

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Receptores de Seqüência de Máxima Verossimilhança Aplicados em Telecomunicações Móveis Digitais

Cássio Luis Batista

Orientador: Prof. Dr. Amauri Lopes

Este exemplar corresponde à edição final da tese
defendida por Cássio Luis Batista
e aprovada pela Comissão
Julgadora em 28 / 04 / 95.
Amauri Lopes
Orientador

Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica da
UNICAMP como parte dos requisitos para obtenção do
título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Campinas, abril de 1995

Resumo

Este trabalho descreve o desenvolvimento de um programa de simulação de um sistema de transmissão em banda básica aplicado ao sistema de telecomunicações móvel celular digital D-AMPS e faz análise de receptores de seqüência de máxima verossimilhança aplicados a este sistema. Verifica-se que o desempenho do sistema, para um determinado algoritmo de detecção, está relacionado diretamente à estrutura do receptor do qual ele faz parte. Mostra-se também a equivalência dos algoritmos LMS (Least Mean Square) e RLS (Recursive Least Square) para a adaptação dos receptores adaptativos. Verifica-se que a estrutura selecionada para fazer a detecção de seqüência de máxima verossimilhança não atinge, em todas as condições, as especificações de desempenho mínimas para o sistema D-AMPS, porém apresenta desempenho melhor que a estrutura com *equalização com decisão realimentada*, utilizando *equalização bidirecional*.

Abstract

This work describes the development of a simulation program of a baseband transmission system applied to the digital mobile cellular telecommunication system D-AMPS and do the analysis of the maximum likelihood sequence estimator applied to this system. One can verify that the performance of this system, for a specified detection algorithm is straight related to the receiver structure from which it belongs to. One can show too, the equivalence of both LMS (Least Mean Square) and RLS (Recursive Least Square) algorithms for the adaptive receivers adaptation. One can verify that the selected structure to do the maximum likelihood sequence detection doesn't achieve, in all circumstances, the minimum performance specifications for D-AMPS system, although has better performance than the structure with *decision feedback equalizer*, using *bidirectional equalization*

Agradecimentos

Gostaria de agradecer a todos que, de forma direta ou indireta, criaram as condições para que este trabalho fosse concretizado com êxito.

Manifesto minha gratidão ao Centro de Pesquisas e Desenvolvimento (CPqD) da Telebrás por suportar a continuidade desta atividade da pesquisa aplicada em Sistemas de Telecomunicações Celulares Digitais, diretamente a Lauro E. G. de Carvalho, Jurandir M. Pitch, Edson B. R. Féris, José L. Malavazi, Ralph R. Heinrich e Guilherme D. dos Santos.

Agradeço aos amigos que sempre incentivaram e que cooperaram de alguma forma para a realização do trabalho proposto, especialmente a Geraldo L. Seródio, Omar C. Branquinho, Ailton Shinoda, Roberto Petry, Manoel Barbin, Flávio B. Brandão, Francisco M. Portelinha, Adilson Victória e outros que a memória me tenha traído.

Agradeço ao amigo Paulo Cardieri pelas discussões técnicas, sugestões e apoio, à Waldecir Perrella e à João Bosco R. do Val, membros da banca, pelas valorosas sugestões e pelo interesse manifestado pelo assunto apresentado na tese.

Agradeço também à Letícia, aos meus pais e irmãs, Livia e Karina, pelo apoio e pela compreensão nos instantes de ausência.

Serei eternamente grato ao amigo e orientador Amauri Lopes, principal responsável pelo êxito deste trabalho. Realmente, a sua cordial orientação, sempre foi baseada em sua alta competência, bom senso e extraordinária dedicação. Dedicação esta que surpreendia-me, ainda no final do trabalho, pelo detalhamento das correções, na editoração da tese.

*Para os meus pais,
Irineu e Gladys.*

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	A Telefonia Celular Digital	1
1.2	A Interferência Inter-Simbólica em Sistemas Móveis	2
1.3	Abordagem deste Trabalho	2
2	Sistema de Transmissão Móvel	4
2.1	Introdução	4
2.2	Tecnologias	6
2.3	D-AMPS	7
2.4	Canal de Transmissão	12
2.5	Caracterização de Canais com Desvanescimento Multipercurso	15
2.5.1	Função de Autocorrelação Espaçada no Tempo e na Frequência	16
2.5.2	Espalhamento Multipercurso e Seletividade na Frequência	17
2.5.3	Espalhamento Doppler e Seletividade no Tempo	18
2.5.4	Modelagem	18
2.6	Resumo	20
3	Detecção de Máxima Verossimilhança	21
3.1	Introdução	21
3.2	Desenvolvimento de Sinais para Canais de Faixa Limitada	21
3.3	Detector Ótimo para Sinais Digitais Transmitidos por Canais com Faixa Limitada e com Ruído Gaussiano Aditivo	24
3.4	Algoritmo de Detecção Símbolo a Símbolo	27
3.5	Algoritmo de Detecção de Seqüência de Máxima Verossimilhança	29
3.5.1	Algoritmo de Detecção de Seqüência de Máxima Verossimilhança com Filtro Branqueador	30
3.5.2	Algoritmo de Detecção de Seqüência de Máxima Verossimilhança Sem Filtro Branqueador	34
3.6	Algoritmos de Adaptação	43
3.7	Resumo	48
4	Programa de simulação	49
4.1	Introdução	49
4.2	Descrição das Estruturas que Compõem o Programa	49
4.3	Validação das Estruturas do Programa de Simulação	60

4.4	Considerações Sobre as Estruturas do Receptor de Má-xima Verossimilhança	79
5	Resultados das simulações	87
5.1	Introdução	87
5.2	Receptor de Máxima Verossimilhança Derivado por Ungerboeck	87
5.3	Receptor de Máxima Verossimilhança Derivado por Forney	102
5.4	Resumo	120
6	Conclusões	122
6.1	Sugestões para o Prosseguimento do Trabalho	124
A	Modelos de Tempo Discreto para Interferência Inter-Simbólica	125
B	Algoritmo de Viterbi	129

Capítulo 1

Introdução

1.1 A Telefonia Celular Digital

Os sistemas celulares foram desenvolvidos inicialmente para aplicações em serviços de segurança, como, por exemplo, departamento de polícia e bombeiros. À medida que se espalhavam, desenvolveram-se alguns conceitos e tecnologias que permitiram que o mesmo encontrasse aplicação comercial.

Vários sistemas celulares, utilizando tecnologia analógica, sucederam-se e deram origem, nos Estados Unidos, ao sistema AMPS (*Advanced Mobile Phone System*). A facilidade proporcionada pela mobilidade que este sistema assegura, bem como a qualidade de serviço conseguida com o avanço desta tecnologia, levaram a um aumento de demanda que fez com que o mesmo se tornasse saturado nos centros mais populosos. Para atender este crescente aumento de demanda, foi proposta a utilização de tecnologias de transmissão digital, as quais permitem o uso de técnicas mais eficientes de acesso ao meio de propagação. Os primeiros sistemas digitais, chamados de segunda geração, utilizam técnica de acesso TDMA (*Time Division Multiple Access*). Entretanto, uma outra tecnologia, bastante desenvolvida para aplicações militares, ganhou adeptos devido às suas características bastante apropriadas para aplicação em canais com desvanecimento: a tecnologia de acesso CDMA (*Code Division Multiple Access*). Atualmente, estas duas tecnologias de acesso são protagonistas de uma controvérsia que levou algumas operadoras norte americanas a adiarem suas decisões sobre o sistema celular de segunda geração. Enquanto isto, novos sistemas digitais vêm sendo utilizados em outros países. Dentre estes, destacam-se:

- o sistema GSM adotado pela comunidade européia e pelos países que sofrem influência econômica desta, como, por exemplo, a Austrália e;
- o sistema PDC adotado pelo Japão, com características bastante próximas do sistema TDMA norte americano.

O Brasil adotou o sistema AMPS para se iniciar na prestação de serviços celulares. Entretanto, o sistema celular brasileiro, a exemplo dos sistemas em outros países, apresenta necessidade de aumentar a oferta do serviço para suprir a demanda. Dentre as possibilidades de aumento de capacidade de tráfego, uma solução cogitada é a

utilização de sistemas digitais. O sistema D-AMPS credencia-se de forma natural, uma vez que o mesmo foi concebido como uma evolução, completamente compatível, do sistema atual.

Apesar de o sistema digital aumentar a oferta de serviços e de poder oferecer um serviço de melhor qualidade, é susceptível à *interferência inter-simbólica IIS*, imposta pelo meio de transmissão, e requer o uso de técnicas de recepção mais elaboradas, capazes de assegurar desempenho satisfatório, mesmo com a IIS.

1.2 A Interferência Inter-Simbólica em Sistemas Móveis

O sistema celular, analógico ou digital, apresenta em uma de suas terminações, um terminal móvel, o qual, geralmente, possui uma antena posicionada a uma altura próxima do chão. Devido a esta baixa altura da antena do terminal móvel, várias obstruções se impõem entre transmissor e receptor, provocando *desvanecimento seletivo*. Outra característica associada ao sistema celular é o fato de o terminal móvel e alguns obstáculos estarem em movimento. Devido a estas características, o canal de propagação móvel será variante no tempo. Um canal com desvanecimento seletivo variante no tempo, provoca uma IIS variante no tempo entre os pulsos do sinal digital.

Para se garantir a qualidade de transmissão de um sistema digital, utilizam-se técnicas de receptores apropriadas para canais com desvanecimento seletivo variante no tempo. Dentre estas destacam-se a equalização linear, a equalização não-linear, a detecção de máxima verossimilhança e o receptor Rake. Entretanto, devido aos vales profundos na resposta em frequência causados pelo canal de propagação, a equalização linear não apresenta resultados satisfatórios. O receptor Rake vem sendo aplicado em sistemas de faixa larga, enquanto que os receptores comumente empregados para sistemas de faixa estreita, entre os quais se encontram os sistemas TDMA atuais, são o equalizador não-linear, especificamente o receptor com decisão realimentada, e o receptor de seqüência de máxima verossimilhança.

1.3 Abordagem deste Trabalho

Este trabalho foi desenvolvido com o objetivo de se avaliar o desempenho dos receptores de seqüências de máxima verossimilhança aplicados ao sistema digital D-AMPS. Esta análise foi motivada por uma pesquisa aplicada em sistemas de comunicações móveis digitais, desenvolvida pelo CPqD da Telebrás. Esta atividade é fruto de uma ramificação, dentro desta pesquisa aplicada, segundo a técnica de recepção. Em uma das ramificações analisou-se o equalizador com decisão realimentada, cujos resultados foram apresentados em [24] e na outra analisou-se a técnica de recepção de seqüência de máxima verossimilhança. Estas análises se basearam em resultados obtidos através de simulações, realizadas em uma plataforma de programas que fazem a modelagem em banda básica do sistema de transmissão do D-AMPS.

No capítulo 2, apresentam-se as principais características do sistema celular, o sistema digital D-AMPS, o canal de propagação para um sistema móvel e sua caracterização através de análise estatística.

No capítulo 3, apresenta-se a formatação do sinal digital de banda básica para transmissão através de um canal de faixa limitada. Apresenta-se, também, a derivação do receptor de máxima verossimilhança para um canal com IIS. Por fim, são analisadas três maneiras de se obter a detecção de máxima verossimilhança de forma recursiva: a primeira utiliza um algoritmo de detecção símbolo a símbolo; os dois outros obtêm, a cada instante, a seqüência de máxima verossimilhança recursivamente, através do algoritmo de Viterbi.

No capítulo 4, apresentam-se os modelos de banda básica das estruturas equivalentes ao sistema de transmissão D-AMPS simulado. Apresenta-se, na seqüência, algumas características do algoritmo de detecção de máxima verossimilhança relacionadas à estrutura do receptor adaptativo utilizado e, então, apresenta-se a seqüência de procedimentos adotados para a validação das estruturas de programas utilizadas para as simulações.

No capítulo 5, analisam-se os resultados, obtidos através de simulação, do desempenho do receptor de seqüência de máxima verossimilhança adaptativo, utilizando o algoritmo de Viterbi. Apresentam-se variações da sua estrutura e do algoritmo de adaptação. No final, faz-se uma comparação entre o receptor recomendado e o com equalizador com decisão realimentada.

Finalizando, no capítulo 6, apresentam-se as conclusões alcançadas através dos resultados obtidos no capítulo 5, e sugestões para a continuação deste trabalho.

Capítulo 2

Sistema de Transmissão Móvel

2.1 Introdução

O primeiro sistema de rádio instalado em veículo foi implementado pela polícia de Detroit, em 1921, em 2MHz. Sistemas com maior capacidade e maiores sofisticções sucederam-se ao longo do tempo. Para se criar um sistema com alta capacidade, foi necessário o desenvolvimento de alguns conceitos chaves, ilustrados abaixo [7]:

a) “Trunking” (Troncalização): Este termo é utilizado quando se cria um grupo de freqüências e o usuário móvel pode acessar qualquer uma dessas freqüências que estiver livre, ao invés de acessar uma única freqüência fixa, tanto nas chamadas originadas por ele, quanto nas recebidas. Este arranjo reduz a probabilidade de bloqueio das chamadas.

b) Reuso de freqüências: Refere-se ao uso de canais de rádio modulados, utilizando uma mesma portadora, em mais de uma região geográfica, sendo estas regiões afastadas entre si de maneira que a interferência co-canal seja desprezível. De uma forma menos elaborada, devido às distâncias entre os transmissores, este princípio já vem sendo adotado para difusão comercial.

c) Divisão em células: Se se tem um número C de canais alocados para uso em um sistema de transmissão, pode-se dividir estes C canais em N grupos de $S=C/N$ canais. Cada grupo é associado a uma região geográfica denominada célula. O tamanho de cada célula é função do tráfego e do número de canais S designados a cada uma. Quanto maior o tráfego, menor devem ser as células para que o mesmo número de canais S atenda, de maneira eficiente, a demanda. Na prática, o formato das células será definido conforme a atenuação do sinal e as variações do terreno. Porém, para considerações teóricas, divide-se o terreno em células hexagonais, como mostra a figura 2.1. Cada conjunto de N grupos de canais, onde, no desenho, N é igual a 7, representado pela região hachurada, é denominado “**Cluster**”. Em um cluster não ocorre a repetição de freqüências, porém outro cluster possuirá as mesmas freqüências, rearranjadas de forma a se garantir que a interferência co-canal não prejudique a qualidade da comunicação. Ou seja, cuida-se para que não haja o mesmo conjunto de freqüências entre células vizinhas.

d) “Locating” e “Hand-off”: À medida que os sistemas celulares foram evoluindo e que o tamanho da célula diminuiu, foi necessário desenvolver uma maneira eficiente de administração e conexão destas células. Esta se tornou viável com as centrais

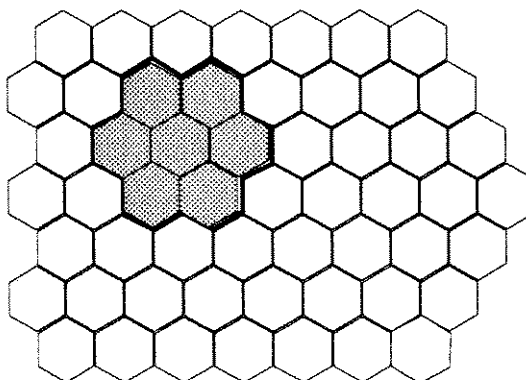


Figura 2.1: Região Geográfica dividida em Células

de comutação digitais. “Locating” e “Hand-off” são conceitos que surgiram desta necessidade. “Hand-off” é o ato de se substituir um canal por outro operando em outra frequência distinta, sem, com isso, interromper a comunicação. “Locating” é o processo de determinação do momento adequado, do ponto de vista de qualidade do sinal e interferência potencial, de se transferir uma conexão rádio móvel estabelecida através de um equipamento transceptor de uma estação rádio base para outro equipamento ou, talvez, para uma outra estação rádio base.

Utilizando-se dos elementos básicos de sistemas celulares, descritos nos ítems b) e c), aumenta-se a capacidade do sistema, em número de usuários, utilizando-se exatamente a mesma faixa espectral, ou seja, o mesmo número de canais C . O aumento da capacidade de tráfego é o motivo fundamental para o surgimento dos sistemas celulares.

A telefonia celular pode ser classificada, em relação à mobilidade do terminal, em móvel e fixa. Além disso, costuma-se subdividir os sistemas móveis em veicular e em Sistemas de Comunicações Pessoais. A diferença básica dos dois sistemas está na potência de transmissão do terminal móvel. Para o sistema veicular, que é conhecido pela denotação mais genérica por sistema móvel, utiliza terminais móveis (em veículos) com potência em torno de $5W$, enquanto que no terminal móvel para sistemas pessoais, esta potência varia de centenas de mW até centenas de μW . Um sistema móvel típico é representado pela figura 2.2.

Basicamente, o objeto de interesse deste trabalho é o sistema de transmissão via rádio do sistema móvel, ou seja, preocupar-se-á com a ERB (Estação Rádio Base), com a EM (Estação Móvel) e com o caminho que o sinal percorre entre estes dois pontos do sistema. Mais especificamente, tratar-se-á o sistema de transmissão digital. Na continuidade deste capítulo, apresentam-se as tecnologias utilizadas nos sistemas digitais que vêm sendo desenvolvidos, com ênfase no sistema D-AMPS.

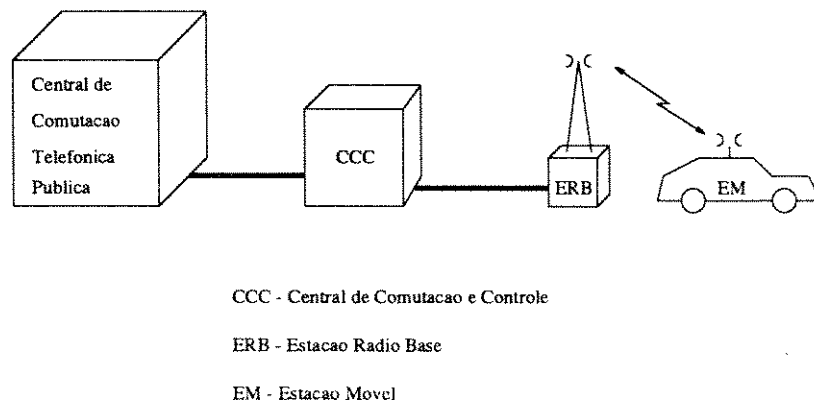


Figura 2.2: Sistema Móvel Celular

2.2 Tecnologias

O trabalho pioneiro para se criar um sistema celular de grande porte, capaz de suportar centenas de usuários, com conexão à rede pública, desenvolvido nos Estados Unidos, foi o sistema AMPS (Advanced Mobile Phone Service), com tecnologia analógica e acesso múltiplo por divisão de frequências (FDMA) [8]. Outros sistemas celulares analógicos foram desenvolvidos em outros países, como, por exemplo, o sistema TACS e ETACS, na Grã-Bretanha, os sistemas NMT450 e NMT900 nos países Nórdicos e C450 na Alemanha [9].

Porém, a saturação dos sistemas analógicos fez com que a Associação das Indústrias de Telecomunicações Celulares, CTIA, publicasse um documento (UPR - User Performance Requirements) que define a necessidade de um aumento de capacidade de, no mínimo, dez vezes em relação ao sistema AMPS, através da próxima geração de tecnologia celular, a "Celular de Modo Dual" [2].

Um sistema que possibilita um aumento de capacidade do sistema AMPS é o N-AMPS (Narrowband - AMPS) que utiliza um canal de voz de 10 KHz em substituição aos 30 KHz ocupados pelo AMPS. Com isto, triplica-se o número de canais deste, porém não se atende ao UPR. Um outro sistema que surgiu, proposto como a segunda geração da telefonia móvel nos Estados Unidos, por atender à UPR, é um sistema dual que apresenta canais de tráfego com tecnologia de acesso múltiplo por divisão de tempo (TDMA), canais de voz analógicos idênticos aos padronizados pelo AMPS, com alterações mínimas, e os mesmos canais de controle do sistema AMPS. Este sistema aumenta o número de canais 6 vezes em relação ao AMPS, proporcionando um ganho de capacidade de 10 vezes [10], com codificação de voz a meia taxa (4Kbits/s) e permite compatibilidade com o sistema AMPS, o que torna possível a transição gradual para o sistema digital TDMA. O sistema E-TDMA é uma variação do sistema TDMA, desenvolvido pela Hughes Network Systems, que possui como principal característica, a interpolação digital de voz e um controle de alocação de canais dinâmico, oferecendo um ganho substancial de capacidade. Um outro sistema digital que deve-se destacar, por apresentar grandes vantagens de desempenho

e redução de complexidade em sistemas com desvanecimento, com tecnologia de acesso múltiplo por divisão por códigos (CDMA), é o desenvolvido pela Qualcomm [4]. Os dois sistemas digitais, utilizando técnica TDMA e utilizando técnica CDMA, são protagonistas de uma polêmica que existe entre operadoras norte-americanas sobre a digitalização do sistema celular. Procurou-se, neste trabalho, não se fazer nenhuma comparação entre as duas tecnologias, principalmente pelo fato de que para uma análise de capacidade, por exemplo, devem-se fazer algumas considerações teóricas que precisam ser confirmadas na prática, para o sistema CDMA. Além disso, foge ao escopo do trabalho.

O sistema AMPS já está difundido por todo o território dos Estados Unidos assegurando, desta forma, o "Roaming". O termo "Roaming" é empregado para a situação em que o usuário móvel migra de um sistema celular associado a uma determinada Central de Comutação e Controle, CCC, para um outro sistema associado a outra CCC.

A UPR define um ganho de capacidade e a necessidade de modo dual, porém não especifica a tecnologia que deverá ser empregada. O "Roaming" poderá ser assegurado, uma vez que qualquer sistema de segunda geração dual pode se integrar a um outro sistema de segunda geração através da tecnologia AMPS.

Outros sistemas digitais também foram propostos em outros países, além dos Estados Unidos, com o objetivo de expandir a capacidade de seus sistemas analógicos. Destacam-se entre estes sistemas o GSM (Group Special Mobile)[5], com tecnologia TDMA, que reuniu vários países da Comunidade Européia, e o sistema JDC (Japanese Digital Cellular), desenvolvido no Japão [10], também, com tecnologia TDMA.

No Brasil, adotou-se o AMPS para implantar-se o sistema de telefonia celular. Devido à demanda e à facilidade de se incorporar novos serviços, torna-se premente a necessidade de se digitalizar a telefonia celular no Brasil e por ser concebido como uma evolução do AMPS, o D-AMPS torna-se um dos sistemas potencialmente mais apropriados para tal digitalização.

2.3 D-AMPS

Apresentam-se, neste item as principais características do sistema de transmissão do "sistema celular de modo dual", cujas padronizações de compatibilidade são publicadas na IS-54 [2] pela EIA/TIA (Associação das Indústrias Eletrônicas / Associação das Indústrias de Telecomunicações), onde os parâmetros do sistema rádio e os procedimentos de processamento de chamada são especificados. Este sistema dual engloba o sistema D-AMPS (Digital-AMPS) e o sistema analógico AMPS. Esta dualidade do sistema é importante para se garantir a integração do usuário deste sistema ao sistema analógico (AMPS) implantado em todo o território norte-americano. O D-AMPS é um sistema digital concebido com técnica de acesso TDMA e que incorpora os sinais de controle do sistema AMPS. Apesar de a tecnologia de acesso ser totalmente diferente, o D-AMPS e o AMPS são totalmente compatíveis. Portanto, ambos os sistemas possuem, em sua faixa expandida, 832 canais, divididos em dois sistemas de 416 canais cada um, denominados sistema A e sistema B. A tabela 2.1 apresenta a designação de cada canal.

O espaçamento entre canais adjacentes é de 30 KHz e o espaçamento entre os canais de transmissão e os canais de recepção entre EM e ERB é de 45 MHz. Os canais

Sistema	Faixa MHz	No. de canais	No. dos canais limitantes	Freq. de Trans.(MHz)	
				EM	ERB
Não Usado		1	990	824.010	869.010
A	1	33	991	824.040	869.040
			1023	825.000	870.000
A	10	333	1	825.030	870.030
			333	834.990	879.990
B	10	333	334	835.020	880.020
			666	844.980	889.980
A	1.5	50	667	845.010	890.010
			716	846.480	891.480
B	2.5	83	717	846.510	891.510
			799	848.970	893.970

Tabela 2.1: Números de canais e frequências

de transmissão no sentido EM-ERB (824MHz - 849MHz) são chamados canais reversos e os canais de transmissão no sentido ERB-EM (869MHz - 894MHz) são chamados canais diretos.

O sistema de modo dual possui três tipos de canais básicos: -canais de voz analógicos, com modulação FM para informações e FSK para mensagens de controle; -canais de controle, que fazem acesso e "paging" (procura) e utiliza modulação FSK e; -canais de tráfego digital, que possuem as mesmas funções do canal de voz analógico, porém utilizam modulação $\pi/4$ -DQPSK. Os canais de 313 a 333, no sistema A, e de 334 a 354, no sistema B, são designados como canais de controle.

Cada canal de tráfego digital é compartilhado por três usuários, com codificação de voz utilizando códigos VSELP (Vector Sum Excited Linear Prediction) [2] a uma taxa de 8 KHz (Transmissão a Taxa Completa) ou a 4 KHz (Transmissão a Meia Taxa). Além de a transmissão e recepção serem feitas em canais separados (FDD - Frequency Division Duplex), o acesso ao canal, pela transmissão e pela recepção, é feito em instantes de tempo (slots) diferentes (TDD - Time Division Duplex). Em um sistema TDMA, os dados acessam o meio em intervalos de tempo predeterminados ("slots") dentro de um "quadro". O quadro, no canal de tráfego, é formado por 6 slots, numerados de 1 a 6, como mostra a figura 2.3, onde a informação de um usuário acessará o canal ou nos slots 1 e 4, ou nos slots 2 e 5, ou nos slots 3 e 6, se a codificação é feita à taxa completa. Cada slot possui a forma mostrada pela figura 2.4.

Além dos dados transmitidos por cada usuário, outros bits são transmitidos para que haja o controle e supervisão do sistema. Destaca-se, também, a necessidade de se transmitir uma palavra de sincronismo, muito importante em um sistema TDMA. Esta palavra de sincronismo é um campo de 14 símbolos e é utilizada tanto para o sincronismo do quadro, como seqüência de treinamento do receptor e identificação do slot. Seis seqüências são definidas, possuindo propriedades apropriadas de autocorrelação e correlação cruzada

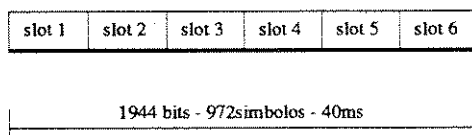
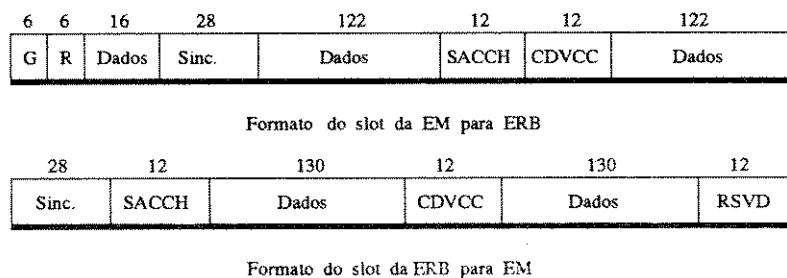


Figura 2.3: Quadro do Sistema D-AMPS



onde:

(*)Numeros referem-se a bits

G - Tempo de Guarda

R - Tempo de Rampa

SACCH - Canal de Controle Associado Lento

Sinc - Sincronismo

Dados - Informacao do usuario ou FACCH(canal de controle associado rapido)

CDVCC -Codigo de cor de verificacao

RVSD - Reservado

Figura 2.4: Estrutura do Quadro D-AMPS

para facilitar o sincronismo e o treinamento.

Os dados, agrupados na estrutura de quadro ilustrada, são modulados com modulação $\pi/4$ -DQPSK transmitidos a uma taxa de 48,6[Kbps], onde cada dois bits formam um símbolo, como poder-se-á verificar na seqüência.

• Modulação $\pi/4$ -DQPSK

A modulação $\pi/4$ -DQPSK é o processo no qual a portadora é modulada por deslocamentos de fase de $\pm\pi/4$ ou de $\pm 3\pi/4$, a cada período de símbolo.

Em um dado intervalo de tempo $[kT; (k+1)T]$ equivalente a um período de símbolo, o sinal modulado pode ser representado por:

$$m_k(t) = \cos(\omega_c t + \theta_{k-1} + \phi_k) \quad ; kT \leq t \leq (k+1)T \quad (2.1)$$

onde θ_{k-1} é a fase da portadora, no intervalo $[(k-1)T; kT]$ e $\phi_k \in \{\pm\pi/4; \pm 3\pi/4\}$. Então, a fase da portadora, no intervalo $[kT; (k+1)T]$ será dada por:

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \phi_k \quad ; \phi_k \in \{\pm\pi/4; \pm 3\pi/4\} \quad (2.2)$$

A fase ϕ_k será definida pelo par de bits de transmissão observado em cada período de símbolo, de acordo com a seguinte tabela:

a_j	a_{j-1}	ϕ_k
0	0	$\pi/4$
1	0	$3\pi/4$
1	1	$-3\pi/4$
0	1	$-\pi/4$

Através de relações trigonométricas, pode-se representar $m_k(t)$ em fase e quadratura:

$$m_k(t) = I_k \cos(\omega_c t) - Q_k \sin(\omega_c t) \quad (2.3)$$

onde:

$$I_k = \cos(\theta_k) = \cos(\theta_{k-1})\cos(\phi_k) - \sin(\theta_{k-1})\sin(\phi_k) \quad (2.4)$$

$$Q_k = \sin(\theta_k) = \sin(\theta_{k-1})\cos(\phi_k) + \cos(\theta_{k-1})\sin(\phi_k) \quad (2.5)$$

mas:

$$\cos(\theta_{k-1}) = I_{k-1} \quad (2.6)$$

$$\sin(\theta_{k-1}) = Q_{k-1} \quad (2.7)$$

Então, obtém-se a seguinte recorrência:

$$I_k = I_{k-1}\cos(\phi_k) - Q_{k-1}\sin(\phi_k) \quad (2.8)$$

$$Q_k = Q_{k-1}\cos(\phi_k) + I_{k-1}\sin(\phi_k) \quad (2.9)$$

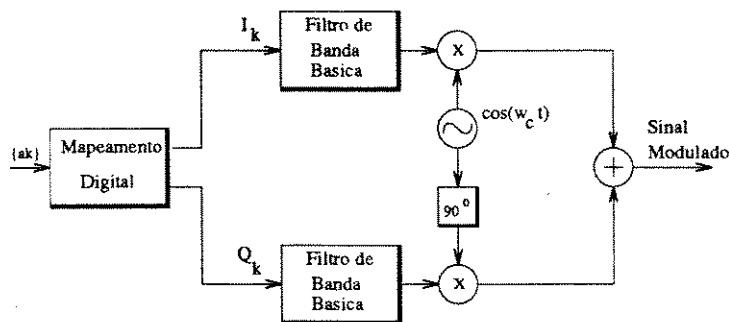


Figura 2.5: Diagrama de blocos do modulador $\pi/4$ -DQPSK

Com isto, a estrutura, em fase e quadratura, do modulador $\pi/4$ -DQPSK é representada na figura 2.5.

Os filtros de banda básica devem possuir fase linear e resposta raiz quadrada do cosseno levantado com fator de roll-off 0,35, cuja resposta em frequência é dada por:

$$X(f) = \begin{cases} T & 0 \leq |f| \leq (1 - \beta)/2T \\ \frac{T}{2} \left[1 - \text{sen} \pi T \left(|f| - \frac{1}{2T} \right) / \beta \right] & (1 - \beta)/2T \leq |f| \leq (1 + \beta)/2T \\ 0 & |f| \geq (1 + \beta)/2T \end{cases} \quad (2.10)$$

Se se observar a equação 2.2, verifica-se que:

- a) Se $\theta_{k-1} \in \{0; \pm\pi/2; \pi\}$; então $\theta_k \in \{\pm\pi/4; \pm3\pi/4\}$
- b) Se $\theta_{k-1} \in \{\pm\pi/4; \pm3\pi/4\}$; então $\theta_k \in \{0; \pm\pi/2; \pi\}$

Estas propriedades podem ser representadas pelo diagrama de transição de fases da figura 2.6.

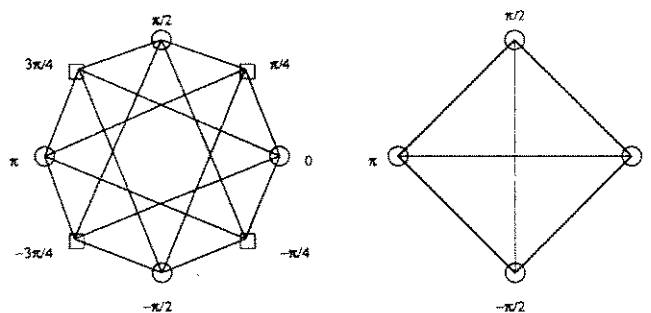


Figura 2.6: Diagrama de estados de fase: $\pi/4$ -DQPSK e QPSK

Pode-se verificar que, se no instante kT a fase é uma daquelas indicadas por círculo, no instante $(k + 1)T$ ela será uma daquelas indicadas por quadrado, e vice-versa. Pode-se verificar, também, que qualquer que seja a transição de estados, ela não passa

pelo eixo do diagrama de estados. Apenas para efeito de comparação, representou-se, na figura 2.6, o diagrama de transição de fase da modulação QPSK. Verifica-se, então, que o diagrama de estados, para a modulação $\pi/4$ -DQPSK, é equivalente a dois diagramas de estados QPSK defasados de $\pi/4$ e sobrepostos, onde muda-se de diagrama a cada símbolo. Verifica-se, também, que, para o sistema QPSK, quando há uma variação de fase de π [rad], a transição passa pelo eixo do diagrama, o que significa que a portadora passa por valores nulos. Esta característica impõe dificuldades à implementação dos amplificadores de RF.

• Especificações de desempenho mínimo

O sistema D-AMPS não especifica o receptor, porém impõe o desempenho mínimo especificado em [3]. Para tal, especifica um modelo de simulador de canal de propagação de dois raios com distribuição Rayleigh independentes, onde o atraso do segundo raio τ_1 deve chegar até a 1 símbolo. Mais sobre o canal de propagação especificado será visto no capítulo 4.

Apresentam-se, nas tabelas abaixo, as especificações para o canal de voz modulado, onde, E_b/N_0 representa a relação Energia de Bit/Potência de Ruído e v representa a velocidade do móvel.

v [Km/h]	E_b/N_0 [dB]	Taxa de Erro de Bit
8	16	3%
100	16	3%

Tabela 2.2: Desempenho mínimo para canal plano

v [Km/h]	Intervalo de Atraso τ_1 [μ s]	E_b/N_0 [dB]	Taxa de Erro de Bit
8	10,3 ; 20,6; 41,2	16	3%
50	10,3 ; 20,6; 41,2	19	3%
100	10,3 ; 20,6; 41,2	19	3%

Tabela 2.3: Desempenho mínimo para canal com desvanecimento seletivo

2.4 Canal de Transmissão

O canal de transmissão móvel apresenta, além de características de limitação de faixa espectral e perdas de propagação que são comuns à outros canais de transmissão, outras características causadas por efeitos do terreno na propagação. Estes efeitos são muito significativos devido a baixa altura das antenas das estações móveis, muito próximas ao solo. Um dos efeitos provocados pelo terreno é uma variação da atenuação da potência média do sinal, em função da distância da antena do transmissor, dependendo das características

de composição do solo (terreno plano, acidentado, sobre água, áreas de vegetação) ou de características das construções feitas pelos homens.

Além dos efeitos de atenuação da potência média em função da distância, outros efeitos são provocados pela combinação do fato de a antena do terminal móvel estar baixa em relação ao solo e de o terminal estar em movimento. Devido aos obstáculos e ao movimento relativo entre eles e o terminal móvel, o sinal recebido sofrerá atenuações denominadas desvanescimentos. Os desvanescimentos do sinal rádio móvel são compostos por uma componente lenta e por outra rápida. Os desvanescimentos lento e rápido estão representados na figura 2.7, onde o efeito lento é dado pela variação da média do sinal, correspondendo, na figura, à linha tracejada.

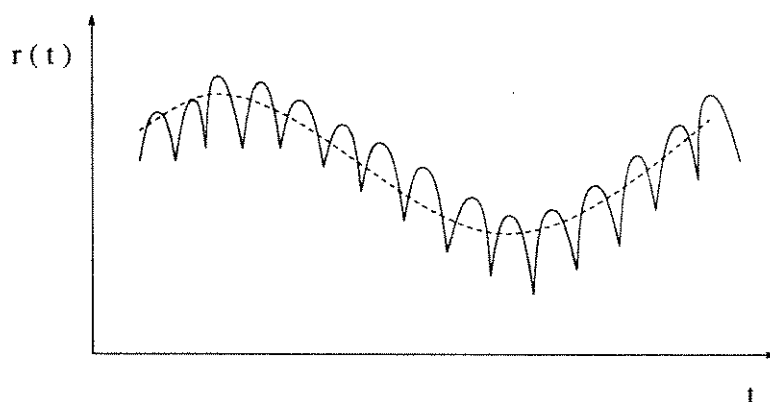


Figura 2.7: Efeitos de desvanescimento lento e rápido

Os desvanescimentos lento e rápido podem ser caracterizados estatisticamente e seus efeitos analisados separadamente, uma vez que são descorrelacionados [6].

- Desvanescimento Lento:

Como já foi citado anteriormente, o desvanescimento lento produz uma variação do nível médio do sinal.

Pode-se estimar as atenuações médias que o sinal sofre em função da distância entre ERB e EM, da altura das antenas da ERB e EM e da frequência, em áreas rural, urbana e suburbana. Porém, mesmo se o terminal móvel se movimentar em uma trajetória circular em torno da antena de transmissão, mantendo a mesma distância, o nível médio do sinal continuará a se alterar, em função do movimento da EM, devido às variações do terreno, tais como inclinações, consistência e obstáculos.

Embora a caracterização do desvanescimento lento não esteja no escopo deste trabalho, sabe-se que o sinal recebido, medido em dB, possui distribuição de probabilidade normal, referida como distribuição log-normal. Também, o desvanescimento lento apresenta função de autocorrelação com decaimento lento. Mais sobre as variações da média do sinal pode ser visto em [6].

- Desvanescimento Rápido:

O desvanescimento rápido é resultado da composição de sinais advindos de vários percursos, recebendo, então, a denominação de “desvanescimento multipercurso”. Além das variações da potência do sinal, o desvanescimento multipercurso provoca espalhamento no tempo do mesmo.

Pelo fato de as antenas das EMs estarem localizadas a baixas alturas, o sinal se propaga através de espalhamento e reflexões por vários obstáculos. Portanto, o sinal recebido é a composição dos vários sinais que se propagam por percursos diferentes, como mostra a figura 2.8.

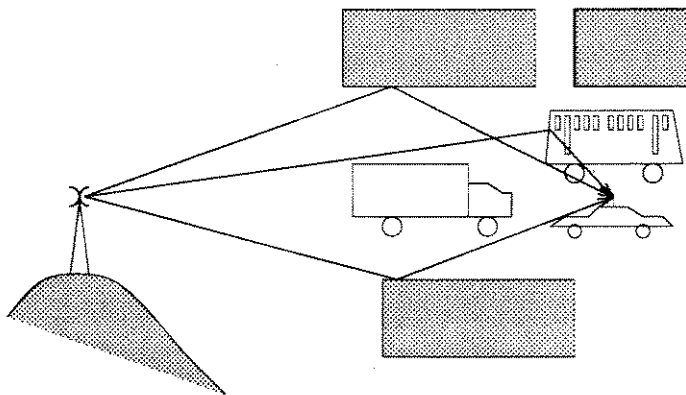


Figura 2.8: Propagação Multipercurso

Cada componente do sinal sofre uma atenuação α e um atraso de tempo τ , de forma que o sinal recebido, formado por N componentes, resultados de N percursos, em um dado instante, é dado por:

$$r_c(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) s_c(t - \tau_n(t)) \quad (2.11)$$

onde $s_c(t) \equiv$ sinal transmitido passa faixa.

Então, dependendo da amplitude e da fase de cada sinal que chega no receptor, somam-se construtivamente ou destrutivamente. Devido ao movimento relativo entre terminal móvel e os obstáculos, existem, também, variações das amplitudes e fases, bem como do número de sinais que chegam ao receptor. Assim, a variação do nível do sinal recebido é função da variação, no tempo, dos parâmetros α_n e τ_n que o compõem, bem como do número de percursos N , provocados pelo movimento da estação móvel.

- Interferência Inter-Simbólica

A outra característica importante do desvanescimento multipercurso, na implementação de receptores para sistemas móveis, é o “espalhamento por atraso”. Este espalhamento se deve ao fato de os percursos dos vários componentes do sinal entre o transmissor e o receptor possuírem comprimentos diferentes. Portanto, se se transmitir

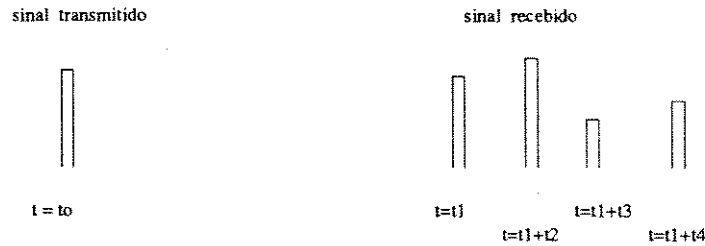


Figura 2.9: Espalhamento de Atraso

um pulso muito estreito em um instante t_0 , obter-se-á, no receptor, um trem de pulsos, como mostra a figura 2.9.

O espalhamento por atraso, em um sistema de transmissão digital, causa a **Interferência Inter-Simbólica IIS**, degradando, desta forma, a qualidade da transmissão. Para se conseguir, então, um desempenho adequado para o sistema, devem ser utilizadas técnicas sofisticadas de recepção. Algumas delas serão descritas com bastante detalhes neste trabalho.

2.5 Caracterização de Canais com Desvanescimento Multipercurso

O canal com desvanescimento multipercurso apresenta resposta impulsiva variante no tempo, cuja caracterização é comum a vários canais de rádio. A variação no tempo de um canal de transmissão móvel se deve ao movimento relativo dos obstáculos em relação ao usuário móvel. Esta variação ocorre de forma aleatória e, portanto, o canal é caracterizado de uma forma estatística.

Analisa-se, então, o efeito do canal sobre um sinal modulado, passa-faixa, transmitido, representado por:

$$s_c(t) = \text{Re}[v(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (2.12)$$

onde $v(t)$ é o sinal “equivalente complexo de banda básica” ou “equivalente passa-baixas” e f_c é a frequência da portadora.

Em um instante t , o sinal recebido será função dos atrasos τ_i , associado aos multipercursos percorridos pelo sinal. Em consequência das características destes multipercursos, os atrasos τ_i ocorrem aleatoriamente. Assim, o sinal recebido, formado pela composição dos seus multipercursos, pode ser representado por:

$$r_c(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) s_c[t - \tau_n(t)] \quad (2.13)$$

onde $\alpha_n(t)$ e $\tau_n(t)$ são, respectivamente, o fator de atenuação e o atraso relativo do sinal no n -ésimo percurso. Então, substituindo-se (2.12) em (2.13), obtém-se:

$$x_c(\tau; t) = \text{Re} \left\{ \left(\sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} v[t - \tau_n(t)] \right) e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (2.14)$$

De onde resulta o sinal equivalente complexo banda básica, dado por:

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} v[t - \tau_n(t)] \quad (2.15)$$

Se $r(t)$ é a resposta de um canal equivalente passa-baixas a um sinal $v(t)$, segue-se que o canal equivalente passa-baixas é descrito pela resposta impulsiva variante no tempo dada por:

$$c(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (2.16)$$

Considera-se, agora, que o sinal transmitido seja uma portadora não-modulada. Então, o sinal recebido é dado por:

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \\ &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \end{aligned} \quad (2.17)$$

Assim, o sinal recebido equivale à soma de fasores variantes no tempo com amplitudes $\alpha_n(t)$ e fases $\theta_n(t)$.

As variações no tempo de $\alpha_n(t)$ e $\tau_n(t)$ apresentam um comportamento aleatório que depende da variação da estrutura do meio. O desvanescimento do sinal é o efeito causado pela variação no tempo dos fasores que são somados, ora destrutivamente, reduzindo a amplitude do sinal recebido, ora construtivamente, aumentando a amplitude do mesmo. Observa-se que bastam pequenas variações nos atrasos para uma mudança de fase de $2\pi[rad]$ na portadora. Para uma portadora com frequência $f_c = 900[MHz]$, por exemplo, uma variação de fase de $2\pi[rad]$ é produzida quando a variação do atraso for de $1/f_c = 1,11[ns]$. Entretanto, são necessárias grandes alterações do meio, para variações significativas de $\alpha_n(t)$. Assim, o desvanecimento é um efeito causado principalmente pelas variações de fase dos multipercursos.

Quando o número de percursos é muito grande, o teorema do limite central pode ser aplicado. O sinal recebido $r(t)$ pode, então, ser modelado como um processo gaussiano complexo. Isto significa que a resposta impulsiva variante no tempo $c(\tau; t)$ também é um processo aleatório gaussiano complexo em t . Assume-se que $c(\tau; t)$ é "estacionário no sentido amplo"[28]. Definem-se, com o objetivo de se caracterizar o canal multipercurso, as estatísticas de segunda ordem do processo $c(\tau; t)$.

2.5.1 Função de Autocorrelação Espaçada no Tempo e na Frequência

Para se fazer uma caracterização do canal multipercurso variante no tempo, toma-se a transformada de Fourier de $c(\tau; t)$, em relação a τ , de onde se obtém a função de transferência variante no tempo $C(f; t)$:

$$C(f; t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) e^{-2j\pi f \tau} d\tau \quad (2.18)$$

Se $c(\tau; t)$ é um processo aleatório gaussiano complexo de média zero, na variável de tempo t , então $C(f; t)$ também possui as mesmas propriedades estatísticas.

Então, define-se a função de autocorrelação de $C(f; t)$ levando-se em conta que o canal é “**Estacionário no Sentido Amplo**”, como já foi dito, de forma que a estatística de segunda ordem não dependa de t , mas apenas de Δt :

$$\phi_C(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[C^*(f_1; t)C(f_2; t + \Delta t)] \quad (2.19)$$

Considera-se que a atenuação e a fase associadas a um atraso τ_i são descorrelatadas da atenuação e fase associadas a um atraso τ_k . Esta consideração é conhecida como “**Espalhamento Descorrelacionado**”. Em [11], mostra-se que a consideração de espalhamento descorrelacionado implica em que a função de autocorrelação de $C(f; t)$, na frequência, seja uma função apenas da diferença de frequência $\Delta f = f_2 - f_1$. Assim, a função $\phi_C(f_1, f_2; \Delta t)$ se torna $\phi_C(\Delta f; \Delta t)$ que é chamada de “**Função de Autocorrelação Espaçada no Tempo e Espaçada na Frequência**”.

2.5.2 Espalhamento Multipercurso e Seletividade na Frequência

Se se fizer $\Delta t = 0$, a função de autocorrelação espaçada no tempo e espaçada na frequência se torna $\phi_C(\Delta f; 0) \equiv \phi_C(\Delta f)$, que é a função de autocorrelação espaçada na frequência. Define-se, então, a função “**Espectro de Potência de Atraso**” ou “**Perfil de Intensidade de Multipercurso**” como:

$$\phi_c(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \phi_C(\Delta f) e^{j2\pi\Delta f\tau} d\Delta f \quad (2.20)$$

Uma outra forma de se obter a função $\phi_c(\tau)$, diretamente no domínio do tempo, considerando-se espalhamento descorrelacionado, é dada por:

$$\phi_c(\tau) = \frac{1}{2} E[|c(\tau; t)|^2] \quad (2.21)$$

Em geral, $\phi_c(\tau)$ dá a potência de saída média em função do atraso τ . Na prática, $\phi_c(\tau)$ é medido através da transmissão de pulsos muito estreitos ou, equivalentemente, através de um sinal de faixa larga e fazendo-se uma correlação cruzada do sinal recebido com uma versão atrasada do mesmo.

A faixa dos valores de τ nos quais $\phi_c(\tau)$ é diferente de zero é denominada “**Espalhamento de Multipercurso do Canal**” e é representada por T_m .

Como existe uma relação de par de transformada de Fourier entre $\phi_C(\Delta f)$ e $\phi_c(\tau)$, como mostra a equação 2.20, define-se a recíproca do espalhamento de multipercurso do canal como a “**Faixa de Coerência do Canal**”, que é dada por:

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.22)$$

Então, duas senóides com separação de frequências maior que $(\Delta f)_c$ são afetadas de maneira diferente pelo canal. Considerando um sinal de informação transmitido através de um canal, se $(\Delta f)_c$ for pequeno comparado com a faixa do sinal transmitido, então, o canal é dito “**Seletivo em Frequência**”. Logo, o valor $(\Delta f)_c$ mede a seletividade em frequência do canal.

2.5.3 Espalhamento Doppler e Seletividade no Tempo

Caracteriza-se, agora, a variação do canal com o tempo, medido pelo parâmetro Δt , na função $\phi_C(\Delta f; \Delta t)$. Fazendo-se $\Delta f = 0$, obtém-se $\phi_C(\Delta t)$, que é a função de autocorrelação espaçada no tempo. Define-se, então, “**Espectro de Potência Doppler do Canal**”:

$$S_C(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_C(\Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d\Delta t \quad (2.23)$$

A função $S_C(\lambda)$ é o espectro de potência do sinal em função da frequência Doppler λ .

De 2.23, observa-se que quando o canal é invariante no tempo, ou seja, $\phi_C(\Delta t) = 1$, então $S_C(\lambda) = \delta(\lambda)$. Portanto, neste caso não há espalhamento Doppler.

A faixa de valores de λ nos quais $S_C(\lambda)$ é não nula é denominada “**Espalhamento Doppler do Canal**” e é representado por B_d . Se $S_C(\lambda)$ é relacionado com $\phi_C(\Delta t)$ pela transformada de Fourier, a recíproca de B_d é uma medida do “**Tempo de Coerência do Canal**”, dado por:

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (2.24)$$

Então, uma variação lenta do canal produz um tempo de coerência grande ou, equivalentemente, um espalhamento Doppler pequeno.

2.5.4 Modelagem

Descreve-se, neste item, a modelagem do canal móvel, baseando-se no modelo estacionário no sentido amplo e espalhamento descorrelacionado, proposto por Bello [28].

Existem vários trabalhos que apresentam perfis de intensidade de multipercurso medidos para vários ambientes. Porém, pode-se definir, de uma maneira idealizada, alguns perfis que descrevem o comportamento de uma média dos resultados obtidos por medidas. Como exemplo de perfis idealizados, pode-se citar:

- perfil gaussiano:

$$\phi_c(\tau) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\tau_{RMS}} \exp\left\{-\frac{1}{2}(\tau/\tau_{RMS})^2\right\} \quad (2.25)$$

- perfil exponencial de um lado:

$$\phi_c = \begin{cases} \frac{1}{2} \exp\{-\tau/\tau_{RMS}\} & ; \text{para } \tau \geq 0 \\ 0 & ; \text{para } \tau < 0 \end{cases} \quad (2.26)$$

- perfil de dois raios de mesma amplitude:

$$\phi_c(\tau) = \frac{1}{2}[\delta(\tau) + \delta(\tau - \tau_1)] \quad (2.27)$$

O canal que tem o perfil de intensidade de multipercurso idealizado de dois raios de mesma amplitude, foi o adotado nas especificações do EIA/TIA [3].

Para a modelagem do canal com desvanescimento, obtém-se a resposta impulsiva $c'(\tau; t)$ a partir da amostragem de $\phi_c(\tau)$ em instantes τ_i onde o espaçamento entre as amostras é escolhido de acordo com a precisão que se queira, em relação ao perfil de espalhamento de multipercurso. Então, a resposta impulsiva no instante t é dada por:

$$c'(\tau; t) = \sum_i [\Re\{c'_i(t)\} + j\Im\{c'_i(t)\}]\delta(\tau - \tau_i) \quad (2.28)$$

onde $\Re\{c'_i(t)\}$ e $\Im\{c'_i(t)\}$ são processos gaussianos descorrelacionados com média zero e com variância dada por $\phi_c(\tau_i)$.

No caso do canal com perfil de dois raios de mesma amplitude, a resposta impulsiva do canal se torna:

$$c'(\tau; t) = \frac{1}{2}[\Re\{c'_0(t)\} + j\Im\{c'_0(t)\}]\delta(\tau) + \frac{1}{2}[\Re\{c'_1(t)\} + j\Im\{c'_1(t)\}]\delta(\tau - \tau_1) \quad (2.29)$$

• Variação no Tempo dos Coeficientes do Canal

A variação no tempo dos coeficientes do canal será dada pela função de autocorrelação espaçada no tempo que, por sua vez, é obtida pela transformada inversa de Fourier do espectro de potência Doppler do canal. O espectro Doppler é obtido de medidas práticas. Porém, pode ser aproximado teoricamente, a partir de algumas considerações sobre o sinal recebido. Por exemplo, o sinal recebido, através de uma antena monopolo vertical com uma função de ganho azimutal $g(\alpha) = 1$ e, assumindo-se $p(\alpha) = (2\pi)^{-1}$, para $-\pi \leq \alpha \leq \pi$, em um campo com espalhamento isotrópico, produz um espectro dado por [6]:

$$S_c(f) = \frac{1}{\pi f_D} [1 - f^2/f_D^2]^{-1/2} \quad |f| \leq f_D \quad (2.30)$$

Este espectro é centrado na frequência da portadora e é zero fora dos limites $\pm f_D$ de cada lado da portadora, onde:

$$f_D = \frac{V}{\lambda} \quad (2.31)$$

é o deslocamento de frequência Doppler máximo, V é a velocidade do móvel e λ é o comprimento de onda. O formato deste espectro é mostrado na figura 2.10.

Para a modelagem da resposta impulsiva de um canal com um espectro de potência Doppler determinado, faz-se a filtragem dos processos gaussianos brancos e de média zero através de um filtro cuja resposta em frequências é uma aproximação do espectro de potência Doppler. O sinal obtido na saída do filtro será, também, um processo gaussiano complexo com média zero, na variável de tempo t , porém com uma autocorrelação espaçada no tempo $\phi_c(\Delta t)$ determinada pela resposta do filtro. Então, a resposta impulsiva do canal, utilizando perfil de dois raios de mesma amplitude e com espectro Doppler definido em função da frequência Doppler máxima, será dada por:

$$c(\tau; t) = \frac{1}{2}[\Re\{c_0(t)\} + j\Im\{c_0(t)\}]\delta(\tau) + \frac{1}{2}[\Re\{c_1(t)\} + j\Im\{c_1(t)\}]\delta(\tau - \tau_1) \quad (2.32)$$

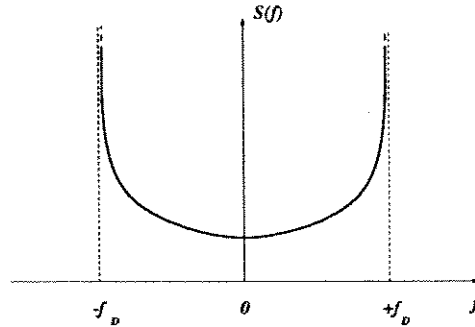


Figura 2.10: Espectro de Potência Doppler

onde:

$$\Re\{c_0(t)\} = \Re\{c'_0(t)\} * f_D(t) \quad (2.33)$$

$$\Im\{c_0(t)\} = \Im\{c'_0(t)\} * f_D(t) \quad (2.34)$$

$$\Re\{c_1(t)\} = \Re\{c'_1(t)\} * f_D(t) \quad (2.35)$$

$$\Im\{c_1(t)\} = \Im\{c'_1(t)\} * f_D(t) \quad (2.36)$$

onde $f_D(t) \equiv$ resposta impulsiva do filtro Doppler.

2.6 Resumo

Neste capítulo, apresentaram-se os sistemas de transmissão celulares, enfatizando-se o sistema D-AMPS, no qual o trabalho se baseou. Na seqüência, apresentaram-se as características do canal de transmissão para um sistema móvel, destacando-se a característica de desvanecimento multipercurso, o qual introduz a IIS ao sinal transmitido digitalmente. Na seqüência, apresentou-se uma forma de caracterização, baseada nas informações estatísticas do canal de transmissão. Finalizando o capítulo, apresentou-se uma forma de modelagem do canal de transmissão, proposta pela EIA/TIA, baseada na modelagem WSSUS, proposta por Bello, que leva em consideração as informações estatísticas apresentadas. Esta é a modelagem que será utilizada nas análises apresentadas neste trabalho. No próximo capítulo, apresenta-se a detecção de seqüência de máxima verossimilhança, utilizada de forma eficaz para recepção de sinais corrompidos pela IIS.

Capítulo 3

Detecção de Máxima Verossimilhança

3.1 Introdução

Verificou-se, no capítulo anterior, que a propagação através de um canal de um sistema móvel provoca um desvanecimento seletivo e, conseqüentemente, espalhamento temporal da energia do sinal. O sinal digital transmitido é caracterizado por uma seqüência de pulsos, os quais, quando transmitidos por um canal do sistema móvel, espalham-se no tempo, causando a Interferência Inter-Simbólica IIS. Para se combater os efeitos causados pela IIS, utilizam-se técnicas de recepção mais sofisticadas que a técnica convencional, baseada em um filtro casado seguido de uma amostragem com o período T e de um detector de nível. Neste caso, os receptores mais empregados são aqueles com equalização e os de máxima verossimilhança.

A equalização linear não é aplicável ao sistema celular pois o desvanecimento provocado pelo canal de propagação é bastante severo. A equalização não-linear, representada pela estrutura do equalizador com decisão realimentada, tem sua aplicação ao sistema celular D-AMPS analisada em outros trabalhos [24].

Os receptores de máxima verossimilhança são, também, estruturas não-lineares e são referidos, em alguns trabalhos, embora inadequadamente, como equalizadores de máxima verossimilhança. Os mesmos podem ser classificados como “detectores de máxima verossimilhança símbolo a símbolo” e “detectores de seqüência de máxima verossimilhança”(MLSE). Este capítulo descreve os receptores de máxima verossimilhança com ênfase nos receptores de seqüências de máxima verossimilhança, cujos resultados, obtidos através de simulações, serão apresentados nos capítulos seguintes.

3.2 Desenvolvimento de Sinais para Canais de Faixa Limitada

O esquema básico do sistema de transmissão, representado pelos sinais equivalentes em banda básica, é mostrado na figura 3.1.

Existe um grupo de modulações de informações digitais que admitem a superposição escalar. A modulação é dita, então, linear. O sinal equivalente banda básica complexo $v(t)$ pode, também, ser representado, para os diversos tipos de sinais modulados linearmente, por [11]:

$$v(t) = \sum_{n=0}^N I_n u_T(t - nT) \quad (3.1)$$

onde $\{I_n\}$ representa uma seqüência de N símbolos de informações digitais e assumem um dos M possíveis valores, T é o período de símbolo e $u_T(t)$ é o formato do pulso a ser transmitido, projetado de maneira a ocupar de forma mais eficiente possível o canal de transmissão, como será mostrado na seqüência deste item.

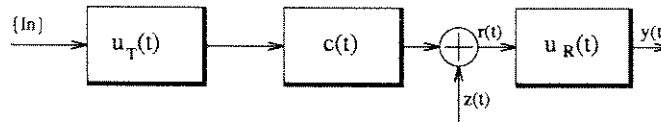


Figura 3.1: Sistema de transmissão em banda básica

O sinal recebido $r(t)$ será dado por:

$$r(t) = \sum_{n=0}^N I_n h(t - nT) + z(t) \quad (3.2)$$

onde:

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u_T(\tau) c(t - \tau) d\tau \quad (3.3)$$

ou seja, é a resposta do canal $c(t)$ ao pulso $u_T(t)$ e, $z(t)$ representa o ruído gaussiano aditivo.

Um sistema de transmissão, via rádio, normalmente compartilha o meio de propagação com outros sistemas. Para que haja uma coexistência dos diversos sistemas, é necessário que o meio de propagação, comum aos vários sistemas, seja administrado de forma que não se permita que um interfira no outro. Canaliza-se, então, o espectro para os diversos sistemas em operação. Portanto, um sistema de transmissão deverá possuir o sinal transmitido restrito a uma faixa espectral, onde $f_c - W \leq f \leq f_c + W$, e f_c é a frequência da portadora. Ou, o sinal equivalente em banda básica é limitado por $|f| \leq W$. Então, ao se transmitir um pulso $u_T(t)$ através deste “canal limitado em faixa”, deve-se fazer $U_T(f) = 0$, para $|f| > W$. À medida que se limita o espectro de frequência, este pulso se espalha no tempo, causando “interferência inter-simbólica”. Dado que não se consegue gerar um pulso limitado em faixa sem que este se espalhe pelos intervalos adjacentes, deve-se utilizar um formato de pulso tal que o desempenho do sistema não seja degradado pela IIS.

O sinal resultante, na saída do filtro de recepção, será dado por:

$$y(t) = \sum_{n=0}^N I_n x(t - nT) + \nu(t) \quad (3.4)$$

onde $x(t)$ representa a resposta do filtro de recepção ao pulso de entrada $h(t)$ e $\nu(t)$ representa a resposta do filtro de recepção ao ruído $z(t)$.

Será mostrado, adiante, que o receptor ótimo, considerando a possível IIS do sinal recebido, será composto por um filtro ótimo seguido de um amostrador a uma taxa $1/T$ e um processador, o qual fará a detecção a partir das amostras tomadas a taxa $1/T$. Entretanto, é necessário projetar o sistema de transmissão de forma que a IIS seja mínima. Assim, se se amostrar o sinal $y(t)$ nos instantes $t = kT$, ter-se-á:

$$y(kT) \equiv y_k = \sum_{n=0}^N I_n x(kT - nT) + \nu(kT) \quad (3.5)$$

$$y_k = \sum_{n=0}^N I_n x_{k-n} + \nu_k \quad k = 0, 1, \dots \quad (3.6)$$

$$y_k = x_0 \left(I_k + \frac{1}{x_0} \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq k}}^N I_n x_{k-n} \right) + \nu_k \quad k = 0, 1, \dots, N. \quad (3.7)$$

Fazendo-se $x_0 = 1$, tem-se:

$$y_k = I_k + \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq k}}^N I_n x_{k-n} + \nu_k \quad (3.8)$$

onde o termo I_k representa o símbolo de informação desejado no k -ésimo instante de amostragem e o termo:

$$\sum_{\substack{n=0 \\ n \neq k}}^N I_n x_{k-n} \quad (3.9)$$

representa a interferência inter-simbólica no k -ésimo instante de amostragem. Então, de 3.8, pode-se observar que a condição para que não haja IIS, no instante k , é:

$$x(t = nT) \equiv x_n = \begin{cases} 1 & ; n = k \\ 0 & ; n \neq k \end{cases} \quad (3.10)$$

O teorema seguinte, conhecido como “**critério de formatação do pulso de Nyquist**”, estabelece a condição sobre a transformada de Fourier de $x(t)$, para que o mesmo resulte em um formato de pulso sem IIS.

Teorema: Se $X(f)$ satisfaz a condição:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(f + \frac{n}{T}\right) = T; \quad |f| \leq \frac{1}{2T} \quad (3.11)$$

então:

$$x(t = nT) \equiv x_n = \begin{cases} 1 & ; n = 0 \\ 0 & ; n \neq 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

A demonstração deste teorema é dada em [14], porém não está no escopo deste trabalho.

Portanto, o pulso $x(t)$ não possui uma única forma. Duas considerações importantes devem ser feitas para a seleção do pulso: que o decaimento do mesmo seja rápido, com pequenos valores de amplitude próximo aos instantes de amostragem $n \neq 0$ e, que os filtros para formatação de $X(f)$ sejam facilmente aproximados. Um pulso que possui ampla aplicação em transmissão através de canais de faixa limitada é o pulso cosseno-levantado cujas características espectrais são dadas por [11]:

$$X(f) = \begin{cases} \frac{T}{2} - \frac{T}{2} \operatorname{sencn} \left[\pi T \left(|f| - \frac{1}{2T} \right) / \beta \right] & 0 \leq |f| \leq (1 - \beta)/2T \\ 0 & (1 - \beta)/2T \leq |f| \leq (1 + \beta)/2T \\ & |f| \geq (1 + \beta)/2T \end{cases} \quad (3.13)$$

onde β é chamado fator de roll-off.

3.3 Detector Ótimo para Sinais Digitais Transmitidos por Canais com Faixa Limitada e com Ruído Gaussiano Aditivo

Verificou-se, no item anterior, que se o sistema de transmissão é projetado de forma que o pulso $x(t)$ seja implementado segundo o critério de formatação de pulso de Nyquist, produz-se um sinal livre de IIS nos instantes de amostragem. Este resultado é assegurado se o canal limitado em faixa for ideal, ou seja, possuir o espectro de frequências plano dentro da faixa $f_c - W \leq f \leq f_c + W$. Entretanto, na prática, o canal possui um espectro de frequências que não é plano, provocando distorções no pulso $x(t)$. Neste caso, ou compensa-se esta distorção, no filtro de recepção, ou considera-se a IIS no processamento de detecção. Ao longo deste capítulo mostra-se como se deriva o receptor ótimo, considerando-se que as amostras de sinal, tomadas a uma taxa $1/T$, na saída do filtro casado, possuem IIS introduzida pelo canal.

O sinal transmitido por uma seqüência de informações digitais moduladas linearmente em banda básica complexa, é representado pela expressão 3.1. Considerar-se-á, a partir deste ponto, que a seqüência de símbolos transmitidos $\{I_k\}$ é linearmente independente. Conseqüentemente, o sinal recebido, expresso em banda básica, é dado pela expressão 3.2.

Pode-se expandir o sinal $r(t)$ em uma série[11]:

$$r(t) = \lim_{K \rightarrow \infty} \sum_{k=1}^K r_k \varphi_k(t) \quad (3.14)$$

onde $\{\varphi_k(t)\}$ é o conjunto de funções ortogonais obtidas através da expansão de Karhunen-Loève e $\{r_k\}$ são as variáveis aleatórias obtidas através da projeção de $r(t)$ nas funções

ortogonais, dadas por:

$$r_k = \sum_{n=0}^N I_n h_{kn} + z_k \quad ; k = 1, 2, \dots, K \quad (3.15)$$

onde h_{kn} é obtida através da projeção de $h(t - nT)$ em $\varphi_k(t)$ e z_k é o valor obtido da projeção de $z(t)$ em $\varphi_k(t)$.

No critério “Máximo-à-Posteriori” (MAP), o receptor computa as probabilidades à posteriori:

$$P[v_m(t) \text{ ter sido transmitido} | r(t), 0 \leq t \leq T_1] \quad , m = 1, 2, \dots, M^N.$$

e decide em favor do sinal que determina a maior. A constante T_1 representa o instante em que o sinal transmitido é limitado. Outros critérios de detecção são possíveis [12]. Pode-se citar, a título de ilustração, o **critério de Bayes**, que estabelece custos à decisão e do qual se deriva o critério de minimização da probabilidade de erro, onde os custos são 0 e 1 para decisão correta e errada, respectivamente.

Dados os coeficientes $\{r_k\}$, pode-se utilizar o teorema de Bayes, para expressar as probabilidades à posteriori para os M^N possíveis sinais transmitidos, como:

$$p(\vec{v}_m | \vec{r}) = \frac{p(\vec{r} | \vec{v}_m) P(\vec{v}_m)}{p(\vec{r})} \quad m = 1, \dots, M^N \quad (3.16)$$

onde $P(\vec{v}_m | \vec{r})$ é a probabilidade à posteriori de que $v_m(t)$ foi transmitido dado $\vec{r} = (r_1, r_2, \dots, r_K)$, com $K \rightarrow \infty$, $P(\vec{v}_m)$ é a probabilidade à priori para o m -ésimo sinal, e $p(\vec{r})$ é a função de densidade de probabilidade de \vec{r} , dada por:

$$p(\vec{r}) = \sum_{k=1}^{M^N} p(\vec{r} | \vec{v}_m) P(\vec{v}_m) \quad (3.17)$$

Se as probabilidades à priori $P(\vec{v}_m)$, $m = 1, 2, \dots, M^N$, forem iguais a $1/M^N$, pode-se desprezar este termo. Este caso particular do critério de detecção MAP, onde as probabilidades à priori são equiprováveis, é chamado de “**Critério de Detecção de Máxima Verossimilhança**”. Na seqüência deste trabalho, assume-se esta hipótese como verdadeira. A função de densidade de probabilidade $p(\vec{r})$ não está condicionada a \vec{v}_m e é a mesma para a obtenção da probabilidade à posteriori para qualquer sinal $v_m(t)$. Portanto, para se maximizar o valor $P(\vec{v}_m | \vec{r})$, basta que o valor $p(\vec{r} | \vec{v}_m)$ seja maximizado, na detecção de máxima verossimilhança.

Considerando-se que $\{r_k\}$ são variáveis aleatórias gaussianas complexas estatisticamente independentes, então, a seqüência $\vec{I}_N = (\tilde{I}_0, \dots, \tilde{I}_N)$ obtida através da detecção de máxima verossimilhança da seqüência transmitida $\vec{I}_N = (I_0, \dots, I_N)$ é aquela que maximiza a probabilidade conjunta:

$$p(\vec{r} | \vec{I}_N) = \left(\prod_{k=1}^K \sqrt{2\pi\lambda_k} \right)^{-1} \exp \left\{ \frac{-1}{2\lambda_k} \sum_{k=1}^K \left| r_k - \sum_{n=0}^N I_n h_{kn} \right|^2 \right\} \quad (3.18)$$

ou maximiza, no limite, quando K tende a infinito, a quantidade [11]:

$$\begin{aligned}
 J_0(\vec{I}_N) &= - \int_{-\infty}^{\infty} |r(t) - \sum_{n=0}^N I_n h(t - nT)|^2 dt \\
 &= - \int_{-\infty}^{\infty} |r(t)|^2 dt + 2Re \sum_{n=0}^N \left[I_n^* \int_{-\infty}^{\infty} r(t) h^*(t - nT) dt \right] + \\
 &\quad - \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N I_n^* I_m \int_{-\infty}^{\infty} h^*(t - nT) h(t - mT) dt
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

Entretanto, a integral de $|r(t)|^2$ é comum para todas as hipóteses da seqüência de informações $\{I_n\}$ e pode ser descartada. A outra integral envolvendo $r(t)$ dá origem às variáveis:

$$y_n \equiv y(nT) = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) h^*(t - nT) dt \tag{3.20}$$

que são geradas passando-se $r(t)$ por um filtro casado com $h(t)$ e amostrando-se, na saída, a uma taxa $1/T$.

Pode-se, então, reescrever $J_0(\vec{I}_N)$ como:

$$J_0(\vec{I}_N) = 2Re \left(\sum_{n=0}^N I_n^* y_n \right) - \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N I_n^* I_m x_{n-m} \tag{3.21}$$

onde, por definição, $x(t)$ representa a resposta do filtro de recepção à função $h(t)$. Sendo o filtro de recepção um filtro casado com $h(t)$, conseqüentemente, $\{x_n\}$ representam as amostras da função de autocorrelação, tomadas com freqüência $1/T$:

$$x_n \equiv x(nT) = \int_{-\infty}^{\infty} h^*(t) h(t + nT) dt \tag{3.22}$$

A estimativa de máxima verossimilhança será aquela que produz o maior valor $J_0(\vec{I}_N)$, avaliando-se $J_0(\vec{I}_N)$ para todas as seqüências I_0, I_1, \dots, I_N possíveis. Porém, maximizar $J_0(\vec{I}_N)$ desta forma é impraticável devido ao grande número de dados a se armazenar. Descreve-se, então, na seqüência, alguns métodos computacionais eficientes para implementar a detecção de máxima verossimilhança recursivamente. Antes, porém, apresenta-se o “filtro branqueador de amostras de ruído”, uma vez que o mesmo exerce uma função bastante importante para a derivação de algumas estruturas dos receptores recursivos.

• Filtro Branqueador de Amostras de Ruído

As amostras do sinal, tomadas a uma taxa de $1/T$, na saída do filtro casado, são dadas pela expressão 3.20. Substituindo-se $r(t)$ pelo valor dado pela expressão 3.2, obtém-se:

$$\begin{aligned}
 y_k \equiv y(kT) &= \int_{-\infty}^{\infty} \left[\sum_{n=0}^N I_n h(t - nT) + z(t) \right] h^*(t - kT) dt \\
 y_k &= \sum_{n=0}^N I_n x_{k-n} + \nu_k
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

onde $\{\nu_k\}$ é a seqüência de amostras da resposta do filtro casado ao ruído aditivo, com função de autocorrelação dada por:

$$\frac{1}{2} E\{\nu_k^* \nu_j\} = N_0 x_{k-j} \quad (3.24)$$

Entretanto, para a derivação de algumas estruturas de receptor, impõe-se a restrição de que as amostras $\{\nu_k\}$ devam ser descorrelatadas. Para que isto seja possível, introduz-se, na saída do filtro casado, amostrada a uma taxa $1/T$, um filtro discreto, com coeficientes espaçados com período T , denominado “filtro branqueador das amostras de ruído” ou “filtro branqueador”. A inserção deste filtro branqueador na estrutura do receptor não particulariza o caráter da otimização pretendida [51]. A derivação do filtro branqueador é mostrada no apêndice A.

As amostras do sinal, tomadas a uma taxa $1/T$, na saída do filtro branqueador são dadas por A.16, e repetidas abaixo, por conveniência:

$$v_k = \sum_{n=0}^L f_n I_{k-n} + \eta_k \quad (3.25)$$

onde $\{\eta_k\}$ é uma seqüência de ruído descorrelatada, obtida da resposta do filtro branqueador à seqüência de ruído $\{\nu_k\}$ e, a seqüência $\{f_n\}$ é dada por:

$$f_n = \frac{1}{2\pi j} \oint_C \left[X(z) \cdot \frac{1}{F^*[(z^*)^{-1}]} \right] z^{n-1} dz \quad (3.26)$$

onde C é um contorno na região de convergência de $\left[X(z) \cdot \frac{1}{F^*[(z^*)^{-1}]} \right]$. Destaca-se que, na derivação do filtro branqueador, restringiu-se a IIS a L símbolos, equivalentes aos valores significativos da mesma.

3.4 Algoritmo de Detecção Símbolo a Símbolo

O detector de máxima verossimilhança símbolo a símbolo, como o nome já explicita, é um receptor que decide, a cada instante, sobre um único símbolo. Para a decisão do k -ésimo símbolo, o receptor deve armazenar o sinal recebido equivalente a D símbolos futuros (transmitidos após o k -ésimo símbolo). Considera-se $D > L$. A seqüência de amostras do sinal recebido que é armazenada para a decisão do k -ésimo símbolo é denominada “seqüência de observação”. O procedimento de derivação deste receptor recursivo derivado em [48] é ilustrado, na seqüência.

O sinal recebido vai ser representado por amostras, na saída de um filtro branqueador, dadas por 3.25.

Define-se a seqüência de observação, dada por v_1, v_2, \dots, v_{k+D} , onde o “atraso” D representa o número de amostras do sinal recebido equivalente aos símbolos posteriores ao símbolo I_k que devem ser considerados, para a detecção do símbolo I_k . Com base na seqüência de informações, pode-se computar as probabilidades à posteriori:

$$P(I_k = m | v_{k+D}, \dots, v_1)$$

para os M possíveis valores de símbolos e, para se obter a detecção MAP, escolhe-se o símbolo que possui a maior probabilidade à posteriori. Utilizando-se o teorema de Bayes, tem-se:

$$P(I_k = m | v_{k+D}, \dots, v_1) = \frac{p(v_{k+D}, \dots, v_1 | I_k = m)P(I_k = m)}{p(v_{k+D}, \dots, v_1)} \quad (3.27)$$

Para o critério de máxima verossimilhança, o símbolo estimado \hat{I}_k será dado por:

$$\hat{I}_k = \max_{I_k} p(v_{k+D}, \dots, v_1 | I_k)P(I_k) \quad (3.28)$$

onde $P(I_k)$ não precisa ser considerada quando os símbolos transmitidos são equiprováveis e $p(v_{k+D}, \dots, v_1)$ não é considerada por não estar condicionada à seqüência transmitida.

A detecção de máxima verossimilhança será obtida recursivamente, através de um algoritmo, cuja derivação é mostrada na seqüência.

A estimação do primeiro símbolo \hat{I}_1 é dada por:

$$\begin{aligned} \hat{I}_1 &= \max_{I_1} p(v_{1+D}, \dots, v_1 | I_1)P(I_1) \\ &= \max_{I_1} \sum_{I_{1+D}} \dots \sum_{I_2} p(v_{1+D}, \dots, v_1 | I_{1+D}, \dots, I_1)P(I_{1+D}, \dots, I_1) \\ &= \max_{I_1} \sum_{I_{1+D}} \dots \sum_{I_2} p_1(I_{1+D}, \dots, I_1) \end{aligned} \quad (3.29)$$

onde \hat{I}_1 representa a decisão de I_1 e, para conveniência notacional, define-se:

$$p_1(I_{1+D}, \dots, I_1) = p(v_{1+D}, \dots, v_1 | I_{1+D}, \dots, I_1)P(I_{1+D}, \dots, I_1) \quad (3.30)$$

Como uma consequência da independência estatística do ruído aditivo e dos símbolos $\{I_k\}$, a função de densidade de probabilidade conjunta, para a seqüência de observação, pode ser fatorada no produto:

$$\begin{aligned} p(v_{1+D}, \dots, v_1 | I_{1+D}, \dots, I_1) &= p(v_{1+D} | I_{1+D}, \dots, I_{1+D-L}) \times \\ &\times p(v_D | I_D, \dots, I_{D-L}) \dots p(v_2 | I_2, I_1) p(v_1 | I_1) \end{aligned} \quad (3.31)$$

com $I_k = 0$ para $k \leq 0$.

Observa-se que cada amostra v_k recebida dependerá somente dos $L+1$ últimos símbolos, que correspondem ao símbolo I_k e os L interferentes. Para detecção do símbolo I_2 , tem-se:

$$\begin{aligned} \hat{I}_2 &= \max_{I_2} p(v_{2+D}, \dots, v_1 | I_2)P(I_2) \\ &= \max_{I_2} \sum_{I_{2+D}} \dots \sum_{I_3} p(v_{2+D}, \dots, v_1 | I_{2+D}, \dots, I_2)P(I_{2+D}, \dots, I_2) \\ &= \max_{I_2} \sum_{I_{2+D}} \dots \sum_{I_3} p_2(I_{2+D}, \dots, I_2) \end{aligned} \quad (3.32)$$

E, então, expressa-se:

$$\begin{aligned} p(v_{2+D}, \dots, v_1 | I_{2+D}, \dots, I_2) &= p(v_{2+D} | I_{2+D}, \dots, I_{2+D-L}) \times \\ &\times p(v_{1+D}, \dots, v_1 | I_{1+D}, \dots, I_2) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Além disso, a probabilidade conjunta $p(v_{1+D}, \dots, v_1 | I_{1+D}, \dots, I_2)$ pode ser obtida da seguinte maneira:

$$p(v_{1+D}, \dots, v_1 | I_{1+D}, \dots, I_2) = \sum_{I_1} p(v_{1+D}, \dots, v_1 | I_{1+D}, \dots, I_2, I_1) P(I_1) \quad (3.34)$$

Então, combinando-se as expressões 3.33 e 3.34, obtém-se:

$$p_2(I_{2+D}, \dots, I_2) = p(v_{2+D} | I_{2+D}, \dots, I_{2+D-L}) \sum_{I_1} p_1(I_{1+D}, \dots, I_1) \quad (3.35)$$

Generalizando-se o algoritmo recursivo, para detecção do símbolo I_k , até o instante da recepção de v_{k+D}, \dots, v_1 , \tilde{I}_k pode ser dado por:

$$\begin{aligned} \tilde{I}_k &= \max_{I_k} p(v_{k+D}, \dots, v_1 | I_k) P(I_k) \\ &= \max_{I_k} \sum_{k+D} \dots \sum_{k+1} p_k(I_{k+D}, \dots, I_k) \end{aligned} \quad (3.36)$$

onde, por definição:

$$p_k(I_{k+D}, \dots, I_k) = p(v_{k+D} | I_{k+D}, \dots, I_{k+D-L}) P(I_{k+D}) \sum_{I_{k-1}} p_{k-1}(I_{k-1+D}, \dots, I_{k-1}) \quad (3.37)$$

A função de densidade de probabilidade condicionada do sinal, na saída do filtro branqueador, é dada por:

$$p(v_{k+D} | I_{k+D}, \dots, I_{k+D-L}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0}} \exp \left\{ \frac{-1}{2N_0} \left(v_{k+D} - \sum_{j=0}^L f_j I_{k+D-j} \right)^2 \right\} \quad (3.38)$$

Pode-se observar que o algoritmo é dependente do conhecimento de $\{f_k\}$. Quando os coeficientes $\{f_k\}$ são desconhecidos, ou variantes no tempo, utiliza-se um estimador de canal adaptativo. O estimador de canal fornece ao algoritmo as estimativas $\{\hat{f}_k\}$ que serão utilizadas no lugar dos coeficientes $\{f_k\}$. Este estimador de canal é igual àquele apresentado no item 3.5.1.

A implementação deste algoritmo é descrita detalhadamente em [48]. A sua estrutura é extremamente complexa e envolve um número de operações muito grande. Não é viável para implementações práticas, porque seu desempenho será comparável aos algoritmos de seqüência de máxima verossimilhança, descritos na seqüência, somente quando a seqüência de observação tender a infinito, ($D \rightarrow \infty$). Neste caso, e o esforço computacional cresce demasiadamente.

3.5 Algoritmo de Detecção de Seqüência de Máxima Verossimilhança

Apresentou-se, no item anterior, um algoritmo recursivo de detecção símbolo por símbolo, onde maximiza-se a probabilidade condicionada $p(I_k = m | v_{k+D}, \dots, v_1)$. Apresentam-se,

agora, formas recursivas, utilizando-se o algoritmo de Viterbi, para se fazer a detecção de seqüências de máxima verossimilhança (MLSE), onde maximiza-se $p(\vec{I}_N|\vec{v}_N)$, onde $\vec{I}_N = (I_1, I_2, \dots, I_N)$ é a seqüência de símbolos independentes transmitida e $\vec{v}_N = (v_1, v_2, \dots, v_N)$ são as amostras a serem processadas para a detecção das seqüências. A descrição do algoritmo de Viterbi é apresentada no apêndice B.

3.5.1 Algoritmo de Detecção de Seqüência de Máxima Verossimilhança com Filtro Branqueador

A derivação do receptor de máxima verossimilhança utilizando o algoritmo de Viterbi foi feita por Forney [51], considerando a estrutura do receptor dada pela figura 3.2, para a recepção de um sinal que se propaga por um canal conhecido e que gera a IIS.



Figura 3.2: Sistema do receptor considerado por Forney

Considera-se que a seqüência de amostras do sinal recebido, tomadas a uma taxa $1/T$, na saída do filtro branqueador, é dada pela equação A.16 e é repetida abaixo, por conveniência:

$$v_k = \sum_{n=0}^L f_n I_{k-n} + \eta_k \quad (3.39)$$

Mostra-se, agora, a obtenção de um algoritmo recursivo (algoritmo de Viterbi) para a detecção de seqüência de máxima verossimilhança, onde deseja-se estimar a seqüência transmitida $\vec{I}_N = (I_1, I_2, \dots, I_N)$, dado que a seqüência $\vec{v}_N = (v_1, v_2, \dots, v_N)$ foi recebida, onde I_k assume um dos M possíveis valores. O critério de máxima verossimilhança estabelece que a seqüência estimada é aquela que maximiza a função densidade de probabilidade conjunta:

$$p(\vec{v}_N|\vec{I}_N) = p(v_N, v_{N-1}, \dots, v_1|I_N, I_{N-1}, \dots, I_1)$$

Se $\{\eta_k\}$ são variáveis aleatórias independentes, a função densidade de probabilidade condicionada $p(\vec{v}_N|\vec{I}_N)$ pode ser expressa em função das densidades marginais $p_k(\vec{v}_k|\vec{I}_N)$, onde $k = 1, 2, \dots, N$. Sendo $\{I_k\}$ a seqüência de símbolos transmitida, independentes, tem-se que:

$$p(v_k|I_k, I_{k-1}, \dots, I_1) = p(v_k|I_k, I_{k-1}, \dots, I_{k-L}) \quad (3.40)$$

uma vez que o sinal recebido depende somente do símbolo transmitido atual e dos L interferentes produzidos pela dispersão do canal. Levando-se em conta estas considerações, tem-se:

$$p(\vec{v}_N|\vec{I}_N) = p(v_N, v_{N-1}, \dots, v_1|I_N, I_{N-1}, \dots, I_1)$$

$$= \prod_{k=1}^N p(v_k | I_k, I_{k-1}, \dots, I_{k-L}) \quad (3.41)$$

onde, por definição, $I_k = 0$ para $k < 0$ e a função de densidade de probabilidade condicionada à seqüência transmitida é dada por:

$$p(v_k | I_k, I_{k-1}, \dots, I_{k-L}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0}} \exp \left\{ \frac{-1}{2N_0} \left(v_k - \sum_{j=0}^L f_j I_{k-j} \right)^2 \right\} \quad (3.42)$$

Consideram-se, inicialmente, as primeiras $L + 1$ amostras v_1, v_2, \dots, v_{L+1} , das quais obtêm-se as M^{L+1} probabilidades conjuntas:

$$p(v_{L+1}, \dots, v_1 | I_{L+1}, \dots, I_1) = \prod_{k=1}^{L+1} p(v_k | I_k, \dots, I_{k-L}) \quad (3.43)$$

correspondentes às M^{L+1} possíveis seqüências I_{L+1}, \dots, I_1 . Tomando-se o logaritmo neperiano dos dois lados da equação, obtêm-se M^{L+1} valores:

$$\begin{aligned} \mu_1(\bar{I}_{L+1}) = \mu_1(I_{L+1}, \dots, I_1) &= \ln\{p(v_{L+1}, \dots, v_1 | I_{L+1}, \dots, I_1)\} = \\ &= \sum_{k=1}^{L+1} \ln\{p(v_k | I_k, \dots, I_{k-L})\} \end{aligned} \quad (3.44)$$

chamados "métricas".

Existem M^{L+1} seqüências possíveis I_{L+1}, \dots, I_1 . Estas seqüências podem ser separadas em M grupos de M^L possíveis seqüências I_{L+1}, \dots, I_2, I_1 , onde cada grupo possui a mesma seqüência I_{L+1}, \dots, I_2 e M valores I_1 diferentes. Devido ao fato de que as próximas amostras, a partir de v_{L+2} , independem de I_1 , escolhem-se as M^L seqüências mais prováveis, em relação a I_1 , ou seja, para cada grupo de seqüências I_{L+1}, \dots, I_2 , escolhe-se a seqüência I_{L+1}, \dots, I_1 que possui o maior valor $\mu_1(\bar{I}_{L+1})$. Então, armazenam-se as M^L seqüências, que recebem o nome de "seqüências sobreviventes". Armazenam-se, também, os M^L valores $\mu_1(\bar{I}_{L+1})$ correspondentes a cada seqüência sobrevivente, dados por:

$$\mu'_1(\bar{I}_{L+1}) = \max_{I_1} \left\{ \sum_{k=1}^{L+1} \ln[p(v_k | I_k, \dots, I_{k-L})] \right\} \quad (3.45)$$

chamados "métricas sobreviventes". Neste instante, se as M^L seqüências sobreviventes possuem o mesmo valor de I_1 , então, pode-se decidir o seu valor. Caso contrário, adia-se a decisão sobre I_1 .

Com a recepção de v_{L+2} , a seqüência estimada, pelo critério de máxima verossimilhança, é aquela para a qual o valor $p(v_{L+2}, \dots, v_1 | I_{L+2}, \dots, I_1)$ é máximo. Devido à independência do ruído gaussiano aditivo, tem-se:

$$\begin{aligned} p(v_{L+2}, \dots, v_1 | I_{L+2}, \dots, I_1) &= p(v_{L+2} | I_{L+2}, \dots, I_2) \times \\ &\times \prod_{k=1}^{L+1} p(v_k | I_k, \dots, I_{k-L}) \end{aligned} \quad (3.46)$$

Fazendo-se o logaritmo neperiano dos dois lados da equação, obtém-se a quantidade:

$$\begin{aligned} \mu_2(\vec{I}_{L+2}) = \mu_2(I_{L+2}, \dots, I_1) &= \ln \{p(v_{L+2}|I_{L+2}, \dots, I_2)\} + \\ &+ \sum_{k=1}^{L+1} \ln \{p(v_k|I_k, \dots, I_{k-L})\} \end{aligned} \quad (3.47)$$

Portanto, para o cálculo da métrica $\mu_2(\vec{I}_{L+2})$ devem-se calcular M^{L+1} valores $\ln \{p(v_{L+2}|I_{L+2}, \dots, I_2)\}$ equivalentes às M^{L+1} possíveis seqüências I_{L+2}, \dots, I_2 . Estas M^{L+1} seqüências serão as continuações das seqüências sobreviventes I_{L+1}, \dots, I_1 , com métricas $\mu'_1(\vec{I}_{L+1})$. Assim, para cada uma das M^L seqüências sobreviventes I_{L+1}, \dots, I_1 , existem M possíveis continuações, que equivalem a todos os possíveis valores de I_{L+2} . Portanto, os M valores possíveis de $p(v_{L+2}|I_{L+2} = m, \dots, I_2)$ devem ser somados às métricas $\mu'_1(\vec{I}_{L+1})$ que correspondem às seqüências I_{L+1}, \dots, I_2, I_1 sobreviventes. Formar-se-ão, então, M^{L+1} seqüências com métricas $\mu_2(\vec{I}_{L+2})$.

Os sinais que se seguem, a partir do sinal v_{L+3} , independem do símbolo I_2 . Portanto, para a seqüência formada por I_{L+2}, \dots, I_1 , escolhe-se a que possui o maior valor $\mu_2(\vec{I}_{L+2})$ em relação a I_2 . Descarta-se, então, as $M - 1$ possíveis seqüências com I_2 diferente. Novamente, sobram M^L possíveis seqüências, cujas respectivas métricas são dadas por:

$$\mu'_2(\vec{I}_{L+2}) = \max_{I_2} \left\{ \ln[p(v_{L+2}|I_{L+2}, \dots, I_2)] + \mu'_1(\vec{I}_{L+1}) \right\} \quad (3.48)$$

Neste instante, se os símbolos I_1 e I_2 forem iguais para todas as seqüências sobreviventes, pode-se decidir por eles. Caso contrário, eles serão decididos depois. O procedimento descrito pode ser generalizado, para a recepção do sinal v_{L+k} , onde obtém-se as M^L métricas:

$$\mu'_k(\vec{I}_{L+k}) = \max_{I_k} \left\{ \ln[p(v_{L+k}|I_{L+k}, \dots, I_k)] + \mu'_{k-1}(\vec{I}_{L+k-1}) \right\} \quad (3.49)$$

correspondentes às M^L seqüências sobreviventes. Pode-se verificar que, se se fizer $\ln[p(v_{L+k}|I_{L+k}, \dots, I_k)]$ equivaler à $\lambda_k(\vec{I}_{L+k})$, definido no apêndice B, o algoritmo descrito acima equivale ao algoritmo de Viterbi, descrito pela equação B.11, onde \vec{I}_{L+k} equivale a Θ_{k+1} .

A cada interação do algoritmo de Viterbi obtém-se M^{L+1} valores:

$$\ln[p(v_{L+k}|I_{L+k}, \dots, I_k)] + \mu_{k-1}(\vec{I}_{L+k-1})$$

dos quais existem M^L grupos com os símbolos I_{k+1}, \dots, I_{k+L} iguais e I_k diferentes. Escolhe-se, para cada grupo, a seqüência que possui a maior métrica $\mu_k(\vec{I}_{L+k})$, em relação a I_k e despreza-se as outras $M - 1$ seqüências. Armazena-se, então, M^L seqüências sobreviventes, com as respectivas métricas $\mu'_k(\vec{I}_{L+k})$.

Para o receptor ótimo, no sentido amplo da palavra, seria necessário que todas as seqüências sobreviventes convergissem, para uma única seqüência para que a mesma pudesse ser decidida como a seqüência transmitida. Esta convergência somente ocorre com um atraso de alguns símbolos. O valor deste atraso é aleatório e em certos casos extremos

elas podem até não convergir. Então, deve-se, na prática, forçar a decisão com um certo atraso fixo. Na maior parte dos casos, será suficiente que se escolha um atraso duas vezes maior que a memória do canal L [17].

Para a estimação da seqüência de máxima verossimilhança, é necessário que se conheça os coeficientes do modelo do canal $\{f_k\}$. Se os mesmos não forem conhecidos, ou variantes no tempo, utiliza-se um estimador de canal adaptativo. Esta forma do algoritmo de Viterbi derivado por Forney foi apresentada por Proakis e Magee[49]. Será utilizado, neste trabalho, uma estrutura de receptor sub-ótima baseada nesta estrutura. Na seqüência apresenta-se o estimador de canal adaptativo.

• Estimador de canal

A estrutura do estimador de canal é apresentada na figura 3.3, onde o filtro transversal é mostrado na figura 3.4.

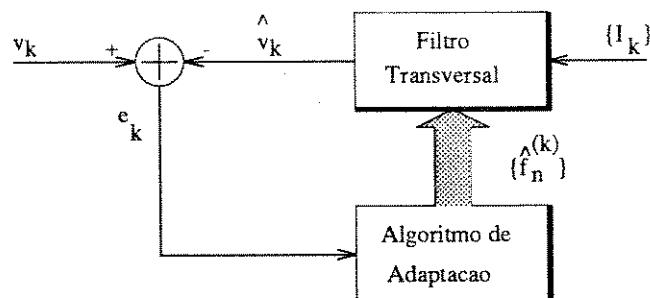


Figura 3.3: Estrutura do estimador de canal adaptativo

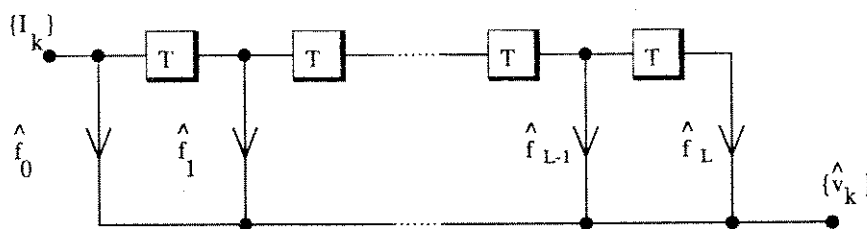


Figura 3.4: Estrutura do filtro transversal do estimador de canal

As amostras do sinal na saída do filtro branqueador são dadas por:

$$v_k = \vec{f}^{(k)} \vec{I}_k^t + \eta_k \quad (3.50)$$

quando se utiliza notação vetorial, onde $\vec{f}^{(k)} = \{f_0^{(k)}; \dots; f_L^{(k)}\}$ e $\vec{I}_k^t = \{I_k; \dots; I_{k+L}\}$ e t representa a transposição do vetor.

Mostra-se, a seguir, que os coeficientes do filtro transversal do estimador de canal convergirão para os valores $\{f_n^{(k)}\}$ apresentados na equação anterior, quando são otimizados de forma a minimizar o erro médio quadrático.

As amostras, na saída do filtro transversal da figura 3.4, podem ser escritas como:

$$\hat{v}_k = \vec{f}^{\overline{(k)}} \vec{I}_k^{\overline{}} \quad (3.51)$$

onde $\vec{f}^{\overline{(k)}} = \{\hat{f}_0^{(k)}; \dots; \hat{f}_L^{(k)}\}$ são os coeficientes do estimador de canal adaptativo. Definindo a matriz de correlação \mathbf{B} $(L+1) \times (L+1)$:

$$\mathbf{B} \triangleq E\{\vec{I}_k^H \vec{I}_k\} \quad (3.52)$$

e:

$$\sigma_\eta^2 \triangleq E\{|\eta_k|^2\} \quad (3.53)$$

Então, o erro quadrático médio $E\{|v_k - \hat{v}_k|^2\}$ pode ser dado por:

$$E\{|v_k - \hat{v}_k|^2\} = (\vec{f}^{\overline{(k)}} - \vec{f}^{\overline{(k)}})^* \mathbf{B} (\vec{f}^{\overline{(k)}} - \vec{f}^{\overline{(k)}})^t + \sigma_\eta^2 \quad (3.54)$$

A matriz de correlação de um processo estocástico discreto é sempre não-negativa definida e, se os símbolos são linearmente independentes, é positiva definida[15]. Como considerou-se esta hipótese, aqui, então, o erro quadrático médio será mínimo apenas quando $\vec{f}^{\overline{(k)}} = \vec{f}^{\overline{(k)}}$ e será dado por σ_η^2 . Mostrou-se, assim, que, quando se utiliza um algoritmo de adaptação que minimiza o valor do erro quadrático médio, os coeficientes do estimador de canal convergem para $\{f_n^{(k)}\}$.

3.5.2 Algoritmo de Detecção de Seqüência de Máxima Verossimilhança Sem Filtro Branqueador

No item anterior, mostrou-se uma forma recursiva para a detecção de seqüências de máxima verossimilhança. Porém, a derivação do algoritmo de Viterbi, naquele contexto requeria o uso de um filtro branqueador na saída do filtro casado amostrado. Neste item mostra-se a derivação do algoritmo de Viterbi para a detecção da seqüência de máxima verossimilhança, sem que haja a necessidade de se utilizar um filtro branqueador. Este algoritmo foi derivado por Ungerboeck[52] para um receptor completamente adaptativo, onde não há a necessidade de o canal ser conhecido, podendo ser aplicado a canais variantes no tempo. A estrutura do receptor considerado para a derivação do algoritmo de Viterbi é mostrada na figura 3.5.

O sinal recebido, na saída do amostrador a uma taxa $1/T$, é dado pela equação 3.23 e repetida abaixo, por conveniência:

$$y_k = \sum_n I_n x_{k-n} + \nu_k \quad (3.55)$$

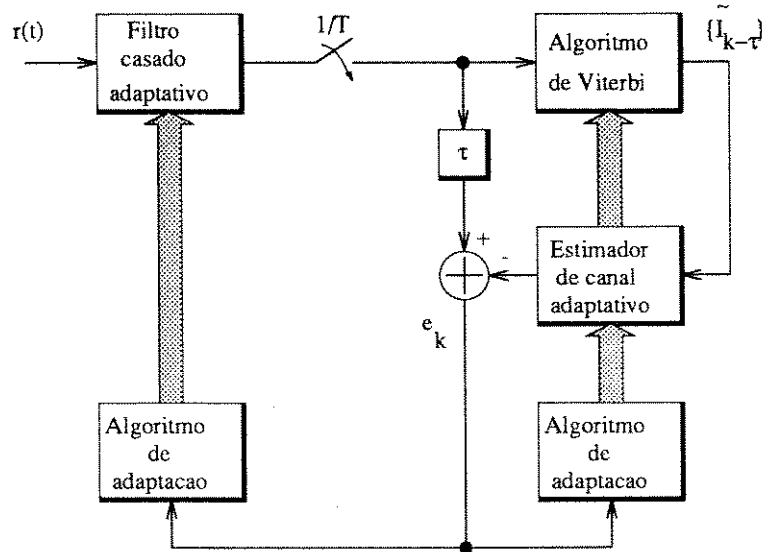


Figura 3.5: Estrutura do receptor para a derivação de Ungerboeck

A estimativa da seqüência de informações, quando se deriva o receptor ótimo pelo critério de máxima verossimilhança, para um sinal com IIS, é dada pela seqüência $\{\tilde{I}_N\}$ que maximiza a métrica:

$$J_0(\tilde{I}_N) = 2Re \left(\sum_{n=0}^N I_n^* y_n \right) - \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N I_n^* I_m x_{n-m} \quad (3.56)$$

conforme já se havia mostrado na expressão 3.21.

Obtém-se, então, na seqüência, $J_0(\tilde{I}_N)$, através de um algoritmo recursivo (algoritmo de Viterbi). Inicialmente, $J_0(\tilde{I}_N)$ pode ser reescrito como:

$$\begin{aligned} J_0(\tilde{I}_N) = & 2Re \left(\sum_{n=0}^{N-1} I_n^* y_n \right) - \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} I_n^* I_m x_{n-m} + 2Re(I_N^* y_N) + \\ & - I_N x_0 I_N^* - I_N^* \sum_{n=0}^{N-1} x_{N-n} I_n - I_N \sum_{n=0}^{N-1} x_{n-N} I_n^* \end{aligned} \quad (3.57)$$

Dado que $\{x_n\}$ são amostras de uma função de autocorrelação, então $x_{n-k} = x_{k-n}^*$, e:

$$J_0(\tilde{I}_N) = J_0(\tilde{I}_{N-1}) + 2Re(I_N^* y_N) - I_N^* x_0 I_N - 2Re \left(I_N^* \sum_{n=1}^{N-1} x_{N-n} I_n \right) \quad (3.58)$$

O termo $I_N^* x_0 I_N$ é real e, portanto:

$$I_N^* x_0 I_N = Re(I_N^* x_0 I_N)$$

Assim:

$$J_0(\vec{I}_N) = J_0(\vec{I}_{N-1}) + R\epsilon \left\{ 2I_N^* y_N - I_N^* x_0 I_N - 2I_N^* \sum_{n=1}^{N-1} x_{N-n} I_n \right\} \quad (3.59)$$

Então:

$$J_0(\vec{I}_N) = J_0(\vec{I}_{N-1}) + R\epsilon \left\{ I_N^* \left(2y_N - I_N x_0 - 2 \sum_{n=1}^{N-1} x_{N-n} I_n \right) \right\} \quad (3.60)$$

Considerando-se que $x_l = 0$, para $|l| > L$:

$$\sum_{n=1}^{N-1} x_{N-n} I_n = \sum_{n=N-L}^{N-1} x_{N-n} I_n \quad (3.61)$$

E, fazendo-se a mudança de variáveis, onde $N - n = l$, obtém-se:

$$J_0(\vec{I}_N) = J_0(\vec{I}_{N-1}) + R\epsilon \left\{ I_N^* \left(2y_N - I_N x_0 - 2 \sum_{l=1}^L x_l I_{N-l} \right) \right\} \quad (3.62)$$

Escrevendo-se a equação acima de uma forma generalizada, para uma seqüência de comprimento k , obtém-se:

$$J_0(\vec{I}_k) = J_0(\vec{I}_{k-1}) + R\epsilon \left\{ I_k^* \left(2y_k - I_k x_0 - 2 \sum_{l=1}^L x_l I_{k-l} \right) \right\} \quad (3.63)$$

Portanto, computam-se M^{L+1} métricas $J_0(\vec{I}_k)$, equivalentes ao prolongamento I_k, \dots, I_{k-L} das M^L seqüências sobreviventes no instante $k-1$, resultando M^{L+1} seqüências. Destas M^{L+1} seqüências, existem M^L grupos com I_k, \dots, I_{k-L+1} iguais e I_{k-L} diferentes. Para cada grupo, escolhe-se a seqüência que possui a maior métrica $J_0(\vec{I}_k)$, em relação a I_{k-L} , que será a métrica sobrevivente, dada por:

$$J'_0(\vec{I}_k) = \max_{I_{k-L}} \left\{ J'_0(\vec{I}_{k-1}) + R\epsilon \left[I_k^* \left(2y_k - I_k x_0 - 2 \sum_{l=1}^L x_l I_{k-l} \right) \right] \right\} \quad (3.64)$$

Obtém-se, então, M^L seqüências sobreviventes I_k, \dots, I_1 e M^L métricas sobreviventes $J'_0(\vec{I}_k)$. Com a recepção da amostra de sinal subsequente, computam-se as M^{L+1} métricas $J_0(\vec{I}_{k+1})$ para as M^{L+1} possíveis continuações das M^L seqüências sobreviventes I_k, \dots, I_1 . E, assim, o processo se repete, a cada período de símbolo. Substituindo-se $R\epsilon \left[I_k^* \left(2y_k - I_k x_0 - 2 \sum_{l=1}^L x_l I_{k-l} \right) \right]$, na equação 3.64 por $\lambda_k(\theta_k)$, pode-se ver que maximizar $J_0(\vec{I}_k)$ é equivalente a maximizar $\mu_{k+1}(\theta_{k+1})$ no algoritmo de Viterbi, dado pela equação B.11.

- Obtenção do algoritmo recursivo considerando as partes real e imaginária

É conveniente que se obtenha a equação equivalente ao algoritmo de Viterbi, considerando - se explicitamente, as partes real e imaginária dos sinais complexos. Assim, o sinal recebido é dado por:

$$r(t) = r_{re}(t) + jr_{im}(t) \quad (3.65)$$

a seqüência de informações $\{I_k\}$ é dada por:

$$I_k = a_k + jb_k \quad (3.66)$$

e:

$$h(t) = h_{re}(t) + jh_{im}(t) \quad (3.67)$$

Substituindo-se (3.65), (3.66) e (3.67) em (3.19), excluindo-se a integral de $|r(t)|^2$, pode-se mostrar [53] que, após algumas manipulações algébricas, a métrica será reescrita como:

$$\begin{aligned} J_0(\vec{a}_N; \vec{b}_N) &= 2 \sum_{n=0}^N \int_{-\infty}^{\infty} r_{re}(t) [a_n h_{re}(t - nT) - b_n h_{im}(t - nT)] dt + \\ &+ 2 \sum_{n=0}^N \int_{-\infty}^{\infty} r_{im}(t) [a_n h_{im}(t - nT) + b_n h_{re}(t - nT)] dt + \\ &- \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N \int_{-\infty}^{\infty} [a_n h_{re}(t - nT) - b_n h_{im}(t - nT)] \times \\ &\times [a_m h_{im}(t - mT) - b_m h_{re}(t - mT)] dt + \\ &- \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N \int_{-\infty}^{\infty} [a_n h_{im}(t - nT) + b_n h_{re}(t - nT)] \times \\ &\times [a_m h_{im}(t - mT) + b_m h_{re}(t - mT)] dt \end{aligned} \quad (3.68)$$

Define-se a resposta do filtro casado ao sinal recebido, amostrado a uma taxa $1/T$, como:

$$y_n = \Re\{y_n\} + j\Im\{y_n\} \quad (3.69)$$

e:

$$\chi_{n-m} \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} [h_{re}(t - nT)h_{re}(t - mT) + h_{im}(t - nT)h_{im}(t - mT)] dt \quad (3.70)$$

$$\zeta_{n-m} \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} [h_{im}(t - nT)h_{re}(t - mT) - h_{re}(t - nT)h_{im}(t - mT)] dt \quad (3.71)$$

onde:

$$\chi_k + j\zeta_k \quad (3.72)$$

são amostras da resposta do filtro casado $h^*(-t)$ a um sinal $h(t)$, ou seja, a autocorrelação amostrada de $h(t)$.

Substituindo-se (3.69), (3.70) e (3.71) em (3.68), obtém-se:

$$\begin{aligned}
J_0(\vec{a}_N; \vec{b}_N) &= 2 \sum_{n=0}^N (a_n \Re\{y_n\} + b_n \Im\{y_n\}) - \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N (a_n a_m + b_n b_m) \chi_{n-m} + \\
&- \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N (a_n b_m - b_n a_m) \zeta_{n-m}
\end{aligned} \tag{3.73}$$

Para se obter o algoritmo recursivo, reescreve-se $J_0(\vec{a}_N; \vec{b}_N)$, em função de $J_0(\vec{a}_{N-1}; \vec{b}_{N-1})$:

$$\begin{aligned}
J_0(\vec{a}_N; \vec{b}_N) &= J_0(\vec{a}_{N-1}; \vec{b}_{N-1}) + 2(a_N \Re\{y_N\} + b_N \Im\{y_N\}) + \\
&- (a_N a_N + b_N b_N) \chi_0 - (a_N b_N - b_N a_N) \zeta_0 + \\
&- \sum_{n=0}^{N-1} (a_n a_N + b_n b_N) \chi_{n-N} - \sum_{m=0}^{N-1} (a_N a_m b_N b_m) \chi_{N-m} + \\
&- \sum_{n=0}^{N-1} (a_n b_N - b_n a_N) \zeta_{n-N} - \sum_{m=0}^{N-1} (a_N b_m - b_N a_m) \zeta_{N-m}
\end{aligned} \tag{3.74}$$

Considerando-se $\zeta_0 = 0$, obtém-se:

$$\begin{aligned}
J_0(\vec{a}_N; \vec{b}_N) &= J_0(\vec{a}_{N-1}; \vec{b}_{N-1}) + \\
&+ a_N \{2\Re\{y_N\} - a_N \chi_0 - \sum_{m=0}^{N-1} a_m \chi_{N-m} + \\
&- \sum_{n=0}^{N-1} a_n \chi_{n-N} + \sum_{n=0}^{N-1} b_n \zeta_{n-N} - \sum_{m=0}^{N-1} b_m \zeta_{N-m}\} + \\
&+ b_N \{2\Im\{y_N\} - b_N \chi_0 - \sum_{n=0}^{N-1} b_n \chi_{N-m} + \\
&- \sum_{m=0}^{N-1} b_m \chi_{N-m} - \sum_{n=0}^{N-1} a_n \zeta_{n-N} + \sum_{m=0}^{N-1} a_m \zeta_{N-m}\}
\end{aligned} \tag{3.75}$$

Considerando-se:

$$\chi_{-n} = \chi_n \quad \zeta_{-n} = -\zeta_n$$

pode-se obter:

$$\begin{aligned}
J_0(\vec{a}_N; \vec{b}_N) &= J_0(\vec{a}_{N-1}; \vec{b}_{N-1}) + \\
&+ a_N \left(2\Re\{y_N\} - a_N \chi_0 - 2 \sum_{n=0}^{N-1} a_n \chi_{N-n} - 2 \sum_{n=0}^{N-1} b_n \zeta_{N-n} \right) + \\
&+ b_N \left(2\Im\{y_N\} - b_N \chi_0 - 2 \sum_{n=0}^{N-1} b_n \chi_{N-n} + 2 \sum_{n=0}^{N-1} a_n \zeta_{N-n} \right)
\end{aligned} \tag{3.76}$$

Limitando-se a IIS a L símbolos, obtém-se:

$$\begin{aligned}
 J_0(\vec{a}_N; \vec{b}_N) &= J_0(\vec{a}_{N-1}; \vec{b}_{N-1}) + \\
 &+ a_N \left(2\Re\{y_N\} - a_N \chi_0 - 2 \sum_{n=N-L}^{N-1} a_n \chi_{N-n} - 2 \sum_{n=N-L}^{N-1} b_n \zeta_{N-n} \right) + \\
 &+ b_N \left(2\Im\{y_N\} - b_N \chi_0 - 2 \sum_{n=N-L}^{N-1} b_n \chi_{N-n} + 2 \sum_{n=N-L}^{N-1} a_n \zeta_{N-n} \right) \quad (3.77)
 \end{aligned}$$

Fazendo-se a substituição de variáveis. $N - n = j$. obtém-se:

$$\begin{aligned}
 J_0(\vec{a}_N; \vec{b}_N) &= J_0(\vec{a}_{N-1}; \vec{b}_{N-1}) + a_N \left(2\Re\{y_N\} - a_N \chi_0 - 2 \sum_{j=L}^1 a_{N-j} \chi_j - 2 \sum_{j=L}^1 b_{N-j} \zeta_j \right) + \\
 &+ b_N \left(2\Im\{y_N\} - b_N \chi_0 - 2 \sum_{j=L}^1 b_{N-j} \chi_j + 2 \sum_{j=L}^1 a_{N-j} \zeta_j \right) \quad (3.78)
 \end{aligned}$$

E. generalizando-se, para uma seqüência de comprimento genérico:

$$\begin{aligned}
 J_0(\vec{a}_n; \vec{b}_n) &= J_0(\vec{a}_{n-1}; \vec{b}_{n-1}) + a_n \left(2\Re\{y_n\} - a_n \chi_0 - 2 \sum_{j=1}^L a_{n-j} \chi_j - 2 \sum_{j=1}^L b_{n-j} \zeta_j \right) + \\
 &+ b_n \left(2\Im\{y_n\} - b_n \chi_0 - 2 \sum_{j=1}^L b_{n-j} \chi_j + 2 \sum_{j=1}^L a_{n-j} \zeta_j \right) \quad (3.79)
 \end{aligned}$$

Computam-se, então, $(2 \times M)^{L+1}$ métricas $J_0(\vec{a}_n; \vec{b}_n)$ equivalentes aos prolongamentos $(a_n; b_n); \dots; (a_{n-L}; b_{n-L})$ das $(2 \times M)^L$ seqüências sobreviventes, no instante $(n - 1)$, resultando $(2 \times M)^{L+1}$ seqüências. Destas $(2 \times M)^{L+1}$ seqüências, existem $(2 \times M)^L$ grupos com $(a_n; b_n), \dots, (a_{n-L+1}; b_{n-L+1})$ iguais e $(a_{n-L}; b_{n-L})$ diferentes. Para cada grupo, escolhe-se a seqüência que possui a maior métrica $J_0(\vec{a}_n; \vec{b}_n)$, em relação a $(a_{n-L}; b_{n-L})$ que será a métrica sobrevivente, dada por:

$$\begin{aligned}
 J'_0(\vec{a}_n; \vec{b}_n) &= \max_{(\vec{a}_n; \vec{b}_n)} \left\{ J'_0(\vec{a}_{n-1}; \vec{b}_{n-1}) + \right. \\
 &+ a_n \left(2\Re\{y_n\} - a_n \chi_0 - 2 \sum_{j=1}^L a_{n-j} \chi_j - 2 \sum_{j=1}^L b_{n-j} \zeta_j \right) + \\
 &\left. + b_n \left(2\Im\{y_n\} - b_n \chi_0 - 2 \sum_{j=1}^L b_{n-j} \chi_j + 2 \sum_{j=1}^L a_{n-j} \zeta_j \right) \right\} \quad (3.80)
 \end{aligned}$$

Obtém-se, assim, $(2 \times M)^L$ seqüências complexas sobreviventes $(a_n; b_n), \dots, (a_1; b_1)$ e $(2 \times M)^L$ métricas sobreviventes $J'_0(\vec{a}_n; \vec{b}_n)$. Com a recepção da amostra de sinal subsequente, computam-se as $(2 \times M)^{L+1}$ métricas $J_0(\vec{a}_n; \vec{b}_n)$ para as $(2 \times M)^{L+1}$

possíveis continuações das $(2 \times M)^L$ seqüências sobreviventes $(a_k; b_k), \dots, (a_1; b_1)$. E, então, o processo se repete, a cada período de símbolo.

Substituindo-se:

$$a_n \left(2\Re\{y_n\} - a_n \lambda_0 - 2 \sum_{j=1}^L a_{n-j} \lambda_j - 2 \sum_{j=1}^L b_{n-j} \zeta_j \right) + \\ + b_n \left(2\Im\{y_n\} - b_n \lambda_0 - 2 \sum_{j=1}^L b_{n-j} \lambda_j + 2 \sum_{j=1}^L a_{n-j} \zeta_j \right)$$

por $\lambda(\theta_{k+1})$, do apêndice B, e $J'_0(\vec{a}_n; \vec{b}_n)$ por $\mu(k+1)$, a expressão acima será equivalente à expressão B.11, do algoritmo de Viterbi.

• Estimador de canal

Representa-se o sinal obtido na saída do filtro casado, amostrado a uma taxa $1/T$, dado por 3.23, na forma vetorial:

$$y_k = \vec{x} \vec{I}_k + \nu_k \quad (3.81)$$

onde $\vec{x} = \{x_{-L}; \dots; x_L\}$ e $\vec{I}_k = \{I_{k+L}; \dots; I_{k-L}\}$, considerando-se L interferentes posteriores e L anteriores.

Faz-se uma estimativa da seqüência $\{y_k\}$, através de uma seqüência $\{\hat{y}_k\}$ derivada por um filtro transversal com coeficientes espaçados com um período T e com as entradas equivalentes aos símbolos transmitidos $\{I_k\}$, como ilustra a figura 3.6.

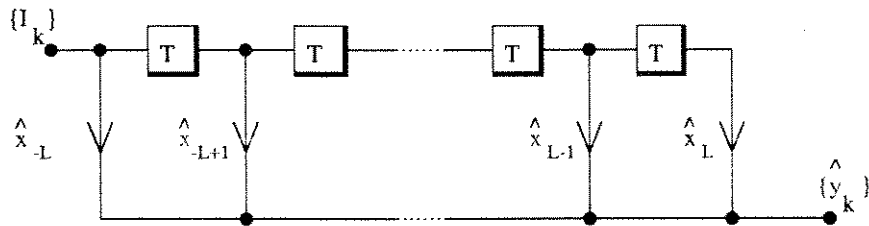


Figura 3.6: Estrutura de filtro transversal equivalente do estimador de canal

A saída do filtro transversal é dada por:

$$\hat{y}_k = \vec{x} \vec{I}_k \quad (3.82)$$

A medida da precisão da estimativa $\{\hat{y}_k\}$ pode ser obtida através da comparação de y_k com \hat{y}_k . Definindo-se a matriz \mathbf{B} $(2L+1) \times (2L+1)$ dada a seguir:

$$\mathbf{B} \triangleq E\{\vec{I}_k^H \vec{I}_j\} \quad (3.83)$$

e:

$$\sigma_v^2 \triangleq E\{|\nu_k|^2\} \quad (3.84)$$

o erro médio quadrático $E\{|y_k - \hat{y}_k|^2\}$ pode ser dado por:

$$E\{|y_k - \hat{y}_k|^2\} = (\vec{x} - \hat{\vec{x}})^* \mathbf{B} (\vec{x} - \hat{\vec{x}})^t + \sigma_v^2 \quad (3.85)$$

Dado que a fonte de símbolos é linearmente independente, a matriz de correlação \mathbf{B} é positiva definida, como já se citou anteriormente. Então, o erro médio quadrático mínimo é σ_v^2 e corresponde à situação em que $\hat{\vec{x}} = \vec{x}$. Portanto, quando se utiliza um algoritmo adaptativo que minimiza o valor do erro quadrático médio para se adaptar os coeficientes $\{\hat{x}\}$ do filtro transversal mostrado na figura 3.6, conforme a estrutura mostrada pela figura 3.7, os coeficientes convergirão para o valor das amostras da função de autocorrelação de $h(t)$. A estrutura ilustrada na figura 3.7 equivale à estrutura do estimador de canal adaptativo.

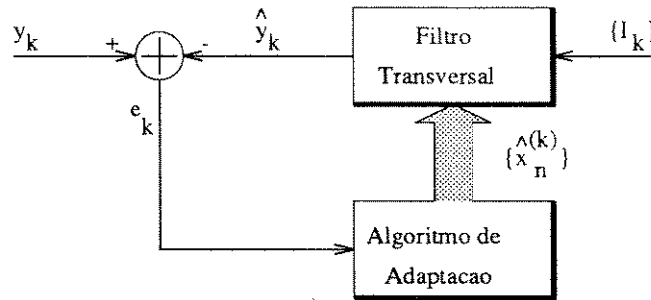


Figura 3.7: Estrutura do estimador de canal adaptativo

• **Filtro Casado Adaptativo**

Apresenta-se, neste item, a estrutura do filtro casado adaptativo utilizado por Ungerboeck, para a derivação do algoritmo de Viterbi.

Inicialmente, considera-se a estrutura representada pela figura 3.8, onde r_n são amostras do sinal recebido, tomadas a uma taxa maior que a taxa de amostragem de Nyquist[13]. Mostra-se, na seqüência, que os coeficientes do filtro transversal, providos por um algoritmo adaptativo, convergirão de forma a aproximá-lo do filtro casado ótimo.

Considerando-se que os coeficientes do estimador de canal já tenham convergido, a partir de 3.82 obtêm-se, na saída do mesmo, os valores:

$$\hat{y}_k = \vec{x}^{(k)} \vec{I}_k^t \quad (3.86)$$

onde $\vec{x} = \{\hat{x}_{-L}; \dots; \hat{x}_L\}$ representa o vetor de coeficientes ótimos do estimador de canal. As amostras $\{\hat{y}_k\}$ são equivalentemente obtidas por:

$$\hat{y}_k = \vec{g}^{(k)} \vec{r}_k^t \quad (3.87)$$

onde $\vec{g} = \{\tilde{g}_{-P}; \dots; \tilde{g}_P\}$ é o vetor de coeficientes de um filtro transversal cuja resposta impulsiva aproxima-se do filtro casado, $\vec{r}_k = \{r_{k+P}; \dots; r_{k-P}\}$ são amostras do sinal recebido na entrada do filtro casado e P é o número de coeficientes, considerados a partir do coeficiente principal, onde se faz o truncamento da resposta impulsiva do filtro casado.

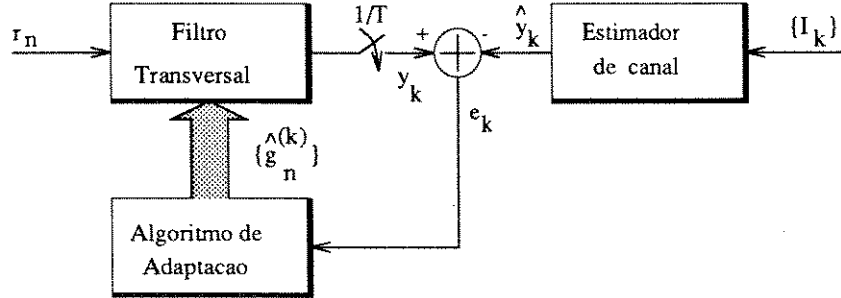


Figura 3.8: Estrutura do filtro casado adaptativo

Os valores obtidos, na saída do filtro transversal são dados por:

$$y_k = \vec{g}^{(k)} \vec{r}_k + \nu_k \quad (3.88)$$

onde $\vec{g}^{(k)} = \{\hat{g}_{-P}^{(k)}; \dots; \hat{g}_P^{(k)}\}$ representa o vetor de coeficientes do filtro transversal no instante k e $\vec{r}_k = \{r_{k+P}; \dots; r_{k-P}\}$ representa as amostras do sinal recebido, tomadas a uma taxa maior que a taxa de amostragem de Nyquist.

Define-se, agora, a matriz de correlação \mathbf{A} $(2P+1) \times (2P+1)$:

$$\mathbf{A} \triangleq E\{\vec{r}_k^H \vec{r}_j\} \quad (3.89)$$

e:

$$\sigma_\nu^2 \triangleq E\{|\nu_k|^2\} \quad (3.90)$$

O erro médio quadrático $E\{|y_k - \hat{y}_k|\}$ pode, então, ser dado por:

$$E\{|y_k - \hat{y}_k|^2\} = [\vec{g}^{(k)} - \vec{g}^{(k)}]^* \mathbf{A} [\vec{g}^{(k)} - \vec{g}^{(k)}] + \sigma_\nu^2 \quad (3.91)$$

A matriz \mathbf{A} é positiva definida, uma vez que as amostras do sinal recebido $\{r_k\}$ são amostras de um processo estocástico e não se enquadram na excessão apresentada por [15]. O erro médio quadrático será mínimo e equivalente a σ_ν^2 , quando $\vec{g}^{(k)} = \vec{g}^{(k)}$, ou seja, as amostras $\{\hat{g}^{(k)}\}$ correspondem às amostras do filtro transversal que aproxima a resposta impulsiva do filtro casado. Assim, quando se utiliza um algoritmo adaptativo que minimiza o valor do erro quadrático médio para adaptação do coeficientes $\{\hat{g}^{(k)}\}$ do filtro transversal da figura 3.8, os coeficientes convergirão para o filtro transversal que aproxima a resposta impulsiva do filtro casado.

Para a implementação do filtro casado adaptativo, será mostrado a seguir que para a atualização dos coeficientes $\vec{g}^{(n)}$, utiliza-se o vetor dos dados de entrada \vec{r}_n . Porém, ao utilizarmos o MLSE, as amostras do sinal recebido na saída do amostrador a taxa $1/T$ devem passar por um registrador de deslocamento com um comprimento equivalente ao atraso introduzido pelo estimador MLSE. Então, o erro e_k realmente será igual a $e_{k-\tau}$. Assim, os dados de entrada utilizados para a atualização dos coeficientes equivalem ao vetor $\vec{r}^{(n-\tau)}$, onde τ representa o atraso da estimação de símbolo introduzida pelo MLSE.

3.6 Algoritmos de Adaptação

No item anterior, verificou-se que o filtro casado adaptativo e o estimador de canal possuem uma estrutura semelhante que, neste item, é representada de uma forma genérica por um filtro transversal discreto, cujos coeficientes são definidos por $\vec{w}^{(k)} = [w_0^{(k)}, w_1^{(k)}, \dots, w_P^{(k)}]$, onde os valores dos mesmos são obtidos de forma a minimizar a função custo, definida em função do erro de estimação da saída do filtro transversal \hat{d}_k , em relação ao sinal desejado d_k , conforme ilustrado na figura 3.9.

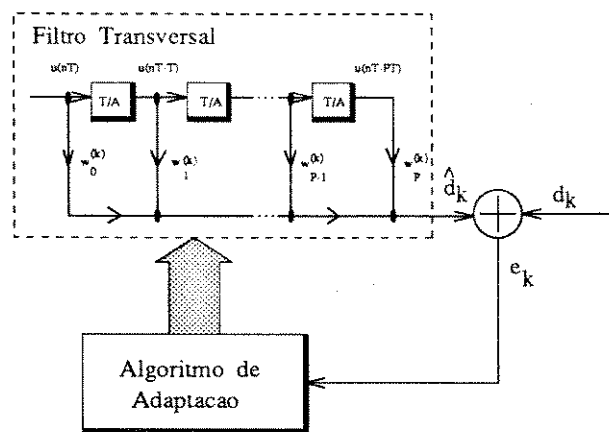


Figura 3.9: Estrutura de um filtro adaptativo

Sem perder o caráter geral pretendido, faz-se $A = 1$, para a derivação dos algoritmos apresentados na seqüência, onde A representa o número de amostras por símbolo.

Verificou-se que, para a adaptação dos coeficientes do estimador de canal e do filtro casado adaptativo, utiliza-se um algoritmo que minimiza uma função custo dada pela média quadrática do erro de estimação definido por:

$$\epsilon_k = y_k - \sum_{i=-L}^L x_i I_{k-i} \quad (3.92)$$

quando se utiliza o algoritmo de detecção de Ungerboeck, ou:

$$\epsilon_k = v_k - \sum_{i=0}^L f_i I_{k-i} \quad (3.93)$$

quando se utiliza o algoritmo de Forney.

Entretanto, a função custo poderá ser selecionada de uma das seguintes possibilidades, dentre outras [15]:

- Valor quadrático médio do erro de estimação;
- Soma dos quadrados do erro de estimação.

Retornando à estrutura geral, mostrada na figura 3.9, o erro de estimação é dado por:

$$e_k = d_k - \hat{d}_k \quad (3.94)$$

onde:

$$\hat{d}_k = \sum_{n=0}^{k-1} w_n^{(k)} u_{k-n} \quad (3.95)$$

Na seqüência, obtém-se um algoritmo recursivo para minimizar a média quadrática do erro de estimação ϵ_k e depois obtém-se um outro algoritmo que minimiza a soma dos quadrados dos erros de estimação ϵ_k .

- Filtro Ótimo de Wiener

Definindo-se o coeficiente complexo $w_n^{(k)} = \Re[w_n^{(k)}] + j\Im[w_n^{(k)}]$, pode-se definir o operador $\bar{\nabla}$, cujo n-ésimo elemento pode ser escrito em função da derivada parcial de primeira ordem, em relação às partes real $\Re[w_n^{(k)}]$ e imaginária $\Im[w_n^{(k)}]$, para o n-ésimo coeficiente do filtro $w_n^{(k)}$, como:

$$\nabla_n = \frac{\partial}{\partial \Re[w_n^{(k)}]} + j \frac{\partial}{\partial \Im[w_n^{(k)}]} \quad ; n = 0, 1, \dots, P. \quad (3.96)$$

Então, definindo-se uma função custo J como a média quadrática do erro de estimação, onde:

$$J = E[|\epsilon_k|^2] \quad (3.97)$$

e aplicando-se o operador $\bar{\nabla}$ à função custo J , obtém-se o vetor gradiente complexo $\bar{\nabla}(J^{(k)})$, cujo n-ésimo elemento é:

$$\nabla_n(J) = \frac{\partial J}{\partial \Re[w_n^{(k)}]} + j \frac{\partial J}{\partial \Im[w_n^{(k)}]} \quad ; n = 0, 1, \dots, P. \quad (3.98)$$

Para que a função custo J obtenha seu valor mínimo, todos os elementos do vetor gradiente $\bar{\nabla}(J)$ devem ser simultaneamente feitos iguais a zero:

$$\nabla_n(J) = 0 \quad ; n = 0, 1, \dots, P. \quad (3.99)$$

Sob estas condições o filtro é dito ótimo, em termos do erro médio quadrático.

Então:

$$\nabla_n(J) = E \left[\epsilon_k^* \frac{\partial \epsilon_k}{\partial \Re[w_n^{(k)}]} + \frac{\partial \epsilon_k^*}{\partial \Re[w_n^{(k)}]} \epsilon_k + j \epsilon_k^* \frac{\partial \epsilon_k}{\partial \Im[w_n^{(k)}]} + j \frac{\partial \epsilon_k^*}{\partial \Im[w_n^{(k)}]} \epsilon_k \right] \quad (3.100)$$

De 3.95, 3.94 e 3.100:

$$\nabla_n(J) = -2E[u^*(kT - nT)\epsilon_k] \quad ; n = 0, 1, \dots, P. \quad (3.101)$$

Se ϵ_o denotar o valor do erro de estimação resultante quando o filtro opera em condição ótima, então, as condições especificadas por 3.99 equivalem à:

$$E [u^* (kT - nT) \epsilon_o^{(k)}] = 0 \quad ; n = 0, 1, \dots, P. \quad (3.102)$$

onde:

$$\epsilon_o^{(k)} = d_k - \sum_{n=0}^P w_{on}^{(k)} u (kT - nT) \quad (3.103)$$

e $w_{on}^{(k)}$ representa o n-ésimo coeficiente ótimo, no instante k , e d_k denota o sinal desejado no k-ésimo instante. Então:

$$E \left[u^* (kT - nT) \left(d_k - \sum_{i=0}^P w_{oi}^{(k)} u (kT - iT) \right) \right] = 0 \quad ; n = 0, 1, \dots, P. \quad (3.104)$$

que pode-se reescrever como:

$$\sum_{i=0}^P w_{oi}^{(k)} E [u^* (kT - nT) u (kT - iT)] = E [u^* (kT - nT) d_k] \quad ; n = 0, 1, \dots, P. \quad (3.105)$$

Definindo-se:

$$E [u^* (kT - nT) u (kT - iT)] = \rho_{i-n} \quad (3.106)$$

e:

$$E [u^* (kT - nT) d_k] = p_{-n} \quad (3.107)$$

pode-se reescrever o conjunto de equações como:

$$\sum_{i=0}^P w_{oi}^{(k)} \rho_{i-n} = p_{-n} \quad ; n = 0, 1, \dots, P. \quad (3.108)$$

Este conjunto de equações é denominado “equações de Wiener-Hopf” [15].

Definindo-se:

$$\vec{u}^{(k)} = [u(kT), u(kT - T), \dots, u(kT - PT)]$$

$$\mathbf{R} = E \{ \vec{u}^{t(k)} \vec{u}^{*(k)} \}$$

$$\vec{p} = E \{ \vec{u}^{*(k)} d^{(k)} \}$$

Podem-se representar as equações de Wiener-Hopf na forma matricial:

$$\vec{w}_o^{(k)} \mathbf{R} = \vec{p} \quad (3.109)$$

Assim, os coeficientes ótimos, em relação ao erro médio quadrático, são denominados “coeficientes ótimos de Wiener” e são dados por:

$$\vec{w}_o^{(k)} = \vec{p} \mathbf{R}^{-1} \quad (3.110)$$

Para se obter os coeficientes ótimos do filtro transversal, podem-se resolver analiticamente as equações de Wiener-Hopf. Uma outra forma seria a utilização do algoritmo “steepest descent” [15].

- Algoritmo Steepest Descent

De acordo com o algoritmo steepest descent, a atualização do valor do vetor de coeficientes, no instante $k + 1$ é computada usando-se a relação recursiva:

$$\vec{w}^{(k+1)} = \vec{w}^{(k)} + \frac{1}{2}\mu \left[-\vec{\nabla}(J) \right] \quad (3.111)$$

onde μ é uma constante positiva real. O fator $1/2$ é usado por mera conveniência.

Observa-se que μ controla o tamanho do incremento aplicado ao vetor de coeficientes quando processamos uma interação para o próximo ciclo. A variável μ é referida como “tamanho de passo” ou “constante de adaptação”.

Substituindo-se 3.101 em 3.111, obtém-se a equação do algoritmo steepest descent:

$$\vec{w}^{(k+1)} = \vec{w}^{(k)} + \mu E \left[\vec{u}^{*(k)} e_k \right] \quad (3.112)$$

Entretanto:

$$\begin{aligned} E \left[u^*(kT - nT) e_k \right] &= E \left[u^*(kT - nT) \left(d_k - \sum_{i=0}^P w_{oi} u(kT - iT) \right) \right] = \\ &= E \left[u^*(kT - nT) d_k \right] - \sum_{i=0}^P w_{oi} E \left[u^*(kT - nT) u(kT - iT) \right] = \\ &= \vec{p} - \vec{w}^{(k)} \mathbf{R} \end{aligned} \quad (3.113)$$

E, então, a equação do algoritmo steepest descent pode ser reescrita como:

$$\vec{w}^{(k+1)} = \vec{w}^{(k)} + \mu [\vec{p} - \vec{w}^{(k)} \mathbf{R}] \quad (3.114)$$

Se fosse possível conhecer o vetor gradiente $\vec{\nabla}(J)$ a cada interação e, se o parâmetro constante de adaptação for convenientemente escolhido [15], então o vetor de coeficientes computado, usando o algoritmo steepest descent, convergiria para a solução ótima de Wiener. Na realidade, entretanto, medidas exatas do vetor gradiente não são possíveis quando não se conhece as propriedades estatísticas do sinal de entrada ou as mesmas são variantes no tempo. Conseqüentemente, o vetor gradiente deve ser estimado à partir dos dados disponíveis. Em outras palavras, o vetor de coeficientes é atualizado por um algoritmo conforme o sinal de entrada disponível. Um algoritmo que faz esta estimativa a partir dos dados disponíveis é o LMS (Mínima Média Quadrática)[15]. O mesmo será descrito, na seqüência.

- Algoritmo LMS

Uma estratégia para se desenvolver uma estimativa do vetor gradiente $\vec{\nabla}(J)$, é substituir \mathbf{R} e \vec{p} por estimativas, na equação 3.114. As estimativas mais simples de \mathbf{R} e \vec{p} são aquelas instantâneas, baseadas em valores das amostras do sinal de entrada e da resposta desejada, definidas, respectivamente, por:

$$\hat{\mathbf{R}} = \vec{u}^{t(k)} \vec{u}^{*(k)} \quad (3.115)$$

e:

$$\vec{p} = \vec{u}^{*(k)} d_k \quad (3.116)$$

Correspondentemente, a estimativa instantânea do vetor gradiente fica:

$$\vec{\nabla} (J^{(k)}) = 2\vec{u}^{*(k)} d_k - 2\vec{w}^{(k)} \vec{u}^{t(k)} \vec{u}^{*(k)} \quad (3.117)$$

Note que a estimativa $\vec{\nabla} (J^{(k)})$ pode ser vista como o operador gradiente $\vec{\nabla}$ aplicado ao erro quadrático instantâneo $|\epsilon_k|^2$. Substituindo-se $\vec{\nabla} (J^{(k)})$ pela estimativa, no algoritmo steepest descent, obtém-se:

$$\vec{w}^{(k+1)} = \vec{w}^{(k)} + \mu [d_k - \vec{w}^{(k)} \vec{u}^{t(k)}] \vec{u}^{*(k)} \quad (3.118)$$

De forma equivalente, podem-se escrever os resultados na forma da relação básica:

$$\vec{w}^{(k+1)} = \vec{w}^{(k)} + \mu \epsilon_k \vec{u}^{*(k)} \quad (3.119)$$

- Algoritmo RLS

Se se adotasse, como otimização do filtro, a minimização da função custo dada pela soma dos erros quadráticos:

$$\mathcal{E}(w_0; \dots; w_P) = \sum_{i=i_1}^{i_2} |e(i)|^2 \quad (3.120)$$

onde i_1 e i_2 definem os limites do índice nos quais a minimização ocorre, o filtro resultante seria linear de mínimos quadrados. Um algoritmo bastante utilizado na otimização do filtro ótimo de mínimos quadrados é o algoritmo RLS [15], onde a função custo é dada por:

$$\mathcal{E}(w_0; \dots; w_P) = \sum_{i=1}^n \beta(n, i) |e(i)|^2 \quad (3.121)$$

onde $\beta(n, i)$ é denotado por “fator de peso”, ou “fator de esquecimento”, cujo valor é limitado por:

$$0 < \beta(n, i) \leq 1$$

O fator peso visa assegurar que dados passados distantes sejam “esquecidos” para que se melhore as características de acompanhamento das variações do sinal de entrada do filtro. Uma possível forma que é geralmente utilizada é o “Fator de Peso Exponencial”, definido como:

$$\beta(n, i) = \lambda^{n-i}; \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (3.122)$$

onde λ é um valor positivo próximo, porém menor, de um. O algoritmo RLS é resumido a seguir:

Inicia-se o algoritmo com:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(0) &= \delta^{-1} \mathbf{I}; & \delta &= \text{constante positiva} \\ \vec{w}^{(0)} &= \vec{0} \end{aligned} \quad (3.123)$$

A cada interação, computa-se:

$$\begin{aligned} \bar{\pi}^{(n)} &= \bar{u}^{*(n)} \mathbf{P}^{(n-1)} \\ \kappa^{(n)} &= \lambda + \bar{\pi}^{(n)} \bar{u}^{t(n)} \\ \bar{K}^{(n)} &= \frac{\bar{u}^{*(n)} \mathbf{P}^{(n-1)}}{\kappa^{(n)}} \\ \alpha^{(n)} &= d^{(n)} - \bar{u}^{*(n-1)} \bar{u}^{t(n)} \\ \bar{w}^{(n)} &= \bar{w}^{(n-1)} + \bar{K}^{(n)} \alpha^{*(n)} \\ \mathbf{P}^{t(n-1)} &= \bar{\pi}^{(n)} \bar{K}^{(n)} \\ \mathbf{P}^{(n)} &= \frac{1}{\lambda} \left(\mathbf{P}^{(n-1)} - \mathbf{P}^{t(n-1)} \right) \end{aligned} \quad (3.124)$$

Resumiu-se, então, neste item, os dois algoritmos a serem utilizados nos próximos capítulos para a atualização dos valores dos coeficientes das estruturas adaptativas.

3.7 Resumo

Neste capítulo mostrou-se que deve-se moldar o pulso de banda básica usado na modulação para se transmitir um sinal digital através de um canal de faixa limitada. Apresentou-se, na seqüência, a derivação do receptor ótimo considerando-se o canal limitado em faixa. Mostraram-se, depois, as derivações dos algoritmos, que fazem a recepção de máxima verossimilhança de forma recursiva, através do algoritmo de Viterbi, onde destacam-se os algoritmos derivados por Forney e por Ungerboeck. Finalmente, apresentaram-se os algoritmos de adaptação dos receptores adaptativos. Na seqüência do trabalho, mostra-se a aplicação dos mesmos para o sistema D-AMPS e os resultados que os mesmos proporcionam.

Capítulo 4

Programa de simulação

4.1 Introdução

Este capítulo apresenta as estruturas que compõem o programa de simulação. Acrescenta-se, também, no final, algumas considerações importantes referentes à estrutura do receptor de seqüência de máxima verossimilhança e o procedimento adotado para sua validação.

O programa de simulação utilizado foi idealizado para, de uma forma cada vez mais ampla, incorporar as modelagens de toda a camada física do sistema D-AMPS. Os programas fontes foram codificados com linguagem C, utilizando-se de compilador C-UNIX das estações de trabalho SUN. O programa possui duas versões que se diferenciam quanto aos seguintes aspectos:

Versão 1:

- utiliza o receptor de máxima verossimilhança derivado por Ungerboeck e;
- utiliza estimador de canal com 5 coeficientes;

Versão 2:

- utiliza o receptor de máxima verossimilhança derivado por Forney e;
- utiliza estimador de canal com 3 coeficientes.

O sistema de transmissão ERB-EM e EM-ERB pode ser representado pelo diagrama de blocos mostrado na figura 4.1, para o sistema D-AMPS.

Da estrutura apresentada pela figura, implementaram-se os modelos equivalentes de banda básica dos blocos representados pela região hachurada da figura.

4.2 Descrição das Estruturas que Compõem o Programa

Descreve-se, aqui, de forma sucinta, cada um dos blocos da estrutura utilizados na simulação.

- **Formação da estrutura de quadros**

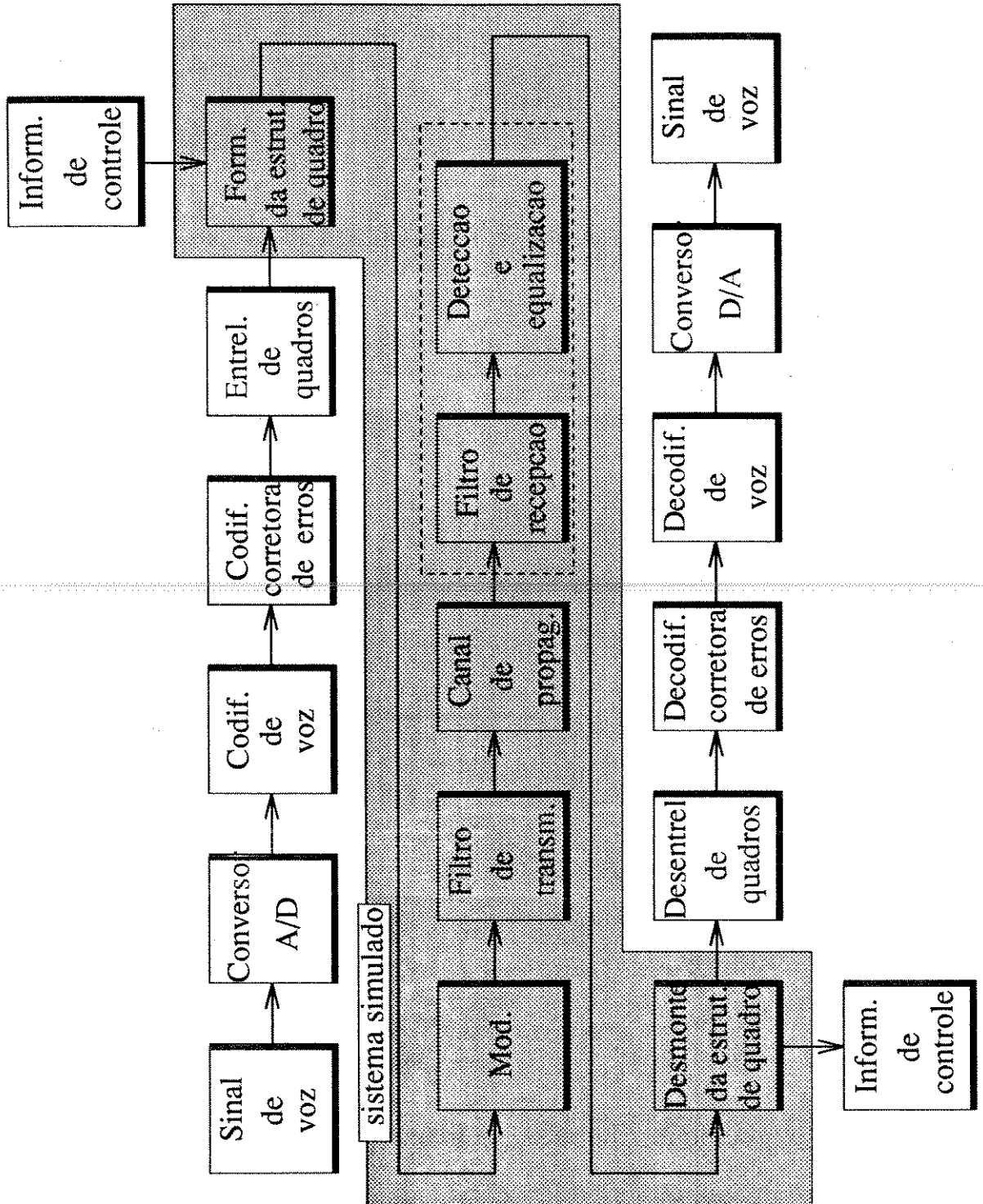


Figura 4.1: Diagrama de blocos do sistema de transmissão D-AMPS

O programa de simulação utilizado não possui, de fato, uma formação de estrutura de quadro com o rigor que se especifica para o sistema D-AMPS. Porém, distingue, dentre os bits transmitidos, aqueles que representam os bits de treinamento (SYNC) e quais representam os bits de informação. Todos os bits são gerados seqüencialmente, a partir da mesma fonte. Esta geração é feita da seguinte forma: -a partir de uma "semente mestre", que é parâmetro de entrada do programa, geram-se duas outras sementes que darão início à geração de duas seqüências pseudo-aleatórias descorrelatadas (referentes à parte real e imaginária do sinal), uniformemente distribuídas entre -1 e 1. Estas seqüências passam por um detector de cruzamento de zero que transforma a seqüência uniformemente distribuída numa seqüência de dígitos com níveis ± 1 ; seqüência esta, pseudo-aleatória e equiprovável, ou seja, com média zero.

Durante o período de treinamento, os dígitos utilizados no receptor serão os mesmos da transmissão.

No desmonte da estrutura de quadro, simplesmente, extraem-se os dígitos que não fazem parte da seqüência de treinamento para se fazer a análise da taxa de erro de bits.

O programa de simulação permite que se opte pela utilização do receptor no modo de treinamento, ou seja, com a formação da estrutura de quadro, ou não. Esta opção é feita através de um parâmetro de entrada.

• **Modulação**

Conforme mencionado anteriormente, o sistema D-AMPS define, através da IS-54, a modulação $\pi/4$ -DQPSK. Este tipo de modulação gera, a partir de cada dois bits, um símbolo de informação, representado por:

$$I_k = Ae^{j\theta_k} \tag{4.1}$$

onde:

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \Delta\phi_k \tag{4.2}$$

com $\Delta\phi_k \in \{\pm\pi/4; \pm 3\pi/4\}$ determinado pelo dicit $\{b_{2k}; b_{2k+1}\}$, de acordo com a tabela abaixo:

θ_k	b_{2k}	b_{2k+1}
$-3\pi/4$	-1	-1
$3\pi/4$	-1	1
$\pi/4$	1	1
$-\pi/4$	1	-1

• **Filtro de transmissão**

O filtro de transmissão é definido pela IS-54 e possui característica da raiz quadrada do cosseno levantado com fator de roll-off igual a 0.35. Este filtro foi implementado através de um filtro transversal com resposta impulsiva finita FIR, onde os coeficientes

possuem os valores das amostras da resposta impulsiva truncada tomadas a uma taxa de amostragem múltipla da taxa de símbolo, ou seja:

$$T_a = T/A \quad ; A \text{ inteiro.} \quad (4.3)$$

Esta taxa de amostragem obedece ao “critério de Nyquist para a amostragem” [13]. O valor A escolhido representa um compromisso entre a precisão dos modelos e o tempo gasto na simulação. Nos programas utilizados neste trabalho, A é escolhido igual a quatro, sem que haja, com isto, prejuízo na precisão dos resultados.

Como já foi mencionado, a resposta impulsiva é truncada. Neste trabalho, a mesma compreenderá o período de $7T$, onde T é o período de símbolo.

• Canal de propagação

A figura 4.2 representa a estrutura do canal utilizada no programa de simulação.

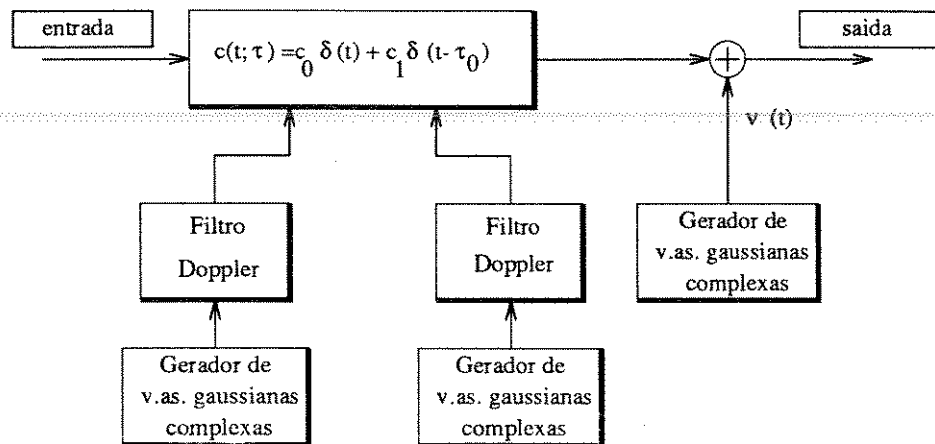


Figura 4.2: Estrutura do canal utilizado no programa

A estrutura do simulador de canal com desvanecimento segue as especificações da norma IS-55. A resposta impulsiva do canal é dada por:

$$c(\tau; t) = c_0 \delta(t) + c_1 \delta(t - \tau_0) \quad (4.4)$$

onde $c_i, i = 0, 1$, são variáveis aleatórias gaussianas complexas, podendo ser descritas na forma:

$$c_i = \rho_i e^{j\phi_i(t)} \quad i = 0, 1 \quad (4.5)$$

onde as funções densidade de probabilidade são dadas por:

$$p_{\rho_i}(x) = \frac{x}{\sigma_i^2} e^{-x^2/2\sigma_i^2} \quad ; \text{ para } x \geq 0 \quad (4.6)$$

$$p_{\phi_i}(x) = \begin{cases} 1/2\pi & ; \text{para } -\pi < x < \pi \\ 0 & ; \text{c.c.} \end{cases} \quad (4.7)$$

e $2\sigma_i^2, i = 0, 1$, são os momentos de segunda ordem de $\rho_i(t)$, os quais são, segundo especificação da IS-55, dados por:

$$E\{\rho_1^2(t)\} + E\{\rho_2^2(t)\} = 1 \quad (4.8)$$

Uma vez que o número de amostras utilizado por período de símbolo, para o filtro de transmissão, é igual a quatro, $M = 4$, e, como a especificação do simulador de canal dada pela IS-55 estabelece que o atraso do segundo raio deve ter precisão de $0.1T$, implementou-se a resposta impulsiva do filtro de transmissão convolvida com a resposta impulsiva do canal, resultando a resposta impulsiva equivalente dada por:

$$p(t) = u(t) * c(\tau; t) \quad (4.9)$$

Poder-se-ia implementar as respostas impulsivas isoladamente, porém o número de amostras por símbolo para se conseguir tal precisão deveria ser $M = 10$, e isto traria como conseqüência um aumento significativo no tempo de simulação.

A velocidade do móvel, outro parâmetro de entrada do programa, determina a frequência Doppler, a qual determina a frequência de corte do filtro Doppler.

Para a modelagem do canal com perfil de dois raios com mesma amplitude, utilizados nas simulações deste trabalho, optou-se por um filtro de Chebyshev de 2ª ordem. O formato de sua resposta em frequência, dado pela figura 4.4 provê uma aproximação apropriada do espectro Doppler, segundo especificações da EIA/TIA [3], como poder-se-á ver adiante, na validação das estruturas do programa. A resposta em frequência do filtro é dada por:

$$F_D(w) = G \frac{A(1 + e^{-jw} + e^{-j2w})}{1 - B e^{-jw} - C e^{-j2w}} \quad (4.10)$$

e sua estrutura é apresentada na figura 4.3, onde:

$$A = \frac{0.8026476\omega_c^2}{4 + 1.97905\omega_c + 0.9895998\omega_c^2} \quad (4.11)$$

$$B = \frac{8 - 0.9895998\omega_c^2}{4 + 1.97905\omega_c + 0.9895998\omega_c^2} \quad (4.12)$$

$$C = \frac{4 - 1.97905\omega_c + 0.9895998\omega_c^2}{4 + 1.97905\omega_c + 0.9895998\omega_c^2} \quad (4.13)$$

$$\omega_c = \frac{2\pi f_D}{f_S} \quad (4.14)$$

e $f_D \equiv$ frequência Doppler máxima e $f_S \equiv$ frequência de símbolo. A resposta em frequência é apresentada na figura 4.4, com frequência Doppler máxima de 100Hz . A frequência de corte do filtro de Chebyshev corresponderá à frequência Doppler máxima.

Pode-se, também, através de um menu optar pelo uso de um canal de dois raios, onde c_0 e c_1 são fixos e são parâmetros de entrada do programa.

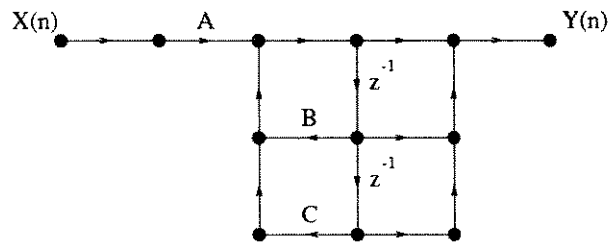


Figura 4.3: Estrutura do Filtro de Chebyshev de Segunda Ordem

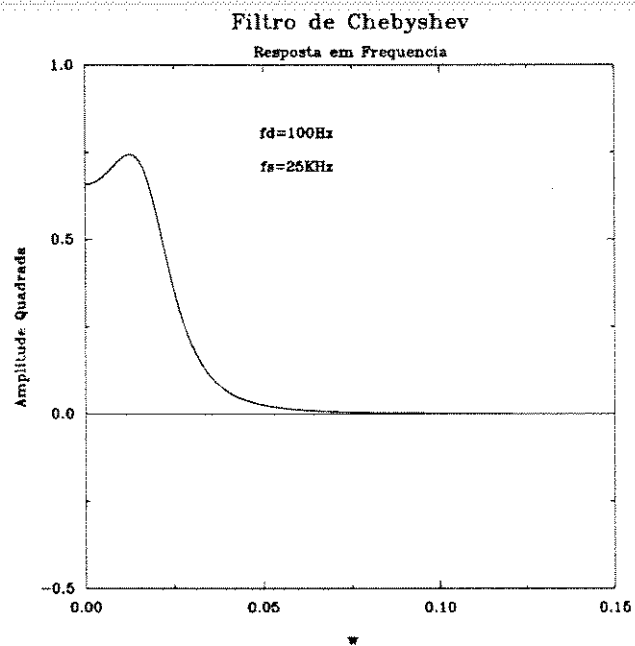


Figura 4.4: Resposta em Frequência do Filtro de Chebyshev com Frequência Doppler máx. 100Hz

As variáveis aleatórias Gaussianas são obtidas a partir de variáveis aleatórias uniformemente distribuídas, cada uma com uma semente diferente gerada a partir de uma “semente mestre”, através da seguinte transformação [16]:

$$b_k = \sqrt{-2[\ln(x_k)]} \cos(2\pi x_{k+1})$$

$$b_{k+1} = \sqrt{-2[\ln(x_k)]} \sin(2\pi x_{k+1})$$

onde x_k e x_{k+1} são variáveis aleatórias uniformemente distribuídas entre -1 e 1 e b_k e b_{k+1} são variáveis aleatórias gaussianas de média zero e variância um.

O ruído térmico aditivo $\nu(t)$ é um ruído gaussiano complexo com média zero e variância $E\{|\nu(t)|^2\} = 2N_0$.

- Recuperação de Fase da Portadora

Nas simulações apresentadas neste trabalho, utilizou-se modulação diferencial e, neste caso, não há a necessidade de se fazer a recuperação de fase da portadora. Porém, no processo de validação de algumas estruturas, utilizou-se a modulação BPSK e QPSK. Nestes casos, houve a necessidade de se fazer a recuperação de fase de portadora. Esta recuperação de fase foi feita artificialmente, substituindo-se o canal $c(\tau; t)$ por $c''(\tau; t)$, dado por:

$$c''(\tau; t) = c(\tau; t) \cdot e^{-\theta(t)} \quad (4.15)$$

onde $\theta(t)$ é a fase da soma fasorial das portadoras no instante t , que é dada por:

$$\theta(t) = \arctan \left\{ \frac{\Im\{c_0(t)\} + \Im\{c_1(t)\}}{\Re\{c_0(t)\} + \Re\{c_1(t)\}} \right\} \quad (4.16)$$

Pode-se verificar que esta recuperação de fase é válida somente quando o atraso τ_0 for muito menor do que o período de símbolo. Entretanto, foi utilizada pois representa a mesma recuperação de fase apresentada em [29], e o objetivo era o de validação da modelagem do canal baseado na citada referência.

- Detecção e equalização

Embora o receptor de máxima verossimilhança não seja em realidade um equalizador, esta designação pode ser encontrada na literatura e, por esta razão, é, também, utilizada aqui.

Como foi mostrado no capítulo anterior, o receptor ótimo para um canal com IIS, para uma recepção coerente, é dado por um filtro casado com o equivalente do filtro de transmissão convolvido com o canal, um amostrador a uma taxa $1/T$ e por um processador que faz a decisão do símbolo atual, ou da seqüência atual, baseado no símbolo recebido e na seqüência de símbolos que o antecede, como mostra a figura 4.5. A recuperação de fase da portadora $\hat{\phi}_0$ não foi considerada na derivação da estrutura do receptor ótimo. Na prática esta fase é estimada por um PLL ou através da estimação de máxima verossimilhança [11]. Porém, quando utiliza-se recepção diferencial, não há a necessidade de a fase $\hat{\phi}_0$ ser coerente e, portanto, não há a necessidade do emprego de recuperação de fase.

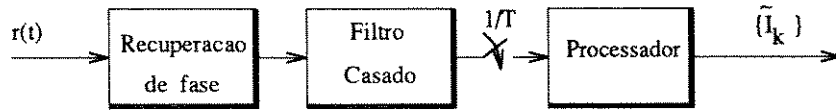


Figura 4.5: Receptor ótimo

O processador referido equivale ao algoritmo de Viterbi que, por sua vez, pode ser derivado conforme proposto por Forney ou por Ungerboeck. Como já se mencionou, o programa foi feito em duas versões. Em uma das versões, utiliza-se o algoritmo de Viterbi derivado por Forney, cuja métrica é determinada por 3.49. Os coeficientes f_k são obtidos através de um estimador de canal com três coeficientes, uma vez que $L = 2$, onde L equivale à memória do canal. Para o canal de dois raios, especificado pela EIA/TIA[3], o número de interferentes significativos e considerados, na maioria dos trabalhos de receptores de máxima verossimilhança aplicados ao D-AMPS, é $L = 1$. Porém, considerou-se $L = 2$ para se permitir um desempenho satisfatório para atrasos do segundo raio do canal de até $2,0T$, uma vez que não se preocupou, neste trabalho, com o aumento de processamento envolvido nesta consideração. Isto se deve ao fato de o mesmo não se prender às características de implementação.

A outra versão utiliza o algoritmo derivado por Ungerboeck, cuja métrica é determinada por 3.80, onde χ_n e ζ_n , $n = 0, 1, 2$, são os três últimos coeficientes da parte real e imaginária, respectivamente, de um estimador de canal adaptativo com cinco coeficientes dados por $\{\chi_{n-j} + j\zeta_{n-j}\}$ para $j = -2, -1, 0, 1, 2$, assumindo $L = 2$, como no algoritmo de Forney.

Os coeficientes do estimador de canal são obtidos adaptativamente através de um algoritmo de adaptação - RLS ou LMS. O algoritmo a ser utilizado é determinado através de um parâmetro de entrada do programa.

A figura 4.6 apresenta uma das estruturas do receptor de máxima verossimilhança implementada em uma versão do programa e a figura 4.7 apresenta a outra.

Os valores I_j e \tilde{I}_j são os símbolos codificados diferencialmente. Nas duas versões do programa, a cada período de símbolo, são obtidas duas decisões de símbolo, baseadas na métrica do símbolo atual, onde se decide pelo símbolo que possui a maior métrica. Entretanto, os símbolos decididos são obtidos em instantes diferentes dentro da sequência sobrevivente, no algoritmo de Viterbi. O atraso τ_2 do símbolo que é utilizado na entrada do estimador de canal, que é um parâmetro de entrada do programa. O atraso τ_1 do símbolo estimado que pode ser alterado, porém há necessidade de se recompilar o programa. Entretanto, este parâmetro não foi otimizado, porém utiliza-se um valor apropriado para o algoritmo de Viterbi de $3L$ [17]. A derivação do atraso τ_2 se deve ao fato de o mesmo ser objeto de otimização, como será visto no próximo capítulo.

• Filtro casado

Para as duas versões do software de simulação, implementou-se o filtro casado com três opções distintas, enumeradas a seguir:

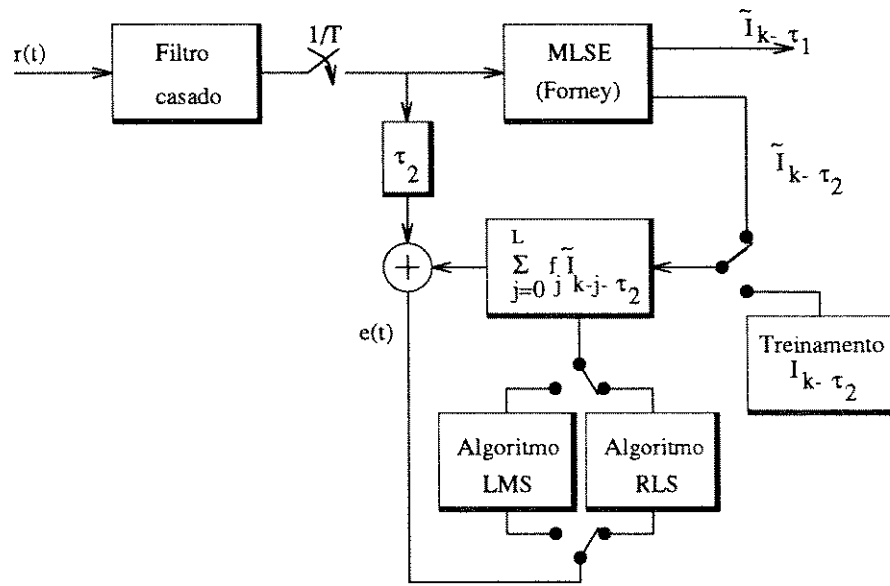


Figura 4.6: Estrutura do receptor para a versão I do programa

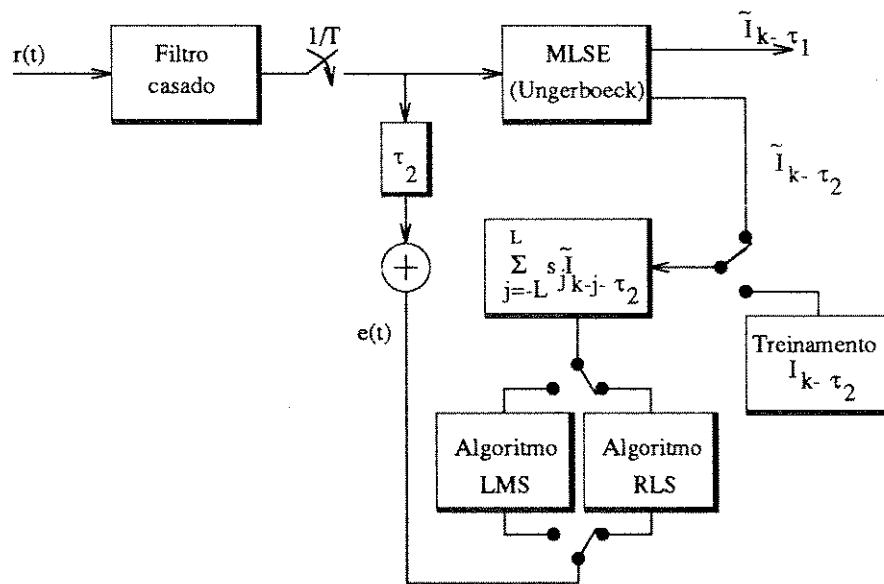


Figura 4.7: Estrutura do receptor para a versão II do programa

- filtro casado fixo;
- filtro casado idealmente;
- filtro casado adaptativo.

O filtro casado fixo é implementado de forma semelhante ao filtro de transmissão. O filtro idealmente casado é obtido fazendo-se, a cada símbolo, a convolução do filtro de transmissão com a resposta impulsiva do canal de dois raios e fazendo-se o complexo conjugado e a inversão do eixo do tempo. O filtro casado adaptativo apresenta uma estrutura transversal cujos coeficientes ótimos equivalem aos coeficientes do filtro casado idealmente. A adaptação dos coeficientes é feita através de um algoritmo LMS. A figura 4.8 ilustra a estrutura do receptor, comum às duas versões do programa.

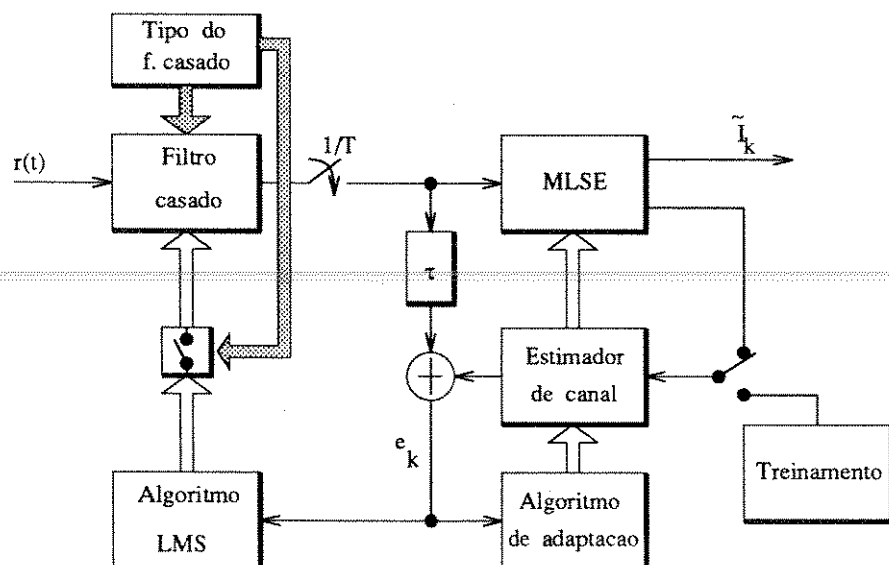


Figura 4.8: Estrutura do receptor

• Detecção do sinal modulado $\pi/4$ -DQPSK

A detecção de um sinal modulado $\pi/4$ -DQPSK pode ser feita através de um detector diferencial em banda básica, ou de um detector diferencial em FI ou de um discriminador FM [30]. O programa de simulação utiliza um detector diferencial em banda básica, representado pela figura 4.9.

Neste caso, a fase ζ não precisa ser coerente com a fase do sinal recebido e a estrutura de recuperação de fase de portadora é desnecessária.

Na derivação do detector ótimo para IIS, considera-se que o canal impõe uma **distorção linear** ao sinal transmitido. Se se analisar a decodificação diferencial feita para a detecção, observa-se que há uma multiplicação da amostra equivalente ao símbolo atual com a amostra equivalente ao símbolo anterior. Esta multiplicação introduz uma

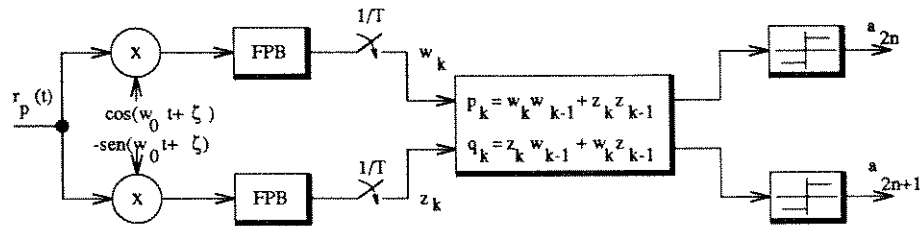


Figura 4.9: Detector diferencial em banda básica

característica **quadrática** ao sinal decodificado diferencialmente, criando efeitos não considerados na derivação do receptor de seqüência de máxima verossimilhança. Portanto, a decodificação diferencial deve situar-se após a detecção de seqüência de máxima verossimilhança. Assim, o algoritmo de Viterbi deve ser implementado considerando-se que o sinal a ser detectado está codificado diferencialmente.

Os possíveis estados para os símbolos $\pi/4$ -DQPSK são representados pelo diagrama de constelação, na figura 4.10, na letra a). Representam-se, também, na figura, as possíveis transições entre os mesmos. O diagrama de treliça para um sinal $\pi/4$ -DQPSK, onde a memória do canal é 1, é representado na figura 4.9, letra b).

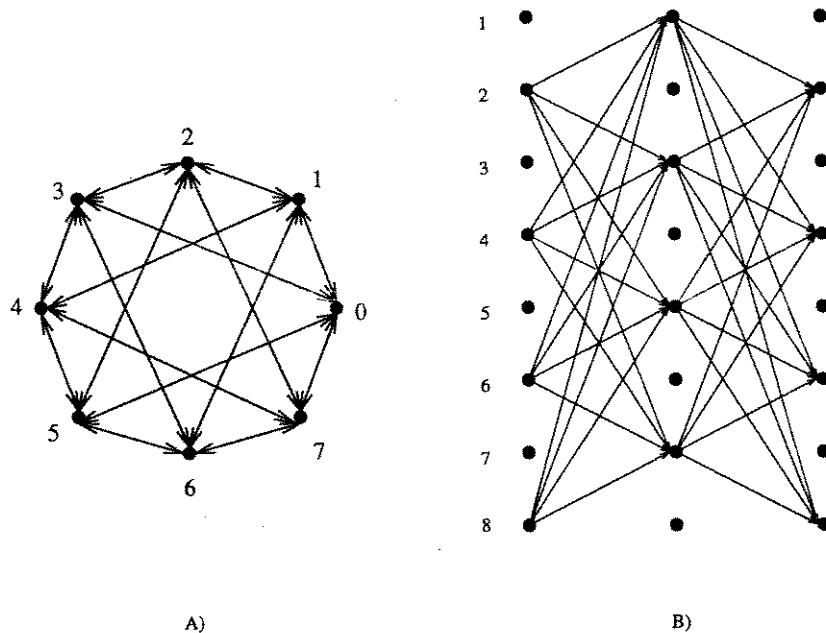


Figura 4.10: a) Diagrama de estados b)treliça para sinais $\pi/4$ -DQPSK

- Instante de amostragem

Verificou-se que, na saída do filtro casado, deve-se fazer uma amostragem a uma taxa $1/T$. O instante desta amostragem deve coincidir com o instante em que a relação sinal - ruído é máxima [12]. Este instante é obtido, na prática, através de um estimador de máxima verossimilhança. Entretanto, nas simulações realizadas, neste trabalho, considera-se o instante de amostragem coincidente com o instante equivalente ao primeiro raio.

• Resumo da estrutura do programa

A estrutura do programa de simulação é mostrada na figura 4.11.

Através de um menu pode-se alterar as seguintes características relacionadas à sua estrutura funcional:

- Obtenção de curva de taxa de erro em função da relação E_b/N_0 ;
- Obtenção da curva de taxa de erro em função do atraso do segundo raio do canal e;
- Obtenção da taxa de erro para uma seqüência de símbolos transmitidos de tamanho fixo.

Este tamanho da seqüência de símbolos é obtido através de um parâmetro de entrada.

O programa, também, possui arquivos de saída com os valores do estimador de canal, do filtro casado e do resultado da convolução entre filtro de transmissão, o canal e o filtro casado, gravados a cada período de símbolo, para que se possa monitorar o funcionamento da estrutura.

O truncamento dos filtros de transmissão e casado é feito igual a $[-3T; 4T)$, porém o mesmo pode ser alterado, assim como o número de amostras por símbolo e o truncamento do estimador de canal. Entretanto, é necessário que haja uma recompilação do programa. Este pode, também, ser alterado para as modulações QPSK e BPSK, bastando, para isto, que se altere um parâmetro e se compile novamente.

4.3 Validação das Estruturas do Programa de Simulação

Apresenta-se, neste item, o processo de validação das estruturas utilizadas pelo programa de simulação. Inicialmente, apresentam-se as validações, considerando-se o canal ideal e receptor composto de um filtro casado com o filtro de transmissão, um amostrador a taxa $1/T$ e um detector de nível. Na seqüência, apresentam-se os resultados de validação do canal de dois raios, seguindo-se, então, a validação das estruturas dos receptores de seqüência de máxima verossimilhança.

• Validação das estruturas para o sistema com o canal ideal

Os resultados da simulação do sistema de transmissão utilizando o canal ideal, ou seja, o canal que apenas introduz o ruído gaussiano aditivo, são mostrados através das figuras 4.12 e 4.13, quando o sistema utiliza modulação QPSK e $\pi/4$ -DQPSK, respectivamente. Apresentam-se, também, nas figuras, os resultados teóricos que os mesmos

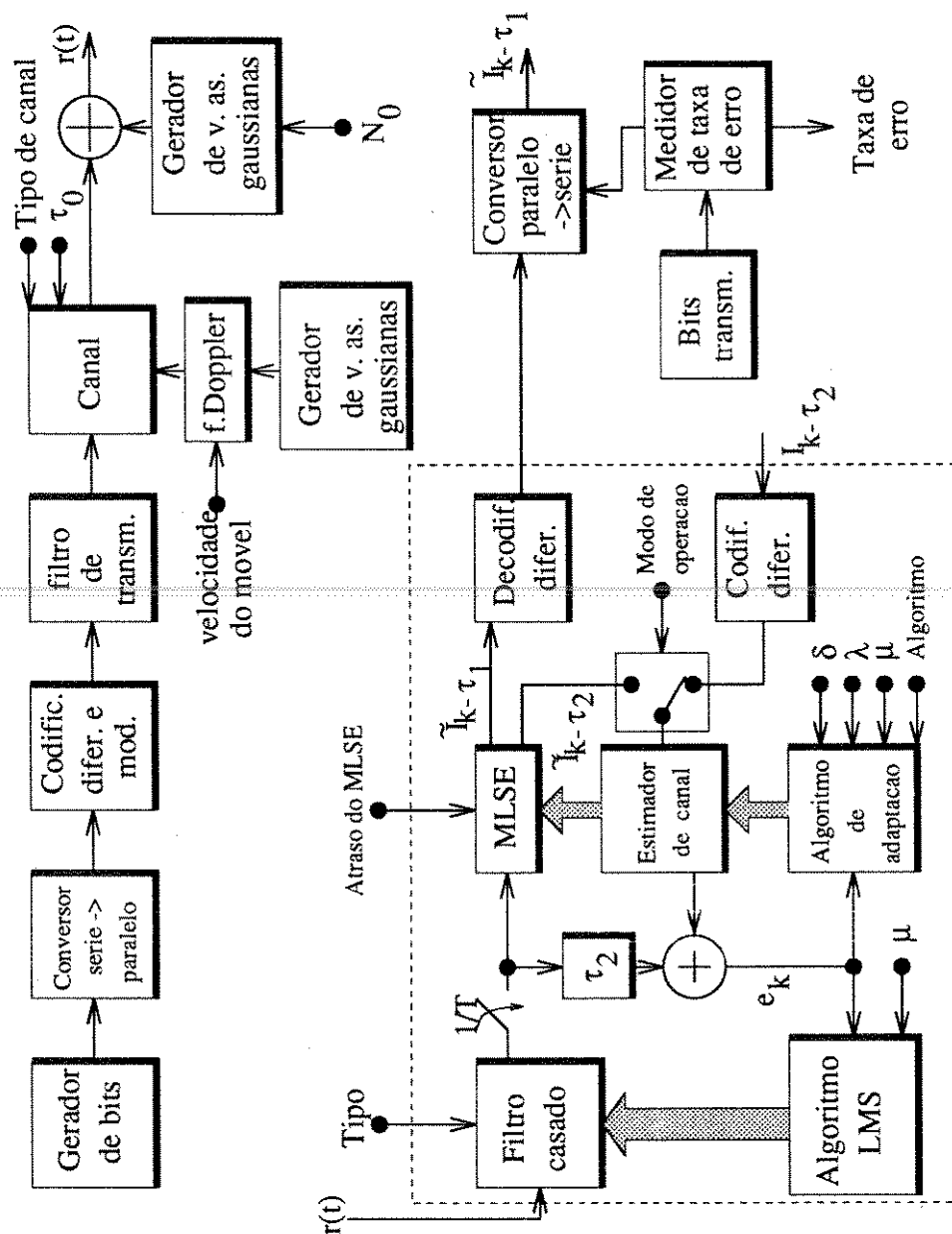


Figura 4.11: Estrutura do programa de simulação

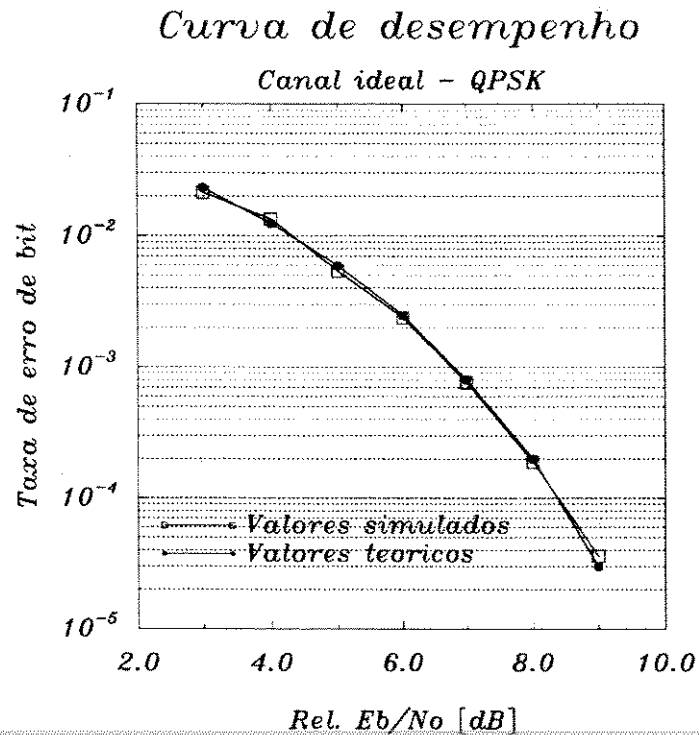
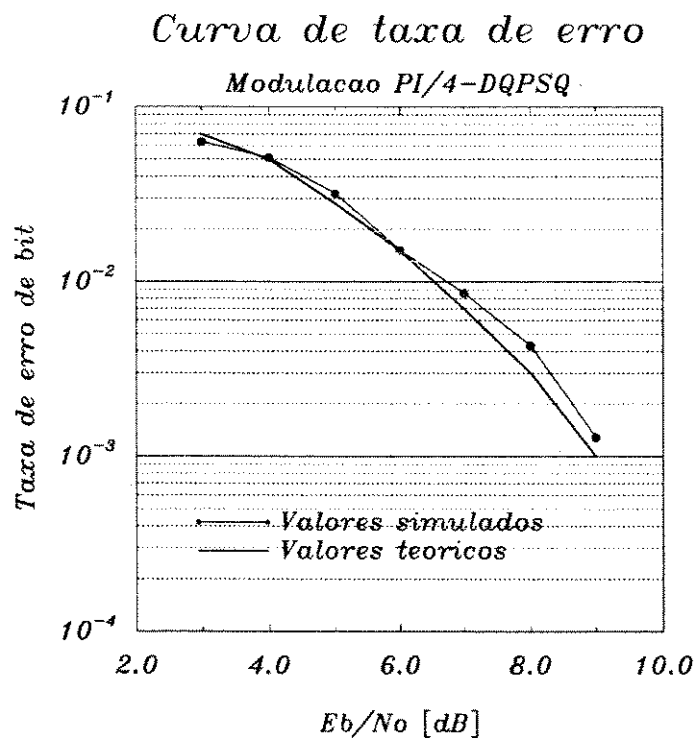


Figura 4.12: Desempenho com canal ideal e modulação QPSK

Figura 4.13: Desempenho com canal ideal e modulação $\pi/4$ -DQPSK

deveriam ter [11]. Pode-se verificar que os valores obtidos através de simulação são aproximações muito boas das curvas teóricas.

Mostra-se, também, o diagrama de constelação para os sinais modulados QPSK e $\pi/4$ -DQPSK, nas figuras 4.15 e 4.14, respectivamente. Reforça-se a validação da modulação, com a visualização destes diagramas.

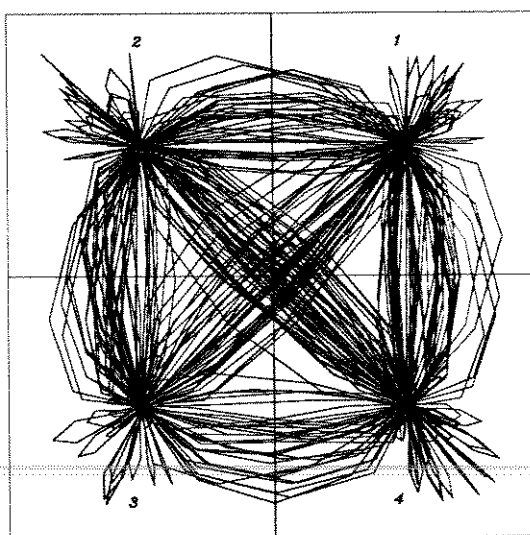


Figura 4.14: Constelação do sinal $\pi/4$ -DQPSK com filtro de banda básica

• Validação do canal de dois raios

Inicialmente, apresenta-se a validação das variações no tempo do canal de dois raios, que é obtida pela análise da curva da função de autocorrelação da fase das variáveis aleatórias que geram o canal, obtidas na saídas dos filtros Doppler. Esta função é dada pela EIA/TIA [3], e é reproduzida abaixo:

$$\rho(\tau) = \frac{3}{2\pi} \arcsin J_0(2\pi f_D \tau) + 6 \left\{ \frac{1}{2\pi} \arcsin J_0(2\pi f_D \tau) \right\}^2 - \frac{3}{4\pi^2} \sum_1^{\infty} \frac{(J_0(2\pi f_D \tau))^{2n}}{n^2} \quad (4.17)$$

A figura 4.16 mostra a comparação da função de autocorrelação obtida diretamente da medida de autocorrelação das variáveis aleatórias que geram o canal com a função de autocorrelação dada pela EIA/TIA. Pode-se constatar que a aproximação está dentro das especificações de autocorrelação da fase dadas em [3], onde $\rho(\tau) = 0.8 \pm 0.1$, para

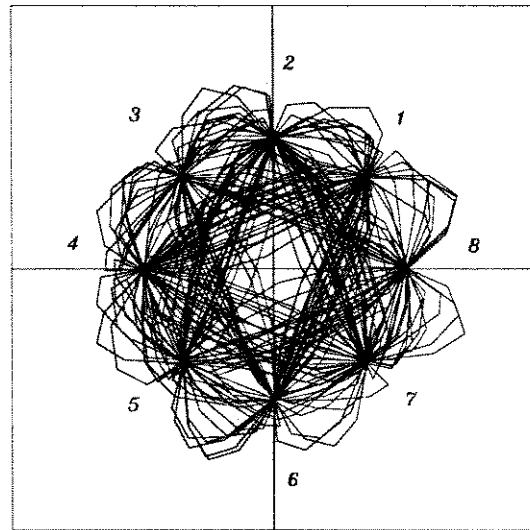


Figura 4.15: Constelação do sinal QPSK com filtro de banda básica

Autocorrelacao da Fase

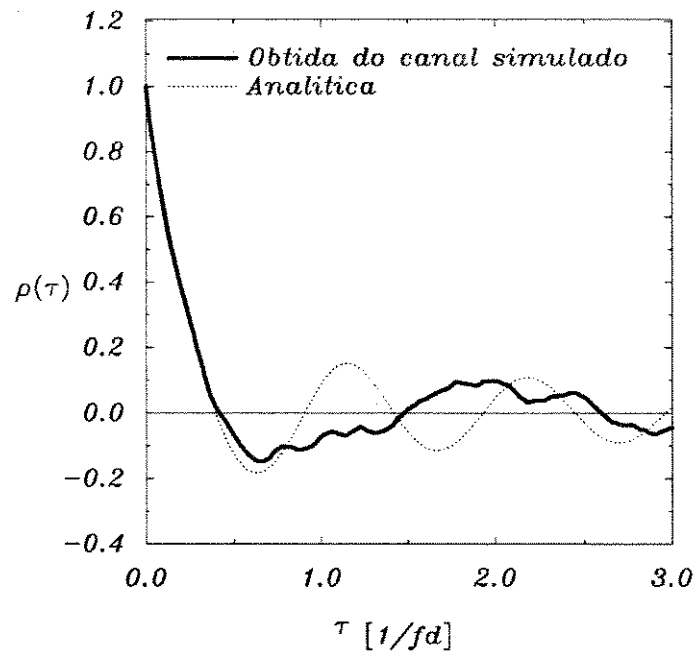


Figura 4.16: Função de autocorrelação espaçada no tempo da fase

$\tau = 0.05/f_D$ e $\rho(\tau) = 0.5 \pm 0.1$, para $\tau = 0.15/f_D$, na unidade de $1/f_D$, onde f_D é a frequência Doppler máxima.

Apresentam-se, então, os resultados obtidos para a modulação QPSK, utilizando a recuperação de fase artificial mostrada anteriormente, neste capítulo. A figura 4.17 apresenta os resultados obtidos em simulação para o canal ideal e para o “Canal Plano”.

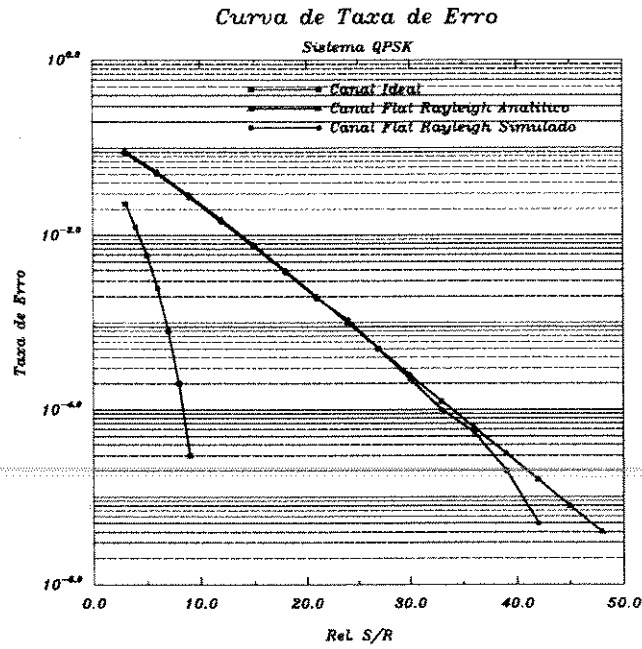


Figura 4.17: Sistema QPSK com Canal com Plano e com Canal Ideal

O Canal Plano significa que o canal é não seletivo em frequência. O termo deriva do fato de a distorção, que ocorre no espectro de frequências do sinal, ser correlatada para todas as frequências da banda passante. Este canal é derivado do canal de dois raios, fazendo-se que o segundo raio coincida com o primeiro, ou, da mesma forma, com que o atraso do segundo raio τ_0 seja zero. Pode-se notar, na figura 4.17 que a taxa de erro obtida na simulação, para o canal não seletivo em frequência, é equivalente à dada pela equação [11]:

$$P_2 = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1 + \bar{\gamma}_b}} \right] \quad (4.18)$$

onde:

$$\bar{\gamma}_b = \frac{\xi_b}{N_0} E(\alpha^2) \quad (4.19)$$

e N_0 é a potência do ruído, ξ_b é a energia de bit, α é uma variável aleatória de distribuição Rayleigh e $\bar{\gamma}_b$ é a relação sinal ruído média. Verifica-se também a degradação que o Canal

Plano provoca ao sistema de transmissão, comparando-se a curva de taxa de erro para o mesmo com aquela obtida com canal ideal.

Pode-se observar o resultado da taxa de erro para o canal de dois raios em função do atraso do segundo raio, na figura 4.18. Observa-se que quando a relação Sinal/Ruído atinge um determinado valor, próximo de 30 dB no caso extremo, não adianta aumentar-se a relação S/R, pois a taxa de erro não se altera. A este valor de taxa de erro, dá-se o nome de “Taxa de Erro Irredutível”.

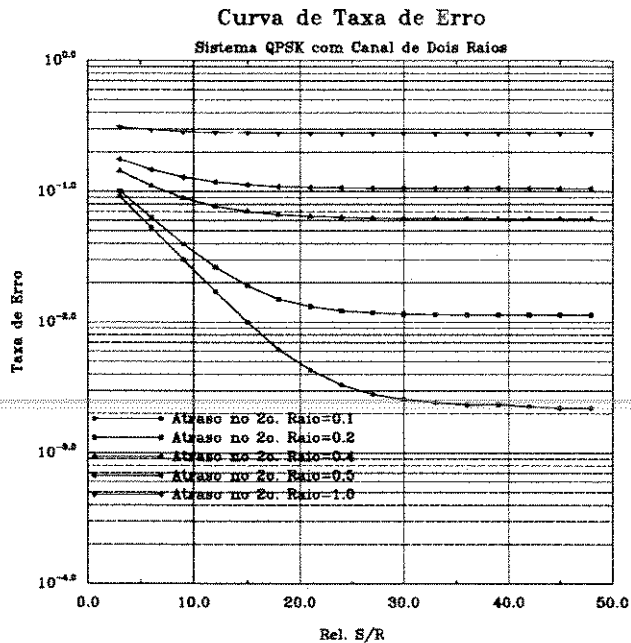


Figura 4.18: Sistema QPSK com Canal de Dois Raios

As curvas apresentadas servem para validar a simulação do canal de dois raios, uma vez que coincidem com as mesmas curvas apresentadas por [30] e [29]. Porém o resultado apresentado nos trabalhos citados é função do atraso τ_{RMS} que é obtido por:

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\sum_i P_i} \sum_i (\tau_i^2 P_i) - \tau_d^2} \quad (4.20)$$

onde:

$$\tau_d = \frac{\sum_i (\tau_i P_i)}{\sum_i P_i} \quad (4.21)$$

onde P_i é a potência do i -ésimo percurso. Então, para o canal de dois raios, o τ_{RMS} é a metade do atraso do segundo raio. Na comparação das curvas deve-se fazer esta consideração.

A figura 4.19 apresenta a taxa de erro irredutível do canal de dois raios e, também, é semelhante às apresentadas nas referências citadas. Para a obtenção da curva de taxa de erro mostrada pela figura 4.19, utilizou-se uma relação S/R de 40dB.

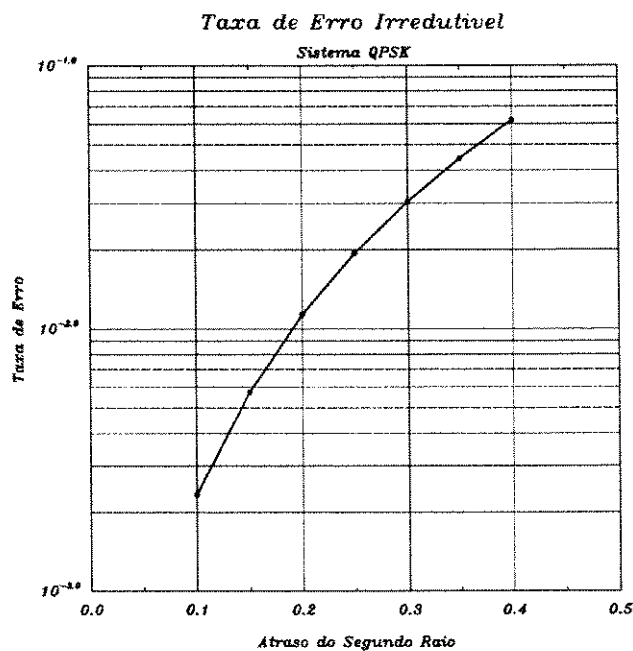


Figura 4.19: Taxa de Erro Irreduzível em Função do Atraso do Segundo Raio

Na seqüência, apresentam-se os resultados de desempenho do sistema para o canal de dois raios utilizando a modulação $\pi/4$ -DQPSK. Os resultados são comparados com aqueles apresentados em [26], também obtidos por simulação.

Inicialmente, apresentam-se os resultados de desempenho do sistema, para o canal com desvanecimento plano, na figura 4.20.

Na figura 4.21, apresenta-se a taxa de erro irreduzível (utiliza-se relação $E_b/N_o = 70[dB]$) para o canal com desvanecimento seletivo, em função do atraso do segundo raio, com velocidade do móvel de $120[Km/h]$. Na figura 4.22, apresenta-se o desempenho do sistema quando o atraso do segundo raio é $0,077$, também para a velocidade do móvel de $120[Km/h]$.

Observa-se que os valores obtidos nas simulações aproximam-se daqueles apresentados em [26], o que permite validar o modelo do canal para o sistema $\pi/4$ -DQPSK.

- **Validação das estruturas dos receptores de seqüência de máxima verossimilhança**

Este item descreve o procedimento adotado para validação das estruturas de receptor derivadas por Forney[51] e por Ungerboeck[52]. Inicialmente, foram validadas as estruturas de receptor para o sistema BPSK, seguidas pela validação das estruturas para o sistema QPSK.

- **Validação das Estruturas de Receptores de Banda Básica para Sistema BPSK**

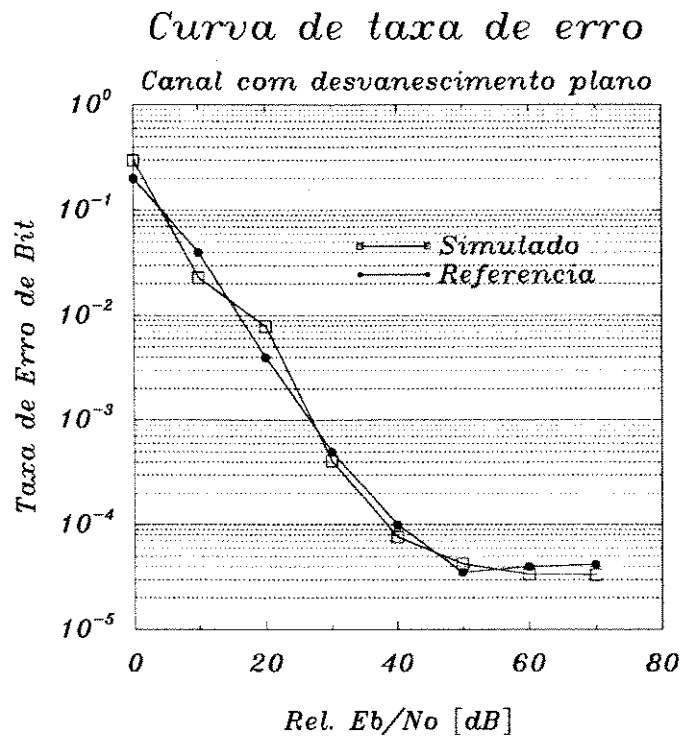


Figura 4.20: Desempenho para o canal com desvanescimento plano

Curva de Taxa de Erro Irreduzível

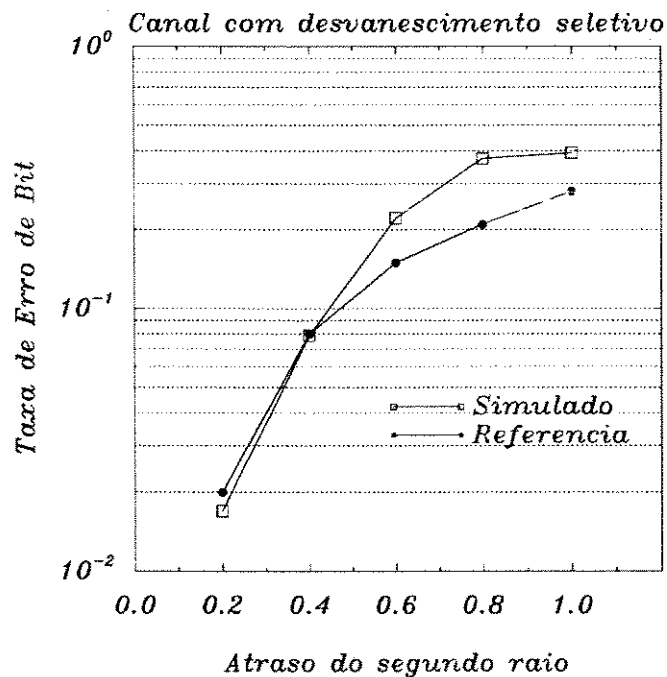


Figura 4.21: Taxa de erro irreduzível para modulação $\pi/4$ -DQPSK

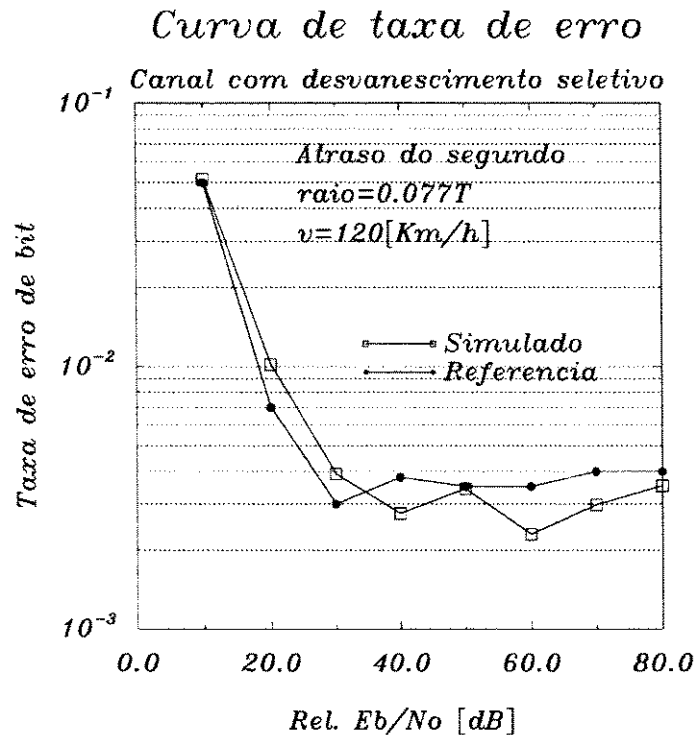


Figura 4.22: Desempenho para o atraso do segundo raio 0,077

A validação dos algoritmos de recepção de máxima verossimilhança de banda básica para o sistema BPSK foi feita de acordo com uma série de simulações. Inicialmente, implementou-se a estrutura do receptor derivada por Forney. Utilizou-se para a análise da simulação, um filtro transversal, amostrado à taxa de símbolo, equivalente à associação em cascata do filtro de transmissão, ao canal, ao filtro casado e ao amostrador a taxa $1/T$, denotado canal equivalente, conforme mostrado no apêndice A. Utilizaram-se os canais equivalentes A e B representados na figura 4.23, os quais foram extraídos do trabalho apresentado por Proakis e Magee[11].

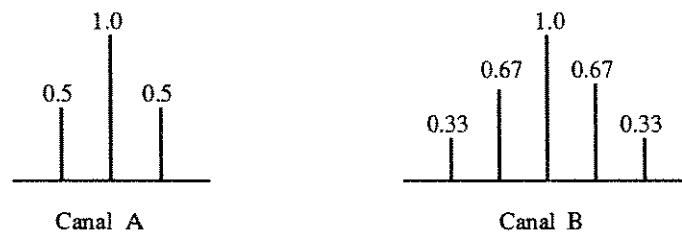


Figura 4.23: Canais utilizados para as simulações para a validação do receptor de Forney

A curva de taxa de erro é mostrada pelas figuras 4.24 e 4.25, para os canais A e B, respectivamente. O resultado obtido está em conformidade com o previsto teoricamente

por Proakis e Magee[11], de onde extraem-se as curvas limitantes superior e inferior, representadas nas figuras 4.24 e 4.25. O fato de as curvas de taxa de erro estarem situadas entre os limitantes valida a estrutura do receptor derivada por Forney.

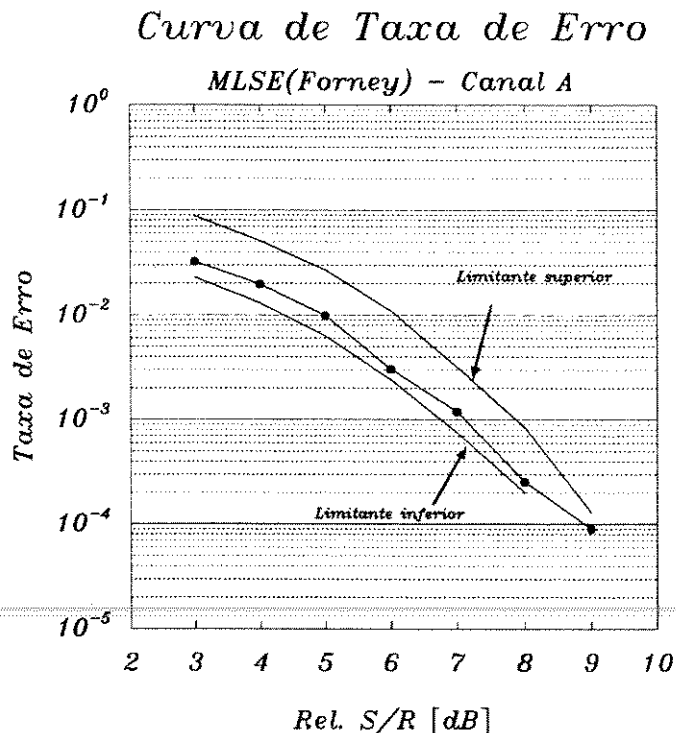


Figura 4.24: Curva de taxa de erro para o canal A

Uma vez validada esta estrutura, a validação da estrutura derivada por Ungerboeck é obtida a partir da comparação das curvas de taxa de erro das duas estruturas. Esta comparação será realizada, considerando-se o sistema representado pela figura 4.26, onde o filtro de transmissão é dado pela raiz quadrada do cosseno levantado com “roll-off” igual a 0.35, $\varepsilon(t)$ representa um processo de ruído branco gaussiano e o canal é um dos três canais mostrados na figura 4.27.

O filtro de recepção é dado por um filtro perfeitamente casado com o resultado da convolução entre o filtro de transmissão e o canal.

Os resultados das simulações para os dois receptores, para os canais 1, 2 e 3, da figura 4.27, são mostradas pelas figuras 4.28, 4.29 e 4.30, respectivamente. Apenas a título de ilustração, representam-se, também, as curvas para um receptor convencional, que se constitui de um filtro perfeitamente casado com o filtro de transmissão convolvido com o canal, e um amostrador a uma taxa $1/T$ seguido por um detector de cruzamento de zero.

Pode-se verificar, na figura 4.28, que, para o canal 1, as curvas demonstram que o receptor de Forney, o de Ungerboeck e o receptor convencional apresentam o mesmo desempenho. Porém, para os canais 2 e 3, o receptor de Ungerboeck apresenta o melhor desempenho, seguido pelo receptor de Forney e convencional. O desempenho do receptor de Forney é inferior ao de Ungerboeck porque, não se utilizou o filtro branqueador das

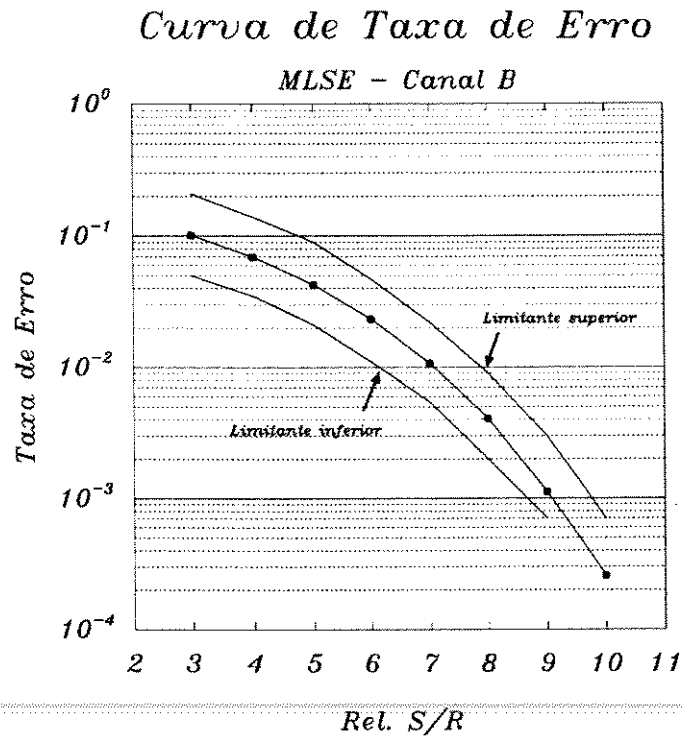


Figura 4.25: Curva de taxa de erro para o canal B

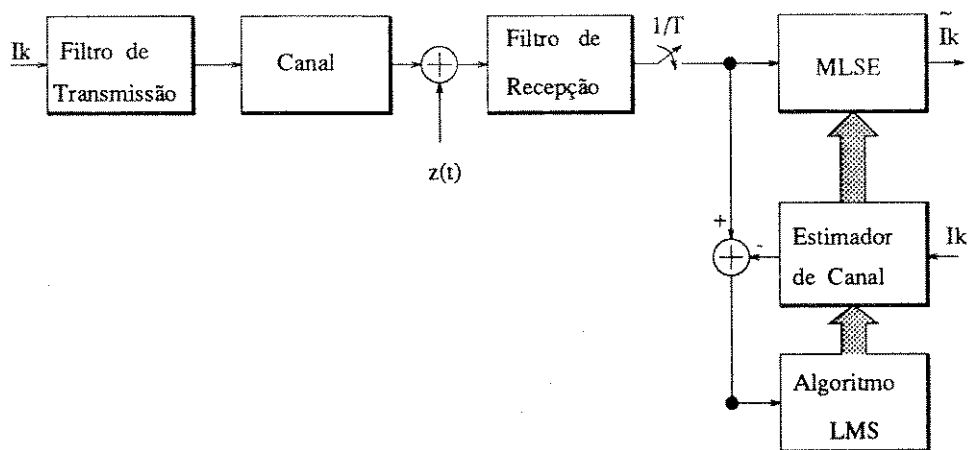


Figura 4.26: Sistema utilizado para as análises de desempenho neste trabalho

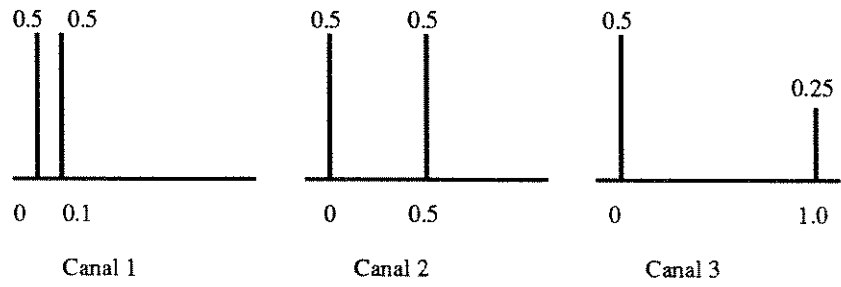


Figura 4.27: Canais utilizados nas análises de desempenho

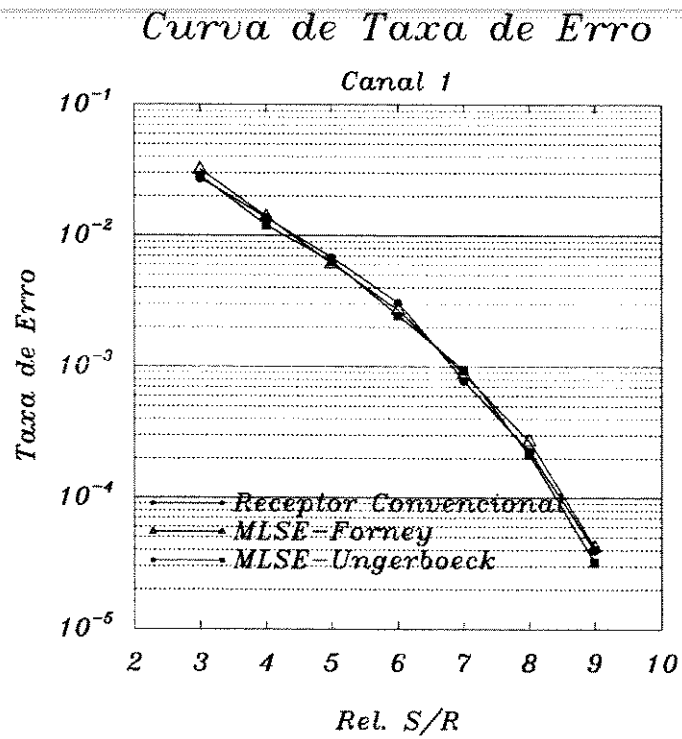


Figura 4.28: Desempenho dos sistemas para o canal 1

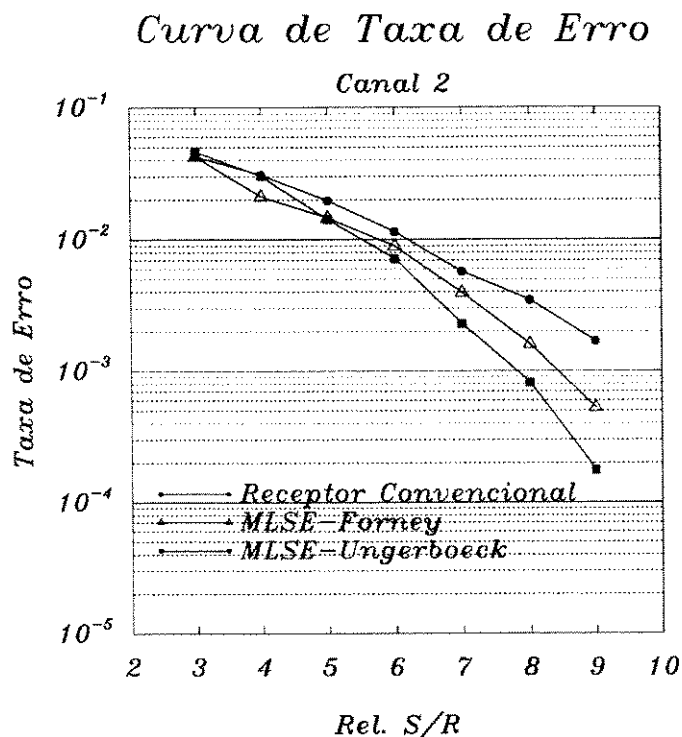


Figura 4.29: Desempenho dos sistemas para o canal 2

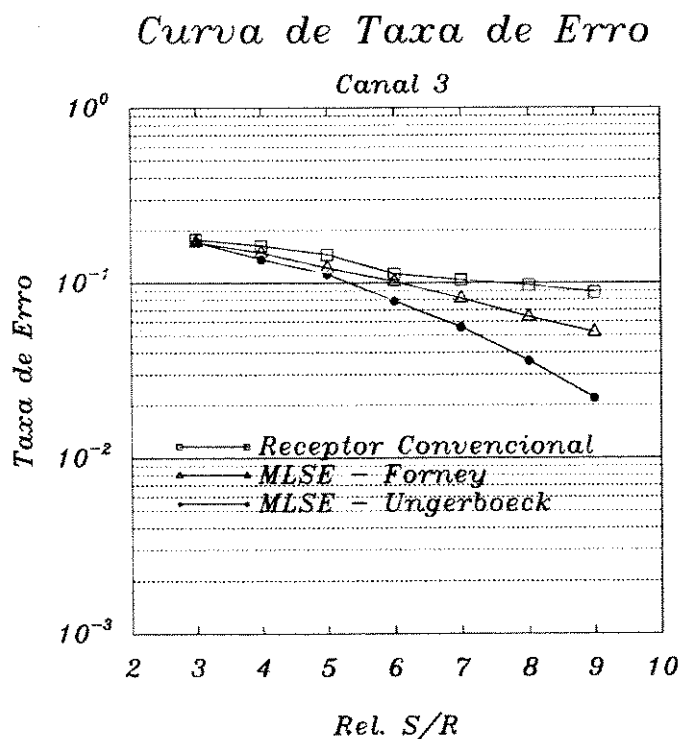


Figura 4.30: Desempenho dos sistemas para o canal 3

amostras de ruído, necessário à otimização do mesmo. As figuras 4.31, 4.32 e 4.33 apresentam a autocorrelação das amostras de ruído, na saída do amostrador de taxa $1/T$, para os canais 1, 2 e 3, respectivamente. Pode-se verificar que existe uma correspondência direta entre o crescimento da correlação e a degradação do desempenho do receptor de Forney.

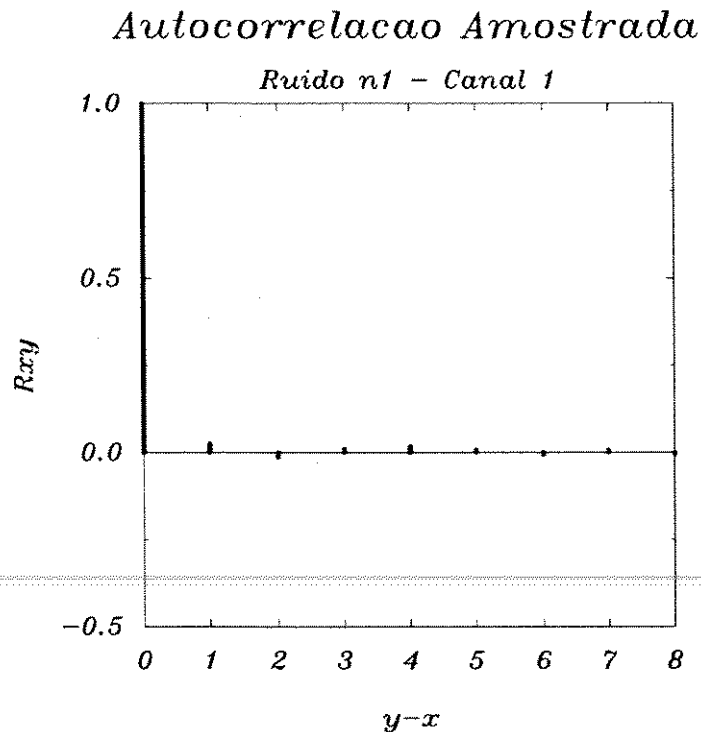


Figura 4.31: Autocorrelação das amostras de ruído na saída do amostrador

Refazendo-se a simulação, utilizando-se o canal 3, e inserindo-se um filtro branqueador de amostras de ruído, implementado segundo N. Andersen[47], com 5 coeficientes, na saída do filtro casado, verifica-se que o desempenho do receptor de Forney se aproxima do de Ungerboeck. O resultado desta simulação é apresentada na figura 4.34.

Embora o filtro branqueador de amostras de ruído derivado por N. Andersen seja ótimo, no sentido de concentração da energia, ou seja, de minimizar a IIS, ele não foi tão efetivo no sentido de diminuir o número de coeficientes do estimador de canal como seria o filtro branqueador de amostras de ruído proposto por Forney, para esta aplicação. Esta característica pode ser observada no exemplo do canal de resposta parcial ilustrado por N. Andersen. Levando-a em consideração e considerando o truncamento do estimador de canal, produzido com o objetivo de diminuir o processamento, a taxa de erro apresentada para o receptor de Forney não é exatamente a mesma que aquela apresentada por Ungerboeck, porém a aproximação apresentada pelas curvas já é suficiente para a validação de ambos os algoritmos.

Análise semelhante pode ser feita para o canal 2, cujo desempenho foi medido através de simulação e é representado na figura 4.35.

A partir dos resultados apresentados neste trabalho, considera-se validado o receptor de Máxima Verossimilhança segundo a derivação de Forney e de Ungerboeck para

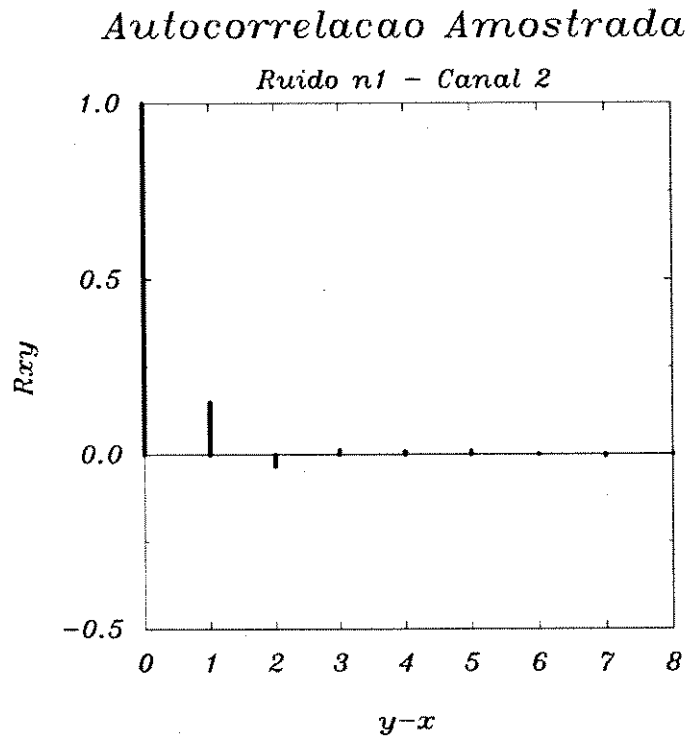


Figura 4.32: Autocorrelação das amostras de ruído na saída do amostrador

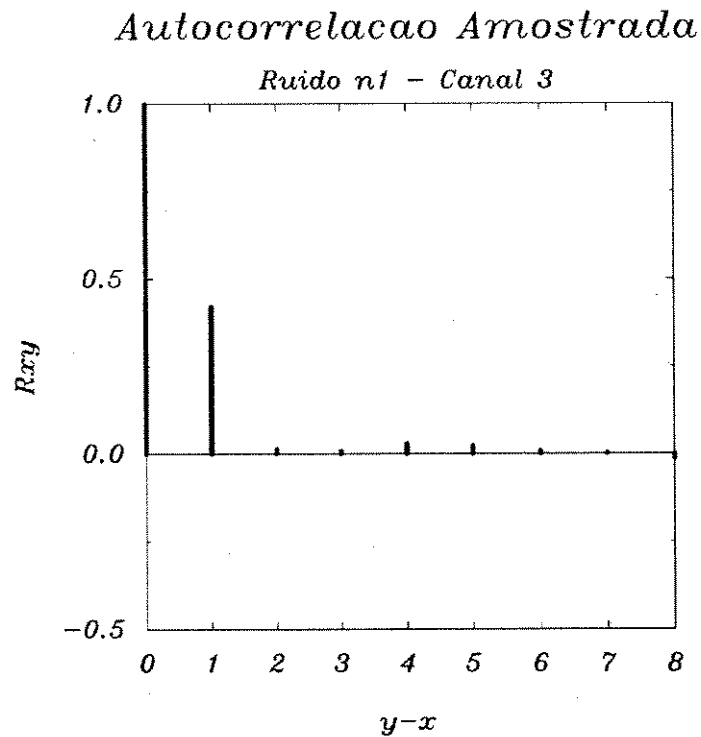


Figura 4.33: Autocorrelação das amostras de ruído na saída do amostrador

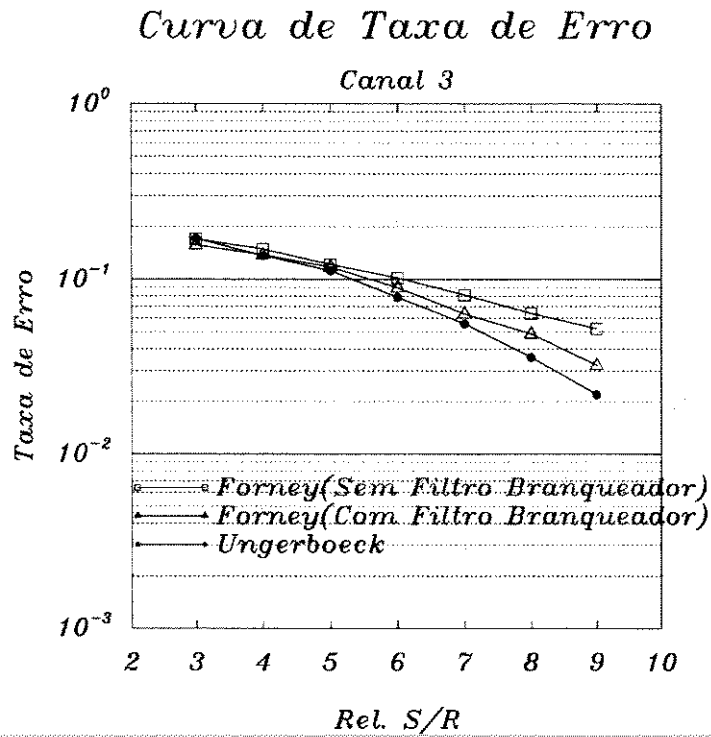


Figura 4.34: Curvas de desempenho para o canal 3

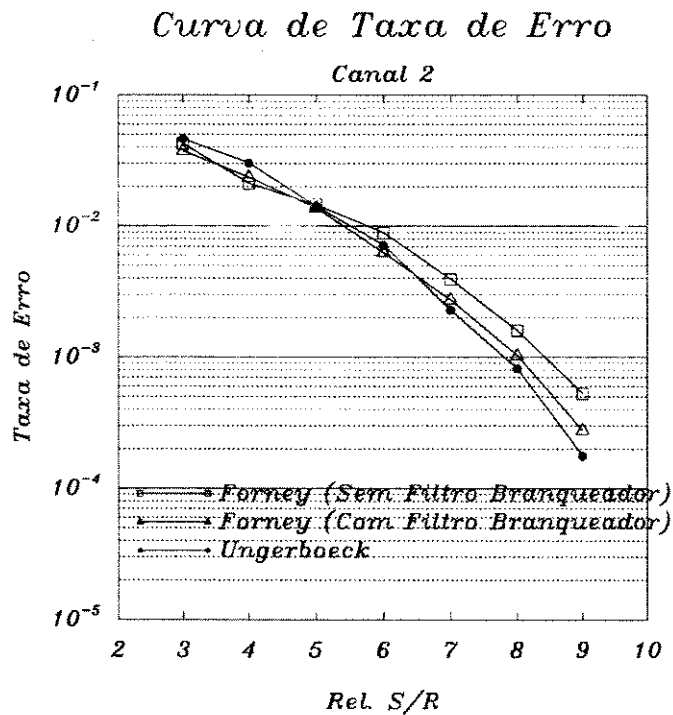


Figura 4.35: Curvas de desempenho para o canal 2

sistema BPSK.

- Validação das Estruturas do Receptor de Máxima Verossimilhança para o Sistema QPSK

Para a validação das estruturas dos receptores para sistema QPSK adota-se um procedimento semelhante ao adotado para o sistema BPSK.

Inicialmente, analisa-se o receptor derivado por Forney, em sua estrutura complexa, para um sinal $\{I_k\}$, representando é uma seqüência de símbolos de informação complexos dados por:

$$I_k = \Re\{I_k\} + j\Im\{I_k\}$$

transmitida através do canal equivalente real definido pelo canal A da figura 4.23.

O resultado da simulação é apresentado na figura 4.36. Verifica-se que a curva de taxa de erro está situada entre os limitantes superior e inferior. Este resultado valida a estrutura complexa do receptor derivado por Forney.

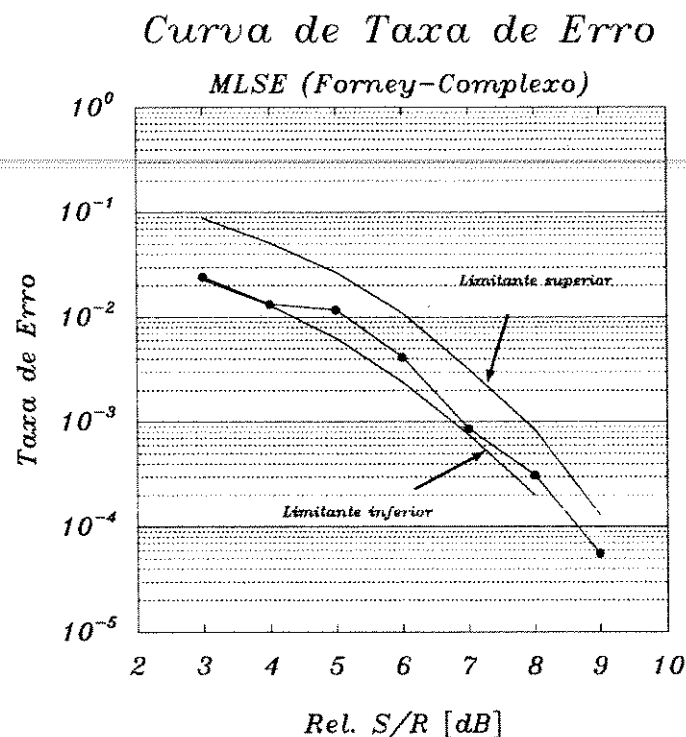


Figura 4.36: Curva de taxa de erro para estrutura do receptor de Forney complexa

Na seqüência, mostra-se o resultado da simulação das estruturas complexas de receptores para os canais 1, 2 e 3, da figura 4.27, utilizando-se a estrutura do sistema mostrada na figura 4.26.

Estes resultados estão representados nas figuras 4.37, 4.38 e 4.39, respectivamente. Observa-se que os resultados obtidos para a estrutura para o sistema QPSK do receptor de Ungerboeck coincidem com aqueles apresentados pela estrutura BPSK.

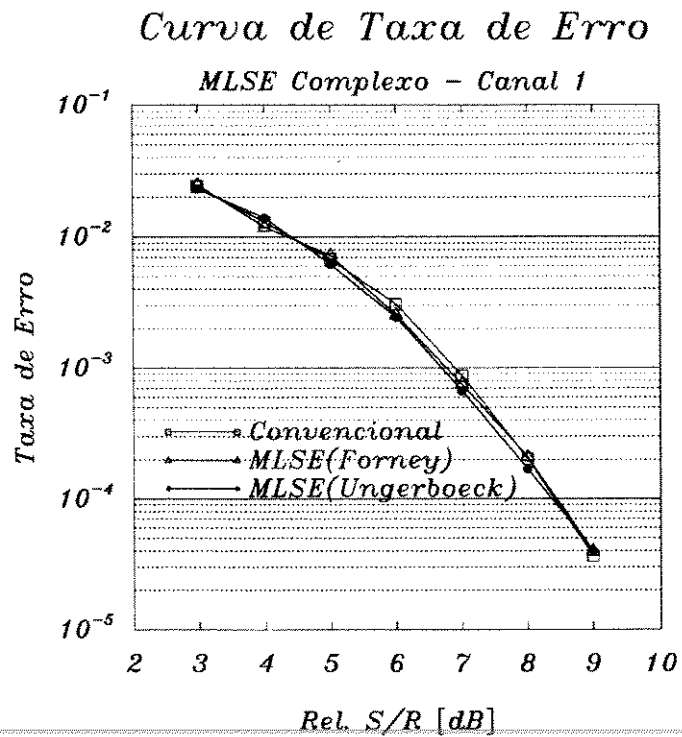


Figura 4.37: Receptores complexos para o canal 1

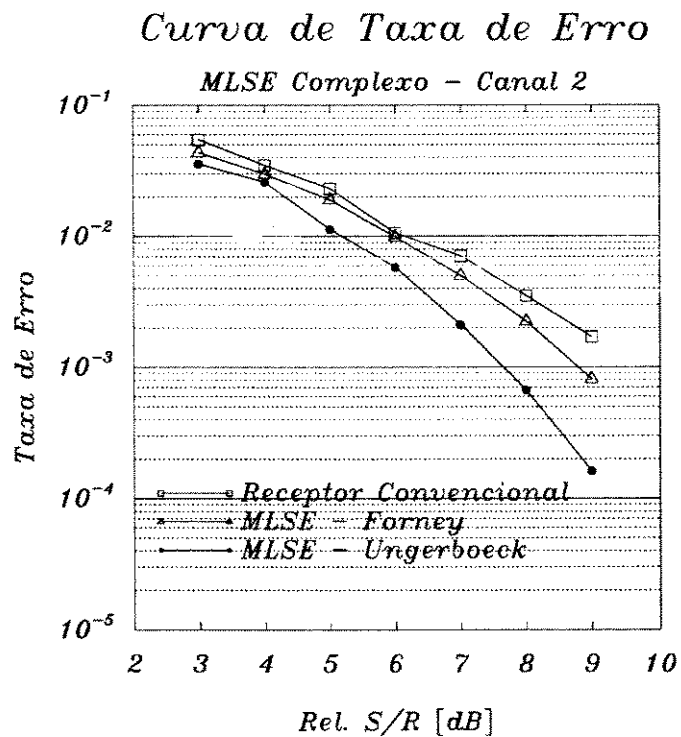


Figura 4.38: Receptores complexos para o canal 2

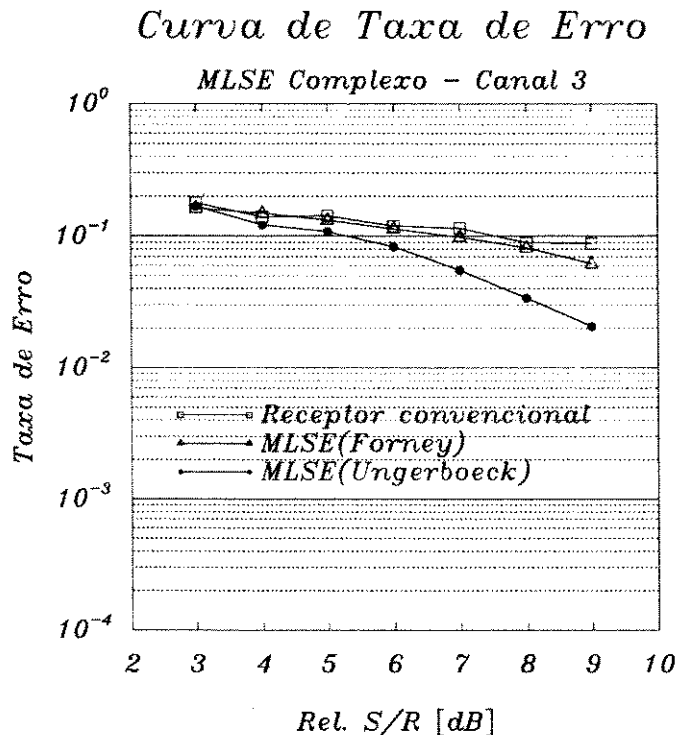


Figura 4.39: Receptores complexos para o canal 3

Verificou-se, novamente, que o receptor de Forney apresenta degradação do desempenho, se relacionado com o receptor de Ungerboeck. Verifica-se, ainda, que a degradação de desempenho do receptor QPSK de Forney, devido à correlação do ruído provocada pela ausência do filtro branqueador, é maior do que a apresentada pelo receptor com estrutura BPSK.

As figuras 4.40 e 4.41 apresentam as curvas de taxa de erro para as simulações realizadas com o receptor de Forney QPSK, utilizando o filtro branqueador, para os canais 2 e 3, da figura 4.27. Verifica-se que o desempenho do mesmo é equivalente ao do receptor de Forney no sistema BPSK, com o filtro branqueador e que se aproxima bastante da curva do receptor de Ungerboeck. O desempenho dos dois somente não se igualou em virtude do truncamento do estimador de canal, produzido com o objetivo de diminuir o processamento, da mesma forma que no caso do sistema BPSK.

Desta forma, considera-se que as estruturas de receptores de máxima verossimilhança derivadas por Forney e Ungerboeck, nas suas versões para sistema BPSK e QPSK, encontram-se plenamente validadas.

4.4 Considerações Sobre as Estruturas do Receptor de Máxima Verossimilhança

Como foi visto no capítulo anterior, a detecção de seqüência de máxima verossimilhança pode ser feita utilizando o algoritmo de Viterbi derivado de duas formas distintas: receptor

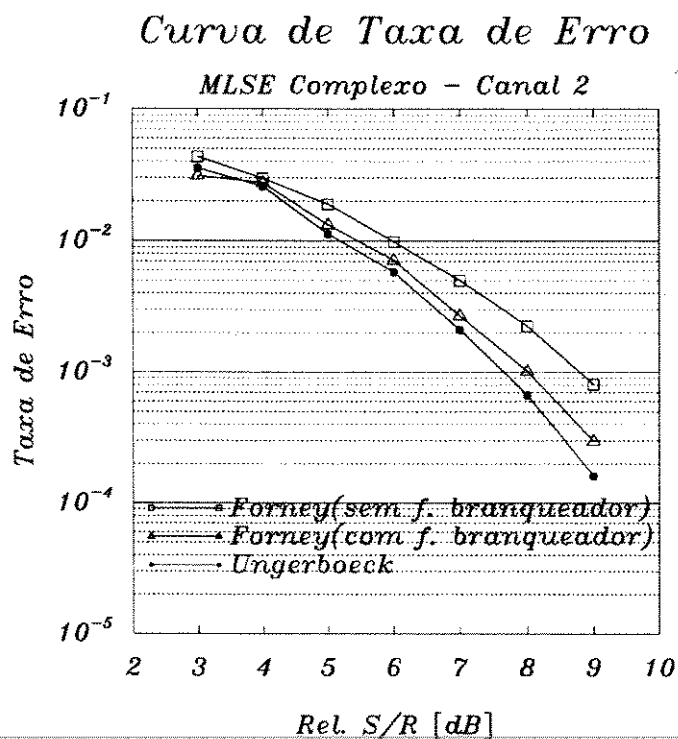


Figura 4.40: Receptores complexos para o canal 2

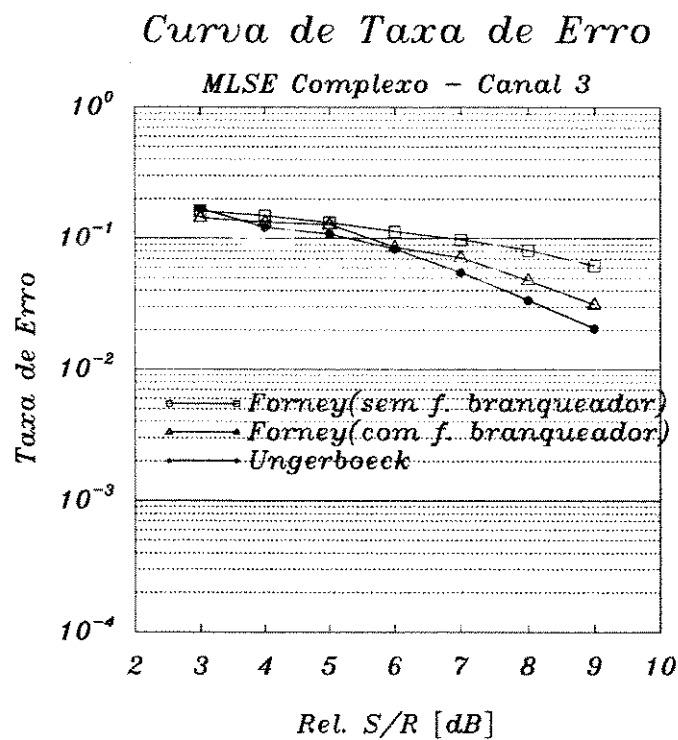


Figura 4.41: Receptores complexos para o canal 3

proposto por Ungerboeck e receptor proposto por Forney. Este é aplicado no caso de o canal ser conhecido, enquanto que o outro é derivado de forma adaptativa. A estrutura do receptor de Forney foi, então, adaptada por Proakis e Magee [49] para canais desconhecidos, utilizando-se de um estimador de canal adaptativo para fornecer os coeficientes $\{f_k\}$ para o algoritmo de Viterbi. Porém, em seu trabalho, Proakis e Magee contornaram o problema da implementação do “filtro casado” e do “filtro branqueador de amostras do ruído”, utilizando a estrutura de “canal equivalente” conforme se mostra no apêndice A.

O filtro branqueador de amostras de ruído pode ser implementado através da decomposição espectral proposta por Forney fazendo-se uso de uma estrutura de filtro de resposta impulsiva infinita IIR. Entretanto, quando se utiliza uma estrutura IIR, deve-se ter bastante cuidado com a posição dos pólos no plano complexo, para se implementar um filtro estável. Pode-se obter tal filtro de uma outra forma mais conveniente do ponto de vista de implementação, proposta por N. Andersen [47]. Entretanto, nenhuma destas duas derivações são obtidas de forma adaptativa e isto impossibilita o uso do receptor ótimo utilizando o algoritmo de Viterbi derivado por Forney, quando o canal é desconhecido ou variante no tempo.

Considerando-se que ainda não se obteve uma forma adaptativa de implementação do filtro branqueador de amostras de ruído, deve-se ponderar, na seqüência deste trabalho que, ao se referir à estrutura de Forney, realmente subentende-se uma estrutura sub-ótima baseada na estrutura de Forney, onde não se implementa o filtro branqueador das amostras de ruído.

Outra consideração bastante importante a se fazer relaciona-se à implementação do filtro casado e à conseqüência que esta traz para o funcionamento do receptor. Dado que o receptor em questão será aplicado no contexto da telefonia móvel celular, mais especificamente, no contexto do D-AMPS, seria desejável obter-se o filtro casado de forma adaptativa, de forma equivalente àquela apontada por Ungerboeck. Por outro lado, seria bastante conveniente que se utilizasse um filtro casado fixo, casado com o filtro de transmissão. Isto tornaria a estrutura do receptor muito mais simples, com muito menos processamento a se fazer e, ainda, incorporaria uma característica que seria muito importante para o receptor de máxima verossimilhança derivado através do algoritmo de Viterbi segundo as considerações de Forney. Esta característica diz respeito às propriedades de branqueamento das amostras de ruído, como será ilustrado na seqüência.

Para esta análise, imagine-se um caso particular do canal de dois raios onde as variáveis aleatórias que geram os coeficientes para o mesmo são substituídas por coeficientes fixos gerando os canais 1, 2 e 3, da figura 4.42. Implementa-se, inicialmente, por comodidade de se utilizar um recurso do programa de simulação, o filtro casado adaptativamente, onde a adaptação dos coeficientes é feita idealmente, segundo o procedimento descrito a seguir: inicialmente, mantém-se um registro que armazena os coeficientes equivalentes à convolução do filtro de transmissão com o canal; partindo-se destes coeficientes e fazendo-se a inversão dos mesmos no eixo do tempo e tomando-se seu complexo conjugado, determinam-se os valores dos coeficientes do filtro casado. Esta atribuição dos valores dos coeficientes do filtro casado é feita a cada período de símbolo.

Analisa-se, então, a função de autocorrelação do ruído, na saída do filtro casado, amostrada no período de símbolo, para os canais 1, 2 e 3, que é mostrada pelas figuras 4.43, 4.44 e 4.45. Pode-se verificar que, à medida que se aumenta o atraso do

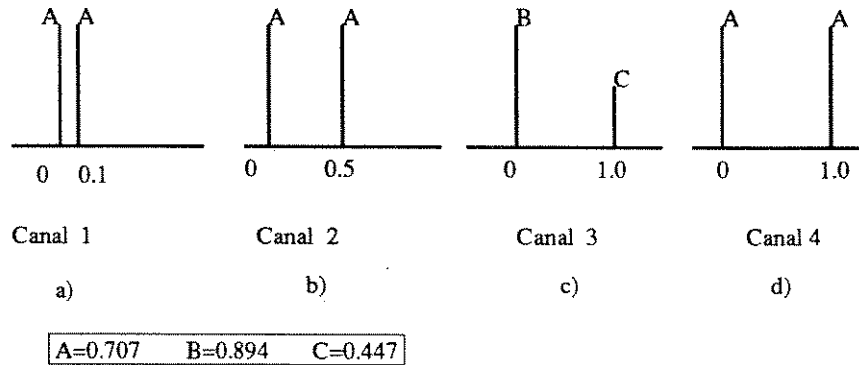


Figura 4.42: Canais fixos utilizados nas simulações

segundo raio, aumenta-se, também a autocorrelação das amostras adjacentes do ruído na saída do filtro casado.

Por outro lado, verifica-se que, quando o filtro casado é fixo e possui característica espectral igual a raiz quadrada do cosseno levantado com roll-off 0.35, a função densidade espectral de potência das amostras de ruído, na saída do mesmo, é dada pelo cosseno levantado com roll-off 0.35, se as mesmas são decorrelatadas na entrada. Então, a autocorrelação do ruído, nos instantes múltiplos de T , na saída do filtro casado, é zero, como verifica-se na figura 4.46. Isto equivale a dizer que, se tomadas nos instantes múltiplos do período de símbolo, as amostras de ruído são decorrelatadas, de acordo com a restrição exigida para a aplicação do algoritmo de Viterbi derivado por Forney.

Outro efeito importante causado ao receptor de máxima verossimilhança, gerado pela estrutura do filtro casado, está diretamente ligado à modelagem do canal. Para ilustrar este efeito, toma-se, por conveniência, o canal de dois raios, onde os coeficientes são fixos e iguais a 0.707 e atraso do segundo raio igual a $1.0T$, representado como canal 4, na letra d), da figura 4.42. Se se fizer o filtro casado adaptar-se idealmente, os valores dos coeficientes do estimador de canal, após a convergência dos mesmos, serão aqueles apresentados na figura 4.47. E, se se fizer o filtro fixo e casado com o filtro de transmissão, os coeficientes do estimador de canal convergirão para os valores apresentados na figura 4.48.

Considera-se que os valores dos coeficientes obtidos na figura 4.47 são equivalentes à convolução do filtro de transmissão convolvido com o canal convolvido com o filtro de recepção. Se se fizer a inserção do filtro branqueador na saída do filtro casado, obtido através da decomposição espectral mostrada no apêndice A, a estrutura será equivalente aos valores obtidos pelos coeficientes do estimador de canal dados pela figura 4.48. Verificou-se, então, que, para este caso particular do canal de dois raios, o desempenho do receptor de Forney, utilizando o filtro casado fixo, é equivalente ao do receptor ótimo, com o filtro branqueador, derivado por Forney. Este resultado pode ser comprovado através das curvas de desempenho apresentadas para o receptor de Ungerboeck com o filtro casado idealmente e para o receptor de Forney com filtro casado fixo, na figura 4.49. É apresentada, também, nesta figura, a curva de desempenho para o receptor de Forney com

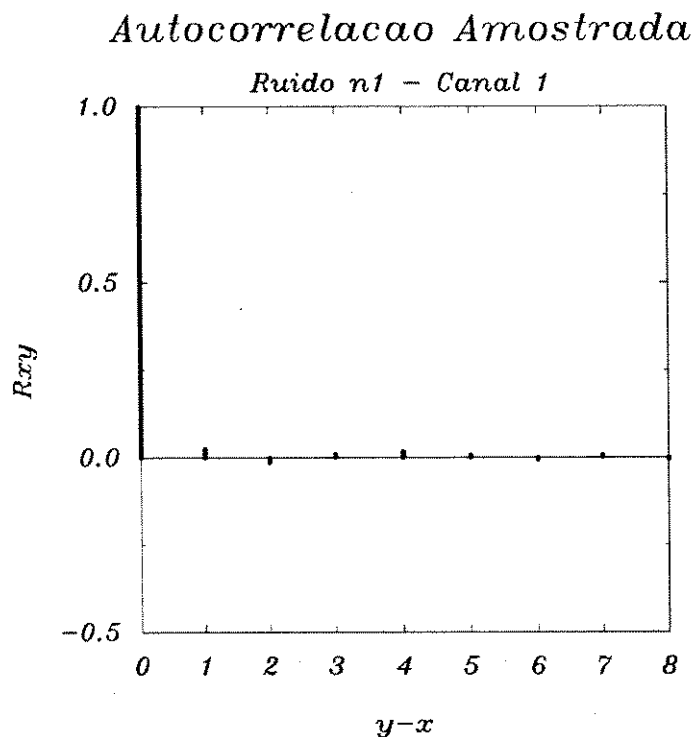


Figura 4.43: Autocorrelação das amostras de ruído na saída do amostrador

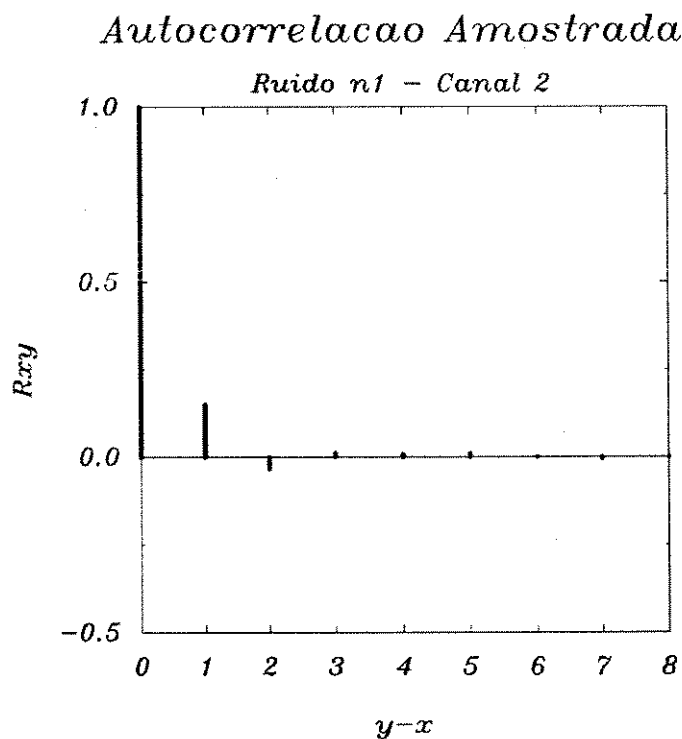


Figura 4.44: Autocorrelação das amostras de ruído na saída do amostrador

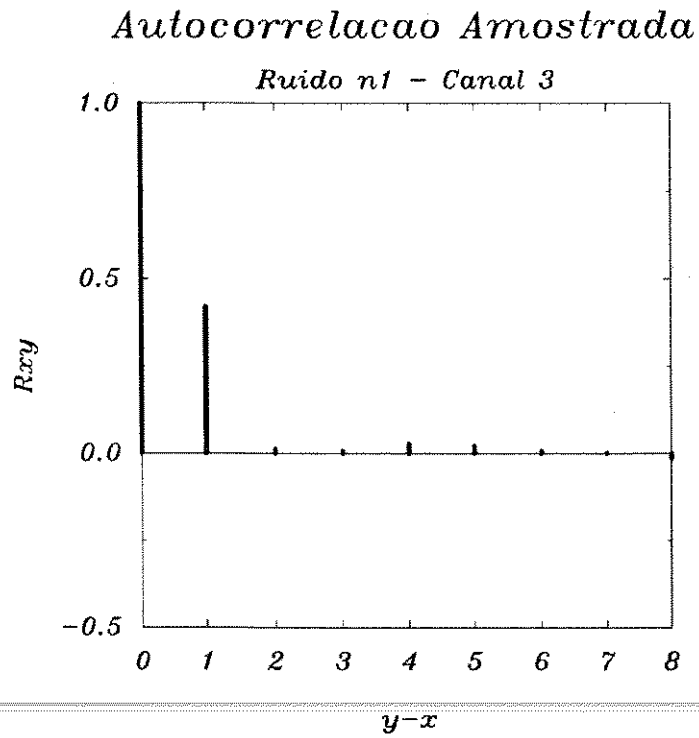


Figura 4.45: Autocorrelação das amostras de ruído na saída do amostrador

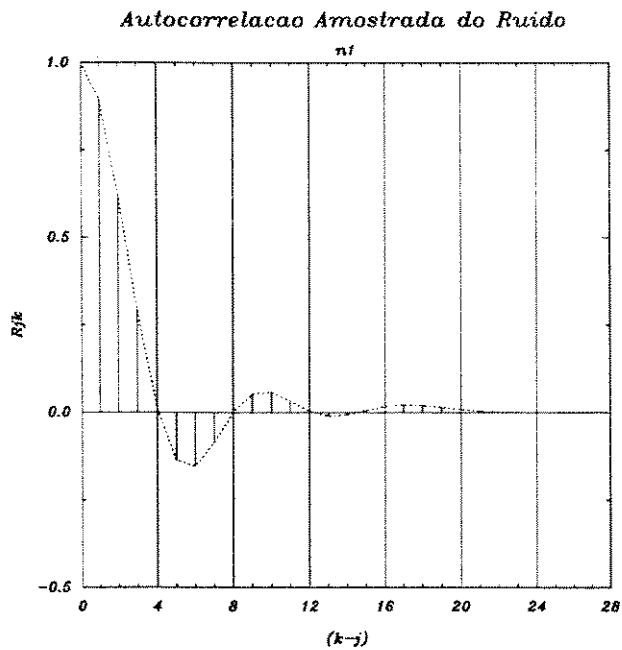


Figura 4.46: Autocorrelação amostrada do ruído na saída do filtro casado fixo

Estimador de Canal Adaptativo

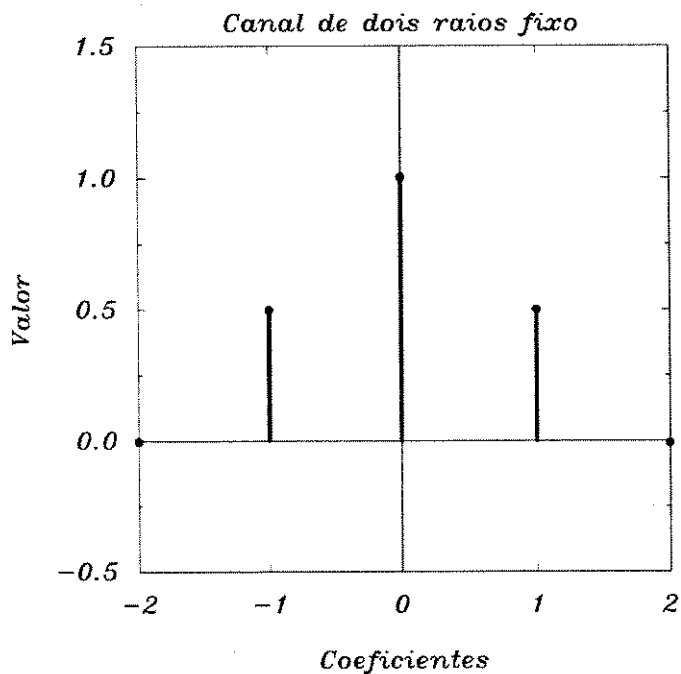


Figura 4.47: Valor dos coeficientes do estimador de canal

Estimador de Canal Adaptativo

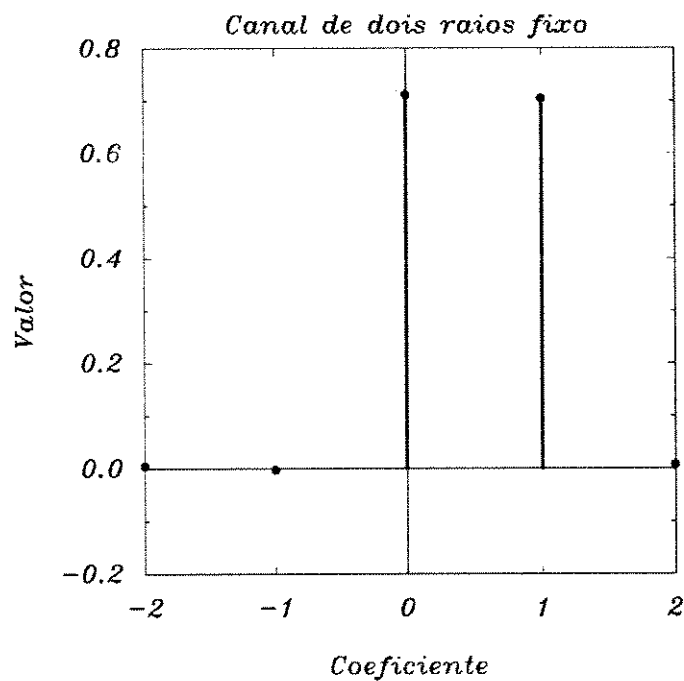


Figura 4.48: Valor dos coeficientes do estimador de canal

o filtro casado idealmente. Pode-se verificar, então, o quanto o desempenho do receptor, neste caso, é degradado.

O uso do filtro casado fixo com algoritmo de Forney, no canal de dois raios, será abordado novamente, quando este apresentar desvanecimento, no próximo capítulo.

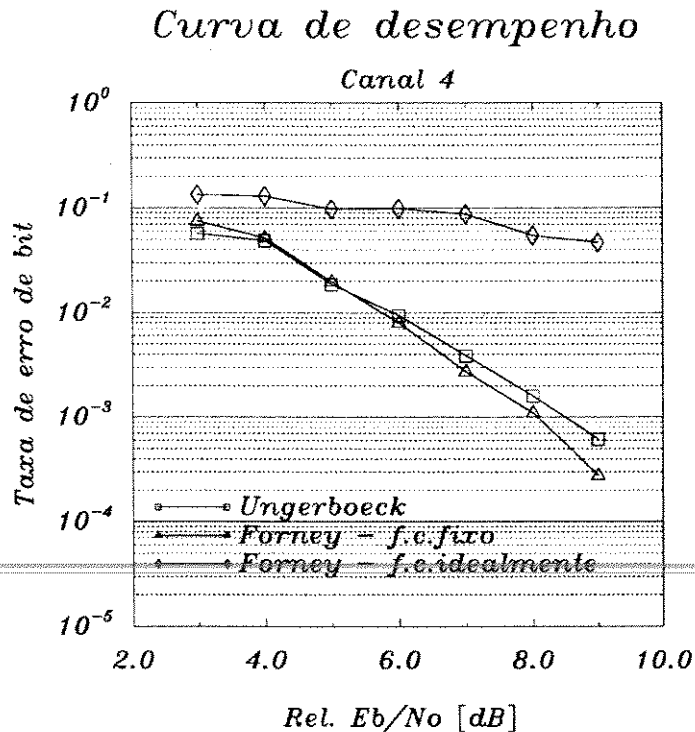


Figura 4.49: Curva de desempenho para os receptores de máxima verossimilhança

Para concluir a análise do efeito causado sobre o receptor, quando se utiliza um filtro casado fixo, aplicado ao canal de dois raios, destaca-se o fato que, quando isto sucede, o canal equivalente, para o qual o estimador de canal converge, não apresenta a simetria $x_l = x_{-l}^*$, requerida para o algoritmo derivado por Ungerboeck.

Pode-se, então, concluir que, se para um canal de dois raios o receptor de Forney beneficia-se do fato de o filtro casado ser fixo, ocorre um efeito exatamente contrário quando se utiliza o receptor de Ungerboeck, como verificar-se-á no capítulo seguinte.

Capítulo 5

Resultados das simulações

5.1 Introdução

Descrevem-se, neste capítulo, os resultados das simulações das estruturas de receptores de seqüências de máxima verossimilhança aplicadas ao sistema D-AMPS. Estes resultados serão apresentados em duas secções, associadas, respectivamente, às estruturas derivadas por Ungerboeck e Forney. Verificar-se-á que as estruturas baseadas nos receptores de Forney e Ungerboeck não atendem, em todos os casos, às especificações da IS-55. Porém, mostra-se, no final deste capítulo, que o desempenho das mesmas é superior ao do receptor com equalização com decisão realimentada, cujo desempenho é analisado em [24].

5.2 Receptor de Máxima Verossimilhança Derivado por Ungerboeck

Esta estrutura de receptor foi tratada em primeiro lugar, pois, o receptor ótimo não requer a implementação de um filtro branqueador das amostras de ruído, como já foi mostrado em capítulos anteriores. Basicamente, esta configuração é implementada com três possíveis variações, a saber: -receptor com filtro idealmente casado; -receptor com filtro de recepção fixo casado com o filtro de transmissão e; -receptor com filtro de recepção adaptativo.

Na seqüência, apresentam-se os resultados para o receptor com filtro idealmente casado. Este tipo de receptor não tem aplicação prática, uma vez que não há a possibilidade de se obter a resposta impulsiva do filtro casado instantânea, a não ser de forma artificial conforme explicado no capítulo anterior. Porém, a análise de seus resultados é bastante importante para a compreensão desta complexa estrutura de recepção.

Inicialmente, apresenta-se o comportamento do receptor quando se utiliza o algoritmo LMS para a adaptação dos coeficientes do estimador de canal e fazendo-se que o mesmo opere no modo de treinamento durante toda a transmissão, ou, de forma equivalente, a seqüência de treinamento equivalha a toda a extensão do quadro.

As figuras 5.1 e 5.2 apresentam os valores das taxas de erro de bit em função do coeficiente de adaptação μ do algoritmo LMS. Verificou-se, através das simulações, que diminuindo-se o coeficiente de adaptação do estimador de canal, a variação dos coeficientes do mesmo torna-se mais lenta, não acompanhando, desta forma, a variação do canal. Por

outro lado, à medida que se aumenta gradativamente o coeficiente de adaptação, aumenta-se também o erro do valor de cada coeficiente do estimador de canal em relação ao valor que os mesmos deveriam possuir, atingindo-se um determinado valor que fará o algoritmo adaptativo divergir. Pode-se observar, através das figuras, que para $\mu = 0.4$, a taxa de erro se torna extremamente alta, reflexo da divergência do algoritmo, e que $\mu = 0.2$ é o valor ótimo.

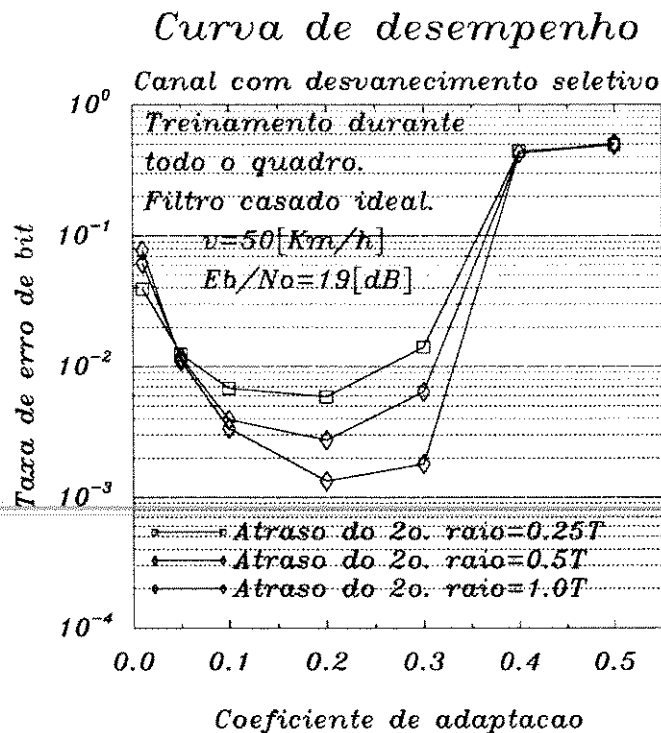


Figura 5.1: Curva de taxa de erro em função do coeficiente de adaptação

As figuras 5.3 e 5.4 mostram, respectivamente, as taxas de erro de bit para o receptor de Ungerboeck com filtro idealmente casado, com a seqüência de treinamento compreendendo toda a extensão do quadro e com o coeficiente ótimo de adaptação do estimador de canal, ou seja, $\mu = 0.2$. Também, representou-se nestas figuras, através de uma linha mais forte, o valor da taxa de erro especificada na IS-55 e mostrado no capítulo 2. Esta linha de referência será utilizada em outras curvas no decorrer deste capítulo, para que o desempenho dos receptores em questão possa ser comparado ao especificado. Pode-se observar que, para esta configuração, o receptor satisfaz o especificado pela IS-55, inclusive com certa folga.

Na seqüência, apresentam-se os resultados utilizando-se a estrutura de quadro D-AMPS, ou seja, a entrada do estimador de canal é alimentada, inicialmente, por uma seqüência de treinamento de 14 símbolos e, durante o período restante do quadro, pelo símbolo estimado pelo receptor de máxima verossimilhança, conforme mostrado no capítulo anterior.

Como já se sabe, o símbolo estimado pelo receptor de máxima verossimilhança apresenta um atraso devido ao algoritmo de Viterbi, o qual foi fixado em $3 \times L$. Porém, o

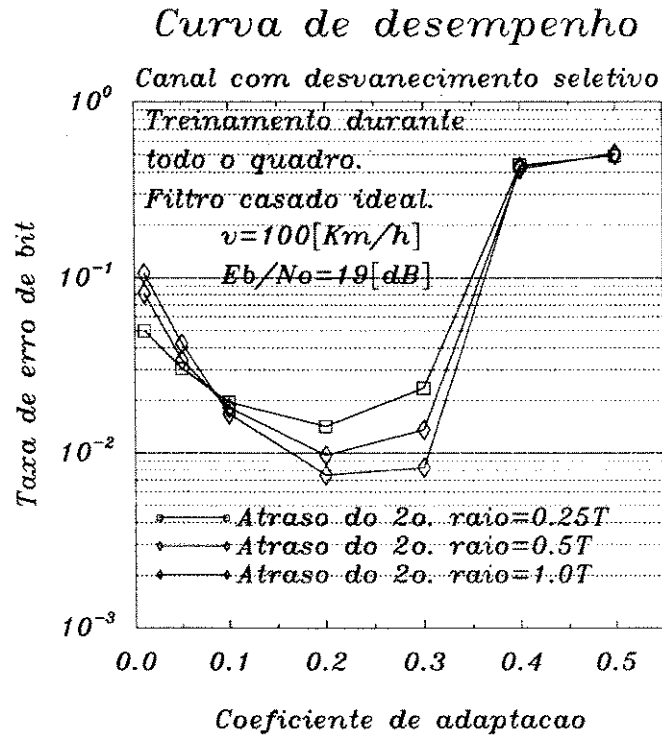


Figura 5.2: Curva de taxa de erro em função do coeficiente de adaptação

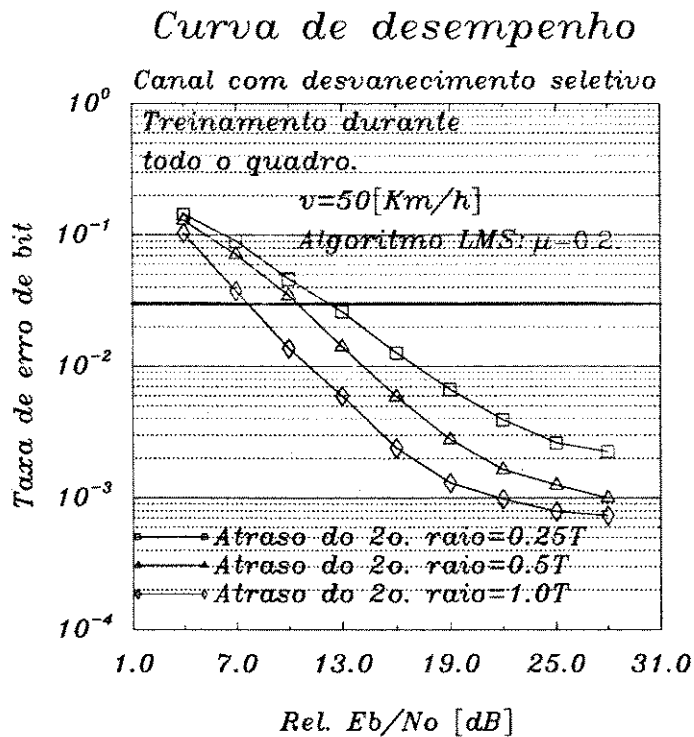


Figura 5.3: Curva de taxa de erro para 50[Km/h]

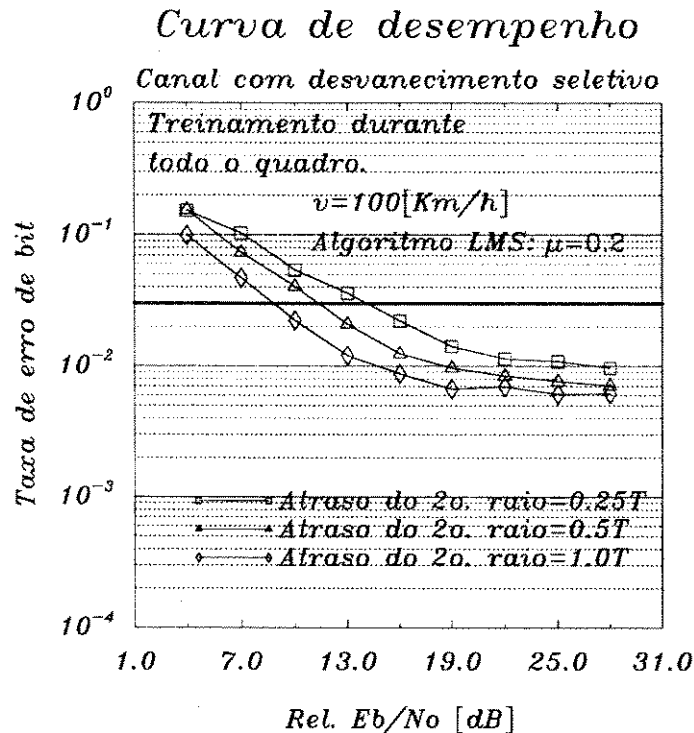


Figura 5.4: Curva de taxa de erro para 100[Km/h].

que se faz, neste trabalho, é alimentar a entrada do estimador de canal com um símbolo decidido com um atraso menor, denominado atraso do MLSE, correspondente a um ponto intermediário no caminho com maior métrica no diagrama de treliça do algoritmo de Viterbi.

Verifica-se, através das figuras 5.5 e 5.6, as curvas de desempenho do receptor em função do atraso do MLSE, para as velocidades de 50[Km/h] e 100[Km/h], respectivamente. O valor ótimo de atraso do MLSE é zero e, à medida que este atraso aumenta, aumenta também a taxa de erro. Utilizou-se, nestas simulações, um canal com atraso do segundo raio igual a um, uma vez que a degradação da taxa de erro em função da diminuição do atraso do símbolo previamente decidido para entrada do estimador de canal é mais crítica. Isto se deve ao fato de a métrica ser mais ponderada pelos coeficientes x_{-1} e x_1 , neste caso, do que com o canal com atrasos do segundo raio menores. O aumento da taxa de erro, provocado pelo atraso do MLSE, justifica-se pelo fato de a qualidade da estimação do canal degradar com o aumento do atraso.

As figuras 5.7 e 5.8 apresentam as curvas de desempenho para o receptor em função do coeficiente de adaptação μ do algoritmo LMS, quando se emprega a estrutura de quadro do D-AMPS, com 14 símbolos de treinamento.

Comparando-se com os resultados apresentados nas figuras 5.1 e 5.2, respectivamente, pode-se verificar a degradação ocorrida pela estrutura de quadro. Porém, verifica-se que esta degradação não é acentuada, o que indica que o algoritmo LMS é perfeitamente factível dentro da estrutura de quadro D-AMPS, ou seja, sua característica

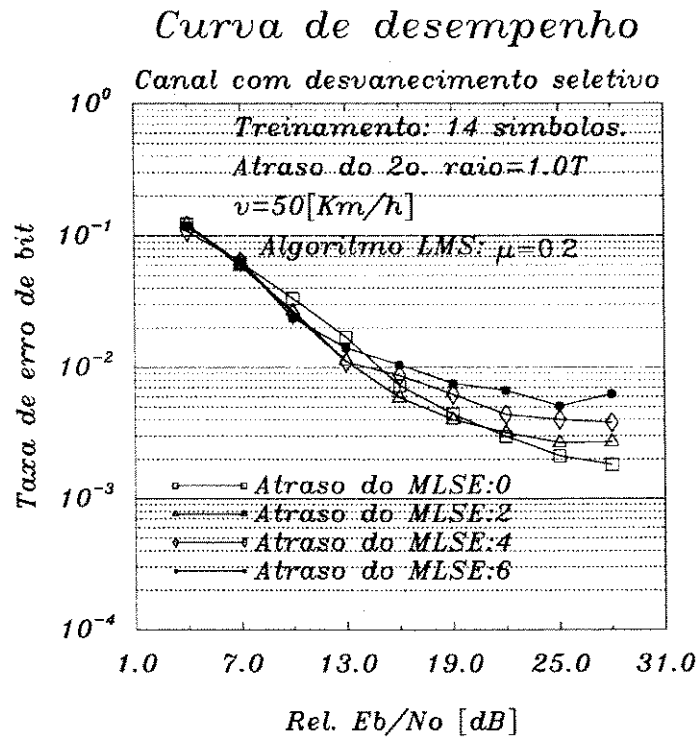


Figura 5.5: Curvas de taxa de erro para 50[Km/h]

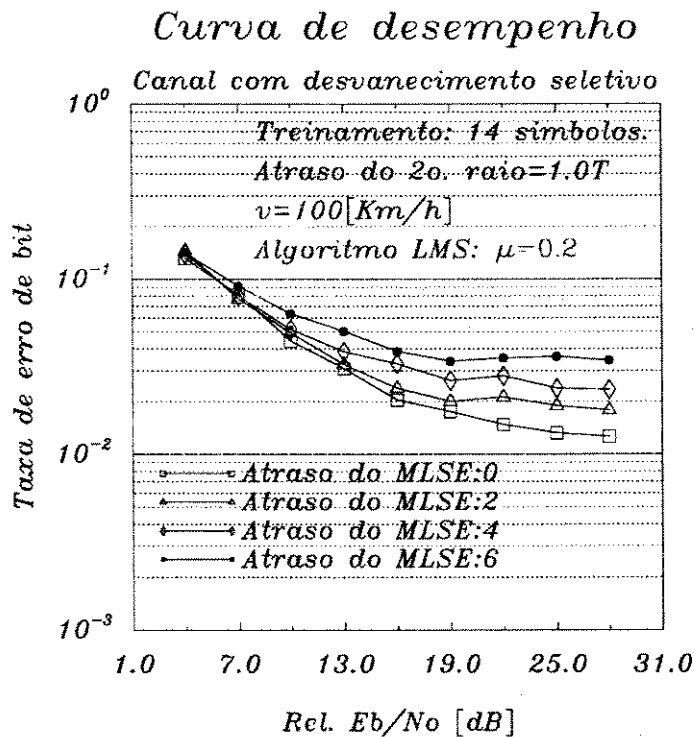


Figura 5.6: Curvas de taxa de erro para 100[Km/h]

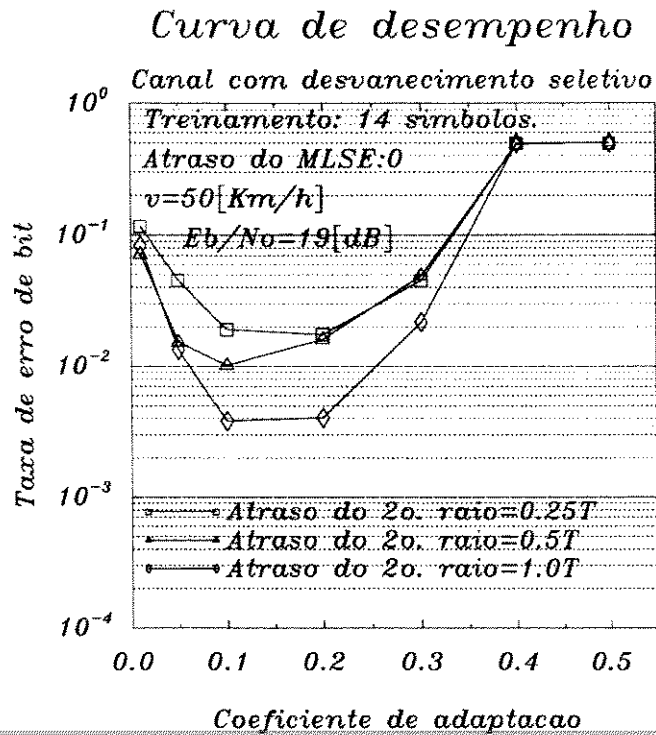


Figura 5.7: Taxa de erro em função do coeficiente de adaptação para $v=50$ [Km/h]

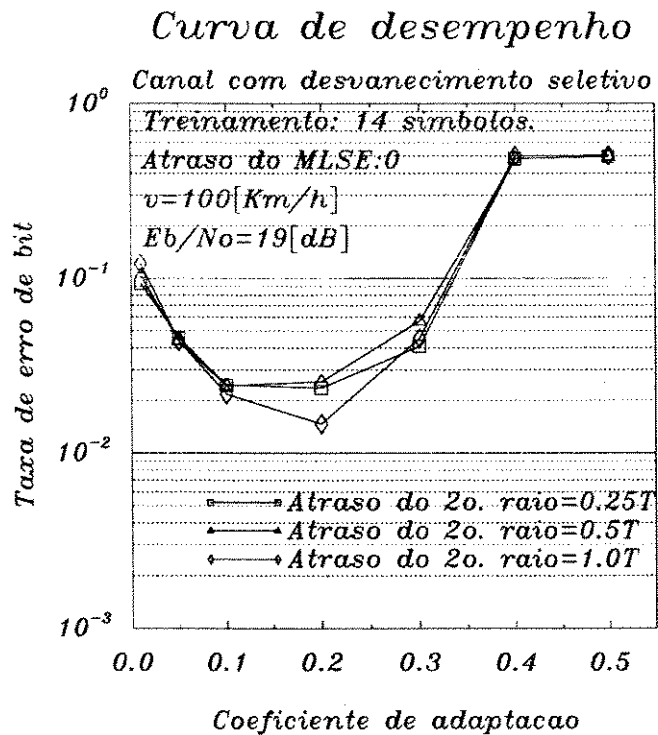


Figura 5.8: Taxa de erro em função do coeficiente de adaptação para $v=100$ [Km/h]

de convergência lenta é contornada utilizando-se um valor apropriado de coeficiente de adaptação. Embora o melhor valor do coeficiente de adaptação para 50[Km/h] seja $\mu = 0.1$, o valor ótimo será escolhido privilegiando-se a velocidade de 100[Km/h]. Sendo assim, o coeficiente de adaptação utilizado para o algoritmo LMS será $\mu = 0.2$. As curvas de taxa de erro para velocidade de 8[Km/h], 50[Km/h] e 100[Km/h] são mostradas, respectivamente, nas figuras 5.9, 5.10 e 5.11, para o canal com atraso do segundo raio de 0.25T, 0.5T e 1.0T.

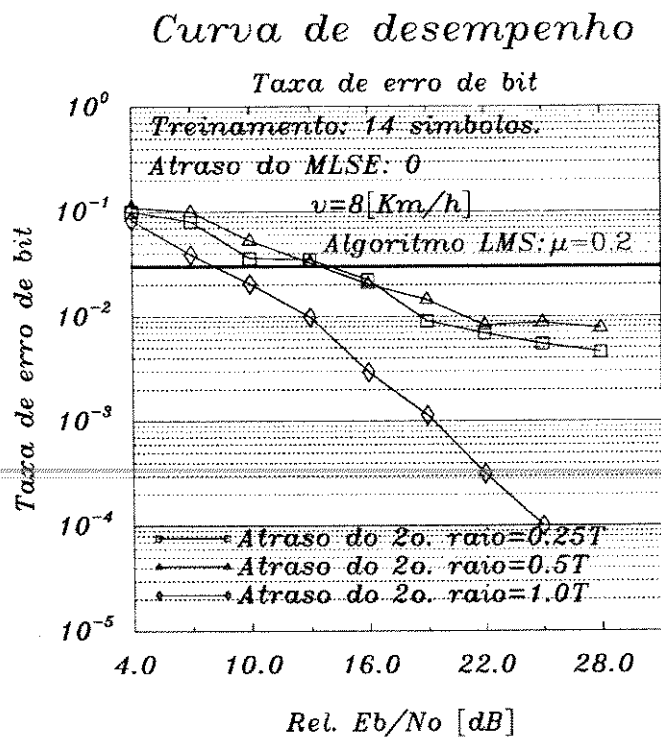


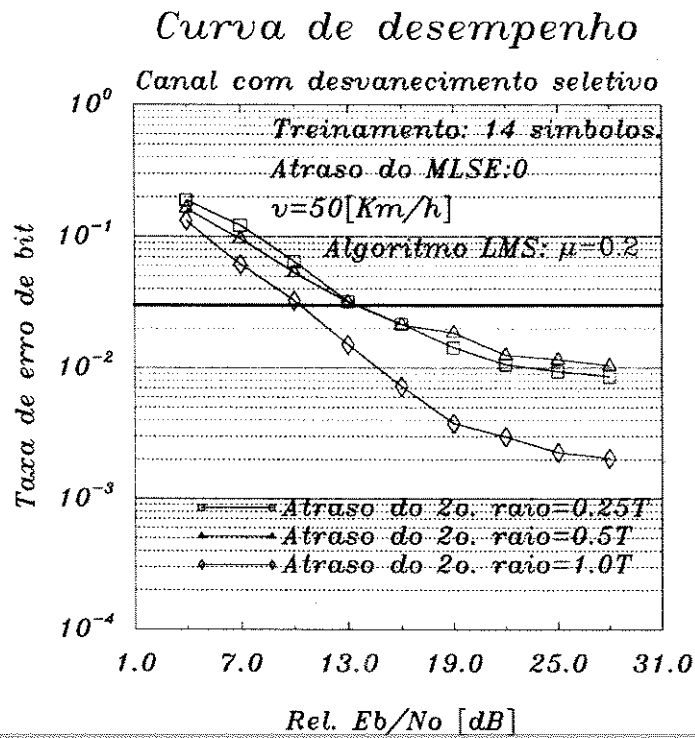
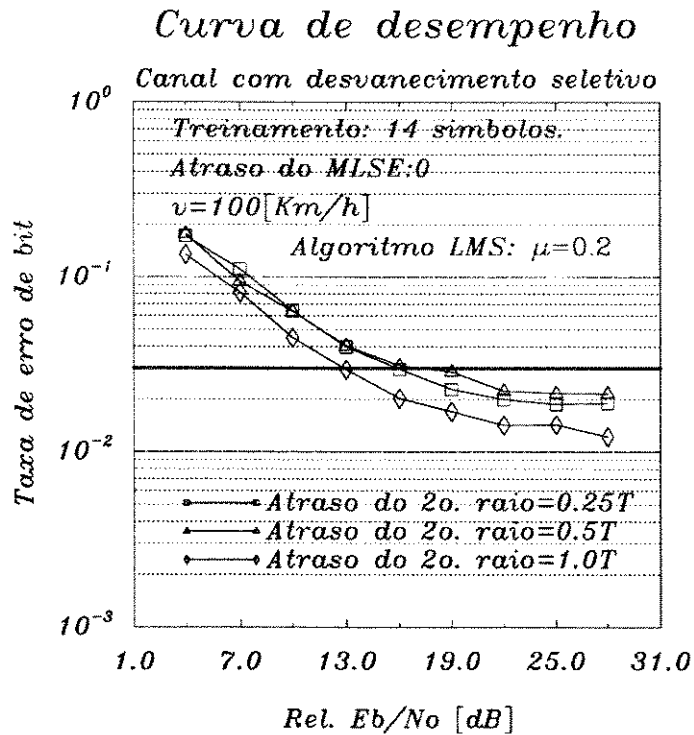
Figura 5.9: Curva de taxa de erro para $v=8$ [Km/h]

É conveniente destacar que o receptor apresenta melhor desempenho justamente quando o atraso do segundo raio é 1.0T, o que não se verificaria em um receptor convencional (filtro casado seguido de um detector de nível). Este efeito é produzido pela recepção de seqüência de máxima verossimilhança, que se beneficia da diversidade no tempo gerada pelo canal.

A figura 5.12 mostra o resultado do desempenho do receptor quando o canal apresenta desvanecimento plano, ou seja, não possui espalhamento no tempo.

Através das figuras 5.9, 5.10, 5.11 e 5.12, verifica-se que todas as especificações da IS-55 são atendidas por esta estrutura de receptor, utilizando-se o algoritmo LMS para se adaptar os coeficientes do estimador de canal, embora não exista nenhuma folga de desempenho para a velocidade de 100[Km/h] e para atrasos 0, 0,25T e 0,5T.

Dando seqüência à apresentação dos resultados de desempenho deste receptor, utiliza-se o algoritmo RLS para fazer a adaptação do estimador de canal. Dois parâmetros desse algoritmo devem ter seus valores atribuídos: -a constante de iniciação da matriz de

Figura 5.10: Curva de taxa de erro para $v=50[\text{Km/h}]$ Figura 5.11: Curva de taxa de erro para $v=100[\text{Km/h}]$

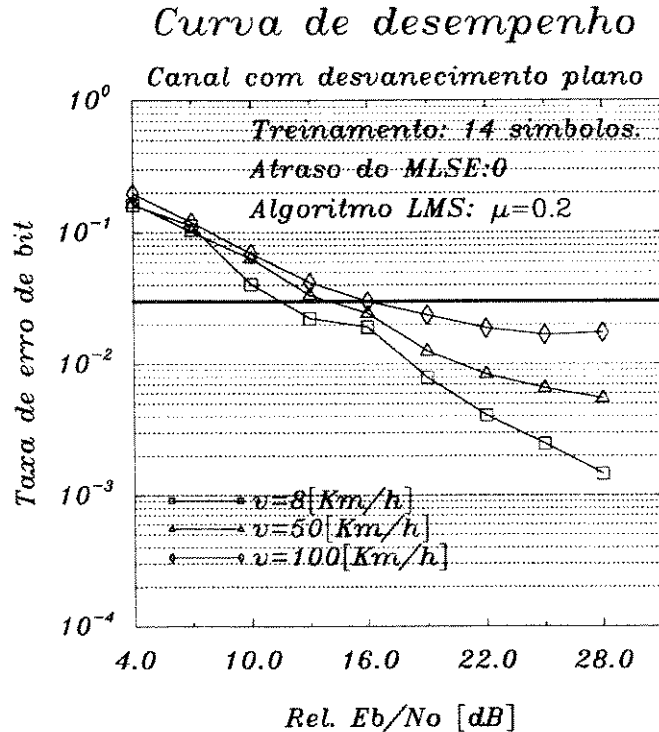
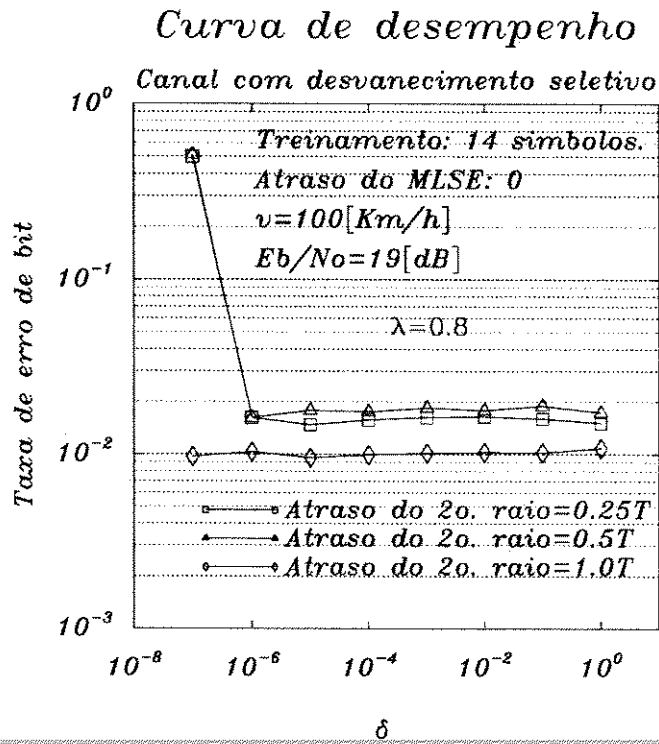
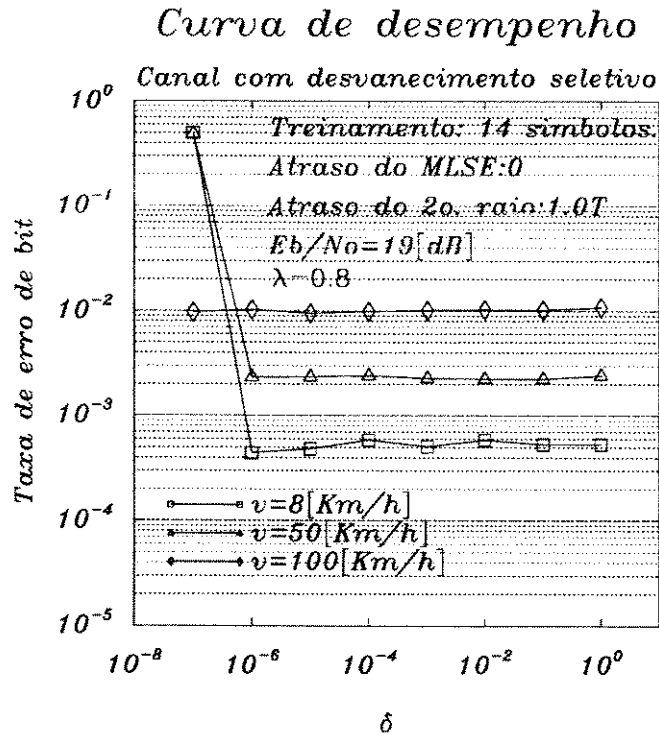


Figura 5.12: Curva de taxa de erro para canal plano

correlação δ e; -o fator de esquecimento λ .

O valor de iniciação da matriz de autocorrelação praticamente não altera o desempenho do receptor, para uma faixa muito ampla de valores. De fato, este valor altera a convergência do algoritmo RLS; porém, após algumas interações, o efeito de uma iniciação desapropriada já não será sentido, a menos que este valor seja radicalmente impróprio, fazendo com que o algoritmo não convirja. Embora a convergência seja alterada, o desempenho não se altera, uma vez que não se faz a contagem de erros durante o treinamento (esta é uma característica de implementação do programa). As figuras 5.13 e 5.14 mostram a otimização de δ para 100[Km/h], atrasos do segundo raio iguais a 0.25T, 0.5T e 1.0T e velocidades 8[Km/h], 50[Km/h] e 100[Km/h], mostrando que esta independência do resultado em relação a δ se mantém para qualquer condição em que o canal é especificado na IS-55. O valor escolhido para δ é 0.1.

As figuras 5.15 e 5.16 apresentam o desempenho do receptor com o algoritmo RLS em função do fator de esquecimento λ , para velocidade de 50[Km/h] e 100[Km/h], respectivamente. Observa-se que o algoritmo não converge, para valores do fator de esquecimento menores que $\lambda = 0.75$. Verifica-se, também, que à medida que λ aproxima-se do valor 1.0, o desempenho do receptor degrada. Verificou-se, através de simulações que isto ocorre porque o algoritmo fica mais lento, ou seja, as variações dos coeficientes do estimador de canal acompanham as variações do canal com um atraso maior. Verifica-se que o valor ótimo para o algoritmo RLS é dado por $\lambda = 0.8$. Um dado curioso que confirma a teoria concernente aos algoritmos LMS e RLS aplicados ao estimador de canal com o algoritmo de Viterbi [50], é que o valor ótimo obtido para o algoritmo RLS coincide com o

Figura 5.13: Curva de taxa de erro em função de δ Figura 5.14: Curva de taxa de erro em função de δ

valor $1 - \mu_{ot}$, onde μ_{ot} é o valor ótimo para o coeficiente de adaptação do algoritmo LMS.

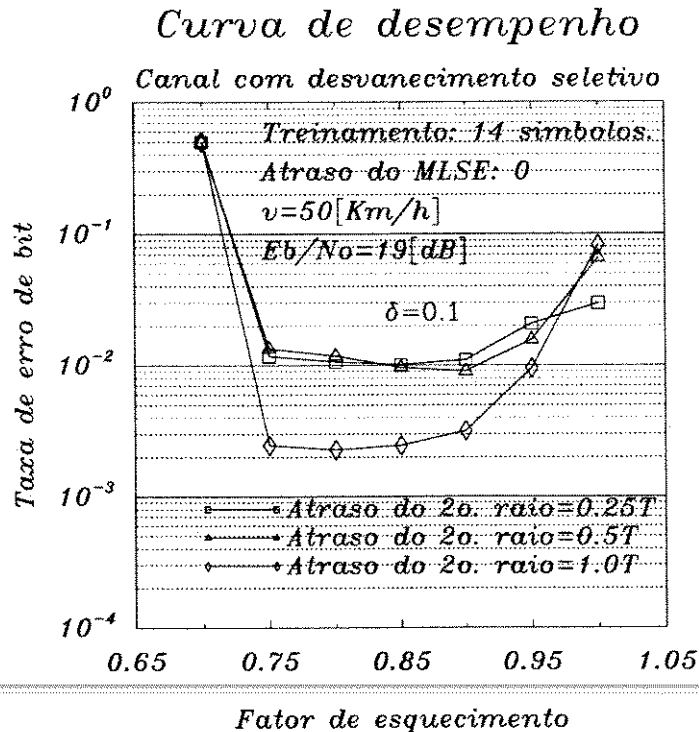


Figura 5.15: Curva de taxa de erro em função do fator de esquecimento para $v=50$ [Km/h]

As figuras 5.17, 5.18 e 5.19 apresentam as curvas de desempenho para o receptor com estimador de canal adaptado pelo algoritmo RLS com os coeficientes λ e δ ótimos, para canal com desvanecimento seletivo com móvel a velocidades 8 [Km/h], 50 [Km/h] e 100 [Km/h], respectivamente.

A figura 5.20 apresenta o desempenho do receptor com algoritmo RLS e parâmetros ótimos, para o canal com desvanecimento plano e velocidades de 8 [Km/h], 50 [Km/h] e 100 [Km/h].

Pode-se verificar, através destas curvas, que este receptor atende às especificações da IS-55 com folga. Também, se se comparar estas curvas com aquelas apresentadas nas figuras 5.9, 5.10, 5.11 e 5.12, verificar-se-á que os desempenhos obtidos, quando se utiliza o algoritmo RLS para adaptar os coeficientes do estimador de canal, são ligeiramente superiores àqueles obtidos com o algoritmo LMS.

Como já foi observado anteriormente, porém, esta estrutura de receptor não pode ser utilizada, na prática, pois não se pode obter, instantaneamente, o filtro idealmente casado.

Fez-se, então, uma variação desta estrutura empregando-se um filtro casado adaptativo composto por um filtro transversal adaptado pelo algoritmo LMS. Entretanto, esta estrutura mostrou-se bastante instável quando sua aplicação está inserida no contexto de um canal com desvanecimento. Neste caso, não se consegue a convergência simultânea dos algoritmos de adaptação do filtro casado e do estimador de canal, nem mesmo quando

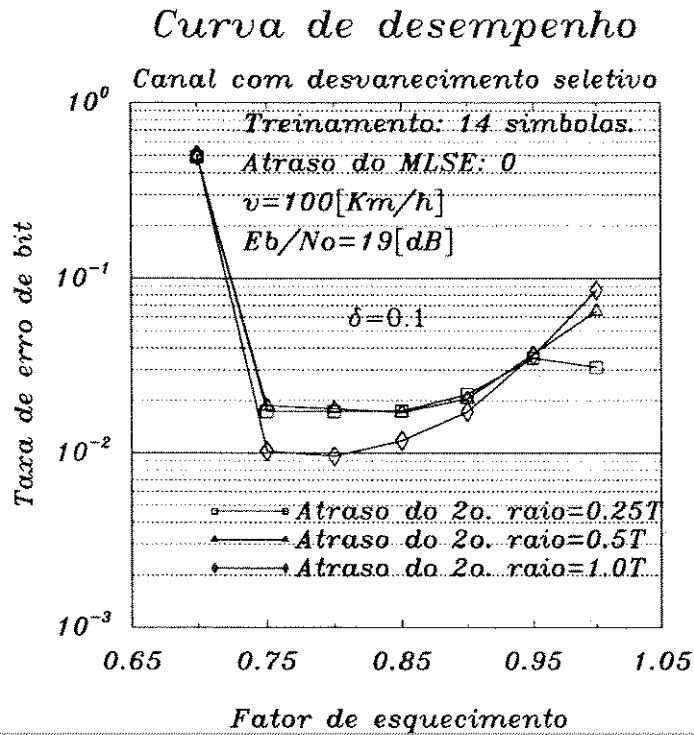


Figura 5.16: Curva de taxa de erro em função do fator de esquecimento para $v=50$ [Km/h]

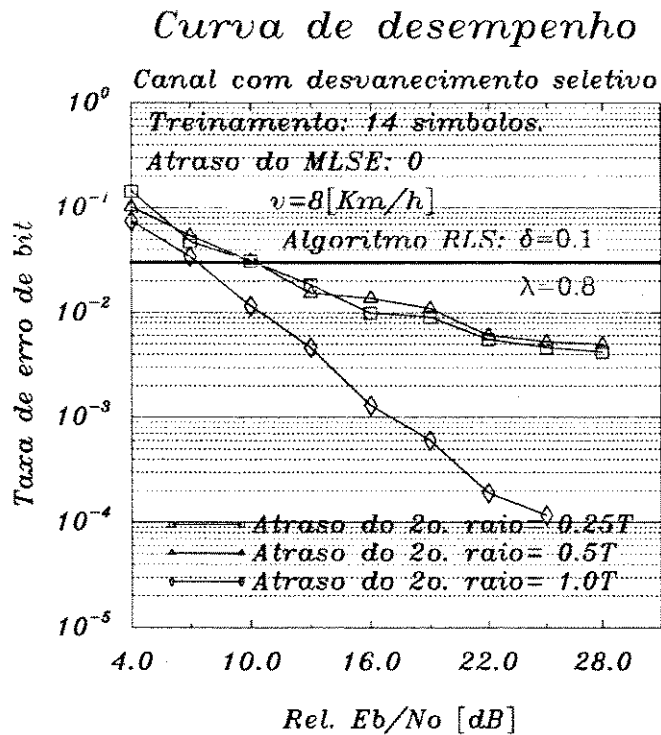


Figura 5.17: Curva de taxa de erro para $v=8$ [Km/h]

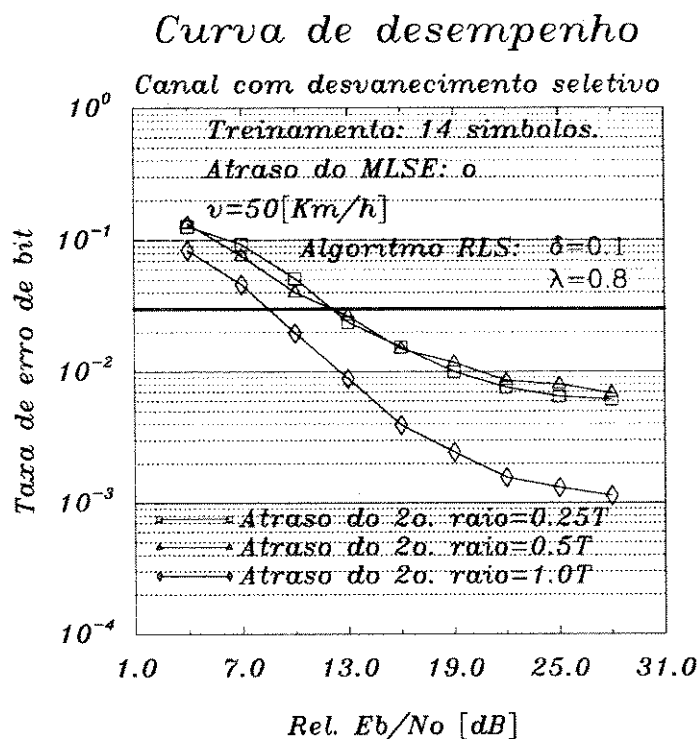


Figura 5.18: Curva de taxa de erro para $v=50$ [Km/h]

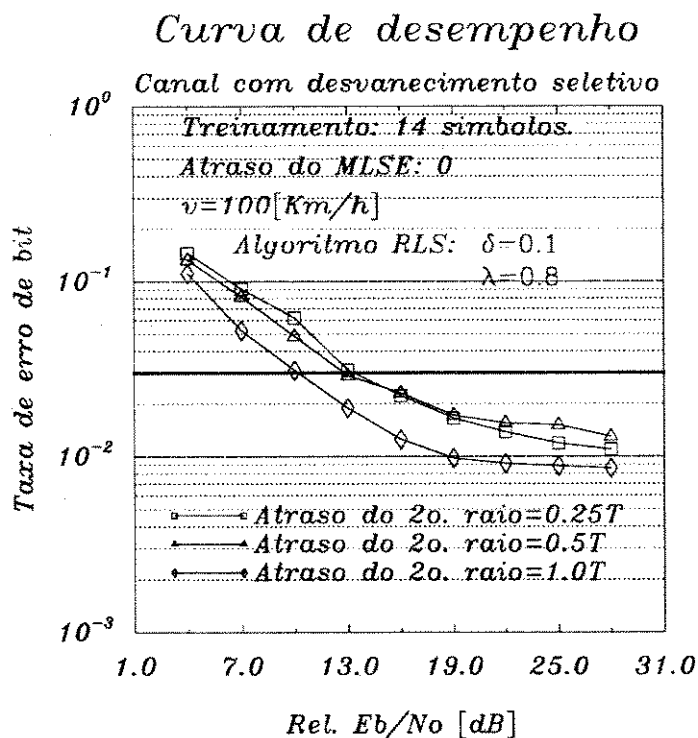


Figura 5.19: Curva de taxa de erro para $v=100$ [Km/h]

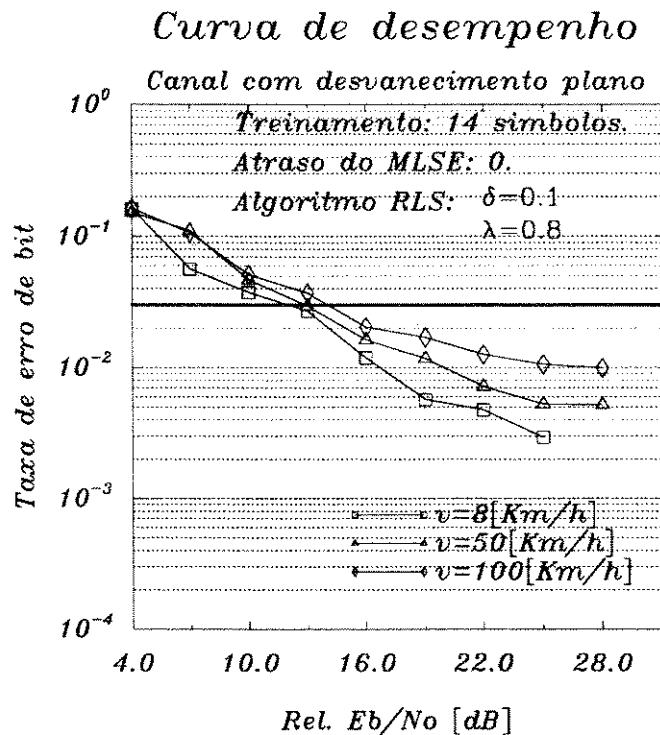


Figura 5.20: Curva de taxa de erro para canal plano

o receptor está constantemente no modo de treinamento. As figuras 5.21, 5.22 e 5.23 mostram a variação dos dois coeficientes principais do estimador de canal e a variação que os mesmos deveriam ter para acompanhar as variações introduzidas pelo canal (Esta curva é obtida fazendo-se, a cada símbolo transmitido, a convolução do filtro de transmissão com o canal), utilizando-se um filtro de recepção idealmente casado. As variações da amplitude do sinal, na saída deste, serão mais acentuadas do que quando é implementado fixo. Esta característica poderá ser observada no próximo item, quando a mesma é discutida novamente. Esta variação mais acentuada do sinal, reflete-se sobre o estimador de canal e o filtro casado adaptativo, quando este é implementado. Este é um fator que dificulta a convergência. Além disso existem os efeitos da adaptação conjunta do filtro casado e do estimador de canal. No caso do filtro idealmente casado, o acompanhamento do estimador de canal já é suficiente para assegurar o desempenho analisado anteriormente. Porém, quando há a necessidade de se adaptar o filtro de recepção, o receptor se perde completamente.

Tendo sido observada a impossibilidade de utilização do filtro casado adaptativo, faz-se uma outra variação da estrutura, com o objetivo de torná-la realizável na prática. Esta variação é obtida implementando-se um filtro de recepção fixo casado com o filtro de transmissão, ou seja, um filtro com características dadas pela raiz quadrada do cosseno levantado com fator roll-off igual a 0.35. Porém, como já foi discutido, no capítulo anterior, a derivação do algoritmo de Viterbi para a detecção de máxima verossimilhança, proposta por Ungerboeck, considera que o filtro de recepção esteja perfeitamente casado com o filtro de transmissão convolvido com o canal. Somente desta forma os parâmetros

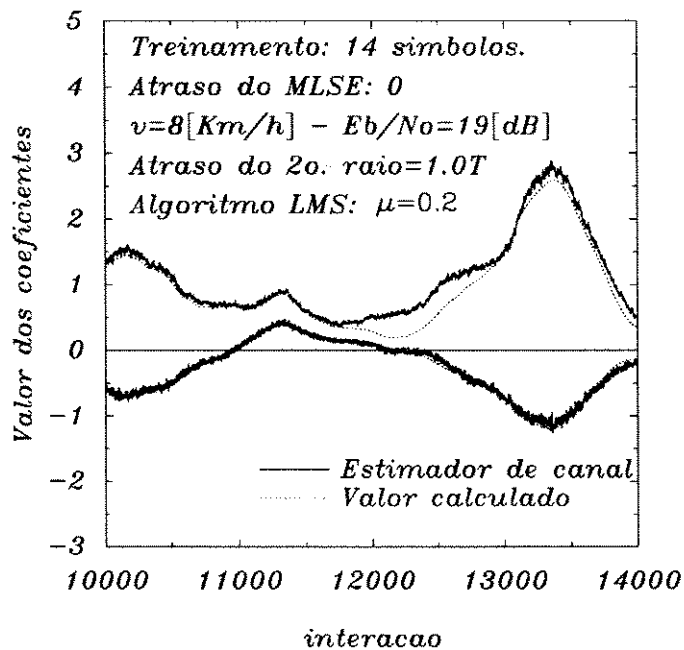


Figura 5.21: Variação dos coeficientes do estimador de canal com $v=8[\text{Km/h}]$

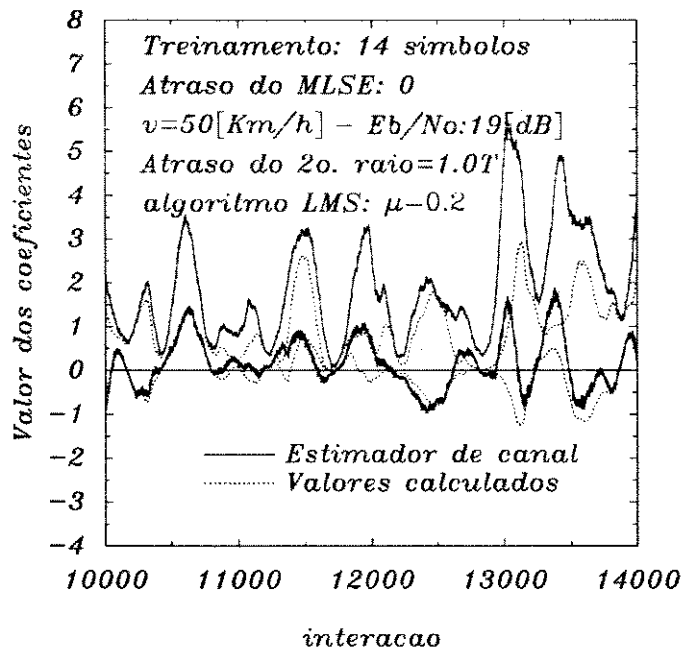


Figura 5.22: Variação dos coeficientes do estimador de canal com $v=50[\text{Km/h}]$

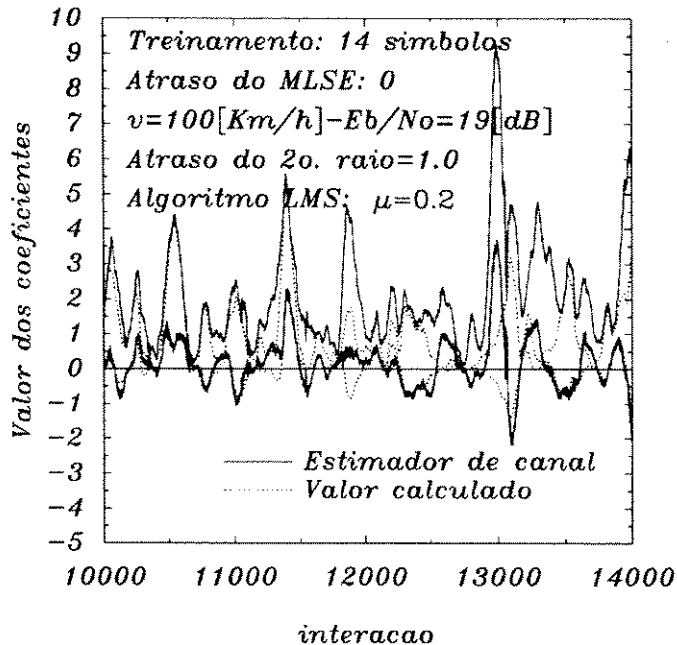


Figura 5.23: Variação dos coeficientes do estimador de canal com $v=100[\text{Km/h}]$

x_{-l} serão iguais a x_l^* . Conseqüentemente, se não for observada esta simetria, cometer-se-ão muitos erros na determinação das métricas $J_0(\vec{a}_n; \vec{b}_n)$ sobreviventes. A figura 5.24 apresenta o desempenho do receptor quando se utiliza o filtro de recepção fixo. O desempenho insatisfatório apresentado por esta estrutura não recomenda a implementação da mesma.

Uma conclusão bastante interessante acerca do algoritmo derivado por Ungerboeck é que, apesar de o mesmo parecer apropriado para implementação prática, não se conseguiu desenvolver, nesta aplicação, um receptor baseado no mesmo que apresentasse desempenho satisfatório. Uma alternativa que surge naturalmente é o uso do receptor derivado por Forney.

5.3 Receptor de Máxima Verossimilhança Derivado por Forney

Esta estrutura de receptor ótimo é derivada, para um canal específico, através de um filtro casado seguido de um filtro branqueador e algoritmo de Viterbi, como foi mostrado no capítulo 3. Para canais variantes no tempo, porém, ainda não se obteve o filtro branqueador, pois ele deveria ser adaptado às variações do filtro casado e, conseqüentemente, às variações do canal. Entretanto, quando se implementa a estrutura do receptor utilizando um filtro de recepção fixo, casado com o filtro de transmissão, obtém-se, para o canal de dois raios utilizado nas simulações, um desempenho satisfatório, se comparado com a estrutura baseada em Ungerboeck. Justifica-se este desempenho pelo fato de o canal

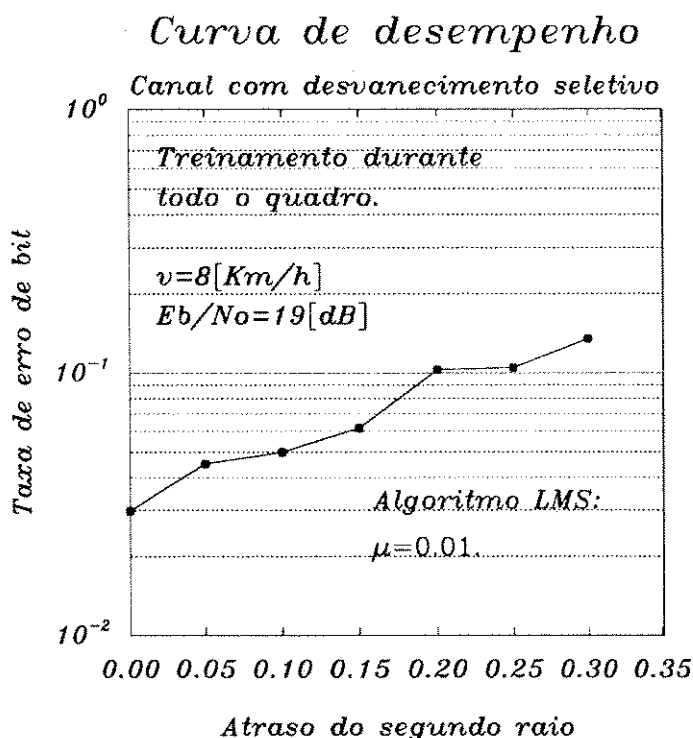


Figura 5.24: Taxa de erro de bit em função do atraso do segundo raio

equivalente, formado pelo resultado da convolução entre o filtro de transmissão, o canal de dois raios e o filtro casado com o filtro de transmissão, se aproximar do equivalente da decomposição espectral obtida com o filtro branqueador proposto por Forney. Também pelo fato de as amostras de ruído, tomadas a taxa $1/T$, na saída do filtro casado serem decorrelatadas. Estas duas características já foram mostradas no capítulo anterior.

A seguir, apresentam-se os resultados para esta estrutura de receptor, quando se utiliza um filtro fixo, casado com o filtro de transmissão, cuja resposta impulsiva é dada pela característica da raiz quadrada do cosseno levantado com fator roll-off igual a 0.35.

A exemplo da apresentação dos resultados para o receptor de Ungerboeck, também aqui os resultados são inicialmente apresentados para o receptor no modo de treinamento durante todo o quadro. As figuras 5.25 e 5.26 mostram, respectivamente, o desempenho do receptor em função do coeficiente de adaptação do algoritmo LMS, utilizado para adaptar os coeficientes do estimador de canal.

Verifica-se que, para a velocidade do móvel de $50[\text{Km/h}]$, o coeficiente de adaptação ótimo é $\mu = 0.2$, bem como para velocidade $100[\text{Km/h}]$ com atraso do segundo raio $0.25T$. Para velocidade $100[\text{Km/h}]$ e atraso do segundo raio $0.5T$, o valor ótimo é $\mu = 0.25$ e, para velocidade $100[\text{Km/h}]$ e atraso $1.0T$, é $\mu = 0.35$. O valor escolhido para o coeficiente de adaptação é, então, $\mu = 0.2$, que dos três valores, é aquele que não produz uma degradação significativa nos demais casos, onde o mesmo não é ótimo.

As figuras 5.27 e 5.28 mostram o desempenho desta estrutura de receptor, quando o mesmo permanece no modo de treinamento durante todo o período de transmissão, com velocidades do móvel de $50[\text{Km/h}]$ e $100[\text{Km/h}]$, respectivamente.

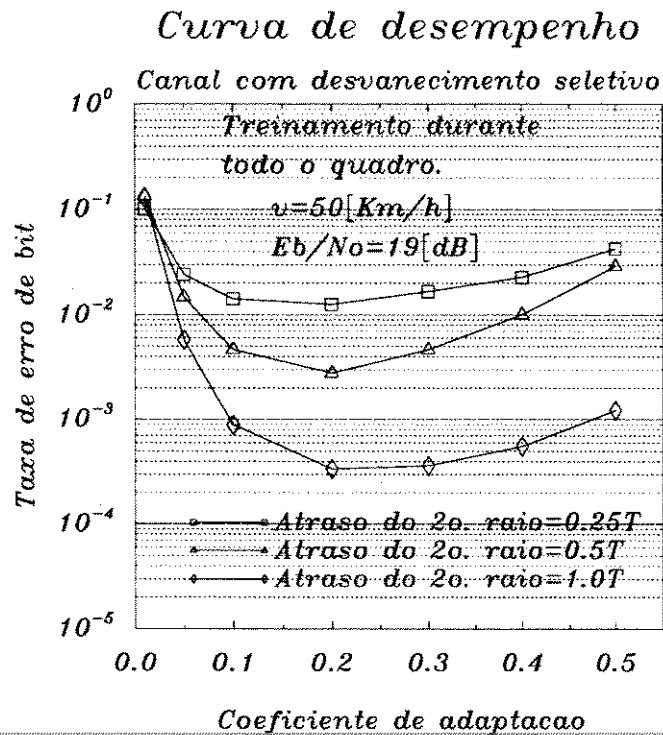


Figura 5.25: Taxa de erro em função do coef. de adaptação para $v=50[\text{Km/k}]$

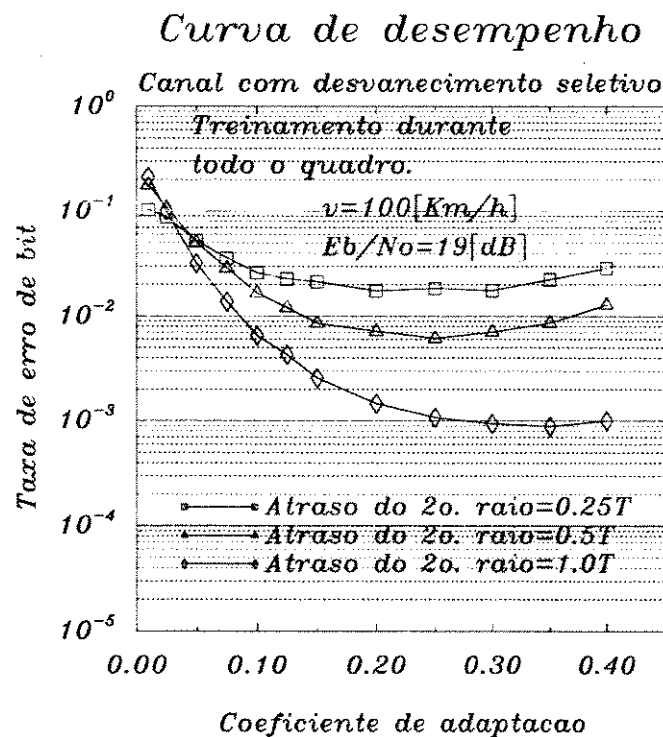


Figura 5.26: Taxa de erro em função do coef. de adaptação para $v=100[\text{Km/k}]$

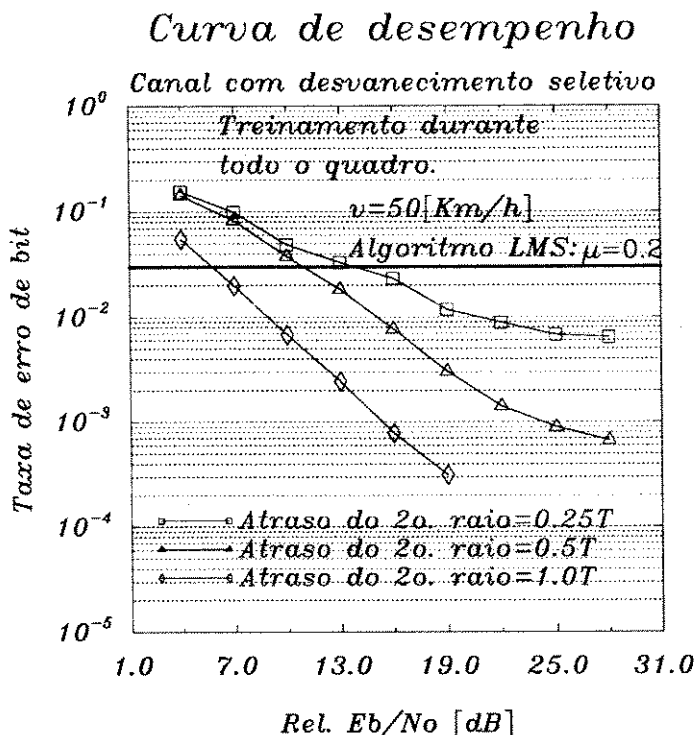


Figura 5.27: Taxa de erro de bit para $v=50$ [Km/h]

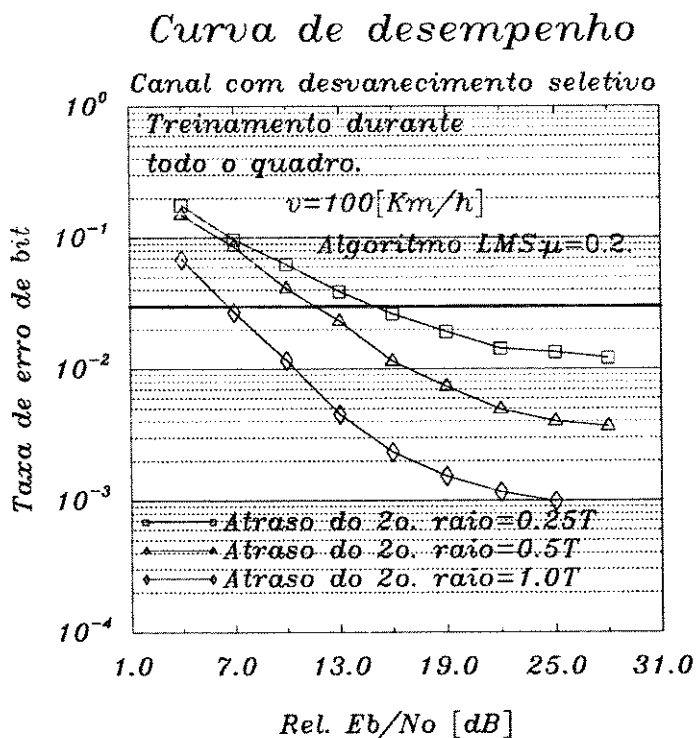


Figura 5.28: Taxa de erro de bit para $v=100$ [Km/h]

Se se comparar este desempenho com aquele proporcionado pela estrutura de Ungerboeck com filtro casado idealmente, também operando constantemente no modo de treinamento, verifica-se que este é superior. À primeira vista, este resultado parece surpreendente. Porém, se se analisar a variação que o estimador de canal deveria ter e o que ele apresentou, verifica-se que na configuração anterior o acompanhamento às variações do canal, feito pelo estimador de canal, é bem mais lento que esta. Esta característica é uma consequência de as variações produzidas no sinal de referência do estimador de canal serem mais acentuadas quando o filtro é perfeitamente casado. Na figura 5.29, apresentam-se as variações no tempo dos dois coeficientes principais do estimador de canal e os valores que os mesmos deveriam possuir, contrastada com as da estrutura apresentada anteriormente, mostradas na figura 5.30. Verifica-se que as variações dos coeficientes do estimador de canal são bem maiores na figura 5.30 do que as mostradas na figura 5.29. Por este motivo, o acompanhamento do estimador de canal é bem pior.

Variacao dos coeficientes

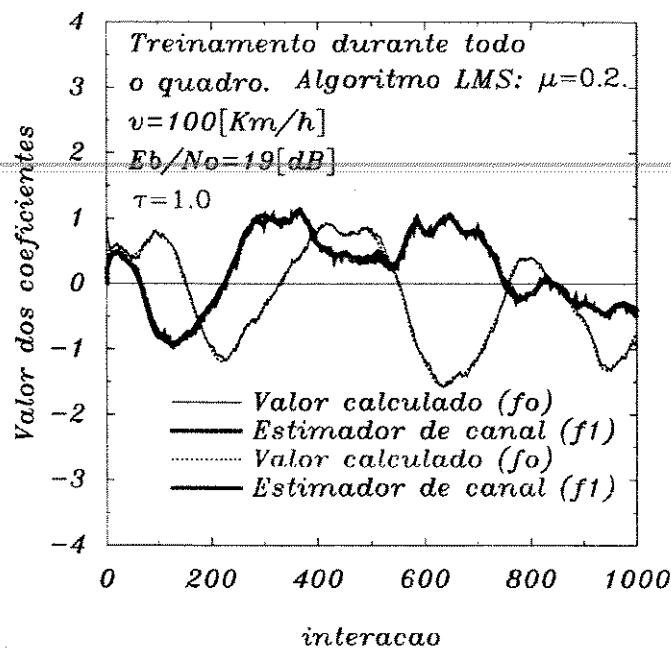


Figura 5.29: Coeficientes do estimador de canal na estrutura de receptor de Forney

Os resultados, apresentados a seguir, referir-se-ão à estrutura de Forney com o filtro casado fixo, dentro da estrutura de quadro D-AMPS. Inicialmente, apresenta-se o desempenho da mesma em função do atraso do MLSE, para velocidade do móvel de 50 [Km/h] e atraso do segundo raio igual a 0.25T, 0.5T e 1.0T, nas figuras 5.31, 5.32 e 5.33, respectivamente.

Pode-se verificar, através destas figuras, que, quando o atraso devido ao algoritmo de Viterbi é 0, o desempenho do receptor é pior do que nos outros casos, exceto quando o atraso do segundo raio é 0.25T. Esta degradação é proporcional ao aumento do atraso do segundo raio. A partir do atraso do MLSE de 1 símbolo, percebe-se uma pequena

Variacao dos coeficientes

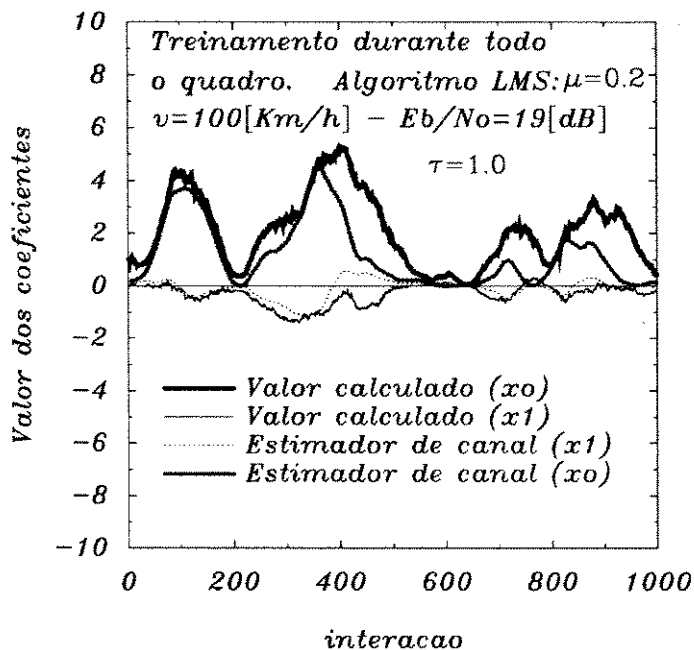


Figura 5.30: Coeficientes do estimador de canal na estrutura de receptor de Ungerboeck

Curva de desempenho

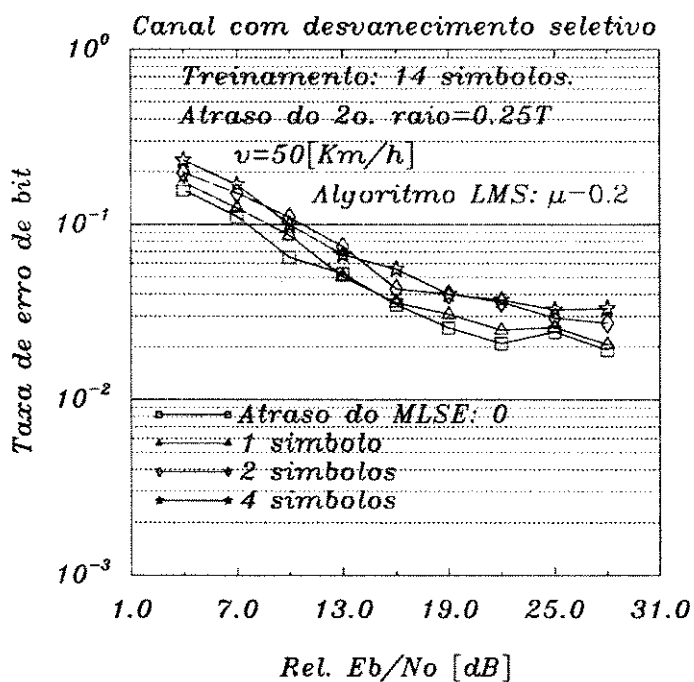
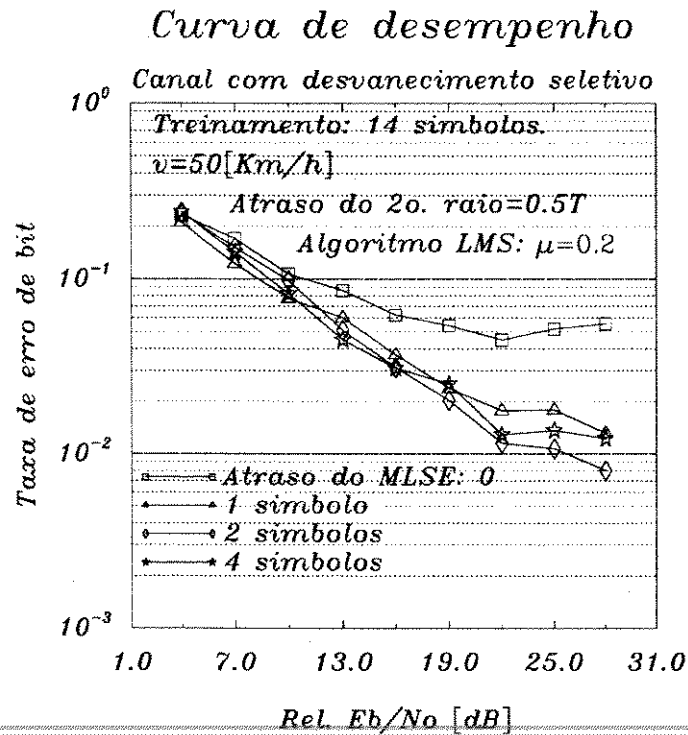
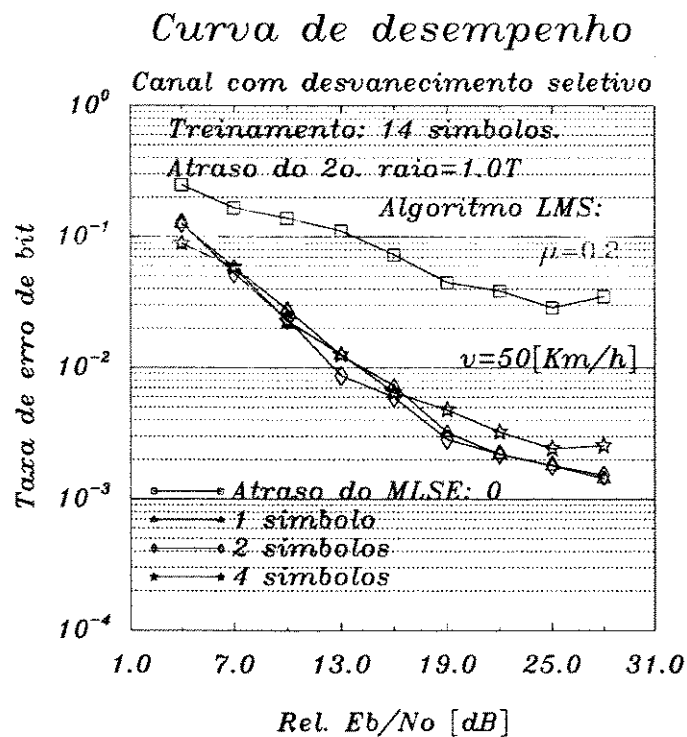


Figura 5.31: Curva de taxa de erro para atraso do segundo raio 0.25T

Figura 5.32: Curva de taxa de erro para atraso do segundo raio $0,5T$ Figura 5.33: Curva de taxa de erro para atraso do segundo raio $1.0T$

degradação de desempenho à medida que aumenta-se esse atraso. Dois efeitos simultâneos ocorrem, relacionados com a variação do atraso do MLSE. O primeiro relaciona-se ao fato de que, quando se aumenta o atraso, aumenta-se a probabilidade de as seqüências sobreviventes terem convergido, conforme mencionou-se no capítulo 3. O outro relaciona-se com o atraso da adaptação dos coeficientes do estimador de canal. Neste caso, quanto maior o atraso do MLSE, pior é o acompanhamento das variações do canal. Então, o desempenho do receptor será um compromisso entre a convergência das seqüências sobreviventes e o acompanhamento do estimador de canal. Para esta estrutura utilizar-se-á o atraso do MLSE igual a 1, que apresenta o melhor desempenho.

As figuras 5.33 e 5.5 permitem que se compare a degradação do desempenho dos receptores de Forney e Ungerboeck em função do atraso do MLSE. Verifica-se que, o receptor de Forney, apresenta degradação acentuada quando o atraso do MLSE é zero. Isto se deve exclusivamente ao fato de o filtro casado ser fixo. O receptor de Forney com filtro casado fixo, demora mais tempo para que as seqüências sobreviventes convirjam.

As figuras 5.34, 5.35 e 5.36 apresentam as curvas de desempenho do receptor em função do coeficiente de adaptação do algoritmo LMS, para as velocidades do móvel de 8[Km/h], 50[Km/h] e 100[Km/h], respectivamente.

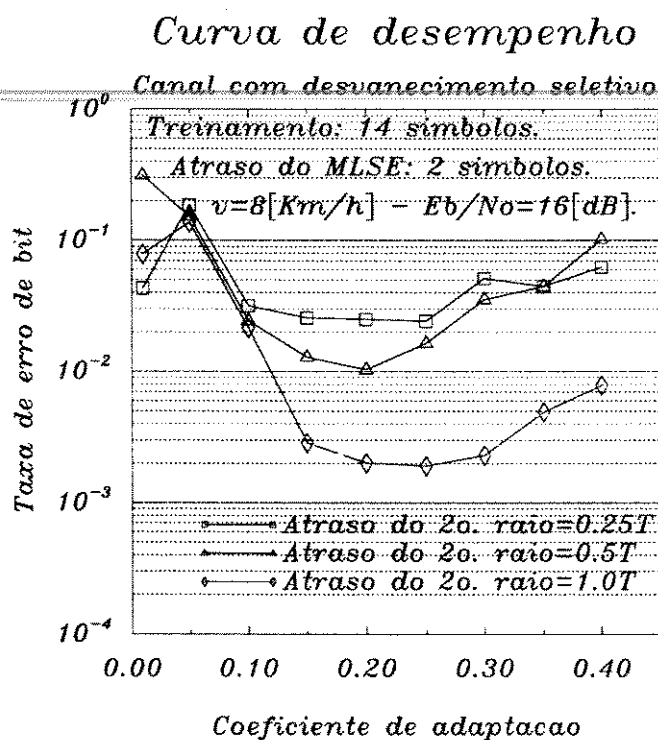


Figura 5.34: Taxa de erro em função do coef. de adaptação para $v=8[\text{Km/h}]$

O valor ótimo escolhido é $\mu = 0.2$. Verifica-se que, à medida que se diminui o coeficiente de adaptação, o desempenho degrada devido à diminuição da capacidade de o estimador de canal acompanhar à variação do mesmo. E, à medida que se aumenta o coeficiente de adaptação, aumenta-se, também, a diferença entre o valor alcançado pelos

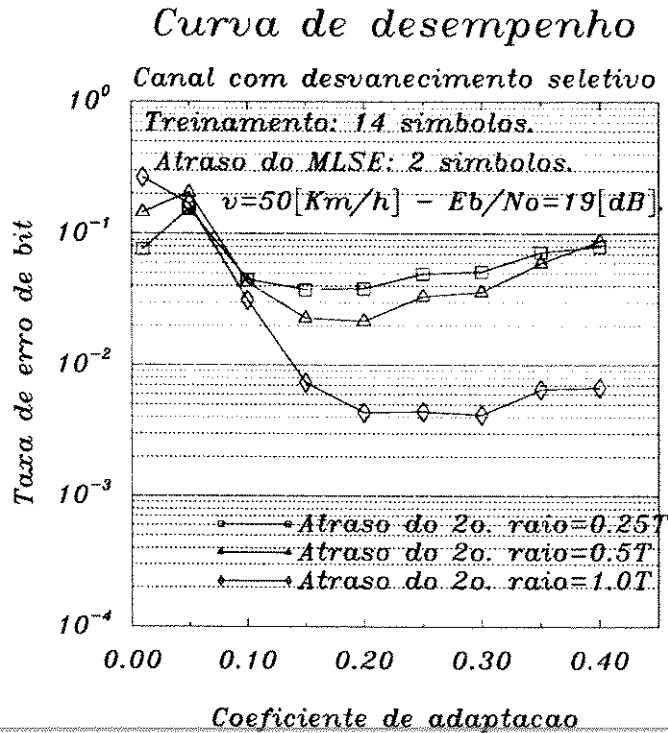


Figura 5.35: Taxa de erro em função do coef. de adaptação para $v=50[\text{Km/h}]$

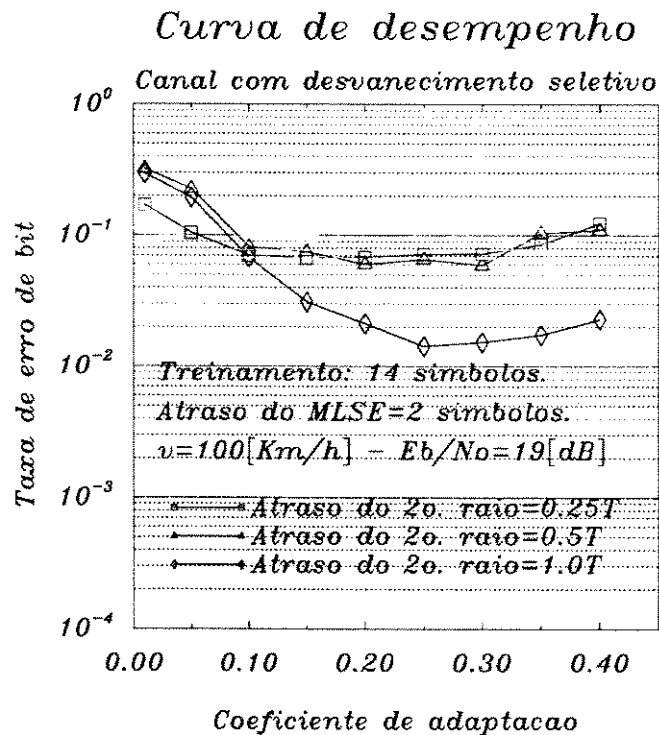


Figura 5.36: Taxa de erro em função do coef. de adaptação para $v=100[\text{Km/h}]$

coeficientes e os que deveriam ser obtidos.

As figuras 5.37, 5.38 e 5.39 apresentam o desempenho do receptor para as velocidades de 8[Km/h], 50[Km/h] e 100[Km/h], respectivamente. Para cada velocidade, mostra-se o desempenho para o atraso do segundo raio igual a 0.25T, 0.5T e 1.0T. O atraso do MLSE é de 1 símbolo e o coeficiente de adaptação do algoritmo LMS é $\mu = 0.2$.

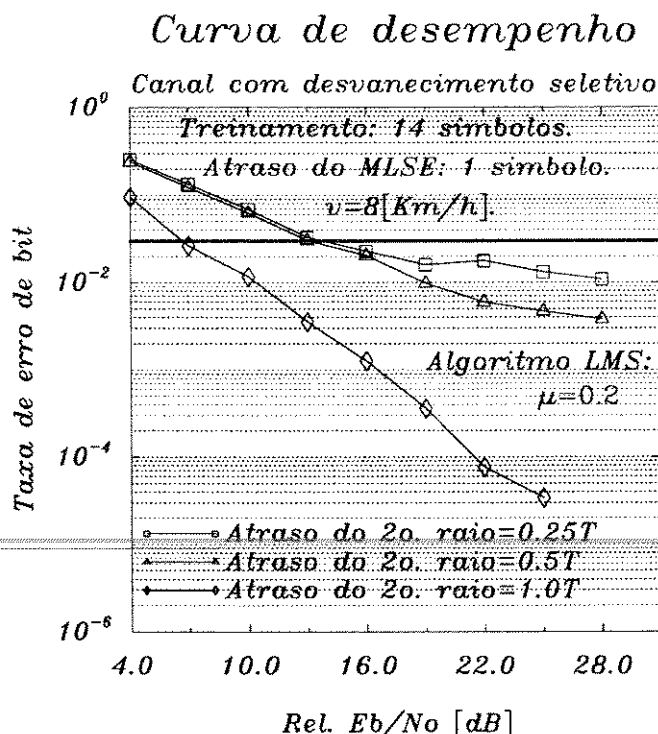


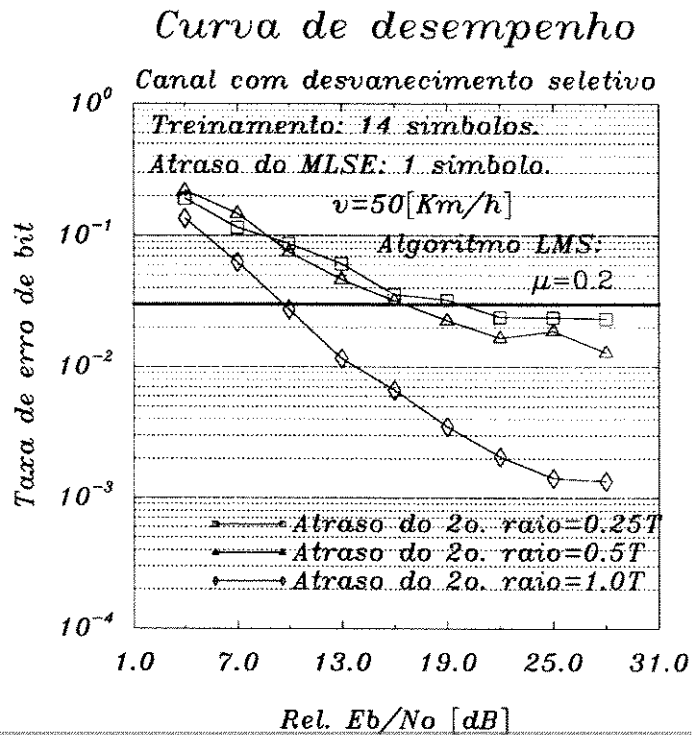
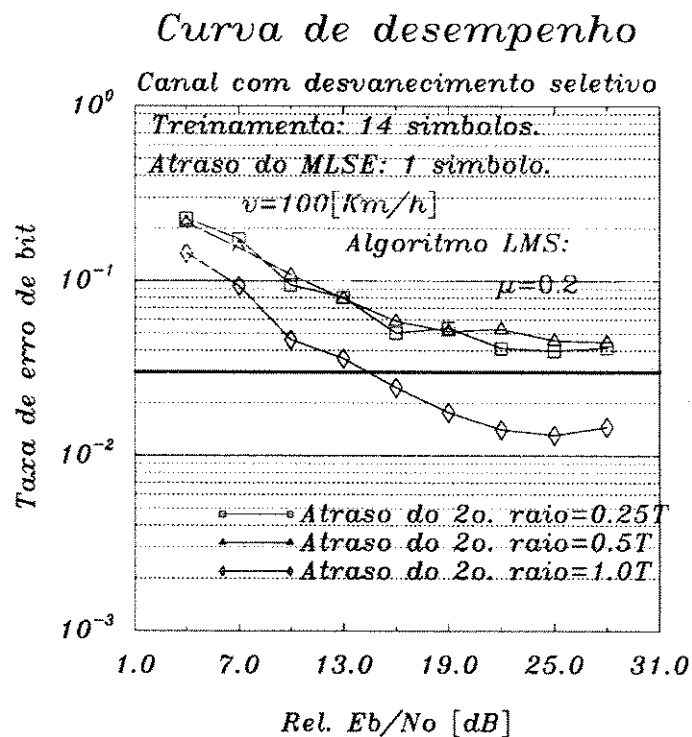
Figura 5.37: Taxa de erro de bit para $v = 8 [Km/h]$

A figura 5.40 mostra o desempenho para o canal com desvanecimento plano, para as velocidades de 8[Km/h], 50[Km/h] e 100[Km/h].

Pode-se observar que o receptor, quando utiliza o algoritmo LMS para a adaptação do estimador de canal, atende às especificações da IS-55, com excessão do caso em que a velocidade do móvel é 100[Km/h] e o atraso do segundo raio é 0.25T ou 0.5T. Para a velocidade de 50[Km/h] e atraso do segundo raio igual à 0.25T, atinge-se o valor exato do limiar especificado na norma. O mesmo ocorre com o canal com desvanecimento plano, para as velocidades de 50[Km/h] e 100[Km/h].

Se se comparar estes resultados com aqueles apresentados nas figuras 5.9, 5.10, 5.11 e 5.12, referentes ao receptor de Ungerboeck, verifica-se uma certa equivalência dos resultados, podendo-se observar, ainda, que para as velocidades de 50[Km/h] e 100[Km/h], o de Ungerboeck apresenta resultados melhores para atraso do segundo raio igual a 0.25T e 0.5T. Entretanto, a estrutura apresentada neste item é totalmente realizável, na prática.

Utiliza-se, também, o algoritmo RLS para esta estrutura e os resultados são apresentados na seqüência. Os dois parâmetros do algoritmo RLS a serem otimizados, como já foi mencionado, são a iniciação da matriz de correlação δ e o fator de esquecimento

Figura 5.38: Taxa de erro de bit para $v=50[\text{Km/h}]$ Figura 5.39: Taxa de erro de bit para $v=100[\text{Km/h}]$

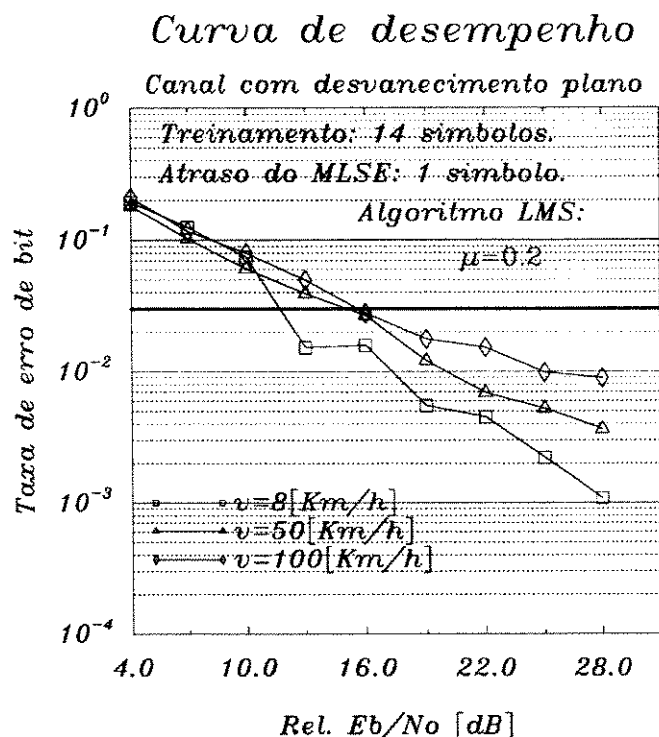


Figura 5.40: Taxa de erro de bit para canal plano

λ . As figuras 5.41, 5.42 e 5.43 apresentam as curvas de desempenho em função do fator de esquecimento λ , para a velocidade do móvel de 100[Km/h], atraso do segundo raio 0.25T, 0.5T e 1.0T e diversos valores de δ . Pode-se observar a invariabilidade em relação à iniciação δ da matriz de correlação. A figura 5.44 mostra que o mesmo ocorre para as velocidades de 50[Km/h] e 8[Km/h].

As figuras 5.45 e 5.46 apresentam as curvas de desempenho em função do fator de esquecimento para as velocidades de 8[Km/h] e 50[Km/h], respectivamente. Para 100[Km/h], utilizam-se os resultados das figuras 5.41, 5.42 e 5.43.

Verifica-se que o valor ótimo do fator de esquecimento para 8[Km/h] se situa entre $\lambda = 0.9$ e $\lambda = 0.95$. Porém, para 50[Km/h] e 100[Km/h], o fator de esquecimento ótimo seria, na maior parte dos casos, $\lambda = 0.75$; portanto, o valor escolhido é $\lambda = 0.8$, porque apresenta desempenho próximo do ótimo para todos os casos.

As figuras 5.47, 5.48 e 5.49 apresentam as curvas de desempenho do receptor quando se utiliza o algoritmo RLS para a adaptação dos coeficientes do estimador de canal com as velocidades do móvel de 8[Km/h], 50[Km/h] e 100[Km/h], respectivamente.

A figura 5.50 mostra o desempenho do receptor com algoritmo RLS para o canal com desvanecimento plano.

Se comparados aos resultados apresentados para o algoritmo LMS, mostrados nas figuras 5.37, 5.38 e 5.39, verificamos que o desempenho do receptor é aproximadamente o mesmo para os dois algoritmos. Baseado nestes resultados, torna-se bastante vantajoso utilizar-se o algoritmo LMS para a adaptação do estimador de canal, devido à sua simplicidade de implementação, se comparado ao algoritmo RLS.

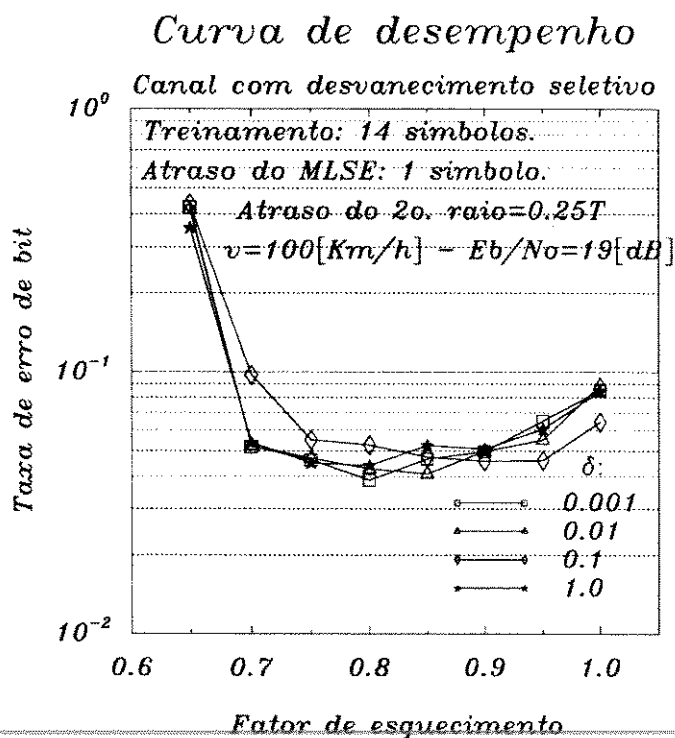


Figura 5.41: Taxa de erro em função do fator de esquecimento

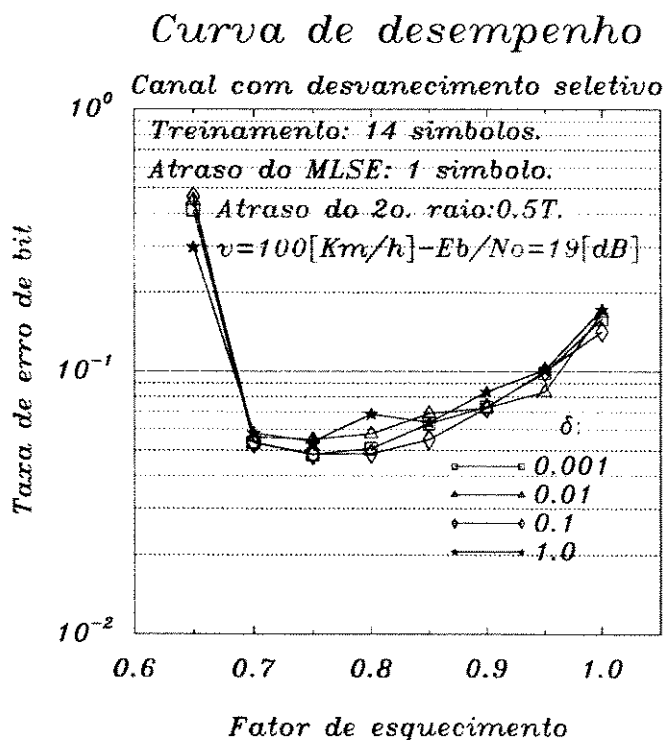


Figura 5.42: Taxa de erro em função do fator de esquecimento

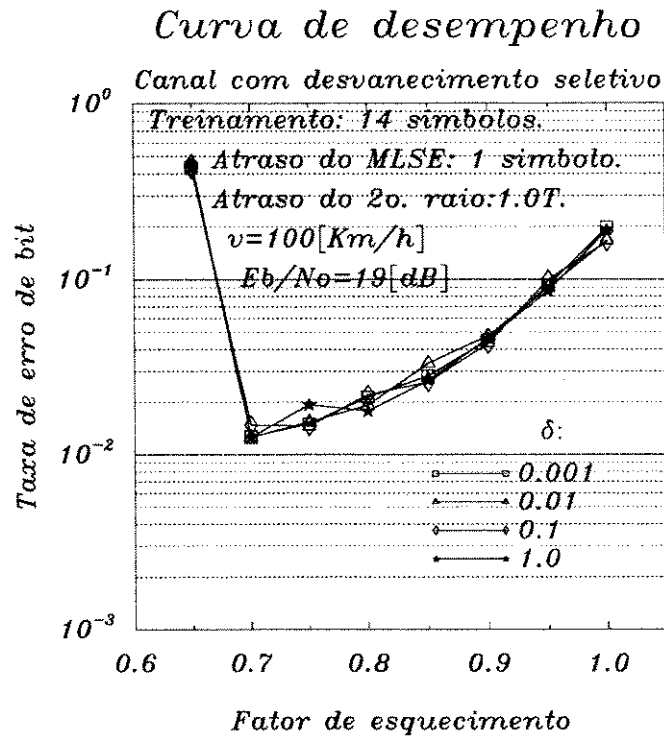


Figura 5.43: Taxa de erro de bit em função do fator de esquecimento

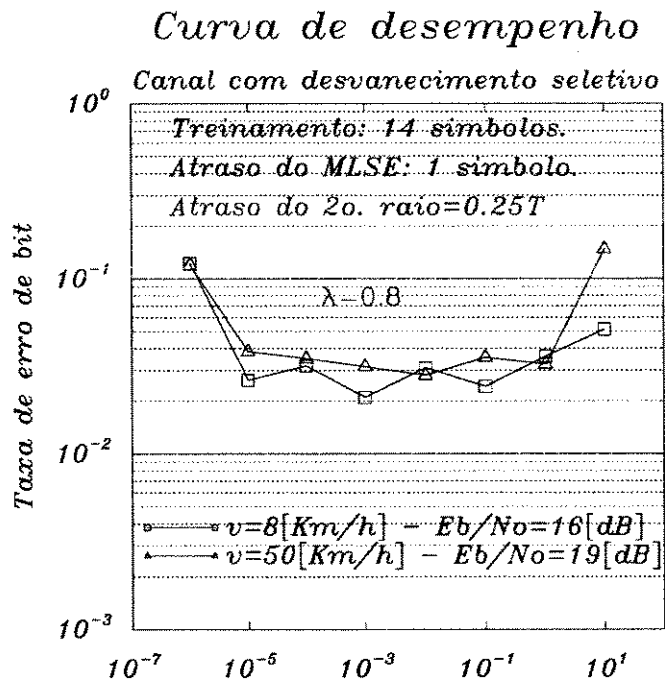


Figura 5.44: Taxa de erro de bit em função de δ

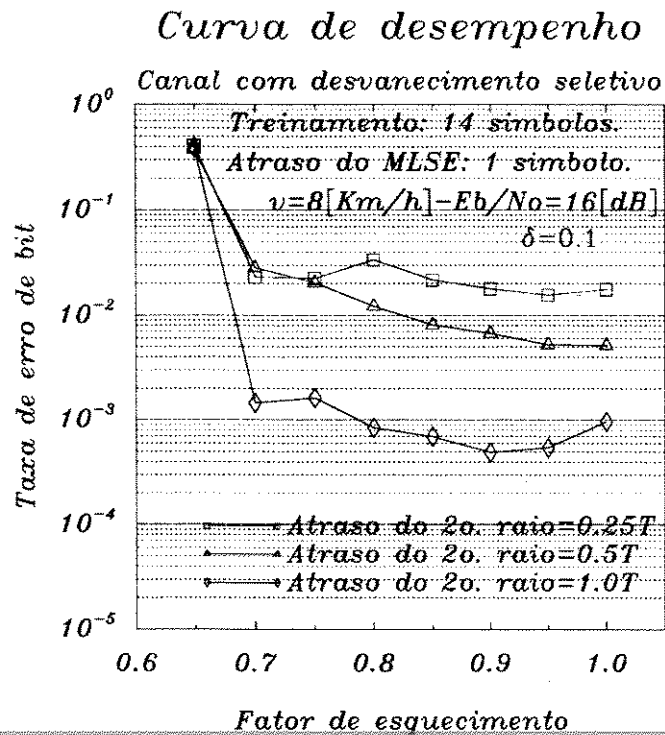


Figura 5.45: Taxa de erro em função do fator de esquecimento

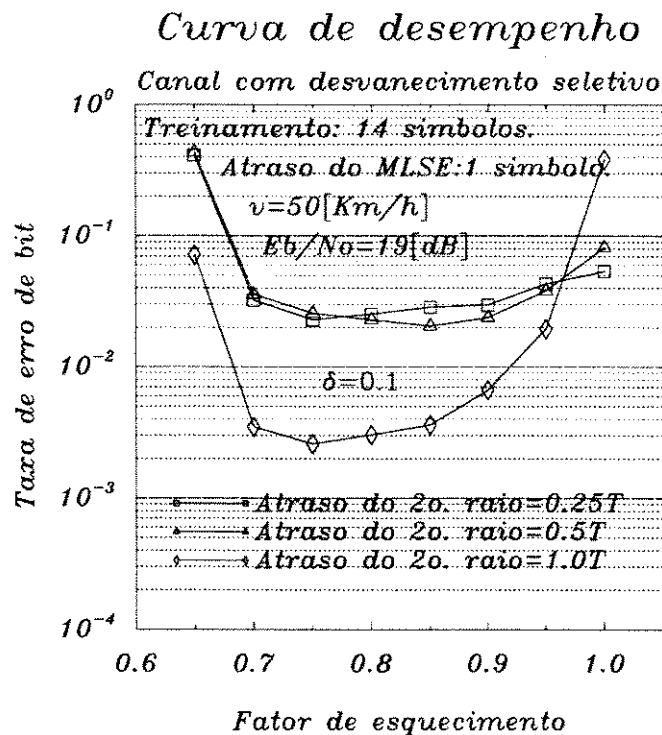


Figura 5.46: Taxa de erro em função do fator de esquecimento

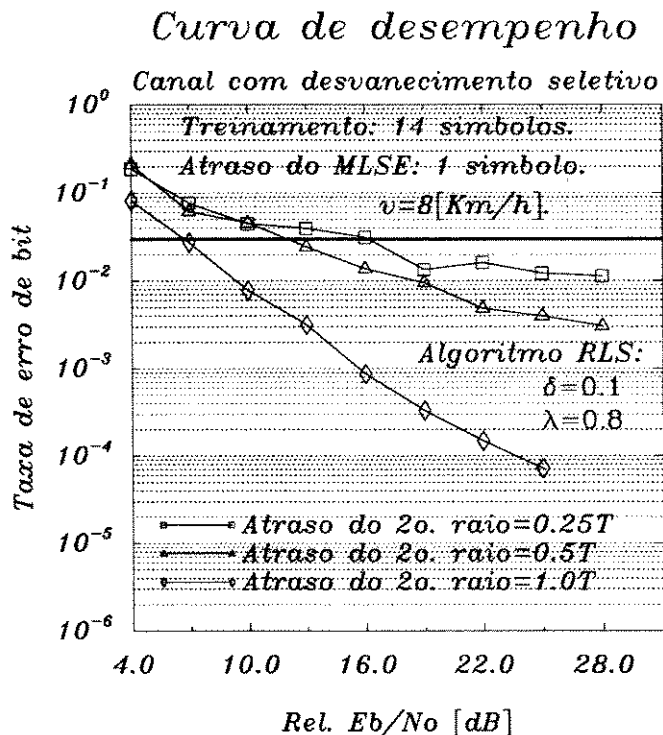


Figura 5.47: Taxa de erro de bit para $v=8$ [Km/h]

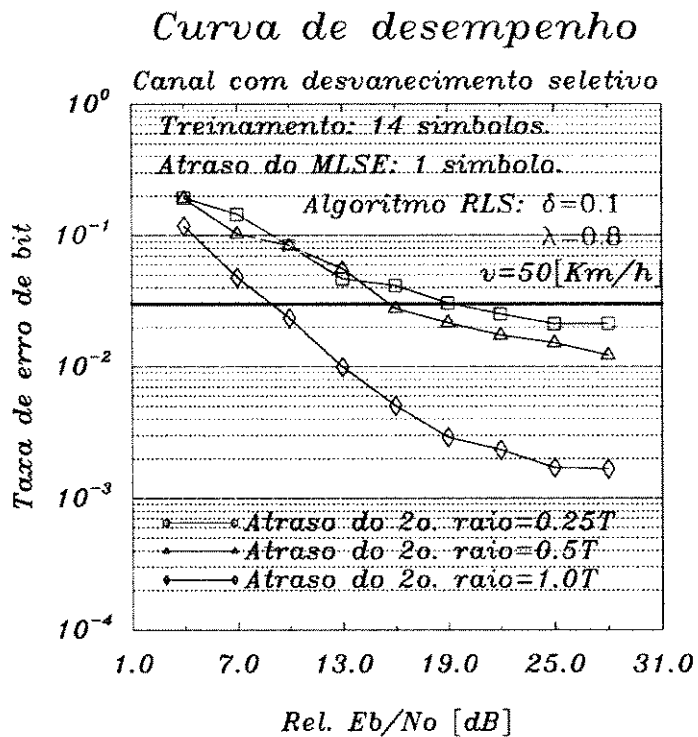


Figura 5.48: Taxa de erro de bit para $v=50$ [Km/h]

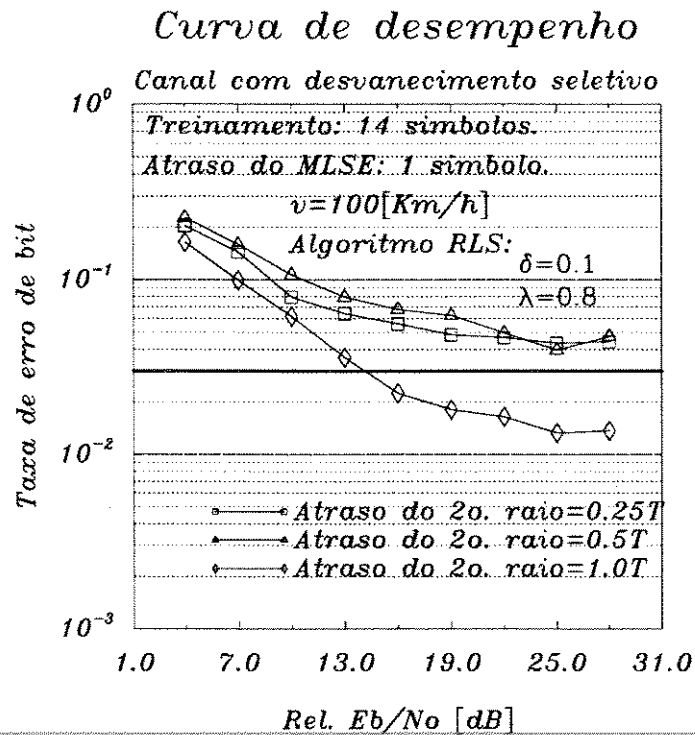
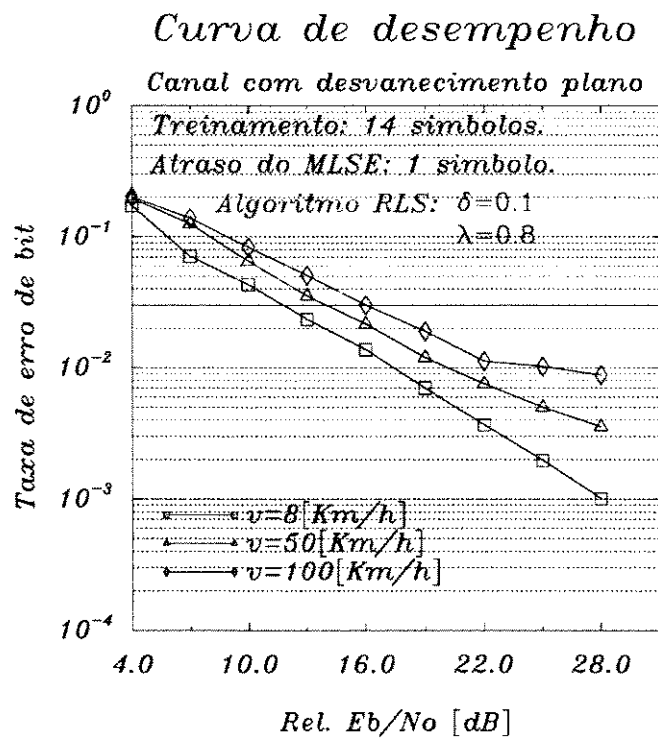
Figura 5.49: Taxa de erro de bit para $v=100[\text{Km/h}]$ 

Figura 5.50: Taxa de erro de bit para canal plano

Para finalizar a apresentação dos resultados de desempenho das estruturas de receptores de seqüência de máxima verossimilhança, mostra-se, através da figura 5.51, o desempenho do receptor baseado no algoritmo de Forney com o filtro casado fixo, sem filtro branqueador e com um estimador de canal adaptativo utilizando o algoritmo LMS, em função do atraso do segundo raio. Os valores de E_b/N_0 e velocidade foram escolhidos por serem os valores especificados pela norma IS-55. Pode-se confirmar que os piores desempenhos ocorrem para as velocidades mais altas e também para atrasos do segundo raio compreendidos na faixa entre $0,2T$ e $0,6T$, aproximadamente. Pode-se explicar tal comportamento lembrando que as variações do canal se tornam mais rápidas com o aumento de velocidade, dificultando a operação do estimador de canal. Também, à medida que o atraso do segundo raio se aproxima de $1,0T$, aumenta a capacidade do receptor em combinar a informação presente nos dois raios.

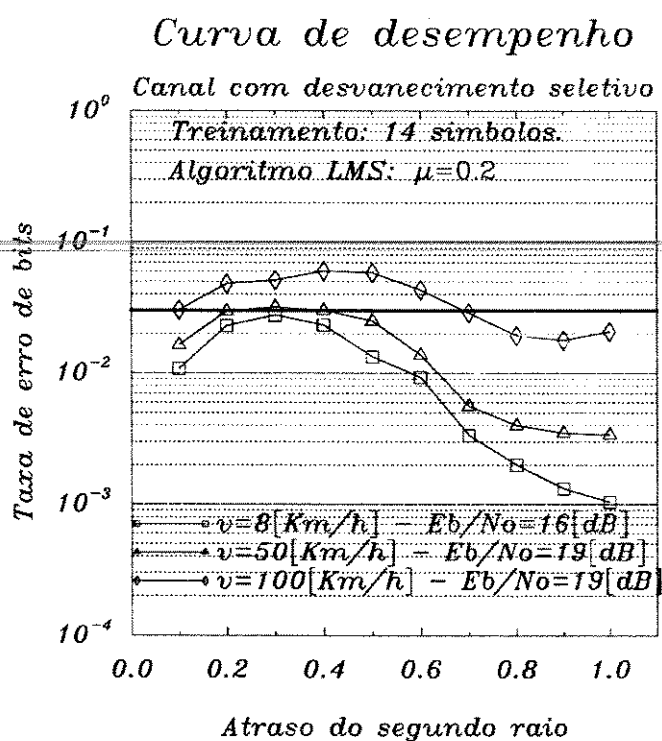


Figura 5.51: Taxa de erro de bit em função do atraso do segundo raio

A figura 5.52 mostra as mesmas curvas para um receptor com equalização com decisão realimentada DFE, utilizando algoritmo RLS e equalização bidirecional segundo o método que apresenta o melhor resultado. Estes resultados foram obtidos por [24].

Pode-se verificar que os resultados apresentados pelo receptor de máxima verossimilhança, embora não atinjam as especificações da IS-55 em todos os casos, são melhores que os apresentados pelo receptor com DFE.

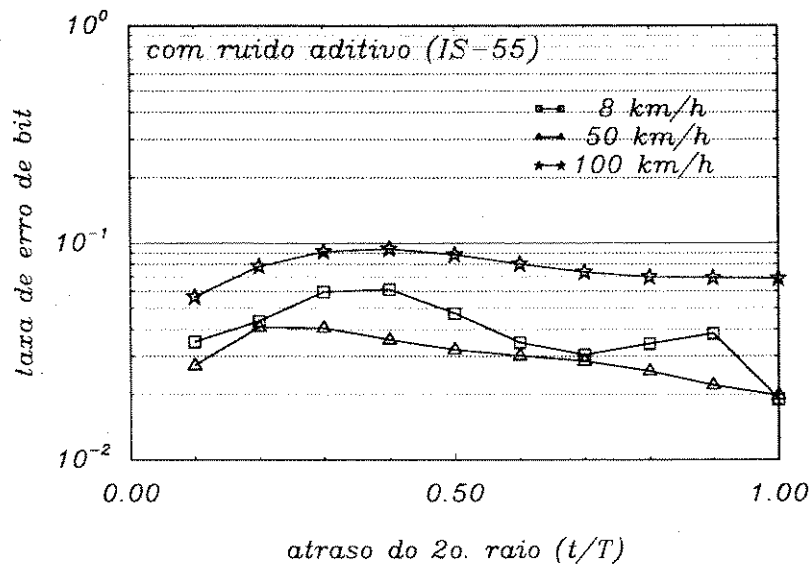


Figura 5.52: Taxa de erro de bit em função do atraso do segundo raio

5.4 Resumo

Mostrou-se, neste capítulo, que a estrutura do receptor de Ungerboeck não é viável, para o sistema D-AMPS. Analisou-se, entretanto, seu desempenho, calculando-se o filtro casado idealmente, objetivando uma maior compreensão da estrutura quando aplicada a este sistema, independente da factibilidade de implementação prática. Verificou-se, neste caso, que o estimador de canal acompanha com dificuldades as variações do canal e do filtro idealmente casado. Também, verificou-se que uma aproximação desta estrutura, através do uso de um filtro casado fixo, não produz um desempenho satisfatório.

Analisou-se, então, o desempenho do receptor baseado na estrutura de Forney, onde o filtro casado é fixo e não se utiliza um filtro branqueador das amostras de ruído. Observou-se que o mesmo não atinge o desempenho mínimo especificado para o sistema D-AMPS, porém é superior ao receptor com equalização com decisão realimentada, utilizando algoritmo RLS e equalização bidirecional.

Verificou-se, também, que o uso do algoritmo RLS para adaptar os coeficientes do estimador de canal não melhora o desempenho do receptor, seja ele baseado em Forney ou Ungerboeck. Devido à simplicidade, recomenda-se a implementação do algoritmo LMS.

Apesar de as características implementação deste receptor não estar no escopo deste trabalho, deve-se destacar que a capacidade dos processadores de sinais vem crescendo e a factibilidade de implementação do receptor utilizando estes processadores é plena. Entretanto, deve-se considerar que a quantidade de processamento para implementação do DFE é menor e, apesar de não provocar impedimento à implementação, o aumento de processamento representa, como conseqüência, aumento de consumo de energia. Sabe-se que a economia de consumo para terminais celulares representa preços mais baixos dos mesmos, uma vez que a bateria tem um peso significativo no preço total.

Embora as especificações não tivessem sido atingidas, com o receptor proposto, baseado em Forney, algumas variações associadas ao mesmo podem ser implementadas, com o objetivo de melhorar seu desempenho. Estas variações serão mostradas nas sugestões de continuação de trabalho, no próximo capítulo.

Capítulo 6

Conclusões

Apresentou-se, neste trabalho, o desenvolvimento de um programa de simulação do sistema de transmissão móvel digital D-AMPS, no qual faz-se uma análise detalhada do desempenho do receptor de seqüência de máxima verossimilhança adaptativo. Esta análise baseou-se no sistema D-AMPS por ser este um candidato bastante forte à segunda geração de telefonia móvel no Brasil.

Apresentaram-se, inicialmente, as características do sistema de transmissão do D-AMPS e do canal de propagação de um sistema móvel, o qual pode ser caracterizado estatisticamente. Mostrou-se esta caracterização e uma modelagem de canal baseada na mesma. A modelagem obtida segue as especificações da IS-55, onde o canal é representado através do modelo de dois raios com distribuição gaussiana complexa e com variação no tempo dependente da freqüência Doppler máxima, que por sua vez é função da velocidade do móvel.

Apresentaram-se, então, os algoritmos de detecção de máxima verossimilhança, primeiramente, símbolo a símbolo e, então, de seqüência de máxima verossimilhança. Mostrou-se que este é obtido diferentemente, através do algoritmo de Viterbi, segundo derivação proposta por Forney e segundo Ungerboeck.

No capítulo 5, descrevem-se os resultados das simulações, as quais permitiram chegar às seguintes conclusões fundamentais:

- A estrutura proposta por Ungerboeck não produziria resultados satisfatórios no sistema D-AMPS, nem mesmo se o filtro casado adaptativo acompanhasse a variação do canal perfeitamente;
- Não se consegue utilizar o filtro casado adaptativo, como propôs Ungerboeck, para o sistema D-AMPS;
- A utilização do algoritmo derivado por Ungerboeck não produz resultado satisfatório, se se aproximar a estrutura do receptor com um filtro casado fixo;
- A utilização do algoritmo proposto por Forney inserido em uma estrutura de receptor com o filtro casado fixo não requer a utilização de um filtro branqueador de amostras de ruído;

- O algoritmo derivado por Forney apresenta resultados promissores, os quais atingem as especificações da IS-55, parcialmente, considerando-se que não se experimentaram, ainda, alguns recursos adicionais que podem melhorar o desempenho do mesmo, como o estimador de canal fracionário;
- Os resultados obtidos para o receptor, utilizando o algoritmo derivado por Forney e filtro casado fixo, são superiores aos apresentados pelo DFE com equalização bidirecional;
- A utilização do algoritmo RLS não melhora o desempenho do receptor adaptativo de máxima verossimilhança, em relação ao LMS, e, recomenda-se a utilização deste último, uma vez que sua implementação é mais simples.

O seqüenciamento adotado neste capítulo foi o seguinte:

Inicialmente, trabalhou-se a estrutura do receptor adaptativo derivado por Ungerboeck, pelo fato de o mesmo não necessitar de um filtro branqueador de amostras de ruído. A primeira análise foi feita utilizando-se o filtro casado idealmente. Nesta configuração, o coeficiente de adaptação para o algoritmo LMS é $\mu = 0,2$, o atraso de MLSE ótimo é zero. A otimização do coeficiente de adaptação para o LMS foi realizada, inicialmente, com o receptor no modo de treinamento durante todo o período do quadro, seguida da otimização com a estrutura de quadro. Mostram-se, então, os resultados ótimos, quando se utiliza algoritmo LMS, para todas as condições especificadas pela IS-55. Para o algoritmo RLS, mostrou-se que o desempenho do receptor se mantém para uma faixa de valores de δ bastante grande. O valor escolhido foi $\delta = 0,1$. O valor ótimo obtido para o fator de esquecimento é $\lambda = 0,8$. Também, para o RLS, apresentam-se os resultados nas condições da IS-55.

Configurou-se o receptor com o filtro casado adaptativo. Neste caso, verificou-se que o desempenho do mesmo não foi satisfatório. Variou-se novamente a estrutura do receptor, utilizando filtro casado fixo. Verificou-se que, também neste caso, o desempenho não foi satisfatório. Mostrou-se que este resultado negativo se deve às considerações sobre os coeficientes obtidos do estimador de canal, feitas na derivação do algoritmo de detecção.

Considerando-se que a estrutura de receptor proposta por Ungerboeck não pôde ser aplicada para o sistema D-AMPS, utilizou-se uma estrutura baseada no algoritmo derivado por Forney. Nesta estrutura, utilizou-se um filtro casado fixo e eliminou-se o filtro branqueador de amostras de ruído. Os valores ótimos para este receptor são os mesmos dos obtidos para o de Ungerboeck com o filtro casado idealmente, com exceção do atraso do MLSE que, no caso do receptor baseado em Forney, é ótimo quando é igual a 1.

Em todas as configurações verifica-se que o desempenho do receptor degrada, à medida que aumenta-se a velocidade do móvel. Também, verifica-se que, em todos os casos, o melhor desempenho é obtido quando o atraso do segundo raio é $1,0T$, onde a diversidade no tempo é mais efetiva para o receptor de máxima verossimilhança.

As contribuições deste trabalho são:

- O programa de simulação do sistema em banda básica, gerado a partir do compilador C do UNIX;

- As justificativas para a não utilização da estrutura derivada por Ungerboeck, no sistema D-AMPS, não apresentadas em outro trabalho;
- As análises comparativas entre os algoritmos derivados por Forney e Ungerboeck para o D-AMPS que, também, não foram apresentadas na literatura;
- A otimização do atraso do MLSE, também não realizada anteriormente em nenhum trabalho;
- Resultados comparativos entre o algoritmo LMS e RLS para o D-AMPS, também, não encontrados em outro trabalho.

6.1 Sugestões para o Prosseguimento do Trabalho

As simulações realizadas para as estruturas do receptor de seqüência de máxima verossimilhança foram de importância significativa, mais pela compreensão dos efeitos que as variações nas mesmas exercem sobre o algoritmo de detecção, do que pelos resultados propriamente ditos. Ainda sim, os resultados obtidos foram promissores, uma vez que chegam a atingir as especificações da IS-55 em algumas condições.

Como sugestão de continuação das análises para o receptor utilizando o algoritmo de Ungerboeck, aconselha-se uma variação da estrutura do mesmo utilizando um filtro fixo, casado com o filtro de transmissão, seguido de um filtro linear transversal adaptativo, amostrado na taxa de símbolo. A convolução do filtro fixo com o filtro transversal adaptativo quando este converge, produz uma característica equivalente ao filtro casado. Os coeficientes do estimador de canal, neste caso, seriam obtidos através do cálculo direto, a cada período de símbolo, da autocorrelação amostrada do equivalente do filtro casado (filtro fixo convolvido com o filtro transversal, após a sua convergência), evitando-se, assim, os efeitos da adaptação simultânea do filtro casado e do estimador de canal. Esta estrutura foi analisada em [66] com resultados significativos.

As sugestões que se apresentam, na seqüência poderão ser aplicadas ao algoritmo de Forney com filtro casado fixo e desprovido de filtro branqueador de amostras de ruído e ao algoritmo de Ungerboeck inserido na estrutura sugerida no parágrafo anterior.

Inicialmente, pode-se utilizar a seqüência equivalente ao CDVCC, mostrada na estrutura de quadro do sistema D-AMPS, para o treinamento do receptor, uma vez que a mesma é conhecida por ele.

Uma variação que deverá produzir resultados satisfatórios para atrasos do segundo raio menores que $1,0T$, onde o desempenho é ruim, é o uso de estimador de canal fracionário, como foi mostrado em [65]. Com esta aproximação aproveita-se, mais efetivamente, a diversidade temporal e as informações contidas em pontos entre os instantes de amostragem.

Uma melhora de desempenho pode ser conseguida com a combinação da detecção de seqüência de máxima verossimilhança com técnicas de diversidade de antenas, conforme é mostrado em [56].

Sugere-se, também, a inclusão do circuito de sincronismo de símbolo e as análises relacionadas ao desempenho do receptor após sua inclusão.

Finalmente, sugere-se a implementação do receptor, utilizando DSPs.

Apêndice A

Modelos de Tempo Discreto para Interferência Inter-Simbólica

Pode-se mostrar [11] que dado que se transmitem os símbolos a uma taxa $1/T$ [amostras/s] e que, na saída do filtro casado, amostra-se o sinal a uma taxa $1/T$ por segundo, pode-se substituir o sistema representado pelo filtro de transmissão $u(t)$, o canal $c(t)$, o filtro casado $h^*(-t)$ e o amostrador a taxa $1/T$, por um filtro transversal discreto equivalente com coeficientes $\{x_k\}$. A derivação deste filtro é obtida diretamente a partir da expressão 3.23, que é repetida aqui, por conveniência:

$$y_k = \sum_n I_n x_{k-n} + \nu_k \quad (\text{A.1})$$

com:

$$\nu_k = \int_{-\infty}^{\infty} z(t)h^*(t - kT)dt \quad (\text{A.2})$$

Observa-se que, dado que a seqüência de informação $\{I_k\}$ é decorrelatada, os valores x_{k-n} são diferentes de zero para $k \neq n$, somente devido à IIS provocada pelo canal. Se se impuser a condição de que $x_{k-n} = 0$, para $|k - n| \geq L$, onde L é um número inteiro positivo, o que equivale a restringir-se o número de interferentes em um determinado símbolo I_k , então, de A.1, verifica-se que o modelo equivalente discreto pode ser representado, convenientemente, por um filtro transversal equivalente que é mostrado na figura A.1 e as amostras do sinal amostrado a uma taxa $1/T$, na saída do filtro casado podem ser representadas por:

$$y_k = \sum_{n=-L}^L I_n x_{k-n} + \nu_k \quad (\text{A.3})$$

As amostras $\{y_k\}$ se compõem de amostras do sinal na saída do filtro casado nos instantes k , com IIS, somadas a amostras de ruído $\{\nu_k\}$. A maior dificuldade de se utilizar este modelo, na análise de algumas das estruturas, é que a seqüência de ruído $\{\nu_k\}$, na saída do filtro casado é correlatada. Ou seja, o conjunto de amostras de ruído $\{\nu_k\}$ é formado por uma seqüência de v.as. gaussianas com média zero e função de autocorrelação:

$$\frac{1}{2}E\{\nu_k^* \nu_j\} = \begin{cases} N_0 x_{k-j} & ; |k - j| \leq L \\ 0 & ; \text{c.c.} \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

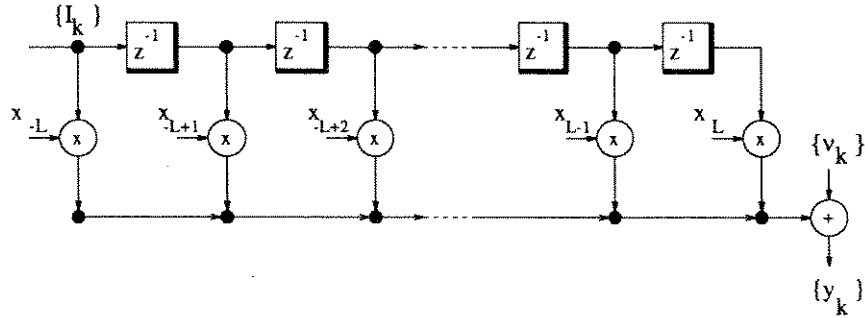


Figura A.1: Filtro discreto equivalente ao filtro de transmissão, ao canal, ao filtro casado e ao amostrador a taxa $1/T$

Deriva-se, então, uma outra estrutura discreta seguida por um filtro “branqueador”, utilizado para branquear a seqüência de ruído. A derivação do filtro branqueador e da estrutura equivalente com o filtro branqueador é dada a seguir.

A transformada-Z da função de autocorrelação amostrada $\{x_k\}$ é dada por:

$$X(z) = \sum_{k=-L}^L x_k z^{-k} \quad (\text{A.5})$$

Se $\{x_k\}$ representa uma função de autocorrelação amostrada, então, sabe-se que $x_k = x_{-k}^*$ e, assim:

$$\begin{aligned} Z\{x_{-k}^*\} &= \sum_{k=-L}^L x_{-k}^* z^{-k} \\ &= \left\{ \sum_{k=-L}^L x_{-k} (z^*)^{-k} \right\}^* \\ &= \left\{ \sum_{k=L}^{-L} x_k (z^*)^k \right\}^* \\ &= X^*[(z^*)^{-1}] \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

Portanto:

$$X(z) = X^*[(z^*)^{-1}] \quad (\text{A.7})$$

Da equação acima, conclui-se que, $X(z)$ possui $2L$ raízes e, demonstra-se a seguir que, se $\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_L$ são L raízes de $X(z)$, então, $1/\rho_1^*, 1/\rho_2^*, \dots, 1/\rho_L^*$ também são raízes.

Pode-se expressar $X(z)$ da seguinte forma:

$$X(z) = B z^L \prod_{k=1}^{2L} (1 - \beta_k z^{-1})$$

$$= B \prod_{k=1}^L (1 - \rho_k z^{-1}) F^*[(z^*)^{-1}] \quad (\text{A.8})$$

E, a equação anterior conjugada, fica:

$$X^*(z) = B^* \prod_{k=1}^L (1 - \rho_k^* z^{-1})^* F[(z^*)^{-1}] \quad (\text{A.9})$$

Substituindo-se $(z^*)^{-1}$ por z , obtém-se:

$$\begin{aligned} X^*[(z^*)^{-1}] &= B^* \prod_{k=1}^L (1 - \rho_k^* z) F(z) \\ &= B^* \prod_{k=1}^L -\rho_k^* \left(z - \frac{1}{\rho_k^*} \right) F(z) \\ &= B_1^* \prod_{k=1}^L \left(z - \frac{1}{\rho_k^*} \right) F(z) \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

onde:

$$B_1 = B \prod_{k=1}^L (-\rho_k^*) \quad (\text{A.11})$$

Dado que $X(z) = X^*[(z^*)^{-1}]$, então, fazendo-se $F(z) \propto (1 - \rho_k z^{-1})$, $X(z)$ pode ser fatorado e expresso como:

$$KX(z) = F(z)F^*[(z^*)^{-1}] \quad (\text{A.12})$$

onde $F(z)$ é um polinômio de grau L , possuindo raízes $\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_L$ e $F^*[(z^*)^{-1}]$ é um polinômio de grau L com raízes $1/\rho_1^*, 1/\rho_2^*, \dots, 1/\rho_L^*$.

Demonstra-se, então, que a função de sistema do filtro branqueador pode ser $1/F^*[(z^*)^{-1}]$. Da função de autocorrelação do ruído, na saída do filtro casado, dado pela equação A.4, obtém-se:

$$\begin{aligned} \Phi_{\nu\nu}(z) &= N_0 X(z) \\ &= N_0 F(z)F^*[(z^*)^{-1}] \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

Substituindo-se, então, z por $e^{-j\omega}$, tem-se:

$$\begin{aligned} \Phi_{\nu\nu}(e^{j\omega}) &= N_0 F(e^{j\omega})F^*(e^{j\omega}) \\ &= N_0 |F(e^{j\omega})|^2 \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

É fácil verificar que um filtro, com função de sistema:

$$B(z) = 1/F^*[(z^*)^{-1}] \quad (\text{A.15})$$

se colocado na saída do filtro casado, transformará $\Phi_{\nu\nu}(e^{j\omega})$, de A.14, em $\Phi_{zz}(e^{j\omega}) = N_0$.

Com esta escolha, a cascata do filtro casado e filtro branqueador possui uma função de sistema simplificada, proporcional a $F(z)$, como se pode calcular a partir de A.12 e A.15.

Existem 2^L possíveis escolhas para as raízes de $F^*[(z^*)^{-1}]$. Então, escolhe-se um filtro com fase mínima que é obtido escolhendo-se todas as L raízes dentro do círculo de raio unitário. Nesta condição, $1/F^*[(z^*)^{-1}]$ é um filtro fisicamente realizável, estável, recursivo e discreto. Conseqüentemente, a passagem da seqüência $\{y_k\}$ através de um filtro digital $1/F^*[(z^*)^{-1}]$ resulta em uma seqüência de saída $\{v_k\}$ que pode ser expressa como:

$$v_k = \sum_{n=0}^L f_n I_{k-n} + \eta_k \quad (\text{A.16})$$

onde $\{\eta_k\}$ é uma seqüência de ruído gaussiano branco e $\{f_k\}$ é um conjunto de coeficientes de um filtro transversal discreto com função de transferência $F(z)$. A figura A.2 mostra o modelo transversal discreto equivalente ao filtro de transmissão, canal, filtro casado, amostrador a uma taxa $1/T$ e filtro branqueador.

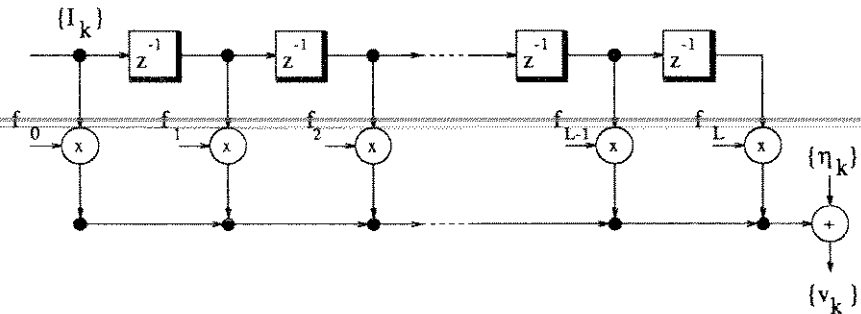


Figura A.2: Modelo transversal discreto com filtro branqueador

Apêndice B

Algoritmo de Viterbi

Considere uma seqüência finita $I_k, I_{k-1}, \dots, I_{k-L}$ de símbolos independentes, onde cada qual assume um valor determinado entre um número finito M de possíveis valores. Estes símbolos são aplicados seqüencialmente a um sistema, cuja k -ésima saída, dada por ψ_k , depende, de uma forma determinística, da entrada no instante atual e das L entradas anteriores:

$$\psi_k = g(I_k, I_{k-1}, \dots, I_{k-L}) \quad (\text{B.1})$$

A seqüência $\{\psi_k\}$ pode ser pensada, de uma forma geral, como sendo a saída de um registrador de deslocamento processada por uma função $g(\cdot)$, como mostra a figura B.1.

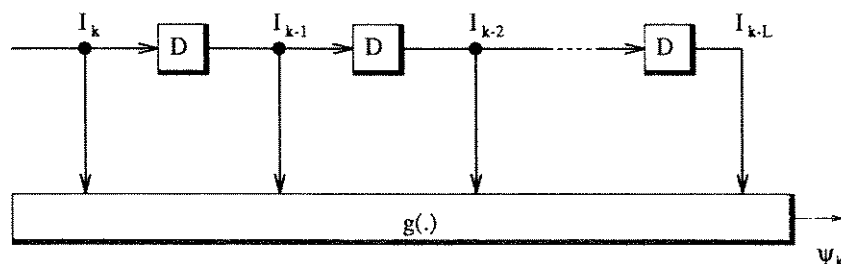


Figura B.1: Registrador de deslocamento de comprimento L

Com este modelo, define-se o estado do registrador de deslocamento na transmissão do símbolo I_k , pelo vetor:

$$\sigma_k \triangleq \{I_{k-1}, \dots, I_{k-L}\} \quad (\text{B.2})$$

Então, pode-se dizer que a saída ψ_k depende da entrada atual I_k e do estado σ_k do registrador de deslocamento:

$$\psi_k = g(I_k, \sigma_k) \quad (\text{B.3})$$

No instante em que a entrada é I_{k+1} , o registrador de deslocamento é levado ao estado $\sigma_{k+1} = \{I_k, I_{k-1}, \dots, I_{k-L+1}\}$. Define-se, a transição entre estes dois estados

como:

$$\theta_{k+1} \triangleq \{\sigma_k, \sigma_{k+1}\} \quad (\text{B.4})$$

Define-se, então, um conjunto de K transições como sendo Θ_K e uma função escalar associada a este conjunto de transições, denominada "métrica" $\lambda(\cdot)$, onde:

$$\lambda(\Theta_K) \triangleq \sum_{k=0}^{K-1} \lambda_{k+1}(\theta_{k+1}) \quad (\text{B.5})$$

ou seja, a métrica do conjunto de transições é igual à soma das métricas, desde o instante $k = 0$ até o instante $k = K$.

Supõe-se que se queira obter a mínima métrica, dada por:

$$\mu = \min \lambda(\Theta) \quad (\text{B.6})$$

Se os estados $\{\sigma_k\}$ fossem independentes, a mínima métrica μ seria dada por:

$$\mu = \sum_{k=0}^K \min \lambda(\theta) \quad (\text{B.7})$$

Pode-se, então, obter a métrica mínima pelo método conhecido como força bruta, onde calculam-se todas as métricas $\lambda(\Theta_K)$ e escolhe-se a menor. Porém, considera-se este método descartado, por representar um grande número de armazenagem para programá-lo.

Se se considera a seqüência de estados $\{\sigma_0, \dots, \sigma_K\}$ um processo de estados de Markov, onde:

$$P(\sigma_k | \sigma_{k-1}, \dots, \sigma_0) = P(\sigma_k | \sigma_{k-1}) \quad (\text{B.8})$$

ou seja, a probabilidade de se estar em um estado σ_k , no instante k , dados todos os estados até $k - 1$, depende somente do estado $k - 1$, no instante $k - 1$, pode-se, então, obter a métrica mínima μ , recursivamente, como se mostra a seguir.

Inicialmente, obtém-se a métrica:

$$\mu_1(\Theta_1) = \min \lambda_1(\theta_1) \quad (\text{B.9})$$

dado que se considera $\mu_0 = 0$. Observe-se que a consideração que a seqüência de estados é uma seqüência de Markov está mostrada na definição da transição θ_{k+1} na equação B.4.

Observe que se $\mu_1(\theta_1)$ é a mínima métrica associada à transição θ_1 , $\lambda_2(\theta_2) + \mu_1(\Theta_1)$ será menor que $\lambda_2(\theta_2) + \lambda_1(\theta_1)$ para qualquer $\lambda_1(\theta_1)$.

Então, a métrica $\mu_2(\Theta_2)$ é obtida como:

$$\mu_2(\Theta_2) = \min[\lambda_2(\theta_2) + \mu_1(\Theta_1)] \quad (\text{B.10})$$

E, generalizando-se para a métrica μ_{k+1} , obtém-se:

$$\mu_{k+1}(\Theta_{k+1}) = \min[\lambda_{k+1}(\theta_{k+1}) + \mu_k(\Theta_k)] \quad (\text{B.11})$$

Assim, a mínima métrica $\mu_{k+1}(\Theta_{k+1})$, para um conjunto de transições, no instante $k+1$, é o valor mínimo obtido dentre os valores equivalentes às transições possíveis somadas ao valor da métrica mínima no instante k .

Este algoritmo recursivo utilizado para se determinar a seqüência de estados com menor métrica é denominado “**algoritmo de Viterbi**”.

Pode-se mostrar que o algoritmo de Viterbi é equivalente a encontrar o caminho de menor métrica em um diagrama de treliça. Esta equivalência é mostrada através de um exemplo, ilustrado pela figura B.2.

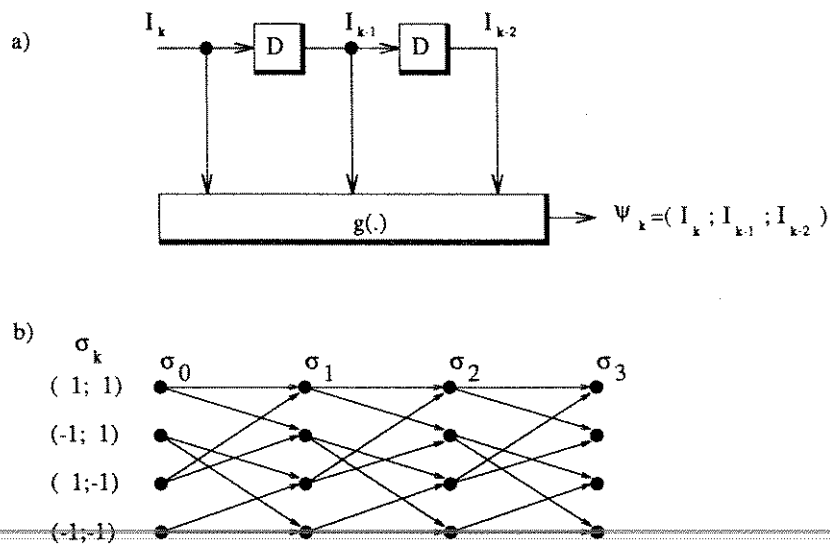


Figura B.2: a) Registrador de deslocamento para o exemplo de algoritmo de Viterbi através do diagrama de treliça; b) diagrama de treliça.

A figura B.2, letra b), representa um diagrama de treliça para o registrador de deslocamento ilustrado na figura B.2, letra a), onde $L = 2$, $M = 2$, $I_k \in \{\pm 1\}$ e $K = 3$. Para $0 \leq k \leq 3$, os estados σ_k podem assumir um dos quatro possíveis valores representados pelos pares $\{I_{k-1} = \pm 1; I_{k-2} = \pm 1\}$. Neste diagrama de treliça, representam-se todas as possíveis transições θ_k .

A função $\lambda_k(\theta_k)$, cujo argumento é a transição de estados de um instante k , é associada aos ramos da treliça, enquanto que os possíveis estados são representados pelos nós da treliça. Desta forma, o mínimo $\lambda(\Theta)$ será o caminho de menor métrica na treliça.

Se não se fizesse a consideração de que as seqüências são um processo de Markov, poder-se-ia ter a treliça como mostra-se na figura B.3, onde considera-se $K = 1$, para o exemplo mostrado. Neste caso, as transições, representadas pelos ramos da treliça não seriam as mesmas definidas em B.4. Isto equivaleria, no diagrama de estados, por exemplo, às transições mínimas, como mostra a figura B.4, letra a). Pode-se ver que desta forma, não se estabeleceu o caminho de métrica mínima.

Através da minimização da métrica, utilizando-se o algoritmo de Viterbi, pode-se chegar ao caminho mínimo, que pode ser o caminho mostrado na figura B.4, letra c). Pode-se ver, através da figura B.4, letra b) que se a transição θ_1^1 possui métrica menor que a transição θ_1^2 , então a métrica $\lambda(\theta_1^1)$ somada à métrica $\lambda(\theta_2^1)$ será menor que a métrica $\lambda(\theta_1^2)$ somada à métrica $\lambda(\theta_2^1)$.

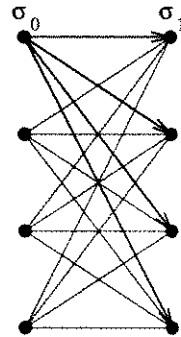


Figura B.3: Treliça para estados independentes

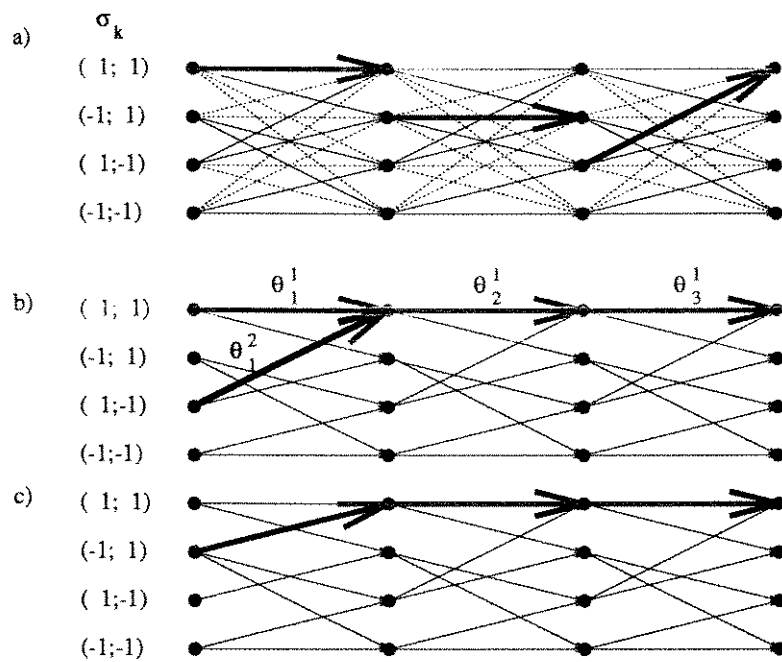


Figura B.4: Caminho de métrica mínima na treliça

Bibliografia

- [1] Batista, C.L. e Lopes, A.; *Receptores de Seqüência de Máxima Verossimilhança em Telefonia Celular Digital*; Submetido ao 13^o Simpósio Brasileiro de Telecomunicações; Setembro; 1995;
- [2] EIA/TIA IS-54; *Dual-Mode Mobile Station - Base Station Compatibility Standard* ; Dezembro; 1989;
- [3] EIA/TIA IS-55; *Recommended Minimum Performance Standards for 800 MHz Dual Mode Mobile Stations*; Dezembro; 1991;
- [4] EIA/TIA IS-95; *Mobile Station - Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System*; Julho; 1993;
- [5] Recommendation GSM 05.05; *Radio Transmission and Reception*; ETSI/PT 12; Março; 1991;
- [6] Jakes; *Microwave Mobile Communications*; J. Wiley & Sons; New York; 1974;
- [7] Lee, W.; *Mobile Cellular Telecommunications Systems*; McGraw-Hill; 1989;
- [8] *Advanced Mobile Phone Service*; The Bell System Technical Journal; Vol.58; No.1; Janeiro; 1979;
- [9] Kucar, A.D.; *Mobile Radio: An Overview*; IEEE Communications Magazine; pp.72-85; Novembro; 1991;
- [10] Raith, K. e Uddenfeldt, J.; *Capacity of Digital Cellular TDMA Systems*; IEEE Transactions on Vehicular Technology; Vol.40; No.2; pp.323-332; Maio; 1991;
- [11] Proakis, J.G.; *Digital Communications*; Second Edition; McGraw-Hill; Singapore; 1989;
- [12] Whalen, A.D.; *Detection of Signals in Noise*; Academic Press, Inc.; San Diego; 1971;
- [13] Oppenheim A.V.; *Digital Signal Processing*; Prentice-Hall, Inc.; Englewood Cliffs; New Jersey; 1975;
- [14] Ziemer, R.E. e Peterson, R.L.; *Introduction to Digital Communication*; Macmillan Publishing Company; New York; 1992;

- [15] Haykin, S.; *Adaptive Filter Theory*; Second Edition; Prentice-Hall, Inc.; Englewood Cliffs; New Jersey; 1991;
- [16] Kay, S.M.; *Modern Spectral Estimation: Theory and Application*; Englewood Cliffs; Prentice-Hall; 1988;
- [17] Benedetto, S.; Biglieri, E.; Castelani, V.; *Digital Transmission Theory*; New Jersey; Prentice-Hall; 1987;
- [18] Yacoub, M.D.; *Foundations of Mobile Radio Engineering*; Boca Raton; CRC Press; 1993;
- [19] Wozencraft, J.M.; Jacobs, I.M.; *Principles of Communication Engineering*; John Wiley & Sons Inc.; New York; 1965;
- [20] Van Trees, H.L.; *Detection, Estimation, and Modulation Theory - Part I*; John Wiley & Sons, Inc.; New York; 1968;
- [21] Proakis, J.G.; Manolakis, D.G.; *Introduction to Digital Signal Processing*; New York; Macmillan Publishing Company; 1988;
- [22] Papoulis, A.; *Probability and Random Variables and Stochastic Processes*; McGraw-Hill; New York; 1977;
-
- [23] Lucky, R. W.; Salz, J.; Weldon, E.J.Jr.; *Principles of Data Communications*; McGraw-Hill; New York; 1968;
- [24] Cardieri, P.; *Equalização com Decisão Realimentada em Comunicações Móveis*; Tese de Mestrado; Unicamp; Campinas; 1994.
- [25] Brandão, J.C.; Santos, P.R.; *Análise do Sistema $\pi/4$ -DQPSK em Canal de Comunicações Móveis*; Relatório Técnico CETUC - PASRD(CPqD); abril; 1992;
- [26] Rappaport, T.S.; Fung, V.; Thoma, B.; *Bit Error Simulation for $\pi/4$ -DQPSK Mobile Radio Communications Using Two-Ray and Measurement-Based Impulse Response Models*; IEEE Journal on Selected Areas in Communications; Vol. SAC-11; No.3; pp.393-405; Abril; 1993;
- [27] Feher, K.; Liu, C-L.; *Performance of non-coherent $\pi/4$ -DQPSK in a Frequency-Selective Fast Rayleigh Fading Channel*; Proceedings of IEEE International Conference on Communication; pp.335.7.1-335.7.5; 1990;
- [28] Bello, P.A.; *Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels*; IEEE Transactions on Communications Systems; pag.360-393; Dezembro; 1963;
- [29] Chuang, J.C-I; *The Effects of Time Delay Spread on Portable Radio Communications Channels with Digital Modulation*; IEEE J. on Selected Areas in Communications; Vol.SAC-5; No.5, pp.879-889; Junho; 1987;
- [30] Gurunathan, S. e Feher, K.; *Multipath Simulation Models for Mobile Radio Channels*; Proceedings of IEEE Vehicular Technology Society Conference; pp.131-134; 1992;

- [31] Lorenz, R. W.; *Modelling of the Time and Frequency Variation of the Mobile Radio Channel*; Proceedings of Digital Land Mobile Radiocommunication Workshop; pp.63-72; 1985;
- [32] Caples, E.L; Massad, K.E.; Minor, T.R.; A UHF Channel Simulator for Digital Mobile Radio; IEEE Transactions on Vehicular Technology; Vol.VT-29; No.2; pp.281-289; Maio; 1980;
- [33] Seymour, S.; *Fading Channel Issues in System Engineering*; IEEE Journal on Selected Areas in Communications; Vol.SAC-5; No.2; pp.68-89; Fevereiro; 1987;
- [34] Glance, B.; Greenstein, L.J.; *Frequency-Selective Fading Effects in Digital Mobile Radio with Diversity Combining*; IEEE Transactions on Communications; Vol.COM-31; No.9; pp.1085-1094; Setembro; 1983;
- [35] Reudink, D.O.; *Properties of Mobile Radio Propagation Above 400MHz*; IEEE Transactions on Vehicular Technology; Vol.VT-23; No.4; pp.143-159; Novembro; 1974;
- [36] Saleh, A.A.M.; Valenzuela, R.A.; *A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation*; IEEE Journal on Selected Areas in Communications; Vol.SAC-5; No.2; pp.128-137; Fevereiro; 1987;
-
- [37] Turkmani, A.M.D.; *Measurement and Modelling of Wideband Mobile Radio Channels at 900MHz*; IEE Proceedings-I; Vol.138; No.5; pp.447-457; Outubro; 1991;
- [38] Clarke, R.H.; *A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception*; The Bell System Technical Journal; pp.957-1000; Julho-Agosto; 1968;
- [39] Braun, W.R.; Dersch, U.; *A Physical Mobile Radio Channel Model*; IEEE Trans. on Vehicular Technology; Vol.40; No.2; pp.472-482; Maio; 1991;
- [40] Aulin, T.; *A Modified Model for the Fading Signal at a Mobile Radio Channel*; IEEE Transactions on Vehicular Technology; Vol.VT-28; No.3; pp.182-203; Agosto; 1979;
- [41] D' Aria, G.; Stola, L.; Zingarelli, V.; *Modelling and Simulation of the Propagation Characteristics of the 900 MHz Narrowband-TDMA CEPT/GSM Mobile Radio*; Proceedings of 39th IEEE Vehicular Technology Conference-II; pp.631-639; Maio; 1989;
- [42] Turin, G.L.; Clapp, F.D.; Jonhston, T.L.; Fine, S.B.; Lavry, D.; *A statistical Model of Urban Multipath Propagation*; IEEE Transactions on Vehicular Technology; Vol.VT-21; No.1; pp.1-9; Fevereiro; 1972;
- [43] Loo, C.; Secord, N.; *Computer Models for Fading Channels with Applications to Digital Transmission*; IEEE Transactions on Vehicular Technology; Vol.40; No.4; pp.700-707; Novembro; 1991;
- [44] Suzuki, H.; *A Statistical Model for Urban Radio Propagation*; IEEE Transactions on Communications; Vol.COM-25; No.7; pp.673-680; Julho; 1977;

- [45] Cox, D.C.; Leck, R.P.; *Correlation Bandwidth and Delay Spread Multipath Propagation Statistics for 910-MHz Urban Mobile Radio Channels*; IEEE Transactions on Communications; Vol.COM-23; No.11; pp.1271-1280; Novembro; 1975;
- [46] Feher,K.; *MODEMS for Emerging Digital Cellular Mobile Radio System*; IEEE Transactions on Vehicular Technology; Vol.VT-40; pp.355-365; Maio; 1991;
- [47] Andersen, N.; *Sample-Whitened Matched Filters*; IEEE Transactions on Information Theory; Vol.19; No.5; pp.653-660; Setembro; 1973;
- [48] Abend,K. e Fritchman,B.D.; *Statistical Detection for Communication Channels with Intersymbol Interference*; Proceedings of IEEE; Vol.58; No.5; pp.779-785; Maio; 1970;
- [49] Magee,F.R.Jr. e Proakis,J.G.; *Adaptive Maximum-Likelihood Sequence Estimation for Digital Signaling in the Presence of Intersymbol Interference*; IEEE Transactions on Information Theory; pp.120-124; Janeiro; 1973;
- [50] J.Lin; F.Ling e J.G.Proakis; *Fading Channel Tracking Properties of Several Adaptive Algorithms for the North American Digital Cellular System*; 43rd IEEE Vehicular Technology Conference; pp.273-276; Maio; 1993;
-
- [51] Forney,D.; *Maximum-Likelihood Sequence Estimation for Channels with Intersymbol Interference*; IEEE Transaction on Information Theory; vol.IT-18; pp.363-378; Maio; 1972;
- [52] Ungerboeck,G.; *Adaptive Maximum-Likelihood Receiver for Carrier-Modulated Data Transmission Systems*; IEEE Transactions on Communications; Vol.COM-22; pp.624-636; Maio; 1974;
- [53] Acampora,A.S.; *Analysis of Maximum-Likelihood Sequence Estimation Performance for Quadrature Amplitude Modulation*; The Bell System Technical Journal; Vol.60; No.6; pp.865-885; Julho-Agosto; 1981;
- [54] D' Avella, R.; Moreno, L.; Sant' Agostino, M.; *An Adaptive MLSE Receiver for TDMA Digital Mobile Radio*; IEEE Journal on Selected Areas in Communications; Vol.SAC-7; No.1; pp.122-129; Janeiro; 1989;
- [55] Proakis, J.G.; *Adaptive Equalization for TDMA Digital Mobile Radio*; IEEE Transactions on Vehicular Technology; Vol.40; No.2; pp.333-341; Maio; 1991;
- [56] Larson, G.; Gudmundson, B.; Raith, K.; *Receiver Performance for the North American Digital Cellular System*; Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference 91; pp.1-6; 1991;
- [57] Qureshi, S.U.H.; Newhall, E.E.; *An Adaptive Receiver for Data Transmission over Time-Dispersive Channels*; IEEE Transactions on Information Theory; Vol.IT-19; pp.448-457; Julho; 1973;

- [58] Qureshi, S.U.H.; *An Adaptive Decision-Feedback Receiver Using Maximum-Likelihood Sequence Estimation*; Proceedings of 1973 IEEE International Conference on Communications; pp.14.10-14.16; 1973;
- [59] Kubo, H.; Murakami, K.; Miyake, M.; Fugino, T.; *An adaptive Maximum-Likelihood Sequence Estimator for Fast Time-Varying Fading Channels*; Proc. of International Symposium on Information Theory and It's Applications ISITA '90; 16-2; pp.247-250; Novembro; 1990;
- [60] Falconer, D.D.; Magee, F.R.Jr.; *Evaluation of Decision Feedback Equalization and Viterbi Algorithm Detection for Voiceband Data Transmission - part I*; IEEE Transactions on Communications; Vol. COM-24; pp.1130-1139; Outtubro; 1976;
- [61] Okanuoe, K.; Ushirokawa, A.; Tomita, H.; Furuya, Y.; *A Fast Tracking Adaptive MLSE for TDMA Digital Cellular Systems*; IEICE Transactions on Communications; Vol.E77-B; No. 5; pp.557-565; Maio; 1994;
- [62] Suzuki, H.; *Adaptive Signal Processing for Optimal Transmission in Mobile Radio Communications*; IEICE Transactions on Communications; Vol.E77-B; No.5; pp.535-544; Maio; 1994;
- [63] Fukawa, K.; Suzuki, H.; *Adaptive Equalization With RLS-MLSE for Frequency-Selective Fast Fading Mobile Radio Channels*; GLOBECOM'91; pp.16.6.1-16.6.5; 1991;
- [64] Watanabe, K.; *Adaptive Matched Filter and It's Significance to Anti-Multipath Fading*; International Conference on Communications 86; pp.46.2.1-46.2.5; 1986;
- [65] Wan, Y.; Liu, Q.; Sendyk, A.M.; *A Fractionally-Space Maximum-Likelihood Sequence Estimation Receiver in a Multipath Fading Environment*; Proceedings of Vehicular Technology Conference 92; pp.IV.689-IV.692; 1992;
- [66] Baum, K.L.; Borth, D.E.; Mueller, B.D.; *A Comparison of Linear Equalization Methods for the U. S. Digital Cellular System*; Proceedings of IEEE International Conference on Communications, pp.312.1.1-312.1.5; 1992;
- [67] D' Aria, G.; Zingarelli, V.; *Fast-Kalman and Viterbi Adaptive Equalizers for CEPT/GSM Mobile Radio*; CSELT Technical Reports; Vol.XVII; No.1; Fevereiro; 1989.