 e 0,98. Com isto, a taxa máxima de descarte (condições de contorno) para que a equação de otimização possua solução sem atribuição de prioridades é 0,1 e 0,02, para vídeo e áudio respectivamente.

Para otimização da solução da equação quadrática (4.3) foi utilizada a “toolbox” OPTIM do MATLAB. Com essa ferramenta, e de posse das condições de contorno, pode-se otimizar a solução. O programa para realizar tal otimização encontra-se no apêndice (A) e os resultados obtidos foram:

$$\theta_{\text{vídeo}(2,1)} = 0,0962$$

$$\theta_{\text{áudio}(2,1)} = 0,02$$

$$\theta_{\text{vídeo}(1,2)} = 0,0962$$

Pode-se observar que esses resultados otimizam os descartes dos objetos em questão e atendem as condições de contorno desejadas. Com isso, a capacidade disponível em T_2 pode ser calculada da seguinte forma:

$$C_a(T_2) = C_a(T_2^-) - \gamma_2$$

$$\gamma_2 = (1 - \theta_1) \cdot \mu_{\text{vídeo}(2,1)} + (1 - \theta_2) \cdot \mu_{\text{áudio}(2,1)} + (1 - \theta_3) \cdot \mu_{\text{vídeo}(1,2)}$$

então

$$C_a(T_2) = C_a(T_2^-) - 0,443 = 0$$

Pode-se concluir que, para o intervalo T_2 , há ocupação total da capacidade disponível.

Pode-se observar na OCPN (estação rádio-base 1), que o vídeo (1,2) do usuário 2 termina no instante T_3 , instante esse que também começa a transmissão do vídeo (2,2) e do áudio (1,2), esses também do usuário 2. Como se tem que $C_a(T_2)=0$, a capacidade disponível no instante T_3 , $C_a(T_3^-)$, será igual a capacidade desocupada pelo vídeo (1,2). Essa pode ser calculada por:

$$C_a(T_3^-) = C_a(T_2) + \sum_{\{O_i | \pi_i + \tau_i = T_3\}} \mu_{i,j-1} = 0 + \mu_{\text{vídeo}(1,2)} = (1 - \theta_3) \cdot \mu_{\text{vídeo}(1,2)} = 0,4971C$$

A capacidade requerida para o instante T_3 é de 0,557 C (vídeo mais áudio), a qual não é atendida pela capacidade disponível (0,4971 C). Dessa forma, deve-se novamente realizar a programação não linear com o objetivo de se obter os valores otimizados. Segue no apêndice (A) a programação realizada para solução no MATLAB.

Observa-se que, para esse caso, não existe solução que atenda as condições de contorno impostas pelos coeficientes de confiabilidade do áudio e do vídeo. Verifica-se no apêndice (A) o programa para esse cálculo. Os resultados obtidos foram:

$$\theta_{\text{vídeo}(2,2)} = 0,1184$$

$$\theta_{\text{áudio}(1,2)} = 0,0384$$

Ambas as razões de descarte estão fora das condições de contorno. Com isso, busca-se obter prioridades, as quais serão maiores para os objetos mais sensíveis aos descartes. Essas prioridades serão calculadas como visto anteriormente ($\rho_i = \omega_i / \omega_{\text{máx}}$), impondo assim prioridades mais altas aos objetos mais sensíveis (por exemplo o áudio).

$$\rho_{\text{vídeo}(2,2)} = \frac{\omega_{\text{vídeo}}}{\omega_{\text{áudio}}} = \frac{0,9}{0,98} = 0,9184$$

$$\rho_{\text{áudio}(1,2)} = \frac{\omega_{\text{áudio}}}{\omega_{\text{áudio}}} = \frac{0,98}{0,98} = 1,0000$$

Com essas prioridades atribuídas calcula-se as novas condições de contorno:

$$\theta_{\text{vídeo}(2,2)} = 1 - \rho_{\text{vídeo}(2,2)} \cdot \omega$$

$$\theta_{\text{áudio}(1,2)} = 1 - \rho_{\text{áudio}(1,2)} \cdot \omega$$

Com o uso da equação (4.9) obtém-se $\omega = 0,9582$. Com esse valor, tem-se para as razões de descarte máximas dos vídeo(2,2) e do áudio(1,2):

$$\theta_{\text{vídeo}(2,2)} = 0,1199$$

$$\theta_{\text{áudio}(1,2)} = 0,0417$$

Realiza-se então, novamente, o problema de otimização conforme o apêndice (A). Dessa maneira verifica-se que o problema torna-se viável, apresentando a solução ótima a seguir:

$$\theta_{\text{vídeo}(2,2)} = 0,1184$$

$$\theta_{\text{áudio}(1,2)} = 0,0417$$

Verifica-se que essa solução não obedece as condições de contorno iniciais, donde se conclui que a qualidade de apresentação foi diminuída com o objetivo de atender a capacidade requerida. A capacidade disponível em T_3 , $C_a(T_3)$, é também igual a zero (todo o canal essa sendo usado).

No instante T_4 , há o término do vídeo (2,1) e do áudio (1,2). Os objetos que começam suas transmissões nesse instante são: o vídeo (3,1) e o áudio (3,1). Como os objetos que terminaram nesse instante não possuíam 100% de sua capacidade original (houve descartes no início de suas transmissões), os novos objetos estarão sujeitos aos mesmos percentuais de descartes para se adequarem a capacidade disponível.

Segue a figura 4.2 que resume graficamente a alocação dinâmica calculada no exemplo em questão, relativa a OCPN apresentada na figura 4.1.

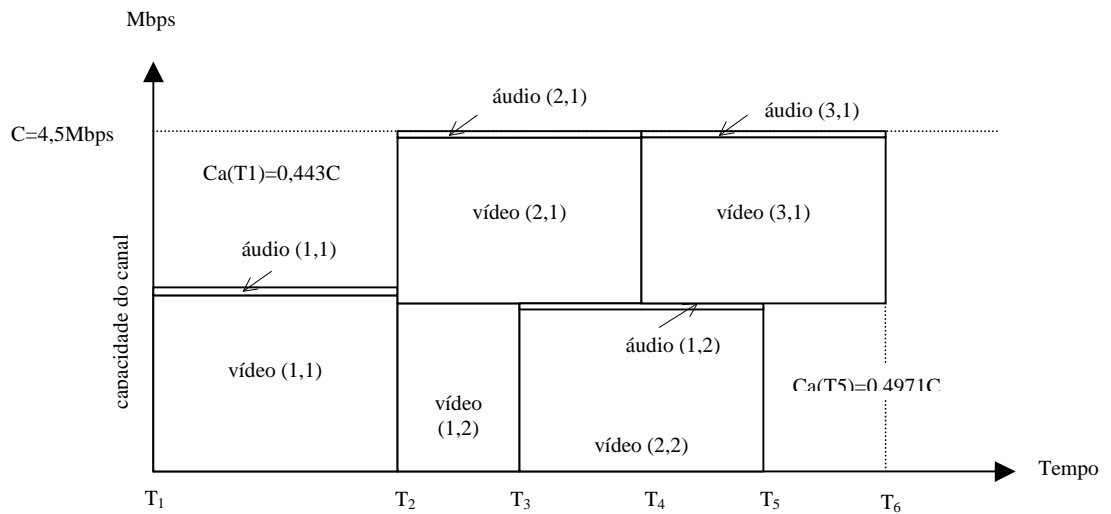


Figura 4.2 – Capacidade destinada a cada aplicação

Pode-se observar nessa figura como se distribui a ocupação da capacidade da ERB por cada objeto da aplicação proposta na OCPN do exemplo anterior. Verifica-se que objetos iguais nem sempre ocupam os mesmos recursos devido a possibilidade da existência de descartes em determinados intervalos de tempo. Segue na figura 4.3, um gráfico que ilustra a ocupação da capacidade da ERB em cada instante.

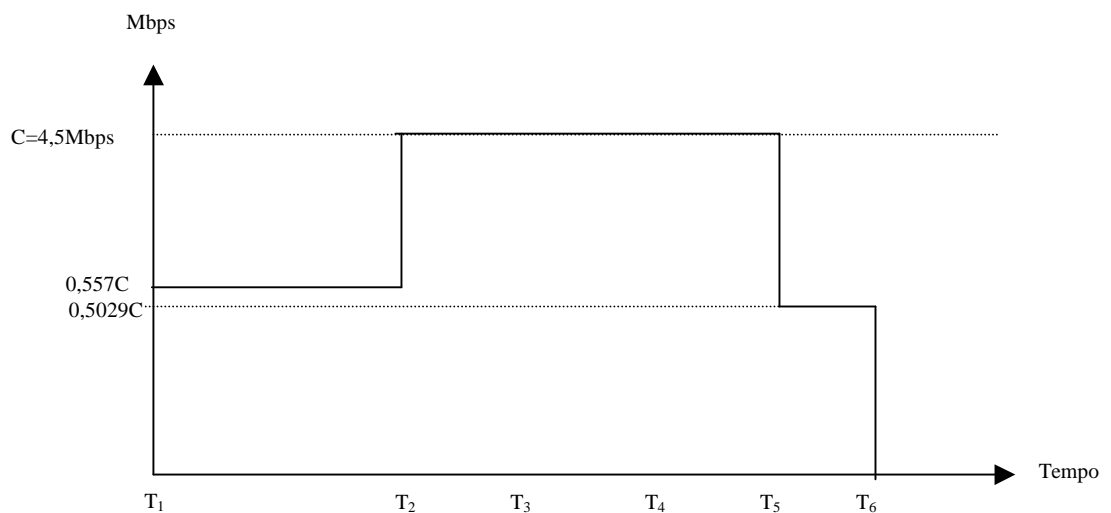


Figura 4.3 – Ocupação total da ERB

Pode-se observar que só há capacidade ociosa entre nos intervalos $[T_1, T_2]$ e $[T_5, T_6]$, nos demais intervalos a ocupação da ERB é total, o que faria que qualquer nova tentativa de originação de chamada fosse rejeitada.

Neste capítulo foi apresentada a alocação dinâmica de capacidade para usuários do sistema, os quais possuem aplicações diversas de multimídia a serem transmitidas. Verificou-se formas de se realizar a adequação da capacidade total disponível numa célula (C) à capacidade requerida pelos usuários (γ), sendo utilizado como base para isto os parâmetros de sincronismo definidos numa OCPN.

Após o estabelecimento dos parâmetros que vão possibilitar o sincronismo para os documentos de multimídia a serem transmitidos (capítulo 3) e do estabelecimento de qual será a capacidade designada para uma determinada aplicação num certo instante (capítulo 4), é importante que seja verificado em detalhes como será a forma de alocação desta capacidade variável na interface aérea. As principais técnicas estudadas atualmente para proporcionar esta alocação dinâmica de recursos da interface aérea foram apresentadas no capítulo 2 e, como visto, a de melhor desempenho para sistemas CDMA é a de alocação de múltiplos canais paralelos (MC) de taxa básica, para um determinado usuário, num intervalo de tempo específico.

No capítulo 5, serão apresentadas as limitações da quantidade de códigos de Walsh disponíveis em relação a probabilidade de erro necessária para transmissão de documentos de multimídia. Serão feitos modelamentos para os canais da interface aérea sujeitos a desvanecimento plano; desvanecimento do tipo Rayleigh e desvanecimento do tipo Rice.

CAPÍTULO 5

Modelo para Transmissão de uma OCPN baseada em Canais Virtuais com o uso de Múltiplos Códigos CDMA para Espalhamento Espectral

5.1 - Introdução

Conforme visto nos capítulos anteriores, o principal objetivo dos sistemas celulares de terceira geração é a transmissão de serviços de multimídia (texto, dados, voz, imagem e áudio). Esses documentos, em sua grande maioria, são documentos heterogêneos que necessitam de altas taxas de transmissão, para que se possa manter a qualidade de apresentação (QoS) dos objetos que o formam.

Os sistemas CDMA de segunda geração possuem canais de largura de banda limitada, entre as ERBs e os usuários do sistema. Dessa forma, esses sistemas se tornam limitados para a transmissão de documentos de multimídia, que são formados por objetos de taxas de transmissão variáveis (VBR), taxas essas sempre maiores que a taxa básica do canal.

Com o objetivo de superar essa limitação, os sistemas de terceira geração estão sendo planejados para possibilitar que as conexões entre o servidor de multimídia (via ERB) e os usuários possam ser formadas por múltiplos canais (MC – multiple channels), através do uso da técnica de múltiplos códigos CDMA, que foi uma das propostas apresentada no capítulo 2. Nos sistemas que utilizam essa técnica, quando o usuário necessita N vezes a taxa básica de transmissão, o documento de multimídia do usuário em questão é convertido, com uso de um multiplexador, em N canais virtuais de taxa básica (γ), codificando-se cada um com um código diferente. Esses códigos são feitos ortogonais entre si para evitar a auto-interferência entre canais de um mesmo usuário [6], [8], [34].

Seja c_k um código primário de um usuário k , com taxa básica γ e seja o objeto O_i desse usuário, que requer uma capacidade $|O_i|$. Assim N_k novos códigos (a_{km}) podem ser obtidos a partir de c_k , através da concatenação com d_m , $1 \leq m \leq N_k$, onde d_m são códigos ortogonais atribuídos ao m -ésimo canal virtual do usuário k . A quantidade necessária de novos códigos, N_k , pode ser obtida por:

$$N_k = \sum_{i=1}^{l_c} \lceil |O_i| / \gamma \rceil \quad (5.1)$$

onde $\lceil \cdot \rceil$ significa o menor inteiro maior que o valor obtido e l_c é o número de objetos concorrentes, para os quais é necessário a alocação de recursos para transmissão.

O número total de códigos ortogonais N_k , atribuídos ao usuário k , depende da capacidade requerida pelo objeto e também do número total de objetos concorrentes num determinado intervalo. Devido a ortogonalidade requerida, o número máximo de códigos ortogonais por usuário é N_c , que é a razão da taxa do canal pela taxa da seqüência usada na modulação, onde N_c é o ganho de processamento. As seqüências ortogonais binárias utilizadas são as seqüências de Walsh-Hadamard, as quais possuem correlações cruzadas iguais a zero para atrasos nulos entre elas.

A modelagem tratada nesse capítulo para análise da capacidade do sistema, isto é, do número máximo de códigos para uma dada probabilidade de erro de bit, se baseia num sistema unicolor, multi-usuário, onde se tenha um perfeito controle de potência no link. Portanto, o desenvolvimento é feito para o link direto (ERB-Móvel).

Nos sistemas de terceira geração, há propostas para se criar um controle de potência mais otimizado para o link reverso, através da inserção de bits de controle de potência, diminuindo o “atraso de loop” existente no controle do IS-95. Essa inserção de bits de controle de potência no link reverso, torna-se viável devido a existência de um piloto associado ao canal reverso, o que também permitirá à ERB a execução de uma demodulação coerente dos sinais recebidos, o que reduz a relação sinal-ruído requerida.

Dessa forma, a modelagem dessa dissertação, poderá ser aplicada também no link reverso, estabelecendo-se múltiplos canais (Móvel-ERB), atendendo assim maiores taxas de transmissão.

5.2 - Modelo de um transmissor de múltiplos códigos CDMA

O valor de $N_k(t)$, no instante t , depende do “throughput” de cada objeto concorrente pertencente ao usuário k nesse instante. Para transmissão de documentos de multimídia na interface aérea para/pelo usuário k , deve-se dividir esses documentos, em $N_k(t)$ canais paralelos de taxa básica, canais esses que recebem códigos de Walsh ortogonais entre si.

Para o j -ésimo intervalo de tempo $I_{kj} = [T_{kj}, T_{kj+1}]$, $N_k(t)$ é assumido constante, N_{kj} , isto é, $N_k(t) = N_{kj}$ para $t \in I_{kj}$. Conforme visto, para facilitar a definição de intervalos, os objetos de multimídia são divididos em SIUs. O total de códigos de Walsh designados para todos os usuários k do sistema, no intervalo I_{kj} , é dado por [1], [3], [24].

$$M = \sum_{k=1}^K N_{kj} \quad (5.2)$$

Pode-se expressar o sinal BPSK, $S_{km}(t)$, do m -ésimo canal virtual pertencente ao k -ésimo usuário, durante o j -ésimo intervalo I_{kj} como:

$$S_{km}(t) = \sqrt{2P} \cdot a_{km}(t) \cdot b_{km}(t) \cdot \cos(\omega_c t + \theta_{km}) \quad (5.3)$$

para $t \in I_{kj}$; $1 \leq m \leq N_{kj} \leq N_c$; $1 \leq k \leq K$, onde P é a potência de transmissão do sinal pela ERB, θ_{km} é a fase introduzida pelo modulador, e $b_{km}(t)$ é o sinal de dados, que consiste de uma sequência retangular de pulsos de duração T , dada pela expressão:

$$b_{km}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_{km}^{(i)} \prod_T(t - iT) \quad (5.4)$$

onde $b_{km}^{(i)} \in \{1, -1\}$ e (i) representa o i -ésimo intervalo do símbolo.

O código de espalhamento $a_{km}(t)$ concatenado, pode ser expresso como:

$$a_{km}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_{km}^{(i)} \Pi_{T_c}(t - iT_c) \quad (5.5)$$

onde $a_{km}^{(i)} \in \{1, -1\}$ e é resultado do produto da seqüência PN $c_k^{(i)} \in \{1, -1\}$, usada pelo k -ésimo usuário e o código de Walsh $d_m^{(i)} \in \{1, -1\}$ designado para o m -ésimo canal virtual, como segue:

$$a_{km}^{(i)} = c_k^{(i)} \cdot d_m^{(i)} \quad (5.6)$$

onde $\Pi_T(\cdot)$ é a função pulso unitário, definida por $\Pi_T = \begin{cases} 1 & t \in [0, T) \\ 0 & \text{demais } t \end{cases}$

Como pode ser visto nas expressões (5.4) e (5.5), a duração de cada bit de dados é T , enquanto que a duração de cada chip do código de espalhamento é T_c . O número de chips por bit de dados é $N_c = T/T_c$, onde N_c é inteiro.

Então o sinal total transmitido pela ERB para K usuários é dado por:

$$S(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} S_{km}(t) \quad t \in I_j = \bigcap_{k=1}^K I_{kj} \quad (5.7)$$

onde I_j é o j -ésimo intervalo, no qual há interseção de N_{kj} canais paralelos de cada um dos K usuários do sistema.

5.3 - Modelo do canal da Interface Aérea

O ambiente de rádio móvel pode ser modelado como sendo um ambiente [51]:

- com propagação multipercurso: o sinal, composto apenas por componentes indiretas, sofre flutuações rápidas em torno da sua média;
 - com propagação multipercurso associada à presença de linha de visada: idem anterior, com uma componente direta constante;
 - com sombreamento: nesse ambiente o sinal, composto apenas por uma componente direta, sofre flutuações lentas em torno de sua média;
 - com propagação multipercurso e sombreamento combinados;
- e
- com propagação multipercurso, sombreamento e presença de linha de visada.

Os modelos estatísticos associados são:

Modelo Rayleigh: genericamente utilizado para descrever ambientes com propagação multipercurso;

Modelo Rice: genericamente utilizado para descrever ambientes com propagação multipercurso (inclui portanto o de Rayleigh) associados à presença de linha de visada direta;

Modelo Log-normal: é genericamente utilizado para descrever ambientes com sombreamento;

e

Outros (como modelo Nakagami, Suzuki, Rice Sombreado, Nakagami Sombreado etc) que englobam, ou complementam, os anteriores.

Nesse trabalho serão considerados apenas os dois primeiros modelos descritos, na presença de um ruído branco aditivo com distribuição gaussiana de amplitudes (AWGN-Additive White Gaussian Noise). Adicionalmente, será visto o caso em que há

apenas a adição do ruído branco no canal, caso esse que é aqui denominado de desvanecimento plano.

5.3.1 - Canal com Desvanecimento Plano

Para canais com desvanecimento plano, o sinal é corrompido pela adição de ruído branco gaussiano, conforme ilustrado na figura (5.1):

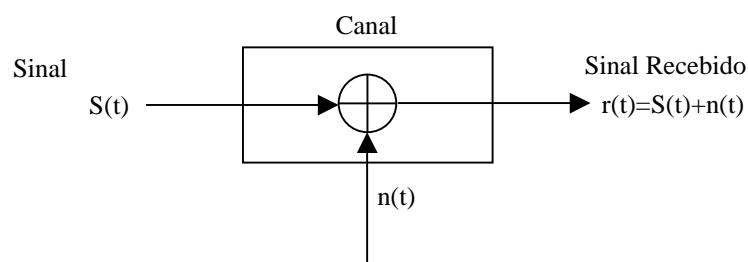


Figura 5.1 – Canal com Desvanecimento Plano

onde $S(t)$ é o sinal transmitido; $n(t)$ é o ruído branco gaussiano e $r(t)$ é o sinal na entrada do receptor.

Para canais com desvanecimento plano, o ruído branco que corrompe o canal é o mesmo para qualquer sinal transmitido. Não há diversidade para essa modelagem de canal, isto é, supõe-se um único caminho entre o transmissor e o receptor. Esse canal, a menos da soma do ruído branco e um atraso constante de propagação inserido no sinal, não causa nenhuma outra variação nesse sinal como mudanças na amplitude e/ou na fase. A seguir é apresentado o modelo do receptor utilizado para esse tipo de canal.

Modelo do Receptor

Seja o modelo do receptor para o canal com desvanecimento plano ilustrado pelo esquema a seguir:

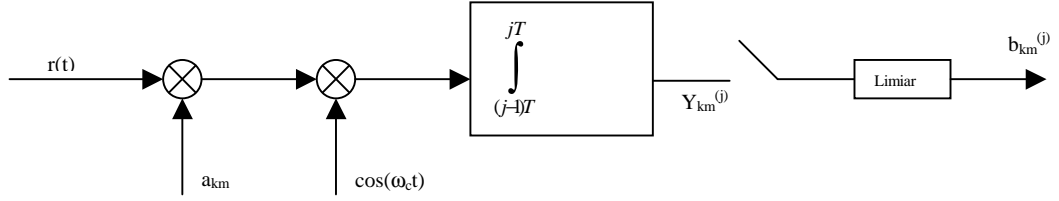


Figura 5.2 – Modelo do Receptor para Canais com Desvanecimento Plano

Tem-se então que o sinal recebido é dado por [1]:

$$r(t) = \text{Re} \left\{ \tilde{S}_{km}(t - \tau) \exp(j\omega_c t) \right\} + n(t) \quad (5.8)$$

onde $\tilde{S}(t)$ é o envelope complexo de $S(t)$.

Substituindo-se na equação (5.8) o envelope do sinal transmitido pelos K usuários dado pela equação (5.7), obtém-se:

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} a_{km}(t - \tau_{km}) b_{km}(t - \tau_{km}) \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_{km}) + n(t) \quad (5.9)$$

onde $\varphi_{km} = -\omega_c \tau_{km} + \theta_{km}$ e $n(t)$ é o ruído branco gaussiano.

Supõe-se que o receptor está preparado para demodular o primeiro canal virtual do primeiro usuário. Assim, o receptor pode fazer a detecção coerente da fase φ_{km} e assumir que τ_{km} é fixo para o canal com desvanecimento plano, e então tem-se [3]:

$$Y_{11}^{(j)} = \int_{(j-1)T}^{jT} r(t) a_{11}(t) \cos(\omega_c t) dt \quad (5.10)$$

Substituindo a equação (5.9) na equação (5.10), obtém-se:

$$Y_{11}^{(j)} = \int_{(j-1)T}^{jT} \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} a_{km}(t - \tau_{km}) b_{km}(t - \tau_{km}) \cos(\omega_c t + \varphi_{km}) \cdot a_{11}(t) \cdot \cos(\omega_c t) dt + \int_{(j-1)T}^{jT} n(t) a_{11}(t) \cos(\omega_c t) dt \quad (5.11)$$

Como foi suposto que o receptor recupera coerentemente a fase φ_{lkm} e o atraso τ_{lkm} , sem perda de generalidade, adota-se $\varphi_{11}=0$ e $\tau_{11}=0$, o que fornece na saída do integrador, no instante jT :

$$Y_{11}^{(j)} = \sqrt{2P} \int_{(j-1)T}^{jT} b_{11}^{(j)}(t) \cdot \cos^2(\omega_c t) dt + \int_{(j-1)T}^{jT} n(t) a_{11}(t) \cos(\omega_c t) dt + \sqrt{2P} \int_{(j-1)T}^{jT} \sum_{k=1}^K \sum_{m=2}^{N_{kj}} a_{km}(t - \tau_{km}) b_{km}(t - \tau_{km}) \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_{km}) \cdot a_{11}(t) \cdot \cos(\omega_c t) dt \quad (5.12)$$

que simplificada fornece:

$$Y_{11}^{(j)} = \sqrt{\frac{PT^2}{2}} b_{11}^{(j)}(t) + \int_{(j-1)T}^{jT} n(t) a_{11}(t) \cos(\omega_c t) dt + \sqrt{\frac{P}{2}} \int_{(j-1)T}^{jT} \sum_{k=1}^K \sum_{m=2}^{N_{kj}} a_{km}(t - \tau_{km}) b_{km}(t - \tau_{km}) \cdot \cos(\varphi_{km}) \cdot a_{11}(t) dt \quad (5.13)$$

Na equação (5.13), a primeira parcela representa o sinal de interesse recuperado, o segundo termo é o ruído térmico espalhado pela seqüência local ($a_{11}(t)$) e a terceira parcela é a interferência dos demais usuários sobre o sinal desejado. Esta terceira parcela pode ainda ser dividida em duas componentes:

$Int_1 \rightarrow$ interferência interna a um usuário, isto é, a interferência introduzida pelos outros canais paralelos do próprio usuário, no canal em análise.

$Int_2 \rightarrow$ interferência causada pelos múltiplos canais dos demais usuários do sistema.

Analisando-se as parcelas que formam a interferência representada pelo último termo da equação (5.13), pode-se estabelecer Int_1 e Int_2 , na forma:

$$\begin{aligned}
 \text{Int}_1 &= \sqrt{\frac{P}{2}} \int_{(j-1)T}^{jT} \sum_{m=2}^{N_{kj}} a_{1m}(t) a_{11}(t) \cdot b_{1m}(t) dt \\
 &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{m=2}^{N_{kj}} b_{1m}^{(j)} \int_{(j-1)T}^{jT} a_{1m}(t + n_1' T_c) a_{11}(t + n_1' T_c) dt \\
 &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{m=2}^{N_{kj}} b_{1m}^{(j)} \cdot \tilde{R}_{1m,11}(n_1', 0)
 \end{aligned} \tag{5.14}$$

onde:

$$\tilde{R}_{1m,11}(n_1', \tau) = \int_{(j-1)T}^{jT} a_{1m}(t + n_1' T_c - \tau) \cdot a_{11}(t + n_1' T_c) dt \tag{5.15}$$

é a correlação cruzada entre os códigos dos canais paralelos do usuário em questão e n_1' é a fase inicial da sequência PN usada pelo usuário 1.

Devido ao uso de códigos ortogonais para os canais paralelos de um mesmo usuário, tem-se que a correlação cruzada $\tilde{R}_{1m,11}(n_1', 0)$ é sempre igual a zero. Dessa forma a parcela de interferência (Int_1), relativa a interferência entre os canais virtuais de um mesmo usuário, é igual a zero.

Para se calcular Int_2 , considera-se a interferência dos canais dos demais usuários do sistema no canal em análise, isto é, no canal que está sendo demodulado pelo receptor em questão, conforme segue:

$$\text{Int}_2 = \sqrt{\frac{P}{2}} \int_{(j-1)T}^{jT} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^{N_{1j}} a_{km}(t - \tau_{km}) b_{km}(t - \tau_{km}) \cos(\phi_{km}) \cdot a_{11}(t) dt \tag{5.16}$$

Para calcular a parcela Int_2 , os seguintes intervalos de integração são definidos:

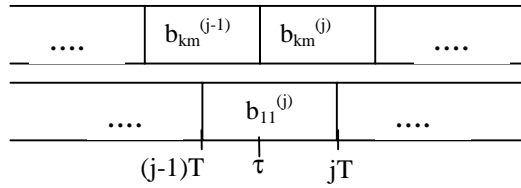


Figura 5.3 – Intervalos de Integração

o que fornece

$$\text{Int}_2 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \left\{ \cos(\varphi_{km}) \times \left[b_{km}^{(j-1)} R_{km,11}(n_k', n_l', \tau) + b_{km}^{(j)} \hat{R}_{km,11}(n_k', n_l', \tau) \right] \right\} \quad (5.17)$$

onde as correlações cruzadas parciais são:

$$R_{km,11}(n_k', n_l', \tau) = \int_{(j-1)T}^{\tau} a_{km}(t + n_k' T_c - \tau) a_{11}(t + n_l' T_c) dt$$

e

$$\hat{R}_{km,11}(n_k', n_l', \tau) = \int_{\tau}^{jT} a_{km}(t + n_k' T_c - \tau) a_{11}(t + n_l' T_c) dt \quad (5.18)$$

onde n_k' é a fase inicial da sequência PN usada pelo K-ésimo usuário.

Determinação da Máxima Quantidade de Códigos de Walsh (Capacidade do Sistema) baseado na Qualidade Requerida pelos Serviços de Multimídia para Canais com Desvanecimento Plano.

Conforme visto, o sinal na saída do integrador para recepção do canal do usuário em análise é definido por:

$$Y_{11}^{(j)} = \sqrt{\frac{PT^2}{2}} b_{11}^{(j)} + \text{Int}_1 + \text{Int}_2 + N_j \quad (5.19)$$

com N_j igual a:

$$N_j = \int_{(j-1)T}^{jT} n(t) a_{11}(t) \cos(\omega_c t) dt \quad (5.20)$$

onde $\sqrt{\frac{PT^2}{2}} b_{11}^{(j)}$ é a parcela de interesse do sinal, sendo as demais parcelas as interferências vistas.

Selecionando seqüências, cujas correlações cruzadas sejam pequenas em relação a parcela de interesse do sinal, pode-se fazer a interferência Int_2 pequena. Dessa forma, pode-se estabelecer um sistema multiplexado por múltiplos códigos (Multi-code CDMA), onde poder-se-á recuperar o sinal desejado e os demais sinais representarão interferências para o sistema.

Para análise das interferências causadas pelos demais usuários e pelo ruído térmico, deve-se calcular a variância de $Y_{11}^{(j)}$ para ϕ_{km} e τ_{km} distribuindo-se uniformemente e de forma independente nos intervalos $[0, 2\pi[$ e $[0, T[$, respectivamente. Admite-se, adicionalmente, probabilidades idênticas para as possibilidades ± 1 (sinal bipolar) dos dados $b_{km}(-1)$ e $b_{km}(1)$. Pode-se calcular a variância de $Y_{11}^{(j)}$ como:

$$\text{Var}[Y_{11}^{(j)}] = \text{Var}[\text{Int}_2] + \text{Var}[N_j] \quad (5.21)$$

Analisando separadamente a variância, [3], de cada uma das parcelas de $\text{Var}[Y_{11}^{(j)}]$ tem-se:

$$\begin{aligned}
\text{Var}[N_j] &= \text{Var} \left[\int_{(j-1)T}^{jT} n(t) a_{11}(t) \cos(\omega_c t) dt \right] \\
&= \text{Var} \left[\sum_{i=0}^{N_c-1} a_{11}(i) \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} n(t) \cos(\omega_c t) dt \right]
\end{aligned} \tag{5.22}$$

Com $a_{11}(i)$ representando um chip da sequência de comprimento N_c e com duração T_c . Considerando $n(t)$ como um ruído branco aditivo e com distribuição de amplitudes gaussianas (AWGN), tem-se que:

$$\text{Var}[N_j] = E[(N_j)^2] - E^2[N_j] \tag{5.23}$$

onde

$$E[N_j] = E \left\{ \int_{KT_c}^{(K+1)T_c} n(t) \cos(\omega_c t) dt \right\} = \int_{KT_c}^{(K+1)T_c} E[n(t)] \cos(\omega_c t) dt = 0 \tag{5.24}$$

pois $E[n(t)] = 0$. Dessa forma, calcula-se também:

$$\begin{aligned}
E[(N_j)^2] &= E \left\{ \int_{KT_c}^{(K+1)T_c} n(t) \cos(\omega_c t) dt \int_{KT_c}^{(K+1)T_c} n(u) \cos(\omega_c u) du \right\} = \\
&= E \int \int n(t) n(u) \cos(\omega_c t) \cos(\omega_c u) dt du = \\
&= \int \int E[n(t) n(u)] \cos(\omega_c t) \cos(\omega_c u) dt du = \\
&= \frac{N_0}{2} \int_{KT_c}^{(K+1)T_c} \cos^2(\omega_c t) dt = \frac{N_0 T_c}{4}
\end{aligned} \tag{5.25}$$

$$\text{pois } E[n(t) n(u)] = \frac{N_0}{2} \delta(t - u)$$

Então:

$$\text{Var}[N_j] = \sum_{i=0}^{L_s-1} a_{11}(k) \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} n(t) \cos(\omega_0 t) dt = N \left(0, \frac{N_0 T}{4} \right) \quad (5.26)$$

com a hipótese do comprimento da sequência ser igual a L_s tem-se: $L_s = N_c = T/T_c$, isto é, o comprimento da sequência é igual ao ganho de processamento neste caso.

Finalmente basta calcular $\text{Var} [\text{Int}_2]$. Usando a definição dada em (5.23):

$$\text{Var}[\text{Int}_2] = E \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (\text{Int}_2)^2 d\phi_i \right] - E^2 \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \text{Int}_2 d\phi_i \right] \quad (5.27)$$

O segundo termo é igual a zero pois Int_2 integrado uniformemente no período 0 a 2π é igual a zero, devido a presença do cosseno. Dessa forma:

$$\begin{aligned} \text{Var}[\text{Int}_2] &= E \left\{ \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{P}{2} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \cos^2(\phi_{km}) \cdot [b_{km}^{(j-1)} R_{km,11}(n_k', n_1', \tau) + \right. \\ &\quad \left. + b_{km}^{(j)} \hat{R}_{km,11}(n_k', n_1', \tau)]^2 d\phi_{km} \right\} = \\ &= \frac{PT^2}{4} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} E \left\{ \frac{[b_{km}^{(j-1)} R_{km,11}(n_k', n_1', \tau) + b_{km}^{(j)} \hat{R}_{km,11}(n_k', n_1', \tau)]^2}{T^2} \right\} \end{aligned} \quad (5.28)$$

Conforme demonstrado em [27], [35]:

$$k^2 = E \left\{ \frac{[b_{km}^{(j-1)} R_{km,11}(n_k', n_1', \tau) + b_{km}^{(j)} \hat{R}_{km,11}(n_k', n_1', \tau)]^2}{T^2} \right\} = \frac{2}{3N_c} \quad (5.29)$$

E com esse resultado pode-se rescrever a equação (5.28):

$$\begin{aligned}
\text{Var}[\text{Int}_2] &= \frac{PT^2}{4} k^2 \cdot \left\{ \sum_{k=2}^K N_{kj} \right\} = \\
&= \frac{PT^2}{4} k^2 \cdot \left\{ \sum_{k=1}^K N_{kj} - N_{1j} \right\} = \\
&= \frac{\bar{E}_b T}{4} k^2 \cdot \left\{ \sum_{k=1}^K N_{kj} - N_{1j} \right\} \\
&= \frac{\bar{E}_b T}{4} k^2 \cdot \{M - N_{1j}\}
\end{aligned} \tag{5.30}$$

Sendo $\bar{E}_b = PT$ a energia média por bit do sinal recebido e $M = \sum_{k=1}^K N_{kj}$, a quantidade de códigos de Walsh (canais virtuais) usado pelo sistema no intervalo considerado.

Então o valor médio da relação sinal – ruído é [24]:

$$\bar{\gamma}_b = \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{T \bar{E}_b}{2}}{\frac{T \bar{E}_b k^2}{4} \cdot [M - N_{1j}] + \frac{N_0 T}{4}} \tag{5.31}$$

com o uso da equação (5.29):

$$\bar{\gamma}_b = \left[\frac{2}{3} \left(\frac{M}{N_c} - \frac{N_{1j}}{N_c} \right) + \frac{N_0}{\bar{E}_b} \right]^{-1}$$

Considerando-se $M \gg N_{1j}$, então tem-se:

$$\bar{\gamma}_b \approx \left[\frac{2}{3} \frac{M}{N_c} + \frac{N_0}{\bar{E}_b} \right]^{-1} \tag{5.32}$$

Pode-se também definir um fator α de atividade de apresentação de um documento de multimídia, como [24]:

$$\alpha = f_{\text{vídeo}} \times \alpha_{\text{vídeo}} + f_{\text{áudio}} \times \alpha_{\text{áudio}} + f_{\text{texto}} \times \alpha_{\text{texto}} + f_{\text{imagem}} \times \alpha_{\text{imagem}} \quad (5.33)$$

onde f_0 é o fator de ocorrência do objeto dentro do documento ($\sum f_0 = 1$) e α_0 é o fator de atividade de cada objeto de multimídia.

A interferência diminui por esse fator α ; dessa forma, $\bar{\gamma}_b$ pode ser incrementado da seguinte maneira:

$$\bar{\gamma}_b \approx \left[\frac{2M}{3N_c} \alpha + \frac{N_0}{E_b} \right]^{-1} \quad (5.34)$$

Com o objetivo de se calcular o valor máximo para M (quantidade de códigos de Walsh máxima no sistema), a probabilidade de erro (BER) para um receptor coerente de um sinal BPSK num canal com desvanecimento plano [1] pode ser escrita:

$$P_e = P_e(\bar{\gamma}_b) = Q\left(\sqrt{2\bar{\gamma}_b}\right) \quad (5.35)$$

Para documentos de multimídia BER_{mult} é a BER requerida para fornecer a qualidade de apresentação desejada. O valor da BER_{mult} (em dB) pode ser calculado considerando-se o peso de cada objeto na formação do documento:

$$\begin{aligned} BER_{\text{mult}} \text{ (dB)} = & f_{\text{vídeo}} \times BER_{\text{vídeo}} \text{ (dB)} + f_{\text{áudio}} \times BER_{\text{áudio}} \text{ (dB)} \\ & + f_{\text{texto}} \times BER_{\text{texto}} \text{ (dB)} + f_{\text{imagem}} \times BER_{\text{imagem}} \text{ (dB)} \end{aligned} \quad (5.36)$$

onde BER_0 é o BER requerida por objeto e f_0 é o fator de ocorrência do objeto no documento de multimídia. $BER_0 = 10 \log_{10} P_e(\bar{\gamma}_b) \text{ (dB)}$.

Pode-se então calcular o número de códigos de Walsh durante o intervalo I_j , para o k -ésimo usuário, como:

$$M^{(k)} = \frac{3N_c}{2\alpha} \left[\frac{1}{p_e^{-1} \left\{ 10^{\left(\frac{BER_{mult}}{10} \right)} \right\}} - \frac{N_0}{\bar{E}_b} \right] \quad (5.37)$$

Verifica-se que $M^{(k)}$ cresce a medida que BER_{mult} cresce, isto é, a medida que qualidade de apresentação decresce. Em contra partida, se há uma diminuição da BER_{mult} do objeto, a quantidade máxima de códigos disponíveis $M^{(k)}$ decresce.

Pode-se então calcular \bar{M}_{max} , que representa a mínima quantidade de códigos de Walsh que atenda a BER_{mult} dos K usuários do sistema, com o objetivo de manter a QoS:

$$\bar{M}_{max} = \min \left\{ \frac{3N_c}{2\alpha_{max}} \left[\frac{1}{p_e^{-1} \left\{ 10^{\left(\frac{BER_{mult}}{10} \right)} \right\}} - \frac{N_0}{\bar{E}_{b,min}} \right] \right\} ; 1 \leq k \leq K \quad (5.38)$$

onde $M^{(k)}$ é o número de códigos de Walsh por usuário k , calculado com: $\alpha_{max} = \max[\alpha^{(k)}]$ para $1 \leq k \leq K$ que é o maior fator de atividade de apresentação por usuário e $\bar{E}_{b,min} = \min[\bar{E}^{(k)}]$ para $1 \leq k \leq K$ é a mínima energia usada por bit enviada para o usuário k .

Aplicação do Modelo

Segue exemplo para avaliar o desempenho de um sistema de canais formados por códigos múltiplos CDMA. Nesse exemplo serão analisadas duas OCPNs, as quais são formadas por objetos de voz e vídeo. Seja a voz originada de uma fonte com taxa de 8 kb/s e o vídeo de uma fonte com taxa de 128 kb/s. As BERs desejadas para voz e vídeo

foram estabelecidas como 10^{-3} e 10^{-4} , respectivamente. Com o uso da equação (5.36) e sendo $f_{\text{voz}}=f_{\text{vídeo}}=0,5$, calcula-se que a BER_{mult} é igual a $10^{-3,5}$.

Adicionalmente, no exemplo em questão, tem-se também que o ganho de processamento é $N_c=128$. De posse desses valores, avaliar-se-ão duas situações com fatores diferentes de atividades de apresentação da voz e do vídeo que formam os objetos em questão. Serão apresentadas duas curvas que relacionam M (máximo número de códigos de Walsh) com a probabilidade de erro de bit, para cada uma das duas situações.

Para a primeira curva, situação 1, tem-se um vídeo-fone com $\alpha_{\text{voz}} = \alpha_{\text{vídeo}} = 3/8$. Na segunda curva, situação 2, tem-se um fator de atividade de apresentação de vídeo maior, $\alpha_{\text{vídeo}} = 0,8$, sendo o fator da voz é mantido igual ao da situação 1, $\alpha_{\text{voz}} = 3/8$. Dessa forma poder-se-á avaliar a alteração na probabilidade de erro de bit, para uma mesma quantidade de códigos de Walsh, na situação da existência de objetos com uma maior atividade de apresentação.

Para elaboração dessas curvas, calcula-se $\bar{\gamma}_b$ (valor médio da relação sinal ruído) em função de M , conforme descrito na equação (5.37) assumindo-se N_0/\bar{E}_b desprezível quando comparado com a interferência de multi-usuário. Para se calcular a probabilidade de erro utiliza-se a equação (5.35).

Seguem as curvas (“a” e “b”) que representam as situações 1 e 2 apresentadas, respectivamente.

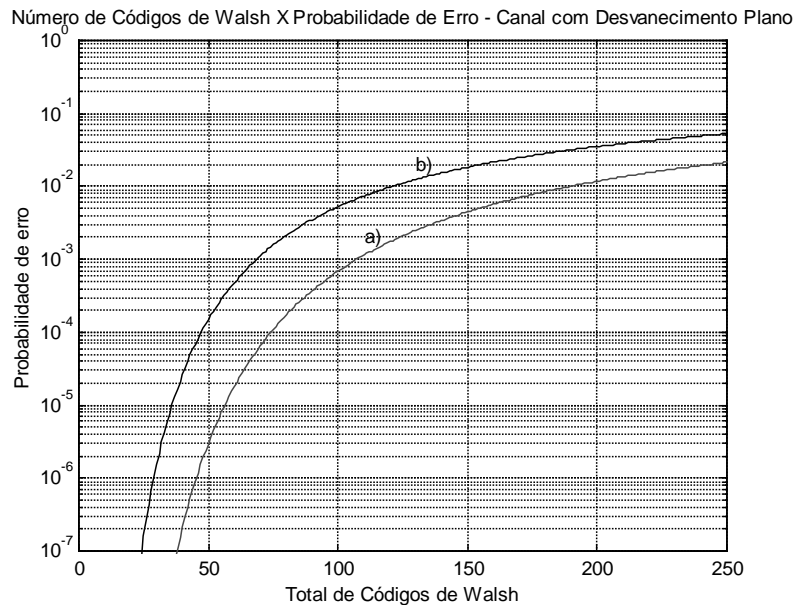


Figura 5.4 – Gráfico que relaciona número de códigos de Walsh x probabilidade de Erro para as situações 1 e 2 apresentadas no canal com desvanecimento plano

Pode-se observar que, para um mesmo valor de M , a probabilidade de erro na curva “b” é maior que na curva “a”, pois tem-se um fator de atividade maior para o vídeo na situação 2, isto é, o vídeo da curva “b” (situação 2) é transmitido a uma taxa maior que na curva “a” (situação 1), o que leva o sistema a errar mais, quando se mantém a mesma quantidade de códigos de Walsh (mesma capacidade).

Analisando-se por outra ótica, tem-se que, para uma mesma probabilidade de erro, a quantidade de códigos de Walsh máxima possível para que não haja degradação no sistema é maior na curva “a” do que na “b”, de forma que tem-se uma capacidade maior de alocação de canais na situação 1.

Será analisado agora o desempenho do sistema com o uso de codificação para correção de erros. Com a codificação BCH (Bose – Chaudhuri – Hocquenghem) pode-se obter uma melhora, isto é, uma diminuição das probabilidades de erro observadas nos exemplos anteriores. Para o exemplo aqui abordado, será analisada uma codificação BCH (n,k) , onde tem-se que “ k ” dígitos de informação são codificados em “ n ” dígitos, que são transmitidos no mesmo intervalo de tempo e com a mesma potência dos k

dígitos de informação originais, de forma que $\bar{\gamma}_b$ (valor médio da relação sinal ruído) é alterada (diminuída) de um fator k/n .

Para um código BCH (n,k), a quantidade “t” de erros que podem ser corrigidos para uma quantidade “k” de dígitos de informação é [36]:

$$2^{n-k} \geq \sum_{j=0}^t \binom{n}{j} \quad (5.39)$$

Esta relação, necessária mas não suficiente para a correção de t erros, é conhecida como restrição de Hamming. Para o exemplo a seguir, usar-se-á uma codificação BCH (15,7), de forma que com o uso da equação anterior chega-se ao valor de $t=2$. Assim, essa codificação tem a capacidade de corrigir até dois erros existentes na transmissão de um conjunto de 15 bits sendo 7 bits de informação.

Para um sistema BPSK, a probabilidade de erro de bit sem codificação é dada pela equação (5.35). Para o mesmo sistema, com o uso da codificação BCH (n,k), a probabilidade de erro de bit pode ser calculada por:

$$P_{ec} = Q\left(\sqrt{2 \frac{k}{n} \bar{\gamma}_b}\right) \quad (5.40)$$

Para um determinado valor de M, tem-se uma $\bar{\gamma}_b$ equivalente menor. De posse desse novo valor de $\bar{\gamma}_b$ equivalente, para o sistema codificado, calcula-se a nova probabilidade de erro de bit (P_{ec}).

Porém, para o sistema codificado, há redundância e na recepção faz-se a análise da existência de erros num determinado número de bits (n). Pode-se demonstrar [36] que a probabilidade de erro média de bits num sistema com capacidade de correção de t bits é dada por:

$$\bar{P}_{ec} \cong \frac{2t+1}{n} \sum_{i=t+1}^{2t+1} \binom{n}{i} P_{ec}^i (1-P_{ec})^{n-i} + \sum_{i=2t+2}^n \frac{i}{n} \binom{n}{i} P_{ec}^i (1-P_{ec})^{n-i} \quad (5.41)$$

Desprezando-se o segundo termo da equação acima, por esse ser muito menor que o primeiro, pode-se verificar como se relacionam o número de códigos de Walsh (M) e a probabilidade de erro de bits para o sistema com codificação.

Representam-se a seguir as curvas obtidas a partir das mesmas duas situações analisadas para o sistema sem codificação. O gráfico a seguir mostra as curvas obtidas com o sistema sem codificação (curvas “a” e “b” anteriores) e as curvas obtidas com codificação BCH (15,7) (curvas “c” e “d”).

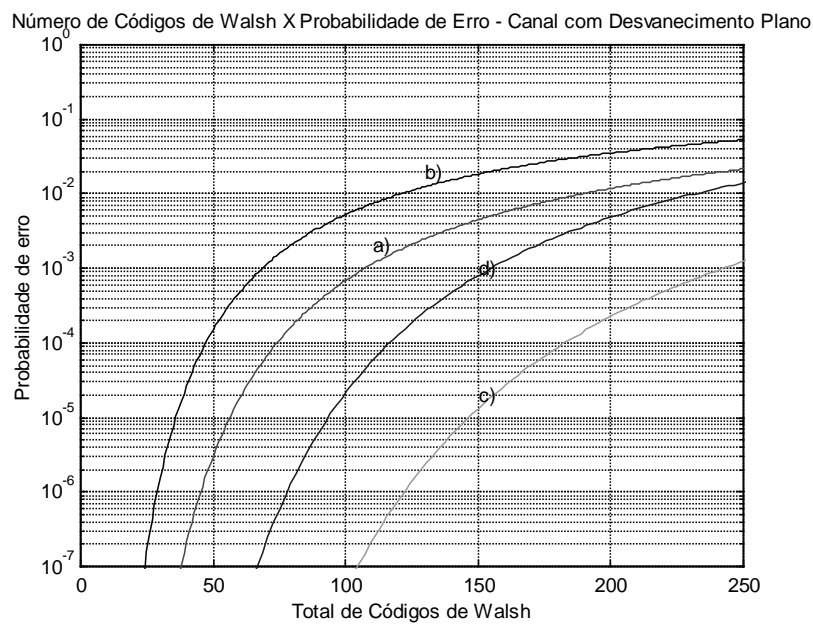


Figura 5.5 – Gráfico que relaciona número de códigos de Walsh x probabilidade de erro para canais com desvanecimento plano, onde: curva “a” – situação 1, sem códigos corretores; curva “b” – situação 2, sem códigos corretores; curva “c” – situação 1, com códigos corretores e curva “d” – situação 2, com códigos corretores.

Pode-se observar no gráfico que o ganho no sistema com uso de codificação BCH (15,7) é expressivo. Por exemplo, para a situação 1, uma probabilidade de erro de $10^{-3,5}$ proporciona aproximadamente 85 canais sem uso de codificação. Após a codificação

BCH(15,7), pode-se verificar que o número de códigos disponíveis é de, aproximadamente, 210.

O uso da codificação BCH, faz com que a taxa das fontes dos documentos de multimídia seja aumentada de um fator de n/k , para o exemplo apresentado $15/7=2,143$. Esse aumento de taxa degrada a eficiência da transmissão, porém a codificação torna possível a transmissão de elementos de multimídia com baixas probabilidades de erro na interface aérea.

Conforme visto nas curvas obtidas na figura 5.5, a medida que M vai decrescendo, isto é, a quantidade de códigos utilizados torna-se cada vez menor, a probabilidade de erro de bit atinge valores muito pequenos, que são assintóticos ao eixo $M=0$. Para melhor visualização a figura 5.5 é repetida numa escala mais conveniente:

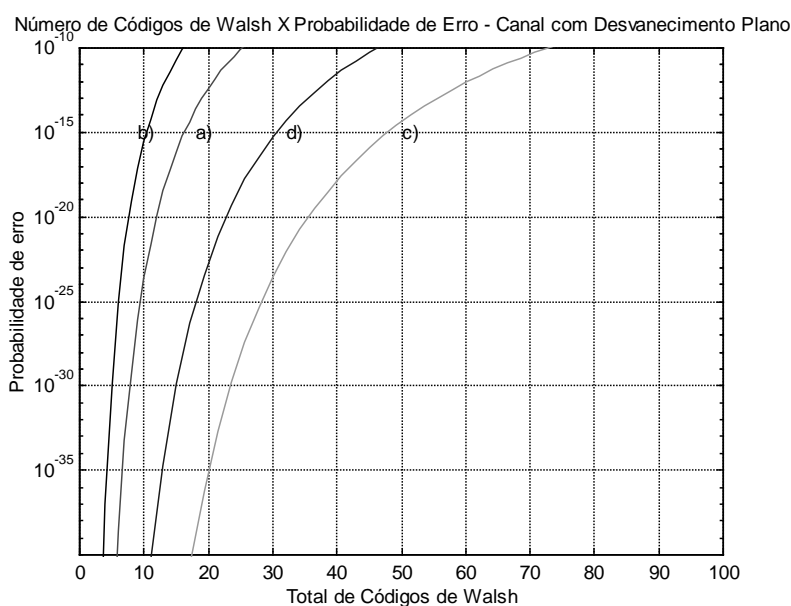


Figura 5.5 - a – Repetição da figura 5.5 numa escala mais adequada para visualização dos valores de M indo para zero.

Os valores obtidos nessa figura não são precisos para valores de M , próximos de zero. Esses valores apresentados nas curvas ocorreram, pois na modelagem inicialmente adotada, desconsiderou-se N_0/\bar{E}_b por simplicidade dos cálculos.

Reescrevendo a equação (5.31) num outro formato, pode-se verificar o comportamento da relação sinal-ruído, sem a realização de nenhuma aproximação:

$$\bar{\gamma}_b = \left[\frac{2}{3} \left(\frac{M}{N_c} - \frac{N_{lj}}{N_c} \right) + \frac{N_0}{\bar{E}_b} \right]^{-1}$$

Para N_{lj} igual a 1, isto é, uma situação em que o usuário em análise utiliza apenas um canal, pode-se obter no limite, onde $M=1$, que $\bar{\gamma}_b \approx \left[\bar{E}_b / N_0 \right]$. Dessa forma haverá uma limitação inferior para a probabilidade de erro de bit. Com a consideração do ruído térmico, pode-se calcular novamente, com a modelagem inicialmente adotada, a curva apresentada na figura 5.5 – b, onde foi adotado $\bar{E}_b / N_0 = 7\text{dB}$:

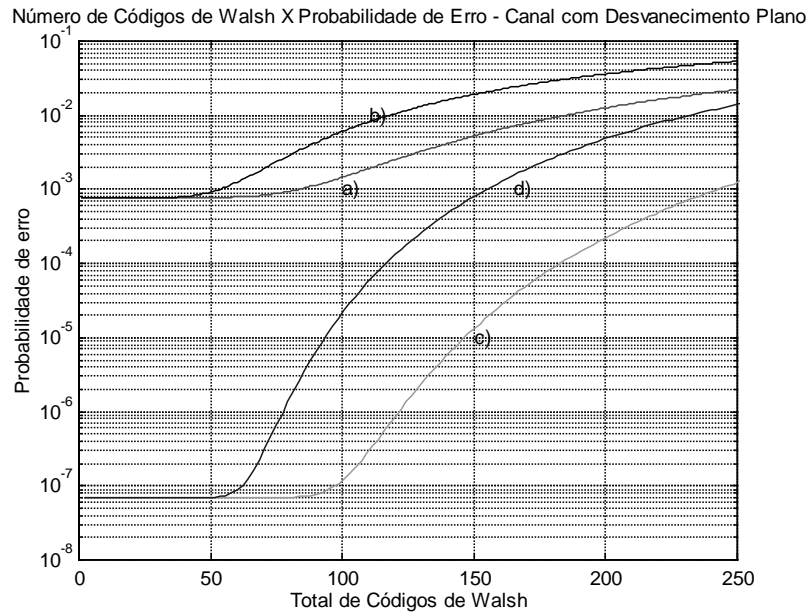


Figura 5.5 - b – Situações apresentadas na figura (5.5) com a inclusão das limitações causadas por \bar{E}_b / N_0 .

É importante observar que para pequenos valores de M a limitação é dada por \bar{E}_b / N_0 . Com o uso de códigos corretores de erro, essa limitação é melhorada, de forma que se

possa atender a transmissão de documentos com probabilidade de erro de bit requeridas menores que anteriormente.

Esse comentário é oportuno, pois para transmissão de documentos de dados, que muitas vezes requerem probabilidades de erro de bit da ordem de 10^{-9} , é necessário o uso de códigos corretores de erros mais robustos para que se amplie a limitação causada pela presença do ruído térmico.

O programa utilizado para elaboração das curvas apresentadas nas figuras 5.4 e 5.5 se encontra no apêndice B.

5.3.2 - Canal com desvanecimento do tipo Rayleigh

O modelo de canal para interface aérea que melhor exprime os canais utilizados nos sistemas celulares é o modelo de desvanecimento multi-caminho do tipo Rayleigh. Esses canais possuem respostas aleatórias ao impulso e variantes no tempo. Seja a resposta ao impulso para o m-ésimo canal do k-ésimo usuário é dada por [1], [24]:

$$h_{km}(t) = \sum_{q=1}^{L_{km}} \beta_{qkm} \delta(t - \tau_{qkm}) e^{j\phi_{qkm}} \quad (5.42)$$

onde β_{qkm} é o q-ésimo ganho Rayleigh aleatoriamente distribuído; ϕ_{qkm} é a q-ésima fase aleatória uniformemente distribuída em $[0, 2\pi]$; τ_{qkm} é o q-ésimo atraso aleatório, variando entre 0 e o período de um bit de dados e L_{km} é o número de caminhos recuperáveis do sinal do canal m do usuário k. Esses parâmetros do canal variam com a distância entre o transmissor e o receptor.

Assumindo-se que o ganho β_{qkm} é uma variável aleatória com distribuição gaussiana, pode-se escrever, sem perda de generalidade [1]:

$$\overline{\beta_{qkm}^2} = \overline{\beta_{qk1}^2} = \overline{\beta_{qk}^2} \quad (5.43)$$

isto é, a média quadrática dos ganhos é igual para todos os m canais virtuais.

Com essa hipótese, todos os canais de um mesmo usuário possuem as mesmas condições de propagação entre o transmissor e o receptor, sendo assim $L_{km}=L_{k1}=L_1$, isto é, o número de caminhos recuperáveis é o mesmo para todos os m -canais do usuário k . Em outras palavras todos os canais de um mesmo usuário são transmitidos pela mesma ERB e recebidos pelo mesmo terminal de forma que os caminhos experimentados pelos m -canais são os mesmos.

Modelo do Receptor

Seja o modelo do receptor, apresentado na figura (5.6) a seguir:

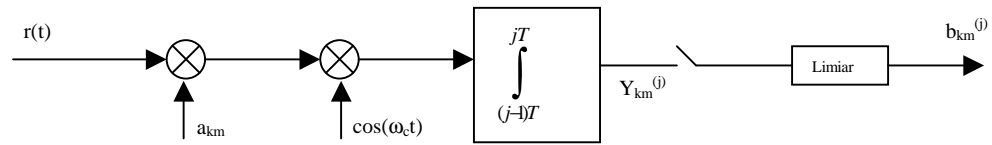


Figura (5.6) – Modelo do Receptor

Tem-se [24]:

$$r(t) = \text{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} h_{km}(\tau) \tilde{S}_{km}(t - \tau) \exp(j\omega_c t) d\tau \right\} + n(t) \quad (5.44)$$

onde $h_{km}(t)$ é a resposta ao impulso do m -ésimo canal virtual e $\tilde{S}(t)$ é o envelope complexo de $S(t)$.

Substituindo-se na equação (5.44) a resposta ao impulso com desvanecimento do tipo Rayleigh, $h_{km}(t)$, dada pela equação (5.42) e substituindo-se também o envelope do sinal transmitido pelos K usuários pela equação (5.7), obtém-se:

$$\begin{aligned}
r(t) &= \text{Re} \left\{ \sqrt{2P} \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{q=1}^{L_{km}} \beta_{qkm} \delta(t - \tau_{qkm}) \exp(j\phi_{qkm}) \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} a_{km}(t - \tau_{qkm}) b_{qkm}(t - \tau_{qkm}) \cdot \right. \\
&\quad \left. \cdot \exp(j\omega_c(t - \tau_{qkm}) + j\theta_{qkm}) d\tau \right\} + n(t) \\
&= \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \sum_{q=1}^{L_{km}} \beta_{qkm} a_{km}(t - \tau_{qkm}) b_{qkm}(t - \tau_{qkm}) \cos(\omega_c t + \phi_{qkm}) + n(t)
\end{aligned} \tag{5.45}$$

onde $\phi_{qkm} = -\omega_c \tau_{qkm} + \phi_{qkm} + \theta_{qkm}$

$n(t)$ é o ruído branco gaussiano com densidade espectral de potência $\frac{N_0}{2}$.

Supõe-se que o receptor está preparado para demodular o primeiro caminho, do primeiro canal virtual do primeiro usuário. O receptor pode fazer a detecção coerente da fase ϕ_{qkm} da portadora e assumir que τ_{qkm} é fixo para o q -ésimo caminho como referência entre o transmissor e o receptor. Todos os demais canais são interferências para o canal, [3] e [24], que está sendo recuperado. Assim a saída do integrador será:

$$Y_{11}^{(j)} = \int_{(j-1)T}^{jT} r(t) a_{11}(t) \cos(\omega_c t) dt \tag{5.46}$$

Substituindo a equação (5.45) na equação (5.46), obtém-se:

$$\begin{aligned}
Y_{11}^{(j)} &= \int_{(j-1)T}^{jT} \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \sum_{q=1}^{L_{km}} \beta_{qkm} a_{km}(t - \tau_{qkm}) b_{qkm}(t - \tau_{qkm}) \cos(\omega_c t + \phi_{qkm}) \cdot \\
&\quad \cdot a_{11}(t) \cdot \cos(\omega_c t) dt + \int_{(j-1)T}^{jT} n(t) a_{11}(t) \cos(\omega_c t) dt
\end{aligned} \tag{5.47}$$

Como foi suposto que o receptor é capaz de recuperar coerentemente a fase ϕ_{qkm} e o atraso τ_{qkm} para o q-ésimo caminho, sem perda de generalidade, adota-se $\phi_{q11} = 0$ e $\tau_{q11} = 0$, o que fornece na saída do integrador, no instante jT :

$$\begin{aligned} Y_{11}^{(j)} = & \sqrt{2P} \int_{(j-1)T}^{jT} \beta_{qkm} b_{11}^{(j)}(t) \cdot \cos^2(\omega_c t) dt + \int_{(j-1)T}^{jT} n(t) a_{11}(t) \cos(\omega_c t) dt + \\ & + \sqrt{2P} \int_{(j-1)T}^{jT} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq 1, k=m=1}}^{L_{km}} \beta_{qkm} a_{km}(t - \tau_{qkm}) b_{km}(t - \tau_{qkm}) \cdot \cos(\omega_c t + \phi_{qkm}) \cdot \\ & \cdot a_{11}(t) \cdot \cos(\omega_c t) dt \end{aligned} \quad (5.48)$$

simplificando a equação (5.48):

$$\begin{aligned} Y_{11}^{(j)} = & \beta_{q11} \sqrt{\frac{PT^2}{2}} b_{11}^{(j)}(t) + \int_{(j-1)T}^{jT} n(t) a_{11}(t) \cos(\omega_c t) dt + \\ & + \sqrt{\frac{P}{2}} \int_{(j-1)T}^{jT} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq 1, k=m=1}}^{L_{km}} \beta_{qkm} a_{km}(t - \tau_{qkm}) b_{km}(t - \tau_{qkm}) \cdot \cos(\phi_{qkm}) \cdot a_{11}(t) dt \end{aligned} \quad (5.49)$$

Na equação (5.49), a primeira parcela representa o sinal de interesse recuperado, o segundo termo é o ruído térmico espalhado pela sequência local ($a_{11}(t)$) e a terceira parcela é a interferência dos demais usuários sobre o sinal desejado. Esta terceira parcela pode ser dividida em três componentes:

$Int_1 \rightarrow$ interferência interna a um usuário: é a interferência introduzida pelos outros canais paralelos do próprio usuário, no canal em análise, para usuários com mais de um canal paralelo simultâneo.

$Int_2 \rightarrow$ interferência entre os caminhos múltiplos: analisando-se um caminho de um canal (com diversidade) de um determinado usuário, esta interferência é causada pelos múltiplos caminhos deste canal no caminho em análise.

$Int_3 \rightarrow$ interferência causada pelos demais usuários do sistema.

Pode-se separar a interferência explicitada no último termo da equação (5.49) nessas três parcelas definidas. Para Int_1 , deve-se considerar apenas as parcelas relativas aos múltiplos canais paralelos. Tem-se então para um mesmo usuário e mesmo caminho de propagação do sinal:

$$\begin{aligned}
 \text{Int}_1 &= \sqrt{\frac{P}{2}} \int_{(j-1)T}^{jT} \sum_{m=2}^{N_{kj}} \beta_{q1m} a_{1m}(t) a_{11}(t) \cdot b_{1m}(t) dt \\
 &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{m=2}^{N_{kj}} \beta_{q1m} b_{1m}^{(j)} \int_{(j-1)T}^{jT} a_{1m}(t + n_1' T_c) a_{11}(t + n_1' T_c) dt \\
 &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{m=2}^{N_{kj}} \beta_{q1m} b_{1m}^{(j)} \tilde{R}_{1m,11}(n_1', 0)
 \end{aligned} \tag{5.50}$$

para $q = 1, 2, \dots, L_k$ e:

$$\tilde{R}_{1m,11}(n_1', \tau) = \int_{(j-1)T}^{jT} a_{1m}(t + n_1' T_c - \tau) \cdot a_{11}(t + n_1' T_c) dt \tag{5.51}$$

é a correlação cruzada entre os códigos dos canais paralelos, via caminho q do usuário em questão tomado como referência e n_1' é a fase inicial da sequência PN usada pelo usuário 1.

Devido ao uso de códigos ortogonais para os canais paralelos de um mesmo usuário, da mesma forma que para canais com desvanecimento plano, a correlação cruzada $\tilde{R}_{1m,11}(n_1', 0)$ é sempre igual a zero, implicando também em Int_1 igual a zero para canal com desvanecimento Rayleigh.

Para Int_2 , considera-se a interferência multi-caminho, entre os canais paralelos do usuário 1, canais esses que estão sendo demodulados pelo receptor em questão, conforme segue:

$$\text{Int}_2 = \sqrt{\frac{P}{2}} \int_{(j-1)T}^{jT} \sum_{m=1}^{N_{lj}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq l, k=m=1}}^{L_{lm}} \beta_{q1m} a_{1m}(t - \tau_{q1m}) b_{1m}(t - \tau_{q1m}) \cos(\varphi_{q1m}) a_{11}(t) dt \quad (5.52)$$

Para calcular a parcela Int_2 , os intervalos de integração são definidos conforme figura (5.3), o que fornece:

$$\begin{aligned} \text{Int}_2 &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{m=1}^{N_{lj}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq l, k=m=1}}^{L_{lm}} \left\{ \beta_{q1m} \cos(\varphi_{q1m}) \cdot \left[b_{1m}^{(j-1)} \int_{(j-1)T}^{\tau} a_{1m}(t + n_1' T_c - \tau_{q1m}) a_{11}(t + n_1' T_c) dt + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + b_{1m}^{(j)} \int_{\tau}^{jT} a_{1m}(t + n_1' T_c - \tau_{q1m}) a_{11}(t + n_1' T_c) dt \right] \right\} = \\ &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{m=1}^{N_{lj}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq l, k=m=1}}^{L_{lm}} \left\{ \beta_{q1m} \cos(\varphi_{q1m}) \cdot \left[b_{1m}^{(j-1)} R_{1m,11}(n_1', n_1', \tau) + b_{1m}^{(j)} \hat{R}_{1m,11}(n_1', n_1', \tau) \right] \right\} \end{aligned} \quad (5.53)$$

onde

$$\begin{aligned} R_{1m,11}(n_1', n_1', \tau) &= \int_{(j-1)T}^{\tau} a_{1m}(t + n_1' T_c - \tau) a_{11}(t + n_1' T_c) dt \\ \hat{R}_{1m,11}(n_1', n_1', \tau) &= \int_{\tau}^{jT} a_{1m}(t + n_1' T_c - \tau) a_{11}(t + n_1' T_c) dt \end{aligned} \quad (5.54)$$

são as correlações cruzadas parciais entre o código do primeiro canal do usuário 1 (caminho q), e os códigos dos demais canais paralelos e seus diversos caminhos.

Para Int_3 considera-se a interferência entre os multi-usuários do sistema, seus canais paralelos e múltiplos caminhos de propagação do sinal. A expressão a seguir permite calcular Int_3 :

$$\text{Int}_3 = \sqrt{\frac{P}{2}} \int_{(j-1)T}^{jT} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \sum_{q=1}^{L_{km}} \beta_{qkm} a_{km}(t - \tau_{qkm}) b_{km}(t - \tau_{qkm}) \cos(\varphi_{qkm}) a_{11}(t) dt \quad (5.55)$$

Usando o mesmo raciocínio para o desenvolvimento de Int_2 , obtém-se a seguinte expressão:

$$\text{Int}_3 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \sum_{q=1}^{L_{km}} \left\{ (\beta_{qkm} \cos \varphi_{qkm}) \cdot [b_{km}^{(j-1)} R_{km,11}(n_k', n_1', \tau) + b_{km}^{(j)} \hat{R}_{km,11}(n_k', n_1', \tau)] \right\} \quad (5.56)$$

onde as correlações cruzadas parciais são as mesmas definidas para o canal com desvanecimento plano (equação 5.18).

Determinação da Máxima Quantidade de Códigos de Walsh (Capacidade do Sistema) baseado na Qualidade Requerida pelos Serviços de Multimídia para Canais com Desvanecimento tipo Rayleigh.

Simplificando a equação (5.48), o sinal na saída do integrador para recepção do canal do usuário em análise é definido por:

$$Y_{11}^{(j)} = \beta_{111} \sqrt{\frac{PT^2}{2}} b_{11}^{(j)} + \text{Int}_2 + \text{Int}_3 + N_j \quad (5.57)$$

com N_j igual a:

$$N_j = \int_{(j-1)T}^{jT} n(t) a_{11}(t) \cos(\omega_c t) dt \quad (5.58)$$

onde $\beta_{q11}\sqrt{\frac{PT^2}{2}}b_{11}^{(j)}$ é a parcela de interesse do sinal e as demais parcelas são interferências.

Seguindo o mesmo raciocínio usado no canal com desvanecimento plano, para se analisar as interferências causadas pelas demais usuários e pelo ruído térmico, deve-se calcular a variância de $Y_{11}^{(j)}$ da seguinte forma:

$$\text{Var}[Y_{11}^{(j)}] = \text{Var} [\text{Int}_2] + \text{Var} [\text{Int}_3] + \text{Var}[N_j] \quad (5.59)$$

pois, como visto anteriormente, $\text{Var} [\text{Int}_1] = 0$, devido a ortogonalidade dos códigos atribuídos a canais paralelos de um mesmo usuário.

Analisa-se, a seguir, separadamente a variância de cada uma das parcelas. A variância $\text{Var}[N_j]$ já foi calculada em (5.26) e resulta:

$$\text{Var}[N_j] = \sum_{i=0}^{L_s-1} a_{11}(k) \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} n(t) \cos(\omega_0 t) dt = N \left(0, \frac{N_0 T}{4} \right) \quad (5.60)$$

O cálculo de $\text{Var} [\text{Int}_2]$.

$$\text{Var}[\text{Int}_2] = E \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (\text{Int}_2)^2 d\phi_i \right] - E^2 \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \text{Int}_2 d\phi_i \right] \quad (5.61)$$

O segundo termo é igual a zero pois Int_2 integrado uniformemente no período de 0 a 2π é igual a zero. Dessa forma:

$$\begin{aligned}
\text{Var}[\text{Int}_2] &= E \left\{ \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{P}{2} \sum_{m=1}^{N_{ij}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq 1}}^{L_{im}} \beta_{q1m}^2 \cos^2(\varphi_{q1m}) \cdot [b_{1m}^{(j-1)} R_{1m,11} + \right. \\
&\quad \left. + b_{1m}^{(j)} \hat{R}_{1m,11}]^2 d\varphi_{q1m} \right\} = \\
&= \frac{PT^2}{4} \sum_{m=1}^{N_{ij}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq 1, k=m=1}}^{L_{im}} \beta_{q1m}^2 \cdot E \left\{ \frac{[b_{1m}^{(j-1)} R_{1m,11} + b_{1m}^{(j)} \hat{R}_{1m,11}]^2}{T^2} \right\}
\end{aligned} \tag{5.62}$$

Conforme visto, todos os canais paralelos de um mesmo usuário são afetados da mesma forma pelo meio (mesmos receptores e transmissores). Assim, pode-se escrever, sem perda de generalidade:

$$\bar{\beta}_{qkm}^2 = \bar{\beta}_{qk1}^2 = \bar{\beta}_{qk}^2 = \bar{\beta}_1^2 \quad \text{e} \quad L_{km} = L_{k1} = L_k = L \tag{5.63}$$

para $1 \leq m \leq N_{kj}$ e $1 \leq k \leq K$. Então, usando também a equação (5.29) tem-se:

$$\text{Var}[\text{Int}_2] = \frac{PT^2}{4} k^2 N_{ij} \cdot \left\{ \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq 1, k=m=1}}^{L_1} \bar{\beta}_{q1}^2 \right\} \tag{5.64}$$

Com raciocínio análogo, pode-se calcular a variância da parcela Int_3 de interferência, como segue [24]:

$$\text{Var}[\text{Int}_3] = \frac{PT^2}{4} k^2 \cdot \left\{ \sum_{k=2}^K N_{kj} \sum_{q=1}^{L_k} \bar{\beta}_{qk}^2 \right\} \tag{5.65}$$

Somando-se as variâncias de Int_2 e de Int_3 , com a simplificação de notação dada em (5.63), obtém-se:

$$\begin{aligned}
\text{Var}[\text{Int}_2] + \text{Var}[\text{Int}_3] &= \frac{PT^2 k^2}{4} \cdot \left\{ N_{1j} \cdot \left(\sum_{\substack{q=1 \\ q \neq l, k=m=1}}^{L_1} \bar{\beta}_{q1}^2 \right) + \sum_{k=2}^K N_{kj} \cdot \left(\sum_{q=1}^{L_k} \bar{\beta}_{qk}^2 \right) \right\} = \\
&= \frac{PT^2 k^2}{4} \cdot \left\{ N_{1j} \cdot \sum_{q=1}^{L_1} \bar{\beta}_{q1}^2 - N_{1j} \bar{\beta}_{11}^2 + \sum_{k=2}^K N_{kj} \cdot \sum_{q=1}^{L_k} \bar{\beta}_{qk}^2 \right\} = \quad (5.66) \\
&= \frac{PT^2 k^2}{4} \left\{ \sum_{k=1}^K N_{kj} \cdot \sum_{q=1}^L \bar{\beta}_q^2 - N_{1j} \bar{\beta}_1^2 \right\} = \\
&= \frac{\bar{E}_b T k^2}{4} \{ M \cdot L - N_{1j} \}
\end{aligned}$$

Sendo $\bar{E}_b = \bar{\beta}_1^2 PT$ a energia média por bit do sinal recebido no q-ésimo caminho e $M = \sum_{k=1}^K N_{kj}$, a quantidade de códigos de Walsh (canais virtuais) do sistema em análise.

Sendo ainda $L = \sum_{q=1}^L \bar{\beta}_q^2 / \bar{\beta}_1^2$, a somatória normalizada das médias quadráticas dos ganhos (em relação ao q-ésimo caminho tomado como referência) dos L caminhos percorridos pelo sinal. Sendo a parcela de interesse do sinal recebido, $\beta_{q11} \sqrt{\frac{PT^2}{2}} b_{11}^{(j)}$, a potência do mesmo é $\bar{\beta}_1^2 \frac{PT^2}{2} = \frac{T \bar{E}_b}{2}$.

Assim, o valor médio da relação sinal – ruído é [24]:

$$\begin{aligned}
\bar{\gamma}_b &= \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{T \bar{E}_b}{2}}{\frac{T \bar{E}_b k^2 M}{4} \cdot \left[L - \frac{N_{1j}}{M} \right] + \frac{N_0 T}{4}} \\
&= \frac{T \bar{E}_b}{T \bar{E}_b k^2 M \cdot \left[L - \frac{N_{1j}}{M} \right] + N_0 T} =
\end{aligned}$$

$$= \frac{1}{k^2 M \cdot \left[L - \frac{N_{lj}}{M} \right] + \frac{N_0}{\bar{E}_b}} \quad (5.67)$$

e a partir de (5.29):

$$\bar{\gamma}_b = \left[\frac{2}{3} \frac{M}{N_c} \cdot \left(L - \frac{N_{lj}}{M} \right) + \frac{N_0}{\bar{E}_b} \right]^{-1} \quad (5.68)$$

Considerando-se $M.L \gg N_{lj}$, tem-se:

$$\bar{\gamma}_b \approx \left[\frac{2}{3} \frac{ML}{N_c} + \frac{N_0}{\bar{E}_b} \right]^{-1} \quad (5.69)$$

Analogamente ao caso do canal com desvanecimento plano, pode-se acrescentar à equação (5.69) um fator α de atividade de apresentação de um documento de multimídia (definido em 5.33), fator esse que é responsável pela diminuição da interferência:

$$\bar{\gamma}_b \approx \left[\frac{2ML}{3N_c} \alpha + \frac{N_0}{\bar{E}_b} \right]^{-1} \quad (5.70)$$

Com o objetivo de se calcular o valor máximo para M (quantidade de códigos de Walsh máxima no sistema), as expressões para a probabilidade de erro (BER) para um receptor coerente sem diversidade e para um receptor com combinador MRC (Maximal Ratio Combiner) com diversidade L_d , podem ser escritas como[1]:

$$P_e = P_e(\bar{\gamma}_b) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1 + \bar{\gamma}_b}} \right] & \text{para receptor sem diversidade} \\ \left(\frac{1 - \mu}{2} \right)^{L_d} \cdot \sum_{s=0}^{L_d} \binom{L_d - 1 + s}{s} \left(\frac{1 + \mu}{2} \right)^s & \text{para diversidade de ordem } L_d \end{cases} \quad (5.71)$$

$$\text{onde } \mu = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1 + \bar{\gamma}_b}}.$$

Nas expressões para a probabilidade de erro de bit (equação 5.71), deve-se atentar para o fato que L_d é a diversidade do receptor e portanto pode ser diferente de L que representa os múltiplos caminhos de propagação do sinal no canal. Na equação (5.70), pode-se verificar que L contribui negativamente para o desempenho do sistema, pois quanto mais caminhos considerados, maior será a interferência, enquanto que L_d contribui positivamente para o desempenho, pois significa um aumento no número de caminhos utilizados no MRC para posterior detecção. Evidentemente deve-se ter $L_d \leq L$.

De maneira análoga ao discutido no caso de canais com desvanecimento plano, para documentos de multimídia, considerar-se-á que BER_{mult} é dada por (5.36) e corresponde a BER requerida para fornecer a qualidade de apresentação desejada.

Pode-se então calcular o número de códigos de Walsh durante o intervalo I_j , da seguinte forma:

$$M^{(k)} = \frac{3N_c}{2\alpha L} \left[\frac{1}{p_e^{-1} \left\{ 10^{\left(\frac{BER_{mult}}{10} \right)} \right\}} - \frac{N_0}{\bar{E}_b} \right] \quad (5.72)$$

Verifica-se também nos canais com desvanecimento do tipo Rayleigh que $M^{(k)}$ cresce a medida que BER_{mult} cresce, isto é, a medida que qualidade de apresentação decresce.

Pode-se calcular, analogamente ao caso anterior, \overline{M}_{\max} , que representa a mínima quantidade de códigos de Walsh que atenda a BER_{mult} dos K usuários do sistema, com o objetivo de manter a QoS:

$$\overline{M}_{\max} = \min \left\{ \frac{3N_c}{2\alpha_{\max} L_{\max}} \left[\frac{1}{p_e^{-1} \left\{ 10^{\left(\frac{BER_{\text{mult}}}{10} \right)} \right\}} - \frac{N_0}{\overline{E}_{b,\min}} \right] \right\}; 1 \leq k \leq K \quad (5.73)$$

onde $M^{(k)}$ é o número de códigos de Walsh por usuário k , calculado com: $\alpha_{\max} = \max[\alpha^{(k)}]$ para $1 \leq k \leq K$ que é o maior fator de atividade de apresentação por usuário; $L_{\max} = \max[L^{(k)}]$ para $1 \leq k \leq K$ é a maior diversidade por usuário e $\overline{E}_{b,\min} = \min[\overline{E}^{(k)}]$ $1 \leq k \leq K$ é a mínima energia usada no sinal (por bit) enviada para o usuário k .

Aplicação do Modelo

Tomando o mesmo exemplo utilizado para o canal com desvanecimento plano, para que se possa comparar os desempenhos, seguem as curvas que mostram a quantidade de códigos de Walsh em relação a probabilidade de erro para o canal com desvanecimento do tipo Rayleigh, com e sem diversidade.

Os parâmetros utilizados nesse exemplo correspondem a duas OCPNs, que são formadas por objetos de voz e vídeo. Seja a voz originada de uma fonte com taxa de 8 kbps e o vídeo de uma fonte com taxa de 128 kbps. As BERs desejadas para voz e vídeo foram estabelecidas como 10^{-3} e 10^{-4} , respectivamente. Com o uso da equação (5.36), e com $f_{\text{voz}} = f_{\text{vídeo}} = 0,5$, calcula-se que a BER_{mult} é igual a $10^{-3,5}$.

Adicionalmente, no exemplo adota-se um número máximo de caminhos recuperáveis do sinal igual à 4, para a situação com diversidade ($L=4$). A diversidade do receptor também é igual a 4 ($L_d=4$) para esse exemplo. O ganho de processamento adotado foi $N_c=128$. De posse desses valores, avaliar-se-ão duas situações com fatores diferentes de atividades de apresentação de voz e do vídeo que formam os objetos: na situação 1, adota-se um vídeo-fone com $\alpha_{voz} = \alpha_{vídeo} = 3/8$; na situação 2, adota-se um fator de atividade de apresentação de vídeo maior, $\alpha_{vídeo} = 0,8$, sendo o fator da voz mantido igual ao da situação 1, $\alpha_{voz} = 3/8$. Dessa forma pode-se avaliar as alterações nas probabilidades de erro de bit, para uma mesma quantidade de códigos de Walsh, na situação da existência de objetos com uma maior atividade de apresentação.

Para elaboração dessas curvas, calcula-se $\bar{\gamma}_b$ (valor médio da relação sinal ruído) em função de M . Para o caso sem diversidade, utiliza-se então o valor obtido com a equação (5.71). Apresenta-se na figura (4.7), a relação entre a quantidade de códigos de Walsh e a probabilidade de erro para as situações 1 e 2 sem o uso de códigos corretores de erro. No sistema codificado foi adotado um código BCH (15,7) como no caso de desvanecimento plano.

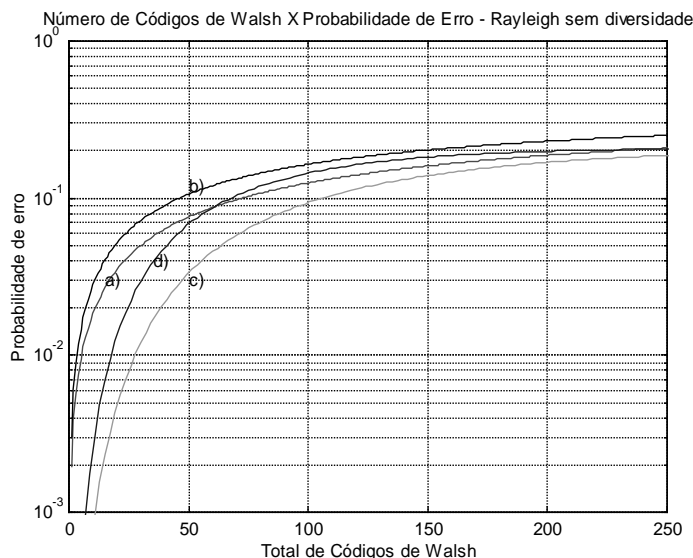


Figura 5.7 – Gráfico que relaciona número de códigos de Walsh x probabilidade de erro para canais com desvanecimento do tipo Rayleigh sem diversidade, onde: curva “a” – situação 1, sem códigos corretores; curva “b” – situação 2, sem códigos corretores; curva “c” – situação 1, com códigos corretores e curva “d” – situação 2, com códigos corretores.

Conforme observado também para o exemplo do canal com desvanecimento plano, para um mesmo valor de M , a probabilidade de erro na curva “b” é maior que na curva “a”, pois tem-se um fator de atividade maior para o vídeo na situação 2, isto é, o vídeo da curva “b” é transmitido a uma taxa maior que na situação 1 (curva “a”), o que leva o sistema a errar mais quando se mantém a mesma quantidade de códigos de Walsh (mesma capacidade).

Comparativamente ao exemplo do canal com desvanecimento plano, pode-se observar uma queda grande na performance no modelo com desvanecimento do tipo Rayleigh sem diversidade. O modelo de canal com desvanecimento plano é bastante simplificado, prevendo apenas interferência devido a presença de múltiplos usuários no sistema (MAI), sem levar em consideração fatores importantes como desvanecimento, reflexões do sinal etc. No modelo de desvanecimento multi-caminho do tipo Rayleigh, onde o sinal transmitido possui respostas aleatórias ao impulso e variantes no tempo, a

queda de desempenho é esperada, pois está se adotando um modelo mais restritivo do que o modelo de desvanecimento plano. O uso desse modelo sem levar em conta a diversidade, contribui mais acentuadamente para a queda de desempenho, pois só se está analisando um caminho de um sinal aleatório que trafega por multi-caminhos e portanto a probabilidade de erro é maior.

Tendo em vista esses fatores, espera-se que, com a utilização da diversidade na análise de um canal com desvanecimento do tipo Rayleigh, o desempenho seja melhor, pois se estará combinando mais de um caminho de propagação do sinal para sua detecção. Para essa análise, consideram-se as duas situações do exemplo anterior, com o uso da expressão para a probabilidade de erro com diversidade num canal com desvanecimento do tipo Rayleigh, conforme equação (5.71).

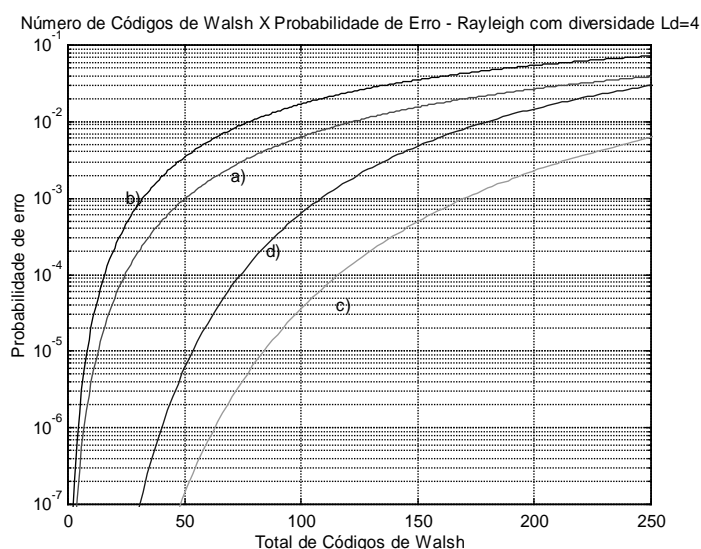


Figura 5.8 – Gráfico que relaciona número de códigos de Walsh x probabilidade de erro para canais com desvanecimento do Tipo Rayleigh com diversidade $L_d=4$, onde: curva “a” – situação 1, sem códigos corretores; curva “b” – situação 2, sem códigos corretores; curva “c” – situação 1, com códigos corretores e curva “d” – situação 2, com códigos corretores.

Conforme esperado, considerando-se a diversidade no canal com desvanecimento do tipo Rayleigh houve uma melhora no desempenho em comparação a modelagem sem

diversidade. Embora tenha havido uma sensível melhora, pode-se observar que o desempenho para as curvas “a” e “b”, que não possuem códigos corretores de erro, é prejudicado para transmissão de documentos de multimídia que requerem uma probabilidade de erro, nessa exemplo, de $10^{-3,5}$.

Para a probabilidade de erro de $10^{-3,5}$ obtêm-se, aproximadamente, 35 e 22 códigos respectivamente para as situações 1 e 2 sem o uso da codificação BCH. Com o uso da codificação BCH (15,7), obtêm-se um ganho expressivo resultando em, aproximadamente, 140 e 90 códigos de Walsh para as situações 1 e 2 respectivamente.

Pode-se ainda melhorar o desempenho do sistema através da análise de um número maior de caminhos, isto é, trabalhando com uma maior diversidade. Como representado na figura (5.9), para uma diversidade $L_d=8$ (consequentemente o número de canais de propagação $L=8$), tomando-se a mesma probabilidade de erro de bit, $10^{-3,5}$, obtêm-se 55 e 35 códigos respectivamente para as situações 1 e 2 sem codificação e 170 e 110 códigos para as mesmas situações com uso de codificação. O aumento da quantidade de sinais combinados na recepção aumenta o desempenho do sistema. Porém para diversidades de valores maiores, os ganhos são cada vez menores, às expensas de um aumento na complexidade do receptor

Os programas utilizados para elaboração das curvas apresentadas nas figuras (5.7) e (5.8) e (5.9) se encontra no apêndice B.

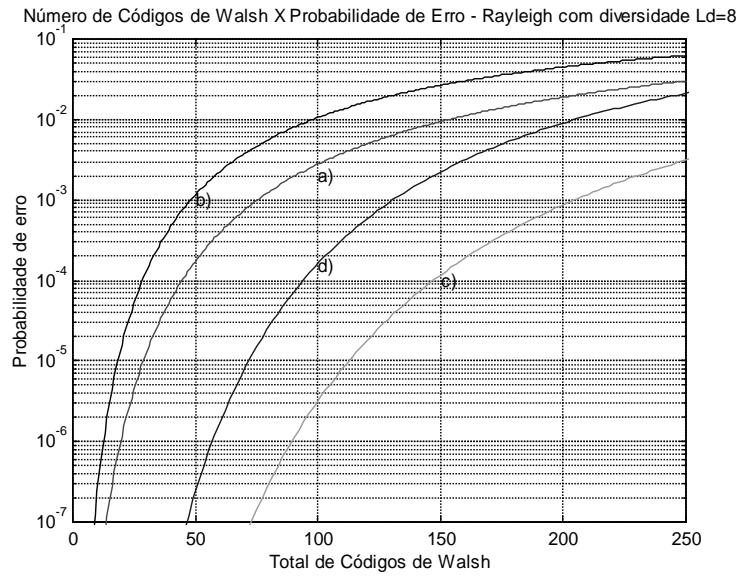


Figura 5.9 – Gráfico que relaciona número de códigos de Walsh x probabilidade de erro para canais com desvanecimento do tipo Rayleigh com diversidade $L_d=8$, onde: curva “a” – situação 1, sem códigos corretores; curva “b” – situação 2, sem códigos corretores; curva “c” – situação 1, com códigos corretores e curva “d” – situação 2, com códigos corretores.

5.3.3 - Canal com desvanecimento do tipo Rice

O modelo de canal com desvanecimento do tipo Rice para interface aérea pode ser dividido em duas componentes: uma componente fixa, também conhecida como componente especular do sinal e uma componente randômica, com o mesmo comportamento de um canal com desvanecimento do tipo Rayleigh.

Tem-se então que a resposta ao impulso para o m-ésimo canal do k-ésimo usuário da interface aérea modelada com desvanecimento do tipo Rice é dada por [1], [49]:

$$\begin{aligned}
 h_{km}(t) &= \sum_{q=1}^{L_{km}} \left(\alpha_{qkm} \delta(t - \tau_{qkm}) e^{j\psi_{qkm}} + \beta_{qkm} \delta(t - \tau_{qkm}) e^{j\phi_{qkm}} \right) \\
 &= \sum_{q=1}^{L_{km}} \left(\alpha_{qkm} e^{j\psi_{qkm}} + \beta_{qkm} e^{j\phi_{qkm}} \right) \delta(t - \tau_{qkm})
 \end{aligned} \tag{5.74}$$

onde α_{qkm} é a amplitude e ψ_{qkm} a fase da componente fixa do q-ésimo caminho, do m-ésimo canal do k-ésimo usuário do sistema; β_{qkm} e ϕ_{qkm} são variáveis aleatórias, onde β_{qkm} obedece a distribuição Rayleigh e ϕ_{qkm} é a fase uniformemente distribuída entre 0 e 2π . Nota-se também na equação anterior τ_{qkm} , q-ésimo atraso aleatório, varia entre 0 e o período de um bit de dados e possui o mesmo valor para as componentes especular e randômica num determinado caminho q em análise. L_{km} é o número de caminhos recuperáveis do canal m do usuário k.

Conforme visto α_{qkm} é a amplitude da componente fixa do sinal. Pode-se definir também $2\sigma_{qkm}^2$ como o valor médio quadrático da componente randômica do sinal para o q-ésimo caminho, do m-ésimo canal do k-ésimo usuário em análise. Com esses dois valores define-se $y_{qkm}^2 = \alpha_{qkm}^2 / 2\sigma_{qkm}^2$ que é uma medida da participação da componente especular em relação à randômica na formação do sinal recebido. O desenvolvimento do cálculo para a probabilidade de erro para um receptor em um canal com desvanecimento do tipo Rice segue a metodologia adotada em [49].

Se a razão y_{qkm}^2 se aproximar de zero, a componente especular do sinal é desprezível em comparação com a componente randômica e tem-se o modelo de desvanecimento do tipo Rayleigh. Em contra partida, se a razão $y_{qkm}^2 \gg 1$, significa que a componente randômica é praticamente nula em relação a componente especular, o que permite inicialmente uma aproximação do modelo por uma função de densidade gaussiana de média α_{qkm} e variância σ_{qkm}^2 e, no limite quando $\sigma_{qkm}^2 = 0$, a densidade é impulsiva.

Da mesma forma que para a modelagem do tipo Rayleigh, como o ganho β_{qkm} é suposto uma variável aleatória com distribuição gaussiana, pode-se escrever, sem perda de generalidade [1]:

$$\bar{\beta}_{qkm}^2 = \bar{\beta}_{qk1}^2 = \bar{\beta}_{qk}^2 \quad (5.75)$$

isto é, a média quadrática dos ganhos é igual para todos o m canais virtuais.

Tem-se também que todos os canais de um mesmo usuário possuem as mesmas condições de propagação entre o transmissor e o receptor, e assim $L_{km}=L_{k1}=L_1=L$, isto é, o número de caminhos existente é o mesmo para todos os m-canais do usuário k. Em outras palavras, todos os canais de um mesmo usuário são transmitidos pela mesma ERB e recebidos pelo mesmo terminal (do usuário) de forma que os caminhos experimentados pelos m-canais são os mesmos.

Modelo do Receptor

Seja o modelo do receptor, apresentado na figura (5.10) a seguir:

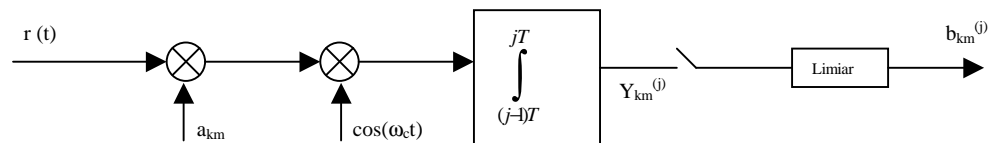


Figura (5.10) – Modelo do Receptor

Tem-se [1], [49]:

$$r(t) = \text{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} h_{km}(\tau) \tilde{S}_{km}(t - \tau) \exp(j\omega_c t) d\tau \right\} + n(t) \quad (5.76)$$

onde $h_{km}(t)$ é a resposta ao impulso do m-ésimo canal virtual e $\tilde{S}(t)$ é o envelope complexo de $S(t)$.

Substituindo-se na equação (5.76) a resposta ao impulso com desvanecimento tipo Rice, $h_{km}(t)$, dada pela equação (5.74) e substituindo-se também o envelope do sinal transmitido pelos K usuários pela equação (5.7), obtém-se:

$$\begin{aligned}
r(t) &= \text{Re} \left\{ \sqrt{2P} \int \sum_{-\infty}^{+\infty} \sum_{q=1}^{L_{km}} (\alpha_{qkm} \exp(j\psi_{qkm}) + \beta_{qkm} \exp(j\phi_{qkm})) \delta(t - \tau_{qkm}) \cdot \right. \\
&\quad \left. \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} a_{km}(t - \tau_{qkm}) b_{km}(t - \tau_{qkm}) \exp(j\omega_c(t - \tau_{qkm}) + j\theta_{qkm}) d\tau \right\} + n(t) \\
&= \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \sum_{q=1}^{L_{km}} (\alpha_{qkm} a_{km}(t - \tau_{qkm}) b_{km}(t - \tau_{qkm}) \cos(\omega_c t + \xi_{qkm}) + \\
&\quad + \beta_{qkm} a_{km}(t - \tau_{qkm}) b_{km}(t - \tau_{qkm}) \cos(\omega_c t + \phi_{qkm})) + n(t)
\end{aligned} \tag{5.77}$$

onde:

$$\begin{aligned}
\xi_{qkm} &= -\omega_c \tau_{qkm} + \theta_{qkm} + \psi_{qkm} \\
\phi_{qkm} &= -\omega_c \tau_{qkm} + \theta_{qkm} + \phi_{qkm}
\end{aligned}$$

Supondo que o receptor esteja preparado para demodular o primeiro caminho do primeiro canal virtual do primeiro usuário, todos os demais canais são vistos como interferência para o sistema [1] e [49]. Assim, pode-se escrever para o sinal na saída do integrador:

$$Y_{11}^{(j)} = \int_{(j-1)T}^{jT} r(t) a_{11}(t) \cos(\omega_c t) dt \tag{5.78}$$

Substituindo a equação (5.77) na (5.78), obtém-se:

$$\begin{aligned}
Y_{11}^{(j)} &= \int_{(j-1)T}^{jT} \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \sum_{q=1}^{L_{km}} \alpha_{qkm} a_{km}(t - \tau_{qkm}) b_{km}(t - \tau_{qkm}) \cos(\omega_c t + \xi_{qkm}) \cdot a_{11}(t) \cdot \cos(\omega_c t) dt + \\
&\quad + \int_{(j-1)T}^{jT} \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \sum_{q=1}^{L_{km}} \beta_{qkm} a_{km}(t - \tau_{qkm}) b_{km}(t - \tau_{qkm}) \cos(\omega_c t + \phi_{qkm}) \cdot a_{11}(t) \cdot \cos(\omega_c t) dt + \\
&\quad + \int_{(j-1)T}^{jT} n(t) a_{11}(t) \cos(\omega_c t) dt
\end{aligned} \tag{5.79}$$

Como foi suposto, que o receptor é capaz de recuperar coerentemente as fases ϕ_{qkm} e ξ_{qkm} e o atraso τ_{qkm} para o q-ésimo caminho, sem perda de generalidade, adota-se $\phi_{q11} = 0$, $\xi_{q11} = 0$ e $\tau_{q11} = 0$, o que fornece na saída do integrador, no instante jT :

$$\begin{aligned}
 Y_{11}^{(j)} = & (\alpha_{q11} + \beta_{q11}) \sqrt{\frac{PT^2}{2}} b_{11}^{(j)}(t) + \int_{(j-1)T}^{jT} n(t) a_{11}(t) \cos(\omega_c t) dt + \\
 & + \sqrt{\frac{P}{2}} \int_{(j-1)T}^{jT} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq 1, k=m=1}}^{L_{km}} (\alpha_{qkm} \cdot \cos(\xi_{qkm}) + \beta_{qkm} \cdot \cos(\phi_{qkm})) \cdot \\
 & \cdot a_{km}(t - \tau_{qkm}) b_{km}(t - \tau_{qkm}) \cdot a_{11}(t) dt
 \end{aligned} \tag{5.80}$$

Na equação (5.80), a primeira parcela representa o sinal de interesse recuperado, o segundo termo é o ruído térmico espalhado pela seqüência local ($a_{11}(t)$) e a terceira parcela é a interferência dos demais usuários sobre o sinal desejado. Esta terceira parcela pode ainda ser dividida em três componentes equivalentes as componentes vistas para os canais com desvanecimento do tipo Rayleigh.

Para Int_1 , deve-se considerar apenas as parcelas relativas aos múltiplos canais paralelos. Tem-se então para um mesmo usuário e mesmo caminho de propagação do sinal:

$$\begin{aligned}
 \text{Int}_1 = & \sqrt{\frac{P}{2}} \int_{(j-1)T}^{jT} \sum_{m=2}^{N_{kj}} (\alpha_{q1m} + \beta_{q1m}) a_{1m}(t) a_{11}(t) \cdot b_{1m}(t) dt \\
 = & \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{m=2}^{N_{kj}} (\alpha_{q1m} + \beta_{q1m}) b_{1m}^{(j)} \cdot \tilde{R}_{1m,11}(n_1', 0)
 \end{aligned} \tag{5.81}$$

para $q = 1, 2, \dots, L_k$.

onde $\tilde{R}_{1m,11}(n_1', 0)$ é a correlação cruzada entre os códigos dos canais paralelos, via caminho q tomado como referência, do usuário em questão e n_1' é a fase inicial da

seqüência PN usada pelo usuário 1. Esta correlação cruzada foi definida na equação (5.15).

Devido ao uso de códigos ortogonais para os canais paralelos de um mesmo usuário, mais uma vez, a correlação cruzada $\tilde{R}_{1m,11}(n_1', 0)$ é sempre igual a zero, conseqüentemente Int_1 também é igual a zero para canal com desvanecimento Rice.

Para Int_2 , considera-se a interferência multi-caminho, entre os canais paralelos do usuário 1, canais esses que estão sendo demodulados pelo receptor em questão, conforme segue:

$$Int_2 = \sqrt{\frac{P}{2}} \int_{(j-1)T}^{jT} \sum_{m=1}^{N_{1j}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq 1, k=m=1}}^{L_{1m}} (\alpha_{q1m} \cos(\xi_{q1m}) + \beta_{q1m} \cos(\varphi_{q1m})) a_{1m}(t - \tau_{q1m}) b_{1m}(t - \tau_{q1m}) a_{11}(t) dt \quad (5.82)$$

Da mesma forma que os canais anteriormente analisados, para calcular a parcela Int_2 , são estabelecidos os intervalos de integração da figura 5.3, o que fornece:

$$Int_2 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{m=1}^{N_{1j}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq 1, k=m=1}}^{L_{1m}} (\alpha_{q1m} \cos(\xi_{q1m}) + \beta_{q1m} \cos(\varphi_{q1m})) \cdot [b_{1m}^{(j-1)} R_{1m,11}(n_1', n_1', \tau) + b_{1m}^{(j)} \hat{R}_{1m,11}(n_1', n_1', \tau)] \quad (5.83)$$

onde

$$R_{1m,11}(n_1', n_1', \tau) = \int_{(j-1)T}^{\tau} a_{1m}(\tau + n_1' T_c - \tau) a_{11}(t + n_1' T_c) dt$$

$$\hat{R}_{1m,11}(n_1', n_1', \tau) = \int_{\tau}^{jT} a_{1m}(\tau + n_1' T_c - \tau) a_{11}(t + n_1' T_c) dt \quad (5.84)$$

são as correlações cruzadas parciais entre o código do primeiro canal do usuário 1 (caminho q), e os códigos dos demais canais paralelos e seus diversos caminhos.

Para Int_3 considera-se a interferência entre os multi-usuários do sistema, seus canais paralelos e múltiplos caminhos de propagação do sinal. A expressão a seguir permite calcular Int_3 :

$$Int_3 = \sqrt{\frac{P}{2}} \int_{(j-1)T}^{jT} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \sum_{q=1}^{L_{1m}} (\alpha_{qkm} \cos(\xi_{qkm}) + \beta_{qkm} \cos(\varphi_{qkm})) a_{km}(t - \tau_{qkm}) b_{km}(t - \tau_{qkm}) a_{11}(t) dt \quad (5.85)$$

Usando o mesmo raciocínio para o desenvolvimento de Int_2 , chega-se à seguinte expressão:

$$Int_3 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{m=1}^{N_{kj}} \sum_{q=1}^{L_{km}} (\alpha_{qkm} \cos(\xi_{qkm}) + \beta_{qkm} \cos(\varphi_{qkm})) \cdot [b_{km}^{(j-1)} R_{km,11}(n_k', n_l', \tau) + b_{km}^{(j)} \hat{R}_{km,11}(n_k', n_l', \tau)] \quad (5.86)$$

onde as correlações cruzadas parciais são as mesmas definidas na equação (5.18).

Determinação da Máxima Quantidade de Códigos de Walsh (Capacidade do Sistema) baseado na Qualidade Requerida pelos Serviços de Multimídia para canais com desvanecimento do tipo Rice.

Simplificando a equação (5.80), o sinal na saída do integrador para recepção do canal do usuário em análise é definido por:

$$Y_{11}^{(j)} = (\alpha_{q11} + \beta_{q11}) \sqrt{\frac{PT^2}{2}} b_{11}^{(j)} + Int_2 + Int_3 + N_j \quad (5.87)$$

com N_j igual a:

$$N_j = \int_{(j-1)T}^{jT} n(t) a_{11}(t) \cos(\omega_c t) dt \quad (5.88)$$

onde $(\alpha_{q11} + \beta_{q11}) \sqrt{\frac{PT^2}{2}} b_{11}^{(j)}$ é a parcela de interesse do sinal e as demais parcelas são interferências.

Seguindo o mesmo raciocínio anterior para as modelagens de desvanecimentos plano e Rayleigh, para se analisar as interferências causadas pelas demais usuários e pelo ruído térmico, deve-se calcular a variância de $Y_{11}^{(j)}$ da seguinte forma:

$$\text{Var}[Y_{11}^{(j)}] = \text{Var}[Int_2] + \text{Var}[Int_3] + \text{Var}[N_j] \quad (5.89)$$

A $\text{Var}[N_j]$ já foi calculada em (5.26) e resulta:

$$\text{Var}[N_j] = \sum_{i=0}^{L_s-1} a_{11}(k) \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} n(t) \cos(\omega_0 t) dt = N \left(0, \frac{N_0 T}{4} \right) \quad (5.90)$$

com a hipótese do comprimento da sequência L_s ser igual $N_c = T/T_c$, isto é, o comprimento da sequência é igual ao ganho de processamento.

O calculo de $\text{Var}[Int_2]$ resulta:

$$\text{Var}[Int_2] = E \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} (Int_2)^2 d\phi_i d\xi_i \right] - E^2 \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} Int_2 d\phi_i d\xi_i \right] \quad (5.91)$$

Novamente o segundo termo é igual a zero e dessa forma:

$$\begin{aligned}
\text{Var}[\text{Int}_2] &= E \left\{ \frac{1}{4\pi^2} \cdot \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{P}{2} \sum_{m=1}^{N_{lj}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq 1, k=m=1}}^{L_{lm}} (\alpha_{q1m} \cos(\xi_{q1m}) + \beta_{q1m} \cos(\varphi_{q1m}))^2 \cdot \right. \\
&\quad \cdot \left. \left[b_{lm}^{(j-1)} R_{lm,11}(n_1', n_1', \tau) + b_{lm}^{(j)} \hat{R}_{lm,11}(n_1', n_1', \tau) \right]^2 \cdot d\varphi_{q1m} d\xi_{q1m} \right\} = \\
&= \frac{PT^2}{4} \sum_{m=1}^{N_{lj}} \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq 1, k=m=1}}^{L_{lm}} (\alpha_{q1m}^2 + \beta_{q1m}^2) \cdot E \left\{ \frac{\left[b_{lm}^{(j-1)} R_{lm,11}(n_1', n_1', \tau) + b_{lm}^{(j)} \hat{R}_{lm,11}(n_1', n_1', \tau) \right]^2}{T^2} \right\}
\end{aligned} \tag{5.92}$$

Conforme visto, todos os canais paralelos de um mesmo usuário são afetados da mesma forma pelo meio (mesmos receptores e transmissores). Assim, pode-se escrever, sem perda de generalidade, que $\bar{\alpha}_{qkm}^2 = \bar{\alpha}_{qkl}^2 = \bar{\alpha}_{qk}^2 = \bar{\alpha}_1^2$, $\bar{\beta}_{qkm}^2 = \bar{\beta}_{qkl}^2 = \bar{\beta}_{qk}^2 = \bar{\beta}_1^2$ e $L_{km} = L_{kl} = L_k = L$ para $1 \leq m \leq N_{kj}$ e $1 \leq k \leq K$. Assim, usando a equação (5.29) tem-se:

$$\text{Var}[\text{Int}_2] = \frac{PT^2}{4} k^2 N_{lj} \cdot \left\{ \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq 1, k=m=1}}^{L_l} (\bar{\alpha}_{q1}^2 + \bar{\beta}_{q1}^2) \right\} \tag{5.93}$$

Com raciocínio análogo, pode-se calcular a variância da parcela Int_3 de interferência:

$$\text{Var}[\text{Int}_3] = \frac{PT^2}{4} k^2 \cdot \left\{ \sum_{k=2}^K N_{kj} \sum_{q=1}^{L_k} (\bar{\alpha}_{qk}^2 + \bar{\beta}_{qk}^2) \right\} \tag{5.94}$$

Somando-se as variâncias de Int_2 e de Int_3 e usando a simplificação das notações, pode-se escrever:

$$\begin{aligned}
\text{Var}[\text{Int}_2] + \text{Var}[\text{Int}_3] &= \frac{PT^2 k^2}{4} \cdot \left\{ N_{1j} \cdot \left(\sum_{\substack{q=1 \\ q \neq 1, k=m=1}}^{L_1} (\bar{\alpha}_{q1}^2 + \bar{\beta}_{q1}^2) \right) + \sum_{k=2}^K N_{kj} \cdot \left(\sum_{q=1}^{L_k} (\bar{\alpha}_{qk}^2 + \bar{\beta}_{qk}^2) \right) \right\} = \\
&= \frac{PT^2 k^2}{4} \cdot \left\{ N_{1j} \cdot \sum_{q=1}^{L_1} (\bar{\alpha}_{q1}^2 + \bar{\beta}_{q1}^2) - N_{1j} (\bar{\alpha}_{11}^2 + \bar{\beta}_{11}^2) + \sum_{k=2}^K N_{kj} \cdot \sum_{q=1}^{L_k} (\bar{\alpha}_{qk}^2 + \bar{\beta}_{qk}^2) \right\} = \\
&= \frac{PT^2 k^2}{4} \cdot \left\{ \sum_{k=1}^K N_{kj} \cdot \sum_{q=1}^L (\bar{\alpha}_q^2 + \bar{\beta}_q^2) - N_{1j} (\bar{\alpha}_1^2 + \bar{\beta}_1^2) \right\} = \\
&= \frac{\bar{E}_b T k^2}{4} \{ M \cdot L - N_{1j} \}
\end{aligned} \tag{5.95}$$

Sendo $\bar{E}_b = (\bar{\alpha}_1^2 + \bar{\beta}_1^2)PT$ a energia média por bit do sinal recebido via o q -ésimo caminho e $M = \sum_{k=1}^K N_{kj}$, a quantidade de códigos de Walsh (canais virtuais) do sistema em análise. Sendo ainda $L = \sum_{q=1}^L (\bar{\alpha}_q^2 + \bar{\beta}_q^2) / (\bar{\alpha}_1^2 + \bar{\beta}_1^2)$, a somatória normalizada das médias quadráticas dos ganhos das partes especular e randômica (em relação ao l -ésimo caminho tomado como referência) dos L caminhos percorridos pelo sinal. Sendo a parcela de interesse do sinal recebido, $(\alpha_{q11} + \beta_{q11}) \sqrt{\frac{PT^2}{2}} b_{11}^{(j)}$, a potência do mesmo é

$$(\bar{\alpha}_1^2 + \bar{\beta}_1^2) \frac{PT^2}{2} = \frac{T \bar{E}_b}{2}.$$

Dessa forma, o valor médio da relação sinal – ruído é:

$$\begin{aligned}
\bar{\gamma}_b &= \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{T \bar{E}_b}{2}}{\frac{T \bar{E}_b k^2 M}{4} \cdot \left[L - \frac{N_{1j}}{M} \right] + \frac{N_0 T}{4}} \\
&= \frac{1}{k^2 M \cdot \left[L - \frac{N_{1j}}{M} \right] + \frac{N_0}{\bar{E}_b}}
\end{aligned} \tag{5.96}$$

e a partir da expressão (5.29):

$$\bar{\gamma}_b = \left[\frac{2}{3} \frac{M}{N_c} \cdot \left(L - \frac{N_{lj}}{M} \right) + \frac{N_0}{\bar{E}_b} \right]^{-1} \quad (5.97)$$

Considerando-se $M.L \gg N_{lj}$, tem-se:

$$\bar{\gamma}_b \approx \left[\frac{2}{3} \frac{ML}{N_c} + \frac{N_0}{\bar{E}_b} \right]^{-1} \quad (5.98)$$

Analogamente as modelagens anteriores, pode-se acrescentar à equação (5.98) um fator α de atividade de apresentação de um documento de multimídia (definido em (5.33)):

$$\bar{\gamma}_b \approx \left[\frac{2ML}{3N_c} \alpha + \frac{N_0}{\bar{E}_b} \right]^{-1} \quad (5.99)$$

Com o objetivo de se calcular o valor máximo para M (quantidade de códigos de Walsh máxima no sistema), as expressões para o cálculo da probabilidade de erro (BER) para um receptor coerente sem diversidade num canal modelado com desvanecimento do tipo Rice [49], são dadas por:

$$P_{el} = P_{el}(\bar{\gamma}_b) = Q(u, w) - \frac{1}{2} \left[1 + \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1 + \bar{\gamma}_b}} \right] \cdot \exp\left(-\frac{u^2 + w^2}{2}\right) I_0(uw) \quad (5.100)$$

onde

$$u = \sqrt{\frac{y^2 [1 + 2\bar{\gamma}_b - 2\sqrt{\bar{\gamma}_b(1 + \bar{\gamma}_b)}]}{2(1 + \bar{\gamma}_b)}} \quad (5.101)$$

$$w = \sqrt{\frac{y^2 [1 + 2\bar{\gamma}_b + 2\sqrt{\bar{\gamma}_b(1 + \bar{\gamma}_b)}]}{2(1 + \bar{\gamma}_b)}}$$

e $Q(u, w)$ é a função de Marcum (Marcum Q-function), definida em [1], [49]:

$$Q(u, w) = \exp\left(-\frac{u^2 + w^2}{2}\right) \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{u}{w}\right)^n I_n(uw) \quad (5.102)$$

onde $I_n(x)$ é a função de Bessel de ordem n de x .

Para um receptor coerente, com diversidade L_d , num canal modelado com desvanecimento do tipo Rice, a probabilidade de erro é [49]:

$$P_{eL} = P_{eL}(\bar{\gamma}_b) = P_{e1} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1 + \bar{\gamma}_b}} \cdot \sum_{q=2}^{L_d} \binom{2q-2}{q-1} \cdot \left(\frac{1}{4 + 4\bar{\gamma}_b}\right)^{q-1} \cdot \exp\left(-\frac{\bar{\gamma}_b H}{1 + \bar{\gamma}_b}\right) \cdot F\left(\frac{1}{2}, q; \frac{-H}{1 + \bar{\gamma}_b}\right) \quad (5.103)$$

onde H é definido por: $H = \sum_{j=1}^q y^2$, com $y^2 = \frac{\alpha^2}{2\sigma^2}$ e $F(a, c; z)$ é a função de confluência hipergeométrica definida por:

$$F(a, c; z) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(a)_n}{(c)_n} \frac{z^n}{n!} \quad \text{com} \quad (b)_n = \frac{\Gamma(b+n)}{\Gamma(b)} \quad (5.104)$$

onde $\Gamma(x)$ é a função gamma de x .

Da mesma forma que para o canal com desvanecimento do tipo Rayleigh, L_d é a diversidade do receptor que pode ser diferente de L que é o número de caminhos percorridos pelo sinal no canal. Deve-se ter também $L_d \leq L$.

Conforme visto nas modelagens do canal de desvanecimento plano e canal com desvanecimento do tipo Rayleigh para documentos de multimídia, tem-se que BER_{mult} é a BER requerida para fornecer a qualidade de apresentação desejada, que pode ser calculada conforme a equação (5.36).

Pode-se então calcular o número máximo de códigos de Walsh durante o intervalo I_j , da forma apresentada na equação (5.72) repetida aqui por conveniência:

$$M^{(k)} = \frac{3N_c}{2\alpha L} \left[\frac{1}{p_e^{-1} \left\{ 10^{\left(\frac{BER_{mult}}{10} \right)} \right\}} - \frac{N_0}{\bar{E}_b} \right]$$

Verifica-se também nos canais com desvanecimento do tipo Rice que $M^{(k)}$ cresce a medida que BER_{mult} cresce, isto é, a medida que qualidade de apresentação decresce.

Pode-se calcular, analogamente ao caso anterior, vide equação (5.73), \bar{M}_{max} , que representa a mínima quantidade de códigos de Walsh que atenda a BER_{mult} dos K usuários do sistema, com o objetivo de manter a QoS:

$$\bar{M}_{max} = \min \left\{ \frac{3N_c}{2\alpha_{max} L_{max}} \left[\frac{1}{p_e^{-1} \left\{ 10^{\left(\frac{BER_{mult}}{10} \right)} \right\}} - \frac{N_0}{\bar{E}_{b,min}} \right] \right\}; 1 \leq k \leq K$$

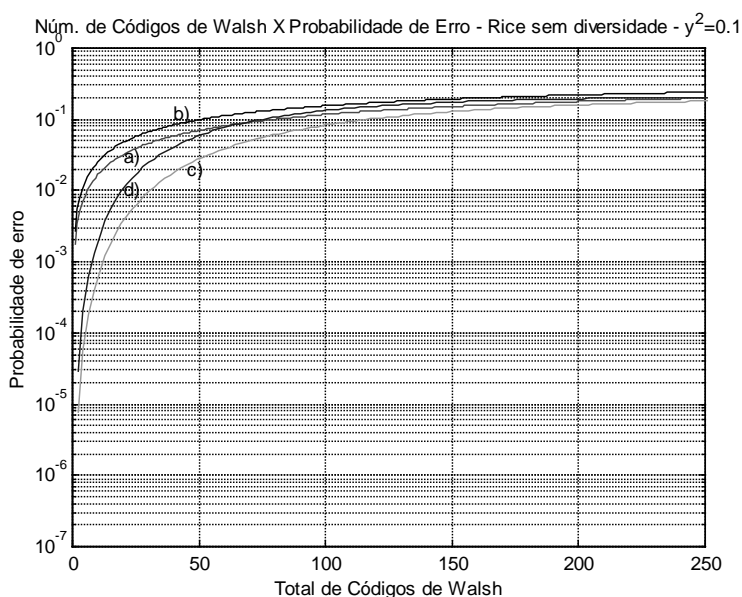
onde $M^{(k)}$ é o número de códigos de Walsh por usuário k , calculado com: $\alpha_{max} = \max[\alpha^{(k)}]$ para $1 \leq k \leq K$ que é o maior fator de atividade de apresentação por usuário; $L_{max} = \max[L^{(k)}]$ para $1 \leq k \leq K$ é a maior diversidade por usuário e $\bar{E}_{b,min} = \min[\bar{E}^{(k)}]$ $1 \leq k \leq K$ é a mínima energia usada no sinal (por bit) enviada para o usuário k .

Aplicação do Modelo

Tomando o mesmo exemplo utilizado para as modelagens anteriores, para que se possa comparar o desempenho, seguem as curvas que mostram a quantidade de códigos de Walsh em relação a probabilidade de erro de bit para o canal com desvanecimento do tipo Rice, com e sem diversidade.

Os parâmetros utilizados nesse exemplo são os mesmos dos modelos anteriores para as situações 1 (voz e vídeo com mesmo fator de atividade) e 2 (vídeo com maior fator de atividade que a voz).

Para elaboração dessas curvas, calcula-se $\bar{\gamma}_b$ (valor médio da relação sinal ruído) em função de M. Para o caso sem diversidade, utiliza-se então o valor obtido para calcular a probabilidade de erro com uso da equação (5.100). Apresentar-se-á no gráfico a seguir, a relação entre a quantidade de códigos de Walsh e a probabilidade de erro de bit para as situações 1 e 2 sem o uso de códigos corretores de erro (“curva a”) – situação 1 e “curva b”) – situação 2) e com uso de códigos corretores de erro BCH (15,7) (“curva c”) – situação 1 e “curva d”) – situação 2). Essas curvas estão apresentadas para 4 valores de γ^2 (0.1, 1, 4 e 9), que exemplificam diferentes proporções entre as componentes especular e randômica do modelo com desvanecimento Rice.



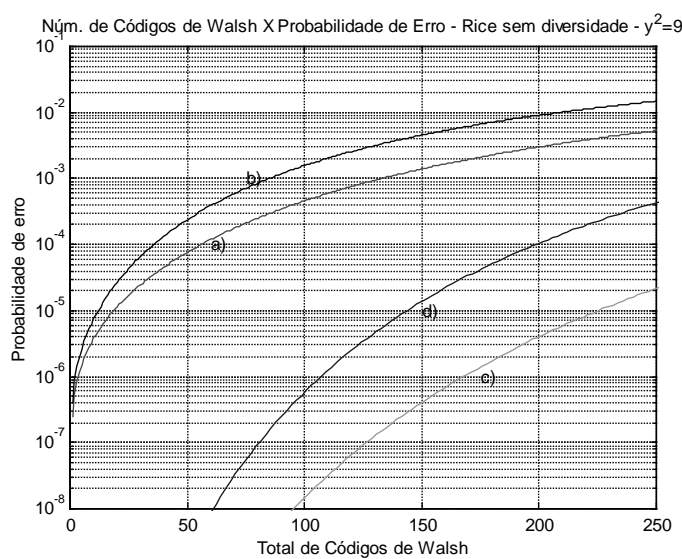
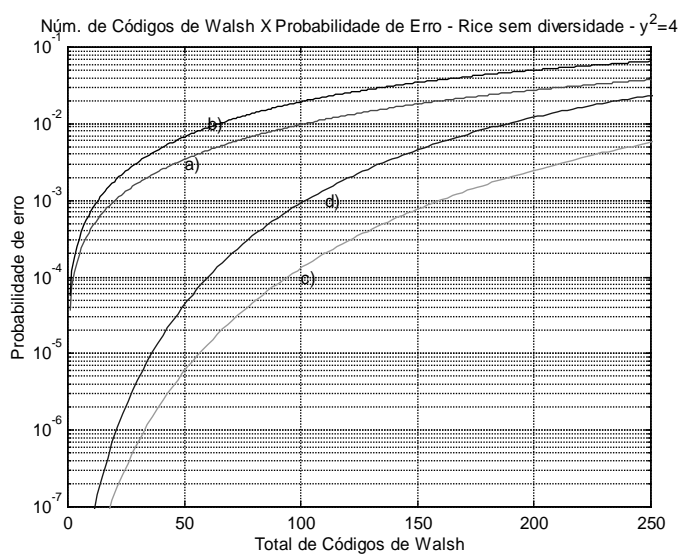
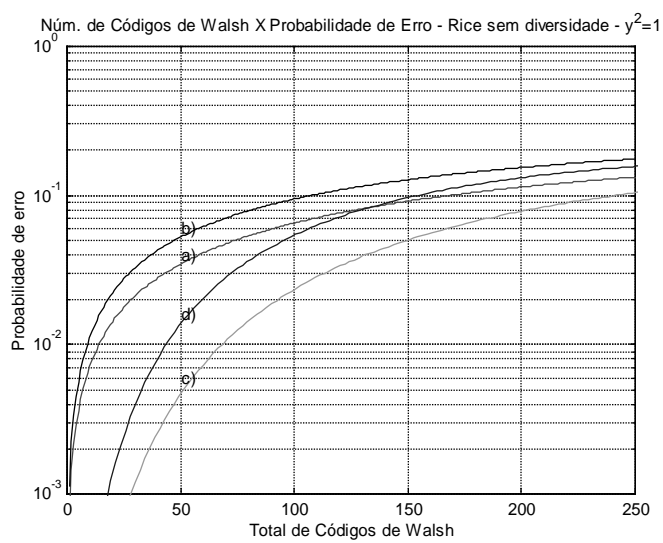
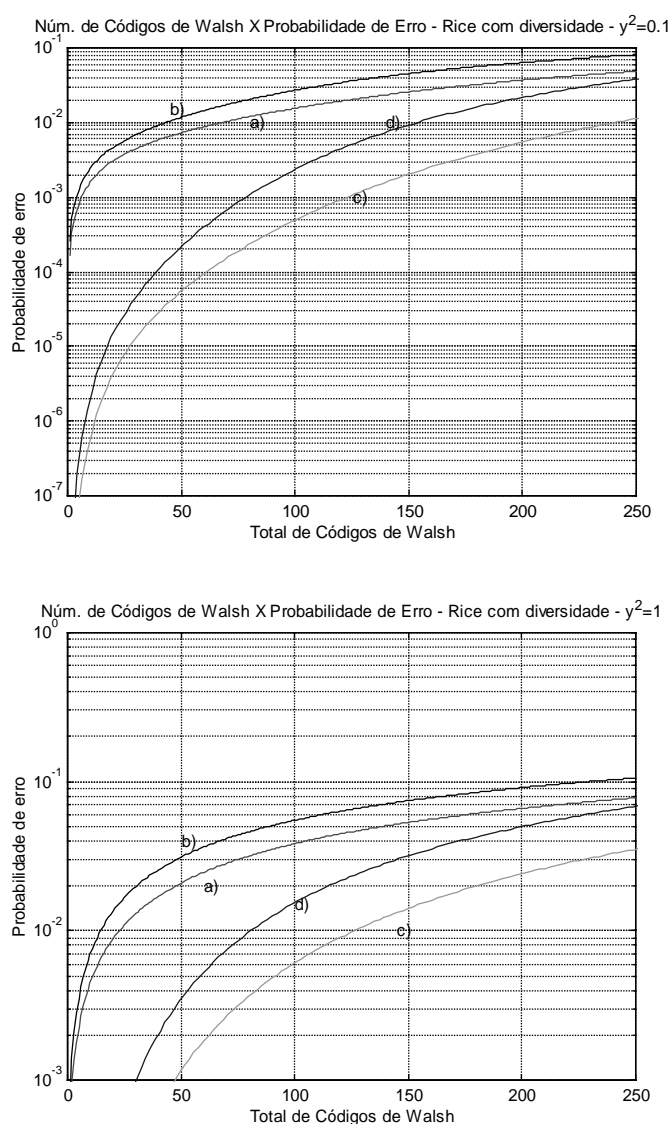


Figura 5.11 – Gráfico que relaciona número de códigos de Walsh x probabilidade de erro para canais com desvanecimento do Tipo Rice, sem diversidade, com diferentes valores de γ^2 , onde: curva “a” – situação 1, sem códigos corretores; curva “b” – situação 2, sem códigos corretores; curva “c” – situação 1, com códigos corretores e curva “d” – situação 2, com códigos corretores.

Para concluir a análise do modelo Rice, verificar-se a seguir o desempenho com diversidade. São apresentadas as curvas da relação entre a quantidade de códigos de Walsh e a probabilidade de erro de bit, com e sem codificação corretora de erro, para valores diferentes de γ^2 (0.1, 1, 4 e 9). O receptor utilizado possui diversidade $L_d=4$.



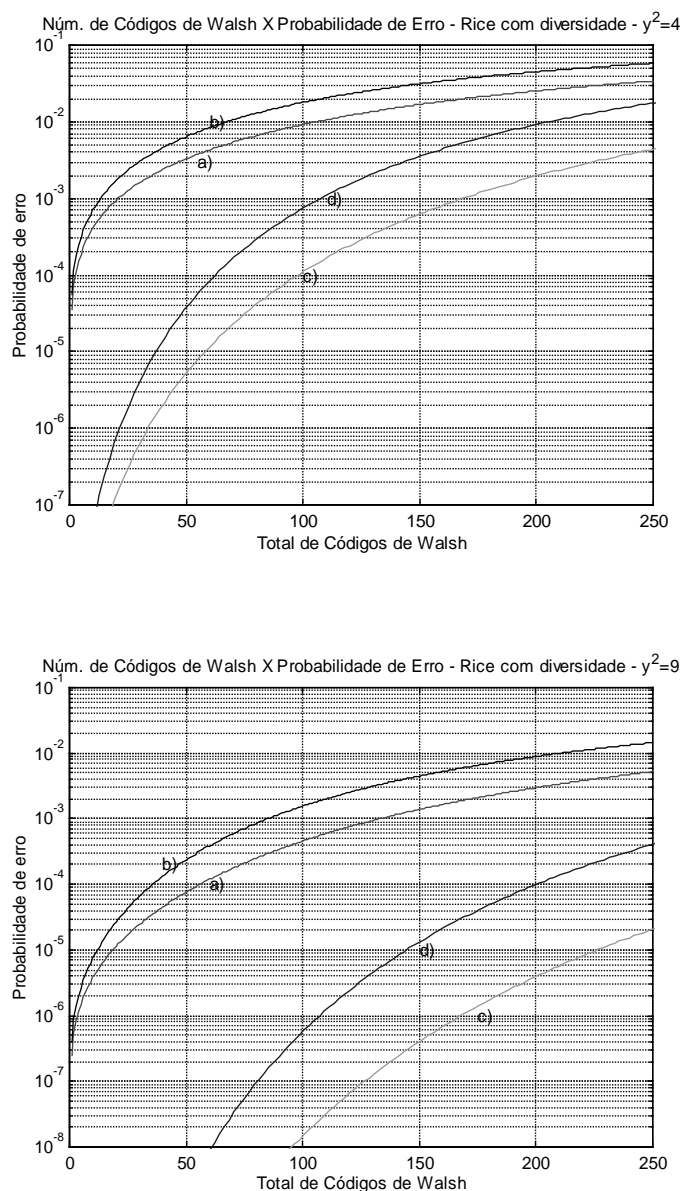


Figura 5.12 – Gráfico que relaciona número de códigos de Walsh x probabilidade de erro para canais com desvanecimento do Tipo Rice, com diversidade ($L_d=4$), com diferentes valores de y^2 , onde: curva “a” – situação 1, sem códigos corretores; curva “b” – situação 2, sem códigos corretores; curva “c” – situação 1, com códigos corretores e curva “d” – situação 2, com códigos corretores.

É importante notar no modelo de desvanecimento do tipo Rice, que para um receptor sem diversidade, à medida que se aumenta o valor de y^2 , isto é, da influência da parte especular no sinal como um todo, há uma melhora no desempenho do sistema. Isso

ocorre para um receptor sem diversidade, pois com o aumento da parte especular em relação a parte randômica do sinal, parte esta que possui resposta aleatória ao impulso e variante no tempo, o receptor passa a ter em sua entrada uma amostra do sinal menos interferida pelo canal, de forma que possibilita menores taxas de erro na recepção.

Para receptores com diversidade e valores de $y^2 \geq 1$, onde a componente especular passa a ser maior que a randômica, ocorre uma melhora no desempenho do sistema com o crescimento de y^2 . É importante também observar que, nessa situação, a influência da diversidade no desempenho do sistema é cada vez menor, fato este que é justificado pela presença mais forte da componente especular (linha de visada) em relação a randômica, isto é, altas relações sinal-ruído.

Como já comentado no início da descrição do modelo Rice, fazendo-se y^2 tender a zero, o mesmo se transforma no modelo Rayleigh, uma vez que se desconsidera a presença da componente especular. Na figura 5.13 esse fato é verificado (comparar com a figura 5.8)

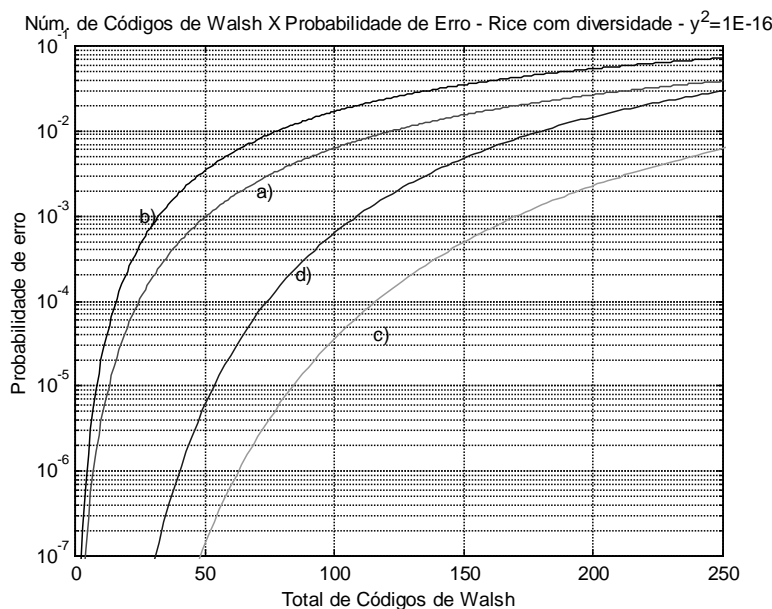


Figura 5.13 – Gráficos que Relacionam Número de Códigos de Walsh x Probabilidade de Erro para canais com Desvanecimento do Tipo Rice com Diversidade e y^2 tendendo a zero.

Os programas utilizados para elaboração das curvas apresentadas nas figuras 5.11, 5.12 e 5.13 se encontram no apêndice B.

A tabela 5.1 compara os vários resultados para uma probabilidade de erro de bit $10^{-3,5}$ ($3,1 \times 10^{-4}$) proposta para os objetos de multimídia do exemplo em questão.

Modelagem	Situação 1		Situação 2	
	sem codificação	com codificação	sem codificação	com codificação
Desvanecimento Plano	85	210	55	130
Desvanecimento Rayleigh; $L_d=4$ ⁽¹⁾	35	140	22	90
Desvanecimento Rice; sem diversidade e $\gamma^2=4$ ⁽²⁾	10	125	5	75
Desvanecimento Rice; com diversidade $L_d=4$ e $\gamma^2=4$ ⁽³⁾	12	127	7	80

Tabela 5.1 – Tabela comparativa das modelagens analisadas

- (1) A modelagem Rayleigh necessita de diversidade para o seu possível uso, pois as capacidades obtidas sem diversidade são muito pequenas, mesmo com emprego de códigos corretores.
- (2) A modelagem Rice, sem diversidade e $\gamma^2=4$ foi tabelada como um possível exemplo do caso de se ter visada direta. Observa-se aqui, no entanto, a necessidade do emprego de códigos corretores para o seu uso.
- (3) Observa-se na modelagem Rice com diversidade e $\gamma^2=4$, um comportamento muito similar ao anterior (Rice sem diversidade), conforme já explanado no texto.

Da tabela 5.1 conclui-se ser possível garantir uma taxa mínima, com emprego de códigos corretores BCH(15,7), de 75 vezes a taxa básica nas modelagens simuladas. Um sistema com largura de banda $W= 5,0$ MHz, conservando o mesmo ganho de processamento empregado no IS-95, permitiria uma taxa mínima de 2,88 Mbps para os usuários da célula, para atender uma $BER_{mult}=10^{-3,5}$.

Evidentemente pode-se empregar códigos corretores mais eficientes para se obter melhores resultados.

CAPÍTULO 6

Conclusões

Essa dissertação apresentou um estudo de técnicas que permitem a manutenção do sincronismo na transmissão de documentos de multimídia, para que seja mantida a QoS durante esse processo. Foram apresentadas também técnicas para que seja feita a alocação dinâmica de recursos da interface aérea para aumento do desempenho no atendimento de sistemas multi-usuário, bem como foram analisadas as limitações existentes, relacionando a quantidade de códigos de Walsh disponíveis com a probabilidade de erro de bit dos documentos de multimídia.

As técnicas apresentadas aqui constituem uma proposta bastante recente para atendimento de sistemas celulares de terceira geração, portanto ainda não foram implementadas na prática, e por explorarem conceitos inovadores e possibilidades de ganhos de desempenho em relação as tecnologias utilizadas para os sistemas de segunda geração, a opção pelo estudo é plenamente justificada.

Foram comentadas no capítulo 2 propostas para atendimento dos requisitos básicos para os sistemas de terceira geração, requisitos esses definidos pelo IMT2000. A utilização de técnicas de espalhamento espectral em sistemas de comunicação móvel constituem-se nas mais adequadas técnicas para otimização da banda disponível juntamente com a possibilidade de atendimento de serviços de banda larga. Como justificado também no capítulo 2, dentre as técnicas existentes que se utilizam de espalhamento espectral, a que foi adotada para o desenvolvimento dessa dissertação foi a técnica que implementa Múltiplos Canais Paralelos (MC). Como apresentado, essa técnica possibilita um maior compromisso no atendimento de usuários tanto de baixas como de altas taxas de transmissão, além de facilitar a migração dos sistemas CDMA de segunda geração.

No capítulo 3 foi apresentada a OCPN, que se constitui numa ferramenta que permite construir um banco de dados formado por objetos de multimídia e estabelecer nesse as relações temporais necessárias à reprodução e manutenção do sincronismo. Foi mostrada também a estrutura de um banco de dados, de forma que se possa otimizar o processo de recuperação e transmissão de um documento de multimídia. Apresentaram-se também os tempos de intermídia, isto é, os tempos que relacionam objetos que compõe um determinado documento de multimídia, os quais são fundamentais na manutenção do sincronismo, como por exemplo num vídeo fone, para que não se tenha o efeito de “escorregamento dos lábios”. Foram apresentados algoritmos que possibilitam a coordenação do processo de reprodução de um objeto do banco de dados (“Algoritmo para Reprodução de Dados”); o estabelecimento dos instantes máximo de início da reprodução para manutenção da QoS (“Serialize-Net-Algorithm”); o controle de atrasos no processo de transmissão na rede (“Net-Control-Time-Algorithm”) e, finalmente, o controle de ocupação nos “buffers” que são responsáveis pelo processo de re-sincronização de eventuais atrasos e objetos de transmissão simultânea (“Buffer-Count-Algorithm”).

Após a apresentação dessa ferramenta utilizada para gerar parâmetros que possibilitam o processo de sincronismo, foram apresentadas, no capítulo 4, técnicas que permitem a alocação dinâmica de recursos da interface aérea para a transmissão de objetos de multimídia. As ferramentas apresentadas no capítulo 3 são suficientes para o sincronismo no processo de transmissão na parte cabeada da rede, isto é, na parte que interconecta os servidores de multimídia, via centrais de comutação, às ERBs do sistema. Ao chegar na ERB, o documento multimídia deve ser alocado na interface aérea de forma que não sejam criados atrasos que possam comprometer a QoS. Esse processo foi objeto do capítulo 4.

Dessa forma, no capítulo 4, foram apresentadas situações onde a capacidade disponível para transmissão numa determinada ERB é inferior ao requerido pelos documentos de multimídia dos usuários na área de cobertura dessa ERB. Introduziu-se o conceito de “coeficiente de confiabilidade”, coeficiente esse que permite determinar a diminuição

máxima da taxa dos documentos transmitidos, sem contudo comprometer a QoS. O exemplo apresentado na aplicação do modelo no capítulo 4, mostra situações onde: a capacidade disponível é maior que a requerida, o que permite a transmissão sem qualquer tipo de degradação; a capacidade disponível é inferior a requerida, mas realizando descartes dentro dos limites do coeficiente de confiabilidade, pode-se atender a transmissão de todos os documentos sem degradação da QoS e, por último, uma situação onde a capacidade requerida era bem inferior à disponível, quando então, mesmo com os descartes dentro dos limites do coeficiente de confiabilidade, não foi possível atender a solicitação. Com isso, nessa última situação, foram atribuídos prioridades aos objetos de forma que novos coeficientes de confiabilidade pudessem ser calculados para adequação entre as capacidades requeridas e disponíveis. Foi importante verificar que nessa última situação houve perda na QoS dos objetos.

Após a apresentação do processo de sincronismo no capítulo 3 e do processo de alocação dinâmica de recursos no capítulo 4, para completar a transmissão, tratou-se de como a capacidade disponível na interface aérea varia de acordo com as taxas dos documentos a serem transmitidos e a BER necessária para atender a QoS das mesmas; essa análise foi objeto do capítulo 5.

A técnica discutida nessa dissertação para possibilitar a transmissão de documentos de banda larga foi a técnica de múltiplos canais paralelos, que prevê a alocação de mais de um canal simultâneo de taxa básica para um determinado usuário com o objetivo de atender a maiores taxas. O capítulo 5 tratou da modelagem de um sistema multi-usuário para três tipos diferentes de canal na interface aérea: canais com desvanecimento plano, canais com desvanecimento de tipo Rayleigh e canais com desvanecimento do tipo Rice.

O modelo com desvanecimento plano é um modelo onde o sinal é corrompido apenas pela adição do ruído branco e também não há dependência da diversidade, pois a propagação do sinal nesse canal se dá por um único caminho. No modelo de desvanecimento Rayleigh, o canal possui respostas aleatórias ao impulso variantes no tempo, há a propagação por multi-caminhos e portanto há dependência da diversidade.

Os canais com desvanecimento do tipo Rice, são formados por uma componente especular e uma randômica, possuem também respostas aleatórias ao impulso variantes no tempo, há dependência da diversidade e da participação da componente especular em relação a randômica no canal ($y^2 = \alpha^2 / 2\sigma^2$).

Para esses três modelos de canal, foram obtidas as relações entre a quantidade de códigos de Walsh e a probabilidade de erro de bit para documentos de multimídia num sistema multi-usuário. Notou-se que para uma dada probabilidade de erro de bit, há uma limitação na quantidade máxima de códigos de Walsh disponíveis para o sistema, de forma que se essa não for suficiente para a capacidade total requerida, num determinado intervalo de tempo, será necessário o descarte de SIUs dos objetos a serem transmitidos, conforme visto no capítulo 4. Na aplicação do modelo, foram utilizados os mesmos dados para os três tipos de canais de forma que se pudesse comparar o desempenho desses. Para todas as situações foram obtidas curvas (Número de Códigos de Walsh x Probabilidade de Erro de Bit) com e sem uso da codificação corretora de erros BCH (15,7).

Comparando as curvas obtidas para os canais com desvanecimento plano e Rayleigh, nota-se que há uma perda muito grande no desempenho do Rayleigh sem diversidade em relação ao canal com desvanecimento plano. Isso pode ser explicado, devido ao uso de uma modelagem randômica para o canal do tipo Rayleigh, o que no caso sem diversidade, devido ao tratamento de apenas uma amostra do sinal randômico, aumenta a taxa de erro na recepção. Com o uso de diversidade nos canais do tipo Rayleigh, observa-se uma melhora do desempenho à medida que cresce a diversidade, uma vez que o receptor faz uma combinação de caminhos diferentes do sinal transmitido para se obter uma cópia mais confiável do mesmo. Há limitações no crescimento da diversidade do receptor devido principalmente a complexidade do mesmo e aos pequenos ganhos para diversidades altas. Foram obtidas aqui curvas para diversidades iguais a 4 e 8 para canais do tipo Rayleigh. Como exemplo comparativo, que justifique o que foi comentado, entre os canais com desvanecimento plano e com desvanecimento do tipo Rayleigh, na situação 1 do exemplo apresentado com codificação corretora de erro BCH (15,7), verifica-se a quantidade de códigos de Walsh para uma probabilidade de erro de

bit igual a $10^{-3,5}$, obtendo-se aproximadamente: 210 códigos para o canal com desvanecimento plano; 140 códigos para o Rayleigh com diversidade $L=4$ e 170 códigos para o Rayleigh com diversidade $L=8$.

Nos canais com desvanecimento plano, foram verificadas também as limitações causadas pela presença de ruído térmico (igual a 7 dB), que nos cálculos iniciais havia sido desprezado. Embora essa seja muito menor que a interferência de multi-usuário (MAI), constitui-se num fator que limita as probabilidades de erro. Por exemplo, para obtenção de probabilidade de erro de bit de 10^{-9} (transmissão de dados) são necessários códigos corretores de erro mais robustos que o BCH (15,7) utilizado nessa dissertação, como pôde ser verificado na figura 5.5 b. Essa limitação se aplica também aos canais tipos Rayleigh e Rice.

Para canais com desvanecimento do tipo Rice, analisou-se o comportamento com a variação de y^2 , que é razão que exprime a participação da componente especular (visada direta) em relação a componente randômica (componente de Rayleigh). Para a situação sem diversidade, observou-se uma melhora contínua no desempenho do sistema à medida que y^2 é aumentado. Esse fato se justifica pelo fato de que um receptor sem diversidade possui limitações para lidar com sinais randômicos cujas respostas ao impulso são aleatórias e variantes no tempo, de forma que com a diminuição da participação da componente randômica, observou-se uma melhora do sistema.

Para receptores com diversidade e valores de $y^2 \geq 1$, ocorre uma melhora no desempenho do sistema com o crescimento de y^2 . Para esses valores, observou-se também que não existem ganhos expressivos em comparação ao sistema com receptores sem diversidade, fato este justificado pela maior presença da componente especular do sinal (visada direta).

A tabela 5.1 apresentou os resultados comparativos dos três tipos de canais analisados, donde se concluiu que com emprego da codificação BCH(15,7), pode-se garantir, para uma $BER_{mult}=10^{-3,5}$, uma taxa mínima de 75 vezes a taxa básica do sistema.

Para estudos futuros podem ser desenvolvidas soluções para as limitações do modelo OCPN apresentado neste trabalho, onde pode-se destacar: a não definição de considerações espaciais para os objetos de multimídia, isto é no modelo adotado não existem parâmetros que definam a posição de uma imagem na tela (pode haver mais de uma imagem em uma determinada tela); a dinâmica de editoração, combinação de objetos de multimídia e atualização de documentos é muito complexa uma vez que há necessidade de alterações no banco de dados fonte. Para buscar soluções para essas limitações, a literatura apresenta a sugestão de incluir parâmetros espaciais aos parâmetros de uma OCPN e buscar redefinição para os bancos de dados a partir de orientação a objetos.

Complementando ainda as sugestões futuras relativas a OCPN, pode-se estabelecer um protocolo que preveja a negociação da QoS entre a aplicação e os mecanismos de acesso, prevendo também controle de ocupação nos buffers.

Como sugestões futuras relativas as técnicas de alocação de banda na interface aérea, pode-se buscar o uso de codificadores corretores de erros mais eficientes, de forma a se obter melhores desempenhos nos sistemas descritos. Buscar também a análise de sistemas híbridos, com implementação de técnicas de multi-taxa diferentes, como descrito no capítulo 2; por exemplo, sistemas com múltiplos canais (MC) conjugado com multi-modulação (MM).

Ainda como sugestão de futuros trabalhos fica a análise dos resultados obtidos para um sistema multi-celular, pois a modelagem tratada nessa dissertação para análise da capacidade do sistema, isto é, do número máximo de códigos para uma dada probabilidade de erro de bit, se baseia num sistema unicelular, multi-usuário, onde se tenha um perfeito controle de potência no link. Portanto, o desenvolvimento é feito para o link direto (ERB-Móvel).

Porém, nos sistemas de terceira geração, há propostas para se criar um controle de potência mais otimizado para o link reverso, através da inserção de bits de controle de potência, diminuindo o “atraso de loop” existente no controle do IS 95. Essa inserção de

bits de controle de potência no link reverso, torna-se viável devido à existência de um piloto associado ao canal reverso, o que também permitirá a ERB a execução de uma demodulação coerente dos sinais recebidos, reduzindo a relação sinal-ruído requerida. Dessa forma, a modelagem dessa dissertação, poderá ser aplicada também no link reverso, estabelecendo-se múltiplos canais (Móvel-ERB), atendendo assim maiores taxas de transmissão. Com o fechamento da proposta dos sistemas de terceira geração é importante uma análise detalhada das limitações nos links direto e reverso num sistema multicelular.

APÊNDICES

Apêndice A – Programas para Resolução no Matlab 5.0 de Equações não Lineares de Otimização da Capacidade de Transmissão

Capítulo 4 – Simulação para Otimização de Capacidade Alocada

%OTIMIZAÇÃO DE BANDA - PRIMEIRO INSTANTE;

```
clear
```

```
%x(1)=PERCENTUAL DE BANDA DO VÍDEO(1,2) A SER DECREMENTADA;
```

```
%x(2)=PERCENTUAL DE BANDA DO VÍDEO(2,1) A SER DECREMENTADA;
```

```
%x(3)=PERCENTUAL DE BANDA DO ÁUDIO(2,1) A SER DECREMENTADA;
```

```
%CAPACIDADE DO CANAL = 4,5M = C;
```

```
%BANDA REQUERIDA VÍDEO(1,2) = 2,5M = 0,55C;
```

```
%BANDA REQUERIDA VÍDEO(2,1) = 2,5M = 0,55C;
```

```
%BANDA REQUERIDA ÁUDIO(2,1) = 32K = 0,007C;
```

```
%BANDA REQUERIDA TOTAL = 5,032M = 1,107C;
```

```
%BANDA DISPONÍVEL NESTE INSTANTE = 4,5M = C;
```

```
%BANDA A SER DECREMENTADA NOS OBJETOS = 0,107C = 481500;
```

```
%Coeficiente de confiabilidade do VÍDEO(1,2)= W1 = 0,9;
```

```
%Coeficiente de confiabilidade do VÍDEO(2,1)= W2 = 0,9;
```

```
%Coeficiente de confiabilidade do ÁUDIO(2,1)= W3 = 0,98;
```

```
W1=0.9;
```

```
W2=0.9;
```

```
W3=0.98;
```

```
%função a ser minimizada;
```

```
funf='f=(x(1)-x(2))^2+(x(1)-x(3))^2+(x(2)-x(3))^2;';
```

```
%condição de contorno;
```

```
fung='g=[x(1)*2500000+x(2)*2500000+x(3)*32000-481500];';
```

```
fun=[funf fung];
```

```
x0=[0.04 0.05 0.03];
```

```
%suposição inicial;
```

```
clear options
```

```
options(13)=1;
```

```
vlb=[0,0,0];
```

```
%limite inferior das variáveis;
```

```
vub=[1-W1,1-W2,1-W3];
```

```
%limite superior das variáveis;
```

```
[x,options]=constr(fun,x0,options,vlb,vub); %Otimização
```

```

%OTIMIZAÇÃO DE BANDA - SEGUNDO INSTANTE;
clear
%x(1)=PERCENTUAL DE BANDA DO VÍDEO(2,2) A SER DECREMENTADA;
%x(2)=PERCENTUAL DE BANDA DO ÁUDIO(1,2) A SER DECREMENTADA;

%CAPACIDADE DO CANAL = 4,5M = C;
%BANDA REQUERIDA VÍDEO(2,2)=2500000;
%BANDA REQUERIDA ÁUDIO(1,2)=32000;
%BANDA REQUERIDA TOTAL = 2532000 = 0,5627C;
%BANDA DISPONÍVEL NESTE INSTANTE= 2234700 = 0,4966C;
%BANDA A SER DECREMENTADA NOS OBJETOS = 0,0661C = 297300;

%Coeficiente de confiabilidade do VÍDEO(2,2)= W1 = 0,9;
%Coeficiente de confiabilidade do ÁUDIO(1,2)= W2 = 0,98;

W1=0.9;
W2=0.98;

%função a ser minimizada;
funf='f=(x(1)-x(2))^2;';

%condição de contorno;
fung='g=[x(1)*2500000+x(2)*32000-297300];';

fun=[funf fung];
x0=[0.04 0.05];           %suposição inicial;
clear options
options(13)=1;
vlb=[0,0];                %limite inferior das variáveis;
vub=[1-W1,1-W2];          %limite superior das variáveis;

[x,options]=constr(fun,x0,options,vlb,vub); %Otimização;

```

%OTIMIZAÇÃO DE BANDA - SEGUNDO INSTANTE COM ALOCAÇÃO DE PRIORIDADES;

```

clear
%x(1)=PERCENTUAL DE BANDA DO VÍDEO(2,2) A SER DECREMENTADA;
%x(2)=PERCENTUAL DE BANDA DO ÁUDIO(1,2) A SER DECREMENTADA;

%CAPACIDADE DO CANAL = 4,5M = C;
%BANDA REQUERIDA VÍDEO(2,2)=2500000;
%BANDA REQUERIDA ÁUDIO(1,2)=32000;
%BANDA REQUERIDA TOTAL = 2532000 = 0,5627C;
%BANDA DISPONÍVEL NESTE INSTANTE= 2234700 = 0,4966C;
%BANDA A SER DECREMENTADA NOS OBJETOS = 0,0661C = 297300;

%Coef. de confiab. do VÍDEO(2,2)sem prioridade = W1 = 0,9;
%Coef. de confiab. do ÁUDIO(1,2)sem prioridade = W2 = 0,98;

%Acrescentando prioridade para tornar a otimização viável;
%PRIORIDADE DO ÁUDIO = 0,98/0,98= 1;
%PRIORIDADE DO VÍDEO = 0,90/0,98= 0,92;

%Cálculo do coeficiente de confiabilidade otimizado para este caso

%32000*(1-w)+2500000*(1-0.92*w)=297300;
%Resolvendo para w;
w=2234700/2332000;

%função a ser minimizada;
funf='f=(x(1)-x(2))^2;';

%condição de contorno;
fung='g=[x(1)*2500000+x(2)*32000-297300];';

fun=[funf fung];
x0=[0.04 0.05]; %suposição inicial;
clear options
options(13)=1;
vlb=[0,0]; %limite inferior das variáveis;
vub=[(1-w*0.92),(1-w)]; %limite superior com prioridade;

[x,options]=constr(fun,x0,options,vlb,vub); %Otimização;

```

Apêndice B – Programas para Calcular e Traçar Curvas no Matlab 5.0 que Relacionam a Quantidade de Códigos de Walsh Disponíveis e a Probabilidade de Erro de Bit, com e sem uso de Codificação BCH (15,7).

Capítulo 5 – Figura (5.4) - Canal com Desvanecimento Plano Curvas Sem Codificação Corretora de Erro

```
%Máximo de Códigos de Walsh X Probabilidade de Erro;
%Receptor sem diversidade - Canal com Desvanecimento Plano
%Situação 1 curva a) sem codificação
clear;

%Parâmetros
Nc=128; %Ganho de Processamento
alphavoz=3/8; %Atividade de apresentação da voz
alphavid=3/8; %Atividade de apresentação do vídeo
freqvoz=1/2; %Fator de apresentação da voz
freqvid=1/2; %Fator de apresentação do vídeo
alpha=alphavoz*freqvoz+alphavid*freqvid;

for M=1:250 %Analisa a probabilidade de erro em função de M;
    gamaB(M)=(3/2)*(Nc/(alpha))*1/M;

    %Probabilidade de erro de bit

    Perro(M)=(1/2)*erfc(sqrt(2*gamaB(M))/sqrt(2));
end;

y=Perro;
semilogy(y,'r'); % Curva a)
hold on;
axis([0 250 10E-8 10E-1]);
grid;
title('Número de Códigos de Walsh X Probabilidade de Erro - Canal sem Desvanecimento');
ylabel('Probabilidade de erro');
xlabel('Total de Códigos de Walsh');
text(115,1*1E-3,'a');
hold on;

clear;
%Situação 2 curvas b) sem codificação;
%Parâmetros
Nc=128; %Ganho de Processamento
alphavoz=3/8; %Atividade de apresentação da voz
alphavid=0.8; %Atividade de apresentação do vídeo
freqvoz=1/2; %Fator de apresentação da voz
freqvid=1/2; %Fator de apresentação do vídeo
alpha=alphavoz*freqvoz+alphavid*freqvid;
```

```

for M=1:250          %Analisa a probabilidade de erro em função de M;
gamaB(M)=(3/2)*(Nc/(alpha))*1/M;

                    %Probabilidade de erro de bit
Perro(M)=(1/2)*erfc(sqrt(2*gamaB(M))/sqrt(2));
end;

y=Perro;
semilogy(y,'k');    % Curva b)
hold on;
text(110,1E-2,'b');
hold off;

```

Capítulo 5 – Figura (5.5) - Canal com Desvanecimento Plano

Curvas Com e Sem Codificação Corretora de Erro

```

%Máximo de Códigos de Walsh X Probabilidade de Erro;
%Receptor sem diversidade - Canal com Desvanecimento Plano
%Situação 1 curvas a)sem codificação e c) com codificação;

clear;

                    %Parâmetros
Nc=128;             %Ganho de Processamento
alphavoz=3/8;       %Atividade de apresentação da voz
alphavid=3/8;       %Atividade de apresentação do vídeo
freqvoz=1/2;        %Fator de apresentação da voz
freqvid=1/2;        %Fator de apresentação do vídeo
n=15;               %n,k e t parâmetros para correção de erros BCH
k=7;
t=2;
alpha=alphavoz*freqvoz+alphavid*freqvid;

for M=1:250          %Analisa a probabilidade de erro em função de M;

gamaB(M)=(3/2)*(Nc/(alpha))*1/M;
gamaB1(M)=(k/n)*gamaB(M);          % gama codificado
M1(M)=(3/2)*(Nc/(alpha))/gamaB1(M); % M para o gama codificado

                    %Probabilidade de erro de bit
Perro(M)=(1/2)*erfc(sqrt(2*gamaB(M))/sqrt(2));
                    %Probabilidade de erro de bit codificado
Perro1(M)=(1/2)*erfc(sqrt(2*gamaB1(M))/sqrt(2));

                    soma2=0;          %Probabilidade de erro médio dos símbolos
                    for i=(t+1):(2*t+1)
                        soma2=soma2+(prod(1:n)/(prod(1:i)*prod(1:(n-i))))*((Perro1(M))^i)*((1-Perro1(M)))^(n-i);
                    end;

Perro2(M)=((2*t+1)/n)*soma2;
end;

y=Perro;
y1=Perro2;
semilogy(y,'r');    % Curva a)

```



```

hold on;
semilogy(M1,y1,'g');      % Curva c)
axis([0 250 10E-8 10E-1]);
grid;
title('Número de Códigos de Walsh X Probabilidade de Erro - Canal sem Desvanecimento');
ylabel('Probabilidade de erro');
xlabel('Total de Códigos de Walsh');
text(115,1*1E-3,'a');
text(150,1E-5,'c');
hold on;

clear;
%Exemplo 1 curvas b) e d)- dados de entrada;
%Parâmetros
Nc=128;          %Ganho de Processamento
alphavoz=3/8;    %Atividade de apresentação da voz
alphavid=0.8;    %Atividade de apresentação do vídeo
freqvoz=1/2;     %Fator de apresentação da voz
freqvid=1/2;     %Fator de apresentação do vídeo
n=15;            %n,k e t parâmetros para correção de erros BCH
k=7;
t=2;
alpha=alphavoz*freqvoz+alphavid*freqvid;

for M=1:250      %Analisa a probabilidade de erro em função de M;

gamaB(M)=(3/2)*(Nc/(alpha))*1/M;
gamaB1(M)=(7/15)*gamaB(M);      %gama codificado
M1(M)=(3/2)*(Nc/(alpha))/gamaB1(M); % M para o gama codificado

%Probabilidade de erro de bit
Perro(M)=(1/2)*erfc(sqrt(2*gamaB(M))/sqrt(2));
%Probabilidade de erro de bit codificado

Perro1(M)=(1/2)*erfc(sqrt(2*gamaB1(M))/sqrt(2));

soma2=0;          %Probabilidade de erro médio dos símbolos
for i=(t+1):(2*t+1)
soma2=soma2+(prod(1:n)/(prod(1:i)*prod(1:(n-i))))*((Perro1(M))^i)*((1-Perro1(M)))^(n-i);
end;
Perro2(M)=((2*t+1)/n)*soma2;
end;

y=Perro;
y1=Perro2;
semilogy(y,'k');      % Curva b)
hold on;
semilogy(M1,y1,'b');   % Curva d)
hold on;
text(110,1E-2,'b');
text(165,1E-3,'d');
hold off;

```

Capítulo 5 – Figura (5.7) - Canal com Desvanecimento do Tipo Rayleigh

Curvas Com e Sem Codificação Corretora de Erro

Sem Diversidade $L_d=1$ e $L=4$.

```

% Máximo de Códigos de Walsh X Probabilidade de Erro;
% Sem diversidade
clear;
% Exemplo 1 curvas a) e c) - dados de entrada;

L=4;                % Diversidade
Ld=1;               % Diversidade do receptor
Nc=128;             % Ganho de Processamento
alphavoz=3/8;       % Atividade de apresentação da voz
alphavid=3/8;       % Atividade de apresentação do vídeo
freqvoz=1/2;        % Fator de apresentação da voz
freqvid=1/2;        % Fator de apresentação do vídeo
n=15;               % n, k e t parâmetros para correção de erros BCH
k=7;
t=2;
alpha=alphavoz*freqvoz+alphavid*freqvid;

for M=1:250          % Analisa a probabilidade de erro em função de M;

    gamaB(M)=(3/2)*(Nc/(alpha*L))*1/M;
    gamaB1(M)=(k/n)*gamaB(M);          % gama codificado
    M1(M)=(3/2)*(Nc/(alpha*L))/gamaB1(M); % M para o gama codificado

    u(M)=sqrt(gamaB(M)/(gamaB(M)+1));
    u1(M)=sqrt(gamaB1(M)/(gamaB1(M)+1));

    % Probabilidade de erro de bit
    Perro(M)=(1/2)*(1-u(M));
    % Probabilidade de erro de bit codificado
    Perro1(M)=(1/2)*(1-u1(M));

    soma2=0;                % Probabilidade de erro médio dos símbolos
    for i=(t+1):(2*t+1)
        soma2=soma2+(prod(1:n)/(prod(1:i)*prod(1:(n-i))))*((Perro1(M))^i)*((1-Perro1(M))^(n-i));
    end;
    Perro2(M)=((2*t+1)/n)*soma2;
end;

y=Perro;
y1=Perro2;
semilogy(y,'r');          % Curva a)
hold on;
semilogy(M1,y1,'g');       % Curva c)
axis([0 250 1E-3 1]);
grid;
title('Número de Códigos de Walsh X Probabilidade de Erro - Rayleigh sem diversidade');
ylabel('Probabilidade de erro');
xlabel('Total de Códigos de Walsh');
text(15,3*1E-2,'a');
text(50,3*1E-2,'c');
hold on;

clear;
% Exemplo 1 curvas b) e d) - dados de entrada;

```

```

L=4; %Diversidade
Ld=1; %Diversidade do receptor
Nc=128; %Ganho de Processamento
alphavoz=3/8; %Atividade de apresentação da voz
alphavid=0.8; %Atividade de apresentação do vídeo
freqvoz=1/2; %Fator de apresentação da voz
freqvid=1/2; %Fator de apresentação do vídeo
n=15; %n,k e t parâmetros para correção de erros BCH
k=7;
t=2;

alpha=alphavoz*freqvoz+alphavid*freqvid;

for M=1:250 % Analisa a probabilidade de erro em função de M;

    gamaB(M)=(3/2)*(Nc/(alpha*L))*1/M;
    gamaB1(M)=(7/15)*gamaB(M); % gama codificado
    M1(M)=(3/2)*(Nc/(alpha*L))/gamaB1(M); % M para o gama codificado

    u(M)=sqrt(gamaB(M)/(gamaB(M)+1));
    u1(M)=sqrt(gamaB1(M)/(gamaB1(M)+1));

    %Probabilidade de erro de bit
    Perro(M)=(1/2)*(1-u(M));
    %Probabilidade de erro de bit codificado
    Perro1(M)=(1/2)*(1-u1(M));

    soma2=0; %Probabilidade de erro médio dos símbolos
    for i=(t+1):(2*t+1)
        soma2=soma2+(prod(1:n)/(prod(1:i)*prod(1:(n-i))))*((Perro1(M))^i)*((1-Perro1(M)))^(n-i);
    end;
    Perro2(M)=((2*t+1)/n)*soma2;
end;

y=Perro;
y1=Perro2;
semilogy(y,'k'); % Curva b)
hold on;
semilogy(M1,y1,'b'); % Curva d)
hold on;
text(50,1.2*1E-1,'b');
text(35,4*1E-2,'d');
hold off;

```

Capítulo 5 – Figura (5.8) - Canal com Desvanecimento do Tipo Rayleigh
Curvas Com e Sem Codificação Corretora de Erro. Com Diversidade $L_d=4$, $L=4$.
Figura (5.9), para $L_d=8$, $L=8$; a programação é a mesma com a troca do parâmetro
 $L_d = 4$ por $L_d = 8$ e $L=4$ por $L=8$.

```
%Máximo de Códigos de Walsh X Probabilidade de Erro;
clear;
%Exemplo 1 curvas a) e c) - dados de entrada;

L=4;                %Diversidade
Ld=4;               %Diversidade do receptor
Nc=128;             %Ganho de Processamento
alphavoz=3/8;        %Atividade de apresentação da voz
alphavid=3/8;        %Atividade de apresentação do vídeo
freqvoz=1/2;         %Fator de apresentação da voz
freqvid=1/2;         %Fator de apresentação do vídeo
n=15;               %n,k e t parâmetros para correção de erros BCH
k=7;
t=2;
alpha=alphavoz*freqvoz+alphavid*freqvid;

for M=1:250          %Analisa a probabilidade de erro em função de M;

    gamaB(M)=(3/2)*(Nc/(alpha*L))*1/M;
    gamaB1(M)=(k/n)*gamaB(M);          % gama codificado
    M1(M)=(3/2)*(Nc/(alpha*L))/gamaB1(M); % M para o gama codificado

    u(M)=sqrt(gamaB(M)/(gamaB(M)+1));
    u1(M)=sqrt(gamaB1(M)/(gamaB1(M)+1));

    soma=0;                %Probabilidade de erro de bit
    for s=0:(Ld-1)
        soma=soma+((prod(1:(Ld-1+s))/(prod(1:s)*prod(1:(Ld-1))))*((1+u(M))/2)^s);
    end;
    Perro(M)=((1-u(M))/2)^Ld*soma;

    soma1=0;                %Probabilidade de erro de bit codificado
    for j=0:(Ld-1)
        soma1=soma1+((prod(1:(Ld-1+j))/(prod(1:j)*prod(1:(Ld-1))))*((1+u1(M))/2)^j);
    end;
    Perro1(M)=((1-u1(M))/2)^Ld*soma1;

    soma2=0;                %Probabilidade de erro médio dos símbolos codificados
    for i=(t+1):(2*t+1)
        soma2=soma2+(prod(1:i)/(prod(1:i)*prod(1:(n-i))))*((Perro1(M))^i)*((1-Perro1(M)))^(n-i);
    end;
    Perro2(M)=((2*t+1)/n)*soma2;
end;

y=Perro;
y1=Perro2;
semilogy(y,'r');          % Curva a)
```

```

hold on;
semilogy(M1,y1,'g');      % Curva c)
axis([0 250 10E-8 10E-2]);
grid;
title('Número de Códigos de Walsh X Probabilidade de Erro - Rayleigh com diversidade Ld=4');
ylabel('Probabilidade de erro');
xlabel('Total de Códigos de Walsh');
text(70,2*10E-4,'a');
text(115,4*10E-6,'c');
hold on;

clear;
%Exemplo 1 curvas b) e d)- dados de entrada;

L=4;                %Diversidade
Ld=4;               %Diversidade do receptor
Nc=128;             %Ganho de Processamento
alphavoz=3/8;        %Atividade de apresentação da voz
alphavid=0.8;        %Atividade de apresentação do vídeo
freqvoz=1/2;         %Fator de apresentação da voz
freqvid=1/2;         %Fator de apresentação do vídeo
n=15;               %n,k e t parâmetros para correção de erros BCH
k=7;
t=2;
alpha=alphavoz*freqvoz+alphavid*freqvid;

for M=1:250          %Analisa a probabilidade de erro em função de M;

gamaB(M)=(3/2)*(Nc/(alpha*L))*1/M;
gamaB1(M)=(7/15)*gamaB(M);          %gama codificado
M1(M)=(3/2)*(Nc/(alpha*L))/gamaB1(M); % M para o gama codificado

u(M)=sqrt(gamaB(M)/(gamaB(M)+1));
u1(M)=sqrt(gamaB1(M)/(gamaB1(M)+1));

    soma=0;
    for s=0:(Ld-1)    %Probabilidade de erro de bit
        soma=soma+((prod(1:(Ld-1+s))/(prod(1:s)*prod(1:(Ld-1))))*((1+u(M))/2)^s);
    end;
Perro(M)=((1-u(M))/2)^Ld*soma;

    soma1=0;          %Probabilidade de erro de bit codificado
    for j=0:(Ld-1)
        soma1=soma1+((prod(1:(Ld-1+j))/(prod(1:j)*prod(1:(Ld-1))))*((1+u1(M))/2)^j);
    end;
Perro1(M)=((1-u1(M))/2)^Ld*soma1;

    soma2=0;          %Probabilidade de erro médio dos símbolos
    for i=(t+1):(2*t+1)
        soma2=soma2+(prod(1:n)/(prod(1:i)*prod(1:(n-i))))*((Perro1(M))^i)*((1-Perro1(M)))^(n-i);
    end;
Perro2(M)=((2*t+1)/n)*soma2;
end;

y=Perro;
y1=Perro2;
semilogy(y,'k');      % Curva b)
hold on;

```

```
semilogy(M1,y1,'b');      % Curva d)
hold on;
text(25,10E-4,'b');
text(85,2*10E-5,'d');
hold off;
```

Capítulo 5 – Figura (5.11) - Canal com Desvanecimento do Tipo Rice

Curvas Com e Sem Codificação Corretora de Erro

Sem Diversidade $L_d=1$ e $L=4$ para $y^2 = 0.1, 1, 4$ e 9

```
%Modelamento de Rice para o canal
%Receptor sem diversidade
clear;

%Parâmetros
y=sqrt(0.1);      %Relação entre a componente especular do sinal e a variância da componente
randômica
L=4;              %Diversidade
Ld=1;             %Diversidade do receptor
Nc=128;           %Ganho de Processamento
alphavoz=3/8;     %Atividade de apresentação da voz
alphavid=3/8;     %Atividade de apresentação do vídeo
freqvoz=1/2;      %Fator de apresentação da voz
freqvid=1/2;      %Fator de apresentação do vídeo
n=15;             %n,k e t parâmetros para correção de erros BCH
k=7;
t=2;
alpha=alphavoz*freqvoz+alphavid*freqvid; %Fator de Atividade de Apresentação

for M=1:250      %Analisa a probabilidade de erro em função de M;

    d(M)=(3/2)*(Nc/(alpha*L))*1/M;      %Razão Sinal-Ruído
    d1(M)=(k/n)*d(M);                  %Razão Sinal-Ruído codificada
    M1(M)=(3/2)*(Nc/(alpha*L))/d1(M);    % M para Razão Sinal-Ruído codificada

    u(M)=sqrt((y^2)*[1+2*d(M)-(2*sqrt(d(M)*(1+d(M))))])/sqrt(2*(1+d(M)));
    w(M)=sqrt((y^2)*[1+2*d(M)+(2*sqrt(d(M)*(1+d(M))))])/sqrt(2*(1+d(M)));

    u1(M)=sqrt((y^2)*[1+2*d1(M)-(2*sqrt(d1(M)*(1+d1(M))))])/sqrt(2*(1+d1(M)));
    w1(M)=sqrt((y^2)*[1+2*d1(M)+(2*sqrt(d1(M)*(1+d1(M))))])/sqrt(2*(1+d1(M)));

    soma1=0;
    soma1a=0;
    p=u(M)/w(M);
    e=u(M)*w(M);
    p1=u1(M)/w1(M);
    e1=u1(M)*w1(M);

    for f=0:100
        soma1=soma1+((p^f)*besseli(f,e));
        soma1a=soma1a+((p1^f)*besseli(f,e1));
    end;

    Q(M)=exp((-0.5)*[(u(M)^2)+(w(M)^2)]*soma1;
    PE1(M)=Q(M)-((0.5*[1+sqrt(d(M)/(1+d(M)))])*exp((-0.5)*[(u(M)^2)+(w(M)^2)]*(besseli(0,[u(M)*w(M)]))));
```

```

Qa(M)=exp((-0.5)*[(u1(M)^2)+(w1(M)^2)])*soma1a;
PE1a(M)=Qa(M)-((0.5*[1+sqrt(d1(M)/(1+d1(M)))]*(exp((-
0.5)*[(u1(M)^2)+(w1(M)^2)]*(besseli(0,[u1(M)*w1(M)]))));

soma4=0; %Probabilidade de erro médio dos símbolos codificados
for i=(t+1):(2*t+1)
soma4=soma4+(prod(1:n)/(prod(1:i)*prod(1:(n-i))))*((PE1a(M))^i)*((1-PE1a(M)))^(n-i);
end;

PEM1a(M)=((2*t+1)/n)*soma4;
end;

gr=PE1;
gr1=PEM1a;

semilogy(gr,'r'); %Curva a)
hold on;
semilogy(M1,gr1,'g'); %Curva c)
hold on;

axis([0 250 1E-7 1]);
grid;

title('Núm. de Códigos de Walsh X Probabilidade de Erro - Rice sem diversidade - y^2=0.1');
ylabel('Probabilidade de erro');
xlabel('Total de Códigos de Walsh');
text(20,3*1E-2,'a');
text(45,2*1E-2,'c');

clear;
%Modelamento de Rice
%Receptor sem diversidade

%Parâmetros

y=sqrt(0.1); %Relação entre a componente especular do sinal e a variância da componente
randômica
L=4; %Diversidade
Ld=1; %Diversidade do receptor
Nc=128; %Ganho de Processamento
alphavoz=3/8; %Atividade de apresentação da voz
alphavid=0.8; %Atividade de apresentação do vídeo
freqvoz=1/2; %Fator de apresentação da voz
freqvid=1/2; %Fator de apresentação do vídeo
n=15; %n,k e t parâmetros para correção de erros BCH
k=7;
t=2;
alpha=alphavoz*freqvoz+alphavid*freqvid; %Fator de Atividade de Apresentação

for M=1:250 %Analisa a probabilidade de erro em função de M;

d(M)=(3/2)*(Nc/(alpha*L))*1/M; %Razão Sinal-Ruído
d1(M)=(k/n)*d(M); %Razão Sinal-Ruído codificada
M1(M)=(3/2)*(Nc/(alpha*L))/d1(M); % M para Razão Sinal-Ruído codificada

u(M)=sqrt((y^2)*[1+2*d(M)-(2*sqrt(d(M)*(1+d(M))))])/sqrt(2*(1+d(M)));

```

```

w(M)=sqrt((y^2)*[1+2*d(M)+(2*sqrt(d(M)*(1+d(M))))])/sqrt(2*(1+d(M)));

u1(M)=sqrt((y^2)*[1+2*d1(M)-(2*sqrt(d1(M)*(1+d1(M))))])/sqrt(2*(1+d1(M)));
w1(M)=sqrt((y^2)*[1+2*d1(M)+(2*sqrt(d1(M)*(1+d1(M))))])/sqrt(2*(1+d1(M)));

soma1=0;
soma1a=0;
p=u(M)/w(M);
e=u(M)*w(M);
p1=u1(M)/w1(M);
e1=u1(M)*w1(M);

for f=0:100
soma1=soma1+((p^f)*besseli(f,e));
soma1a=soma1a+((p1^f)*besseli(f,e1));
end;

Q(M)=exp((-0.5)*[(u(M)^2)+(w(M)^2)])*soma1;
PE1(M)=Q(M)-((0.5*[1+sqrt(d(M)/(1+d(M)))]))*(exp((-
0.5)*[(u(M)^2)+(w(M)^2)]))*(besseli(0,[u(M)*w(M)])));

Qa(M)=exp((-0.5)*[(u1(M)^2)+(w1(M)^2)])*soma1a;
PE1a(M)=Qa(M)-((0.5*[1+sqrt(d1(M)/(1+d1(M)))]))*(exp((-
0.5)*[(u1(M)^2)+(w1(M)^2)]))*(besseli(0,[u1(M)*w1(M)])));

soma4=0; %Probabilidade de erro médio dos símbolos codificados
for i=(t+1):(2*t+1)
soma4=soma4+(prod(1:n)/(prod(1:i)*prod(1:(n-i))))*((PE1a(M))^i)*((1-PE1a(M))^(n-i));
end;

PEM1a(M)=((2*t+1)/n)*soma4;
end;

gr=PE1;
gr1=PEM1a;

semilogy(gr,'k'); %Curva b)
hold on;
semilogy(M1,gr1,'b'); %Curva d)

text(40,1.2*1E-1,'b');
text(20,1*1E-2,'d');
hold off;

```


Capítulo 5 – Figura (5.12) - Canal com Desvanecimento do Tipo Rice

Curvas Com e Sem Codificação Corretora de Erro

Com Diversidade $L_d=4$, $L=4$ para $y^2=0.1, 1, 4$ e 9

Figura (5.13) - Com Diversidade $L_d=4$, $L=4$ para $y^2=1E-16$

```
%Modelamento de Rice
%Receptor com diversidade

clear;
%Parâmetros

y=sqrt(0.01);    %Relação entre a componente especular do sinal e a variância da componente
randômica
L=4;             %Diversidade
Ld=4;           %Diversidade do receptor
Nc=128;         %Ganho de Processamento
alphavoz=3/8;   %Atividade de apresentação da voz
alphavid=3/8;   %Atividade de apresentação do vídeo
freqvoz=1/2;    %Fator de apresentação da voz
freqvid=1/2;    %Fator de apresentação do vídeo
n=15;           %n,k e t parâmetros para correção de erros BCH
k=7;
t=2;
alpha=alphavoz*freqvoz+alphavid*freqvid; %Fator de Atividade de Apresentação

for M=1:250      %Analisa a probabilidade de erro em função de M;

    d(M)=(3/2)*(Nc/(alpha*L))*1/M;    %Razão Sinal-Ruído
    d1(M)=(k/n)*d(M);                %Razão Sinal-Ruído codificada
    M1(M)=(3/2)*(Nc/(alpha*L))/d1(M); % M para Razão Sinal-Ruído codificada

    u(M)=sqrt((y^2)*[1+2*d(M)-(2*sqrt(d(M)*(1+d(M))))])/sqrt(2*(1+d(M)));
    w(M)=sqrt((y^2)*[1+2*d(M)+(2*sqrt(d(M)*(1+d(M))))])/sqrt(2*(1+d(M)));

    u1(M)=sqrt((y^2)*[1+2*d1(M)-(2*sqrt(d1(M)*(1+d1(M))))])/sqrt(2*(1+d1(M)));
    w1(M)=sqrt((y^2)*[1+2*d1(M)+(2*sqrt(d1(M)*(1+d1(M))))])/sqrt(2*(1+d1(M)));

    soma1=0;
    soma1a=0;
    p=u(M)/w(M);
    e=u(M)*w(M);
    p1=u1(M)/w1(M);
    e1=u1(M)*w1(M);

    for f=0:100
        soma1=soma1+((p^f)*besseli(f,e));
        soma1a=soma1a+((p1^f)*besseli(f,e1));
    end;

    Q(M)=exp((-0.5)*[(u(M)^2)+(w(M)^2)])*soma1;
    PE1(M)=Q(M)-((0.5*[1+sqrt(d(M)/(1+d(M)))]*(exp((-0.5)*[(u(M)^2)+(w(M)^2)]*(besseli(0,[u(M)*w(M)]))));
```

```

Qa(M)=exp((-0.5)*[(u1(M)^2)+(w1(M)^2)])*soma1a;
PE1a(M)=Qa(M)-((0.5*[1+sqrt(d1(M)/(1+d1(M)))]*(exp((-
0.5)*[(u1(M)^2)+(w1(M)^2)]*(besseli(0,[u1(M)*w1(M)]))));

soma3=0;
soma3a=0;
for l=2:Ld

soma2=0;
for z=1:l %Calcula somatório de y^2 - Parâmetro da probabilidade de erro
soma2=soma2+(y^2);
end;

soma=0;
somaA=0;
for j=0:100
soma=soma+((gamma(1/2+j)/gamma(1/2))/(gamma(1+j)/gamma(1)))*(((
soma2/(1+d(M)))^j)/prod(1:j));
somaA=somaA+((gamma(1/2+j)/gamma(1/2))/(gamma(1+j)/gamma(1)))*(((
soma2/(1+d1(M)))^j)/prod(1:j));
end;

soma3=soma3+(prod(1:(2*l-2))/(prod(1:(l-1))*prod(1:(l-1))))*((1/(4+4*d(M)))^(l-1))*(exp(-
1*[(soma2)*(d(M)/(1+d(M)))]))*soma;

soma3a=soma3a+(prod(1:(2*l-2))/(prod(1:(l-1))*prod(1:(l-1))))*((1/(4+4*d1(M)))^(l-1))*(exp(-
1*[(soma2)*(d1(M)/(1+d1(M)))]))*somaA;
end;

PEM(M)=PE1(M)-[(0.5)*(sqrt([d(M)/(1+d(M))]))*(soma3)];
PEM1(M)=PE1a(M)-[(0.5)*(sqrt([d1(M)/(1+d1(M))]))*(soma3a)];

soma4=0; %Probabilidade de erro médio dos símbolos codificados
for i=(t+1):(2*t+1)
soma4=soma4+(prod(1:n)/(prod(1:i)*prod(1:(n-i))))*((PEM1(M))^i)*((1-PEM1(M))^(n-i);
end;
PEM1a(M)=((2*t+1)/n)*soma4;

end;

gr=PEM;
gr1=PEM1a;

semilogy(gr,'r'); %Curva a)
hold on;
semilogy(M1,gr1,'g'); %Curva c)
hold on;

axis([0 250 1E-7 1E-1]);
grid;

title('Núm. de Códigos de Walsh X Probabilidade de Erro - Rice com diversidade - y^2=0.01');
ylabel('Probabilidade de erro');
xlabel('Total de Códigos de Walsh');
text(60,2*1E-3,'a');
text(115,1*1E-4,'c');

```

```

clear;

% Modelamento de Rice
% Receptor com diversidade

% Parâmetros

y=sqrt(0.01);    % Relação entre a componente especular do sinal e a variância da componente
randômica
L=4;             % Diversidade
Ld=4;            % Diversidade do receptor
Nc=128;          % Ganho de Processamento
alphavoz=3/8;    % Atividade de apresentação da voz
alphavid=0.8;    % Atividade de apresentação do vídeo
freqvoz=1/2;     % Fator de apresentação da voz
freqvid=1/2;     % Fator de apresentação do vídeo
n=15;            % n,k e t parâmetros para correção de erros BCH
k=7;
t=2;
alpha=alphavoz*freqvoz+alphavid*freqvid; % Fator de Atividade de Apresentação

for M=1:250      % Analisa a probabilidade de erro em função de M;

    d(M)=(3/2)*(Nc/(alpha*L))*1/M;    % Razão Sinal-Ruído
    d1(M)=(k/n)*d(M);                % Razão Sinal-Ruído codificada
    M1(M)=(3/2)*(Nc/(alpha*L))/d1(M); % M para Razão Sinal-Ruído codificada

    u(M)=sqrt((y^2)*[1+2*d(M)-(2*sqrt(d(M)*(1+d(M))))])/sqrt(2*(1+d(M)));
    w(M)=sqrt((y^2)*[1+2*d(M)+(2*sqrt(d(M)*(1+d(M))))])/sqrt(2*(1+d(M)));

    u1(M)=sqrt((y^2)*[1+2*d1(M)-(2*sqrt(d1(M)*(1+d1(M))))])/sqrt(2*(1+d1(M)));
    w1(M)=sqrt((y^2)*[1+2*d1(M)+(2*sqrt(d1(M)*(1+d1(M))))])/sqrt(2*(1+d1(M)));

    soma1=0;
    soma1a=0;
    p=u(M)/w(M);
    e=u(M)*w(M);
    p1=u1(M)/w1(M);
    e1=u1(M)*w1(M);

    for f=0:100
        soma1=soma1+((p^f)*besseli(f,e));
        soma1a=soma1a+((p1^f)*besseli(f,e1));
    end;

    Q(M)=exp((-0.5)*[(u(M)^2)+(w(M)^2)]*soma1;
    PE1(M)=Q(M)-((0.5*[1+sqrt(d(M)/(1+d(M)))]*(exp((-
    0.5)*[(u(M)^2)+(w(M)^2)]*(besseli(0,[u(M)*w(M)]))));

    Qa(M)=exp((-0.5)*[(u1(M)^2)+(w1(M)^2)]*soma1a;
    PE1a(M)=Qa(M)-((0.5*[1+sqrt(d1(M)/(1+d1(M)))]*(exp((-
    0.5)*[(u1(M)^2)+(w1(M)^2)]*(besseli(0,[u1(M)*w1(M)]))));

    soma3=0;
    soma3a=0;
    for l=2:Ld

        soma2=0;

```

```

for z=1:l                                     %Calcula somatório de y^2 - Parâmetro da probabilidade de erro
soma2=soma2+(y^2);
end;

soma=0;
somaA=0;
for j=0:100
soma=soma+((gamma(1/2+j)/gamma(1/2))/(gamma(1+j)/gamma(1)))*(((soma2/(1+d(M)))^j)/prod(1:j));
somaA=somaA+((gamma(1/2+j)/gamma(1/2))/(gamma(1+j)/gamma(1)))*(((soma2/(1+d1(M)))^j)/prod(1:j));
end;

soma3=soma3+(prod(1:(2*l-2))/(prod(1:(l-1))*prod(1:(l-1))))*((1/(4+4*d(M)))^(l-1))*(exp(-1*[(soma2)*(d(M)/(1+d(M)))]))*soma;

soma3a=soma3a+(prod(1:(2*l-2))/(prod(1:(l-1))*prod(1:(l-1))))*((1/(4+4*d1(M)))^(l-1))*(exp(-1*[(soma2)*(d1(M)/(1+d1(M)))]))*somaA;
end;

PEM(M)=PE1(M)-[(0.5)*(sqrt([d(M)/(1+d(M))]))*(soma3)];
PEM1(M)=PE1a(M)-[(0.5)*(sqrt([d1(M)/(1+d1(M))]))*(soma3a)];

soma4=0;                                     %Probabilidade de erro médio dos símbolos codificados
for i=(t+1):(2*t+1)
soma4=soma4+(prod(1:n)/(prod(1:i)*prod(1:(n-i))))*((PEM1(M))^i)*((1-PEM1(M)))^(n-i);
end;

PEM1a(M)=((2*t+1)/n)*soma4;

end;

gr=PEM;
gr1=PEM1a;

semilogy(gr,'k');                           % Curva b)
hold on;
semilogy(M1,gr1,'b');                       % Curva d)

text(65,1*1E-2,'b');
text(115,1*1E-3,'d');
hold off;

```

BIBLIOGRAFIA

- [1] PROAKIS, John G., “Digital Communications”, Mc-Graw-Hill International Editions, Electrical Engineering Series, Third Edition, 1995.
- [2] OJANPERÄ, Tero and PRASAD, Ramjee, “An Overview of Air Interface Multiple Access for IMT-2000/UMTS”, IEEE Communications Magazine, pp.82-95, September 1998.
- [3] JESZENSKY, Paul Jean E. , “Notas de Aula do Curso de Comunicação por Espalhamento Espectral: Uma motivação para o estudo de Sequências de Códigos”, Departamento de Engenharia Eletrônica, Universidade de São Paulo, Fevereiro 1992.
- [4] JESZENSKY, Paul Jean E. , “Notas de Aula Sobre a Determinação da Capacidade de Sistemas CDMA”, Departamento de Engenharia Eletrônica, Universidade de São Paulo, Novembro 1995.
- [5] JESZENSKY, Paul Jean E., Tópicos sobre Telefonia Móvel Celular Digital, Departamento de Engenharia Eletrônica da EPUSP- Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 1999.
- [6] JESZENSKY, Paul Jean E. , “Notas de Aula do Curso de Comunicação por Espalhamento Espectral: Teoria Básica sobre Sequências de Códigos”, Departamento de Engenharia Eletrônica, Universidade de São Paulo, Março 1994.
- [7] VITERBI, Andrew J., “CDMA – Principles of Spread Spectrum Communication”, Addison-Wesley Wireless Communication Series, 1995.

- [8] DINAN, Esmael H. and JABBARI, Bijan, "Spreading Codes for Direct Sequence CDMA and Wideband CDMA Cellular Networks", IEEE Communication Magazine, pp.48-54, September 1998.
- [9] SCHWARTZ, Mischa, "Network Management and Control Issues in Multimedia Wireless Networks", IEEE Personal Communications, pp.8-16, June 1995.
- [10] ITU, Radio Communication Study Group, "Working Document Towards Submission of RTT Candidate to ITU-R, IMT-2000 Process "The cdma2000 RTT Candidate Submission", Document 2, June 1998.
- [11] ADACHI, Fumiyuki, SAWAHASHI, Mamoru and SUDA, Hirohito, "Wideband DS-CDMA for Next-Generation Mobile Communication Systems", IEEE Communications Magazine, pp.56-69, September 1998.
- [12] DAHLMAN, Erik, GUDMUNDSON, Björn, NILSSON, Mats and SKÖLD, Johan, "UMTS/IMT-2000 Based on Wideband CDMA", IEEE Communication Magazine, pp.70-82, September 1998.
- [13] KNISELY, Douglas N., LI, Quinn and RAMESH, Nallepilli S., "CDMA2000: Third-Generation Radio Transmission Technology", Bell Labs Technical Journal, pp.63-78, July / September 1998.
- [14] KNISELY, Douglas N., KUMAR, Sarath, LAHA, Subhasis and NANDA, Sanjiv, "Evolution of Wireless Data Services: IS-95 to CDMA2000", IEEE Communications Magazine, pp.140-149, October 1998.
- [15] WOODRUFF, Gillian and KOSITPAIBOON, Rungroj, "Multimedia Traffic Management Principles for Guaranteed ATM Network Performance", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.8, no. 3, pp.437-446, April 1990.

- [16] LEE, Lin-Nan, KARIMULLAH, Khalid, SUN, Feng-Wen and EROZ, Mustafa, "Third Generation Wireless Technologies – Expectations and Realities", PIMRC'98-9th IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications, Boston-MA, USA, 1998.
- [17] STEINMETZ, R., "Synchronization Properties in Multimedia Systems", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 8, pp.401-412, April 1990.
- [18] FERRARI, Domenico, "Client Requirements for Real-Time Communication Services", IEEE Communications Magazine, pp.65-72, November 1990.
- [19] LAZAR, Aurel A. and PACIFICI, Giovanni, "Control of Resources in Broadband Networks with Quality of Service Guarantees", IEEE Communications Magazine, pp.66-73, October 1991.
- [20] LITTLE, T.D.C. and GHAFOR, A., "Synchronization and Storage Models for Multimedia Objects, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 8, no. 3, pp.413-427, April 1990.
- [21] LITTLE, T.D.C. and GHAFOR, A., "Multimedia Synchronization Protocols for Broadband Integrated Services, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 9, pp.1368-1382, December 1991.
- [22] WOO, M., QAZI, N., and GHAFOR, A., "A Synchronization Framework for Communication of Preorchestrated Multimedia Information", IEEE Network, vol. 8, pp.52-61, January / February. 1994.
- [23] WOO, M., PRABHU, N. and GHAFOR, A., "Dynamic Resource Allocation for Multimedia Services in Mobile Communication Environments", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 13, no. 5, pp.913-922, June. 1995.

- [24] CHANG, P. R. and LIN, C. F., "Design of Spread Spectrum Multi-Code CDMA Transport Architecture for Multimedia Services", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.18, no.1, pp.99-111, January 2000.
- [25] MORINAGA, Norihiko, NAKAGAWA, Masao and KOHNO, Ryuji, "New Concepts and Technologies for Achieving Highly Reliable and High-Capacity Multimedia Wireless Communications Systems", *IEEE Communication Magazine*, pp.34-40, January 1997.
- [26] SAQUIB, Mohammad, YATES Roy and GANTI Anand, "Quality of Service for na Asynchronous Multi-rate Decorrelator Part I: Detection", *IEEE Transaction on Communications* (submitted), The State University of New Jersey.
- [27] OTTONSSON, Tony and SVENSSON Arne, "On Schemes for Multirate Support in DS-CDMA Systems", *Chalmers University of Technology, Wireless Personal Communication*, vol.6, pp.265-287, March 1998.
- [28] OTTONSSON, Tony and SVENSSON Arne, "Multirate Schemes for Multimedia Applications in DS/CDMA Systems", *RVK'96, SNRV and NVTEK Conference on Radio Sciences and Telecommuncations*, Lulea and Kirima, Sweden, June 1996.
- [29] JOHANSSON, Ann-Louise and SVENSSON, Arne, "On Multirate DS-CDMA Schemes with Interference Cancellation", *Wireless Personal Communications*, Kluwer Academic Publishers, vol.9, no.1, pp.1-29, January 1999.
- [30] JOHANSSON, Ann-Louise and SVENSSON, Arne, "A Hybrid Interference Cancellation Scheme in Multipath Fading Channels", *European Transactions on Telecommunications*, vol.11, no.2, pp.207-217, March-April 2000.
- [31] OTTOSSON, Tony and SVENSSON, Arne, "Performance of Different Multi-rate Schemes in DS/CDMA Systems", *Proceedings NRS seminar on Radio Communications Network*, Linköping, Sweden, pp.15-18, 1994.

- [32] RAMANATHAN, Srinivas and RANGAN, P. Venkat, "Adaptive Feedback Techniques for Synchronized Multimedia Retrieval over Integrated Networks", IEEE/ACM Transactions on Networking, vol. 1, no. 2, pp.246-260, April 1993.
- [33] VALKÓ, András G., RÁCZ, András and FODOR, Gábor, "Voice QoS in Third-Generation Mobile Systems", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.17, no. 1, pp.109-123, January 1999.
- [34] SARWATE, Dilip V. and PURSLEY, Michael B., "Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences", Proceedings of the IEEE, vol. 68, no. 5, pp.593-619, May 1980.
- [35] PURSLEY, Michael B., Spread-Spectrum Multiple Access Communication, New Concepts in Multi-user Communication, NATO Advanced Study Institutes Series, pp.139-199, 1981.
- [36] LATHI, B.P., "Modern Digital and Analog Communication Systems", Oxford University Press, Third Edition, 1998.
- [37] HOLMES, J.K., Coherent Spread Spectrum Systems, John Wiley & Sons, 1982.
- [38] ZIEMER, R.E. e R.L. Peterson, Digital Communication and Spread Spectrum Systems, MacMillan Publishing Co.,1985.
- [39] TAJIMA, J. and IMAKURA, K., "A Strategy for Flexible Channel Assignment in Mobile Communication System", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 37, no.2, pp.92-103, May 1988.
- [40] OPPENHEIM, Alan V. and SCHAFER, Ronald W., "Digital Signal Processing", Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey , 1975.

- [41] JOHANSSON, Ann-Louise and SVENSSON, Arne, Multistage Interference Cancellation in Multirate DS/CDMA on a Mobile Radio Channel, Proceedings IEEE Vehicular Technology Conference, Atlanta, Georgia, pp.666-670, April 1996.
- [42] RASMUSSEN, Lars K., LIM, Teng J. and JOHANSSON, Ann-Louise, "A Matrix-Algebraic Approach to Successive Interference Cancellation in CDMA", IEEE Transactions on Communication, vol.48, pp.145-151, January 2000.
- [43] BASHANDY, A., PAUL, R., BAQAI, S., SEDIGH, S., FAHMI, H. and GHAFFOUR, A., "A Protocol Architecture for Guaranteed Quality of Service in Collaborated Multimedia Applications", Proceeding of IEEE Symposium on Application-Specific Systems and Software Engineering Technology (ASSET'99), New York, March 1999.
- [44] FUKASAWA, A., SATO, T., TAKIZAWA, Y., KATO T., KAWABE, M. and FISHER, Reed E., "Wideband CDMA System for Personal Radio Communications", IEEE Communications Magazine, pp.116-124, October 1996.
- [45] RAYCHAUDHURRI, D. and WILSON, N., "Multimedia in Next-Generation Personal Communication Networks", IEEE Proceedings International Conference on Communications, pp.858-862, May 1993.
- [46] OMIYI, Peter E. and O'FARRELL, Timothy, "Throughput and Delay Analysis of a Novel Slotted CDMA MAC Protocol for Multimedia Communication in Wireless LANs", PIMRC'98-9th IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications, Boston-MA, USA, 1998.
- [47] SHEPHERD, D., HUTCHINSON, D., GARCIA, Francisco and COULSON, Geoff, "Protocol Support for Distributed Multimedia Applications", Butterworth-Heinemann Ltd., vol. 15, no.6, pp.359-366, July / August 1992.

- [48] NAFFAH, Najah, "Multimedia Applications", Butterworth & Co. Ltd., vol. 13, no.4, pp.243-249, May 1990.
- [49] LINDSEY, William C., "Error Probabilities for Rician Fading Multichannel Reception of Binary and N-ary Signals", IEEE Transaction Information Theory, vol.IT-10, 339-350, October 1964.
- [50] LINDSEY, William C., "Asymptotic Performance Characteristics for the Adaptive Coherent Multireceiver and Noncoherent Multireceiver Operating through the Rician Fading Multichannel", IEEE Transaction on Communication and Eletronics, vol.84, pp.64-73, January 1964.
- [51] KEFFER, N. F., "Interferência Cocanal e Técnicas de Encaminhamento Alternativo", Tese de Doutorado, DECOM/FEE/UNICAMP, Agosto 1997.