

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Equalização com decisão realimentada em Comunicações Móveis

Paulo Cardieri *179*

Orientador: Prof. Dr. Amauri Lopes *1*

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

Este exemplar contém a versão final da tese
defendida por PAULO CARDIERI

aprovada pela Comissão

Julgador em 08 / 07 / 94

Amauri Lopes
Orientador

Campinas, julho de 1994

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

Resumo

Este trabalho descreve o desenvolvimento de um programa de simulação da transmissão e recepção de sinais no sistema de telefonia móvel digital D-AMPS e o estudo detalhado, por meio de simulação, dos mecanismos de operação do equalizador adaptativo com decisão realimentada (DFE) em tal sistema, identificando os fatores determinantes de seu desempenho. Inicialmente é feita uma descrição teórica do DFE baseada no trabalho pioneiro de Austin, extendendo o resultado para o caso de sinais complexos. Posteriormente, a análise dos resultados de desempenho do DFE não-fracionário e fracionário, principalmente quanto à capacidade de acompanhamento do algoritmo adaptativo RLS (*Recursive Least Square*) e à influência dos erros de decisão na adaptação, motivou o estudo de métodos alternativos de equalização, conhecidos como *equalização bidirecional*. Em tais métodos, são feitas equalizações no sentido *direto* e *reverso*, resultando em um melhor desempenho, comparado com o da equalização convencional.

Agradecimentos

Gostaria de agradecer a todos que, de alguma forma, colaboraram para a concretização deste trabalho.

Em especial, quero agradecer aos meus pais e irmãos pelo constante interesse pelo trabalho, o que muito me incentivou durante a realização do mesmo.

Agradeço ao Centro de Pesquisa e Desenvolvimento (CPqD) da TELEBRÁS pela oportunidade oferecida em desenvolver este trabalho e em especial a Ralph R. Heinrich, chefe da Divisão de Enlaces Ópticos e Radioelétricos, e a José L. Malavazi e Jurandir M. Pitsch, respectivamente, ex-chefes da Seção de Integração de Sistemas e da Área de Sistemas de Acesso Rádio.

Sou muito grato ao amigo e companheiro de trabalho Cássio, que muito colaborou com sugestões e discussões técnicas.

Agradeço também a Malu, pelo constante incentivo e apoio, e aos amigos do CPqD, em particular a Flávio, Omar, Portelinha e Seródio, pelo companheirismo.

Todas estas pessoas citadas, e muitas outras, foram, sem dúvida, muito importante para que este trabalho pudesse ser concluído. No entanto, minha maior gratidão é para com meu orientador, Prof. Amauri Lopes. Agradeço-lhe não apenas pela competência e paciência com que conduziu o trabalho, mas também pela amizade cultivada durante os anos de convívio.

*A Sebastião e Nilze,
meus pais.*

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	A telefonia móvel digital	1
1.2	A interferência inter-simbólica em sistemas móveis	1
1.3	Objetivo	2
1.4	Resumo dos capítulos seguintes	3
2	Conceitos básicos em Telefonia Móvel Celular	4
2.1	Telefonia Móvel Celular	4
2.2	Sistema Móvel Celular Digital D-AMPS	7
2.2.1	Características do Sistema D-AMPS	7
2.2.2	Acesso múltiplo por divisão de tempo	8
2.2.3	Características básicas de transmissão do Sistema D-AMPS	9
2.3	Canal de propagação em Sistema Móvel Celular	12
2.3.1	O ambiente de propagação em Sistema Móvel	12
2.3.2	Caracterização do canal de propagação em Sistema Móvel Celular	13
2.3.3	Modelagem do canal de propagação em ambiente móvel	18
3	Equalização Adaptativa	22
3.1	Interferência Inter-simbólica e o Critério de Nyquist	22
3.2	Recepção ótima de sinais corrompidos com IIS e ruído aditivo gaussiano	25
3.2.1	Estimação ótima de seqüência	25
3.2.2	Estimação ótima símbolo-a-símbolo	27
3.3	Estimação pela maximização da razão de verossimilhança assumindo símbolos passados conhecidos	37
3.3.1	O receptor com decisão realimentada como estrutura sub-ótima para estimação símbolo-a-símbolo	38
3.3.2	Otimização dos coeficientes do DFE	40
3.3.3	Resposta impulsiva de um sistema de transmissão usando DFE	43
3.4	Equalizadores adaptativos	45
3.4.1	Algoritmo adaptativo baseado na Teoria da Filtragem de Wiener	46
3.4.2	Algoritmo adaptativo baseado no método dos mínimos quadrados	49
3.4.3	Aplicação do algoritmo RLS na estrutura do DFE	51
3.5	Equalizadores fracionários	52
3.5.1	Adaptação dos coeficientes do equalizador fracionário	56
4	Sistema de transmissão simulado	57
4.1	O sistema de transmissão digital do Sistema de Telefonia Celular Digital D-AMPS	57
4.2	Implementação do sistema simulado	57

4.2.1	Modulação $\pi/4$ DQPSK	57
4.2.2	Filtros de transmissão e recepção	59
4.2.3	Canal de propagação	59
4.2.4	Detecção do sinal modulado $\pi/4$ DQPSK	61
4.2.5	Equalizadores estudados	66
4.2.6	Algoritmo de adaptação	67
4.2.7	O sistema simulado e o programa de simulação	68
4.3	Validação do sistema simulado	70
5	Resultados da Simulação	75
5.1	Otimização da estrutura DFE	75
5.2	Otimização dos parâmetros do algoritmo RLS	77
5.3	Desempenho em função do atraso τ/T	83
5.4	Desempenho em função da variância do ruído aditivo	87
5.5	Desempenho em função do instante de amostragem	89
5.6	Desempenho do DFE fracionário	93
5.6.1	Otimização da estrutura do DFE	93
5.6.2	Otimização dos parâmetros do algoritmo RLS	95
5.6.3	Desempenho em função do atraso τ/T	96
5.6.4	Desempenho em função da variância do ruído aditivo	96
5.6.5	Desempenho em função do instante de amostragem	98
5.7	Equalização bidirecional	100
5.7.1	Otimização dos parâmetros da equalização	107
5.7.2	Desempenho da equalização bidirecional	109
6	Conclusões	113
6.1	Retrospectiva e conclusões	113
6.2	Sugestões para prosseguimento do trabalho	115
A	Receptor sub-ótimo com decisão realimentada	116
B	Coefficientes ótimos do equalizador com decisão realimentada	123

Lista de Figuras

2.1	Sistema Móvel Celular	5
2.2	Reuso de canais de RF	6
2.3	Transmissão TDMA	8
2.4	Estrutura de quadro TDMA do D-AMPS	9
2.5	Constelação da modulação $\pi/4$ DQPSK	11
2.6	Constelação da modulação $\pi/4$ DQPSK filtrada	11
2.7	Ambiente de propagação em SMC	12
2.8	Variação do sinal recebido em ambiente móvel	13
2.9	Respostas impulsivas $c(\tau; t)$	15
2.10	Exemplo de perfil de intensidade de multipercurso	15
2.11	Funções $\Phi_c(\Delta f)$ e $\phi_c(\tau)$	16
2.12	Funções $S_c(\gamma)$ e $\Phi_c(\Delta t)$	17
2.13	Efeito Doppler devido ao deslocamento da EM	19
2.14	Densidade espectral de potência de um sinal desvanecido	20
2.15	Variação de $C(f; t)$ com o tempo	20
2.16	Conformação das variáveis $a_i(t)$	21
3.1	Sistema de transmissão digital	23
3.2	$X(f)$ com resposta cosseno levantado	24
3.3	Resposta impulsiva do cosseno levantado	24
3.4	Receptor ótimo canal com IIS	26
3.5	Estimador de seqüência por máxima verossimilhança	27
3.6	Receptor ótimo símbolo-a-símbolo	31
3.7	Receptor ótimo sob a hipótese dos símbolos passados e futuros apresentarem distribuição gaussiana.	33
3.8	Sistema de transmissão digital	33
3.9	Receptor sub-ótimo	34
3.10	Estágio treliça	36
3.11	Estrutura treliça	36
3.12	Equalizador com decisão realimentada	38
3.13	Receptor ótimo para símbolos QPSK observadas as hipóteses (1) a (4)	40
3.14	Modelo de sistema de transmissão	41
3.15	Exemplo de resposta impulsiva x_n	44
3.16	Respostas impulsivas das etapas direta e realimentada do DFE	44
3.17	Resposta impulsiva do sistema completo	46
3.18	Equalizador adaptativo	47
3.19	Filtro transversal	47
3.20	Réplicas do espectro $X(f)$ que compõem $Y_p(f)$	53
3.21	Espectro do pulso amostrado	53

3.22	Resposta em frequência do equalizador linear com intervalo T entre amostras	54
3.23	Sinal amostrado com taxa $2/T$	55
3.24	Equalizador linear fracionário	55
3.25	Resposta em frequência do equalizador fracionário	55
3.26	Equalizador com decisão realimentada fracionário	56
4.1	Sistema de transmissão do D-AMPS	58
4.2	$S_c(\gamma)$ e $ H(\gamma) ^2$ correspondente ao filtro implementado	61
4.3	Modelo do canal móvel variante	61
4.4	Deteccção diferencial $\pi/4$ DQPSK em banda-básica	62
4.5	Deteccção diferencial em FI	63
4.6	Equalização de sinal modulado diferencialmente: (a) deteccção diferencial em banda-básica; (b) deteccção diferencial em FI	65
4.7	Representação em banda-básica complexa do detector diferencial em banda-básica	65
4.8	Configuração do receptor com o decodificador diferencial dentro do elo de realimentação do DFE	66
4.9	Configuração do receptor com o decodificador diferencial fora do elo de realimentação do DFE	67
4.10	Opção para não haver propagação de erros	67
4.11	Estrutura de adaptação do DFE	68
4.12	Diagrama de blocos do sistema simulado	69
4.13	Função densidade de probabilidade estimada do ruído gaussiano utilizado nas simulações: média nula e variância unitária (estimativa utilizando 40.000 amostras).	70
4.14	Taxa de erro de bit $\times E_b/N_0$ da modulação $\pi/4$ DQPSK em canal plano fixo com deteção diferencial	71
4.15	Taxa de erro de bit $\times E_b/N_0$ da modulação $\pi/4$ DQPSK em canal plano variante com deteção diferencial e velocidade do móvel de 50 km/h	72
4.16	Taxa de erro de bit $\times E_b/N_0$ da modulação $\pi/4$ DQPSK em canal com desvanecimento seletivo com deteção diferencial, $v = 120 \text{ km/h}$, $\tau_0 = 0,077 T$ e $P_1/P_2 = 0 \text{ dB}$	73
4.17	Taxa de erro de bit $\times \tau_0$ da modulação $\pi/4$ DQPSK em canal com desvanecimento seletivo com deteção diferencial, $v = 120 \text{ km/h}$ e $P_1/P_2 = 0 \text{ dB}$ e sem ruído térmico	73
4.18	Taxa de erro de bit $\times P_1/P_2$ da modulação $\pi/4$ DQPSK em canal com desvanecimento seletivo com deteção diferencial, $v = 120 \text{ km/h}$, $\tau_0 = 0,5 T$ e sem ruído térmico	74
5.1	Desempenho em função do número de coef. na etapa direta	76
5.2	Desempenho em função do número de coef. na etapa realimentada	76
5.3	Respostas impulsivas para $\tau/T = 0,5$ (a) e $\tau/T = 1,0$ (b)	77
5.4	Influência de λ na RLS	78
5.5	Influência de δ na RLS	79
5.6	Desempenho a 8 km/h em função de λ e δ sem ruído	80
5.7	Desempenho a 8 km/h em função de λ e δ com ruído	80
5.8	Desempenho a 50 km/h em função de λ e δ sem ruído	81
5.9	Desempenho a 50 km/h em função de λ e δ com ruído	81
5.10	Desempenho a 100 km/h em função de λ e δ sem ruído	82
5.11	Desempenho a 100 km/h em função de λ e δ com ruído	82

5.12	Desempenho do DFE(3,2) em função de τ/T com ruído aditivo	83
5.13	Desempenho do DFE(3,2) em função de τ/T sem ruído	84
5.14	Desempenho do DFE(3,2) em função de τ/T sem ruído e sem propagação de erros	85
5.15	Desempenho do DFE(3,2) em função de τ/T e da adaptação dos coeficientes para $v = 8$ km/h	86
5.16	Idem figura 5.15 para $v = 50$ km/h	86
5.17	Idem figura 5.15 para $v = 100$ km/h	87
5.18	Desempenho do DFE(3,2) em função de τ/T com ruído térmico e no caso I	88
5.19	Desempenho do DFE em função de E_b/N_0	89
5.20	Desempenho do DFE em função de E_b/N_0 para $\tau/T = 1,0$ e usando símbolos transmitidos e decididos na recepção	90
5.21	Desempenho do DFE em função de E_b/N_0 para $v = 8$ km/h	90
5.22	Processo de amostragem: (a) sincronizada com o primeiro raio; (b) amostragem com erro de $T/4$	91
5.23	Desempenho do DFE em função do erro no instante de amostragem	92
5.24	Sinais no DFE quando ocorre erro na amostragem de $\Delta t = T$	92
5.25	Desempenho de DFE fracionários em função do intervalo entre amostras na etapa direta	93
5.26	Desempenho de DFE fracionários em função do número de coeficientes na etapa direta	94
5.27	Desempenho de DFE fracionários em função do número de coeficientes na etapa realimentada	94
5.28	Desempenho do DFE(4,2) $T/2$ a 50 km/h em função de λ e δ sem ruído	95
5.29	Desempenho do DFE(4,2) $T/2$ a 50 km/h em função de λ e δ a $E_b/N_0 = 5$ dB	96
5.30	Desempenhos de DFE(4,2) $T/2$ e DFE(3,2) com ruído	97
5.31	Desempenhos de DFE(4,2) $T/2$ e DFE(3,2) sem ruído	97
5.32	Desempenhos de DFE(4,2) $T/2$ e DFE(3,2) sem ruído e com adaptação usando símbolos transmitidos	98
5.33	Desempenhos de DFE(4,2) $T/2$ e DFE(3,2) na presença de ruído aditivo	99
5.34	Desempenhos de DFE(4,2) $T/2$ e DFE(3,2) em função do instante de amostragem	99
5.35	BER \times posição do símbolo para 50 e 100 km/h	101
5.36	BER \times posição do símbolo para 100 km/h usando símbolos decididos e transmitidos no RLS	101
5.37	Equalização bidirecional	102
5.38	Equalizações direta e reversa para $v = 100$ km/h	102
5.39	Equalização bidirecional com esquema 1	103
5.40	Exemplo do método 1 da equalização bidirecional: (*) para melhor visualização, $P_{est}(n)$ da equalização bidirecional foi deslocada em $-6,0$ dB.	104
5.41	Equalização bidirecional empregando esquema 1	105
5.42	Equalização bidirecional com esquema 2	105
5.43	Exemplo do método 2 da equalização bidirecional: (*) para melhor visualização, $P_{est}(n)$ da equalização bidirecional foi deslocada em $-2,0$ dB.	106
5.44	Equalização bidirecional empregando esquema 2	106
5.45	BER $\times P_{est,máx}$ com vários valores de L para equalizador bidirecional com método 1	108
5.46	BER $\times L$ para equalizador bidirecional com método 2	109

5.47	Desempenho do DFE(3,2) bidirecional com método 1 em função de τ/T com ruído aditivo	110
5.48	Desempenho do DFE(3,2) bidirecional com método 2 em função de τ/T com ruído aditivo	110
5.49	Desempenho do DFE(3,2) bidirecional com método 1 e 2 a 100 km/h, utilizando símbolos transmitidos e decididos para cálculo de $P_{est}(n)$ e adaptação	111
5.50	Erro de estimação quando o símbolo decidido é errado	111
5.51	Desempenho do DFE(3,2) bidirecional com método 1 e 2 a 50 km/h, utilizando símbolos transmitidos e decididos para cálculo de $P_{est}(n)$ e adaptação	112
A.1	Receptor ótimo observadas as hipóteses (1) e (2)	121
A.2	Receptor ótimo para símbolos em quadratura de fase e observadas as hipóteses (1) e (2)	122
B.1	Modelo de sistema de transmissão	124

Lista de Tabelas

2.1	Sistemas Móveis Digitais	7
2.2	Símbolos $\pi/4$ DQPSK	10
3.1	Coeficientes do canal equivalente	45
3.2	Valores ótimos do DFE do exemplo	45

Capítulo 1

Introdução

1.1 A telefonia móvel digital

No início dos anos 80, entraram em operação comercial nos Estados Unidos e alguns países da Europa, sistemas analógicos de telefonia móvel que utilizavam o conceito *celular*. Tais sistemas apresentavam um ganho de capacidade em relação aos sistemas móveis até então utilizados, devido ao *re-uso* de canais de comunicação, possível com a técnica celular.

Passados poucos anos, o serviço de telefonia móvel mostrou ser uma das principais fontes de receita para as empresas operadoras de telecomunicações, com o mercado já exigindo novos e melhores serviços em *comunicação móvel* em geral. Tal demanda levou ao rápido desenvolvimento da segunda geração de telefonia móvel celular, utilizando, agora, técnica digital, para entrada em operação em meados da década de 90. Vários sistemas foram propostos, dentre os quais destacamos:

- *Digital Advanced Mobile Phone System (D-AMPS)* - proposta norte-americana utilizando a técnica de acesso TDMA (*Time Division Multiple Access*);
- *CDMA - Qualcomm* - proposta da empresa Qualcomm utilizando a técnica de acesso CDMA (*Code Division Multiple Access*) e espalhamento espectral;
- *Global System for Mobile (GSM)* - proposta europeia utilizando técnica TDMA;
- *Japanese Digital Cellular (JDC)* - proposta japonesa semelhante ao D-AMPS.

Este trabalho se situa no contexto da proposta D-AMPS, a qual pretende ser uma evolução do sistema analógico AMPS, em operação nos Estados Unidos e em outros países, inclusive o Brasil.

A utilização de técnicas digitais em sistemas móveis traz não apenas uma série de vantagens (aumento da capacidade, robustez, novos serviços, redução de custos, etc), mas também problemas inerentes à transmissão digital, como, por exemplo, a interferência inter-simbólica.

1.2 A interferência inter-simbólica em sistemas móveis

Devido às características do sistema (mobilidade do transmissor/receptor) e do ambiente de propagação (receptor e transmissor estão entre prédios, obstáculos móveis, ambientes fechados, etc), o canal de propagação em sistemas móveis é caracterizado por múltiplos percursos e desvanecimento seletivo, que resultam em interferência inter-simbólica.

Técnicas de equalização vêm sendo estudadas e utilizadas a décadas na redução dos efeitos dessa interferência em transmissão digital via cabo telefônico ou rádio. No entanto, as características dos canais de propagação encontrados em sistemas móveis apresentam um novo desafio a tais técnicas.

O desvanecimento seletivo, presente em tais canais, exige que a técnica de equalização tolere vales profundos na faixa de frequências do sinal. Porém, é a variação rápida das características do sinal, provada pelos múltiplos percursos e velocidade do móvel, que representa o grande desafio, exigindo grande capacidade de adaptação do equalizador.

1.3 Objetivo

Duas técnicas vêm sendo estudadas nos últimos anos para aplicação em sistemas móveis digitais que utilizam a técnica de acesso TDMA [1] - [16]: a equalização com decisão realimentada (DFE - *Decision Feedback Equalization*) e aquela baseada na estimação de seqüência por máxima verossimilhança (MLSE - *Maximum Likelihood Sequence Estimation*).

Neste trabalho analisamos a aplicação do DFE adaptativo no sistema de telefonia móvel celular digital D-AMPS pois é a opção que vem recebendo a maior atenção até então, por representar um melhor compromisso entre complexidade e desempenho. A estimação de seqüências por máxima verossimilhança, empregando o algoritmo de Viterbi, pode oferecer, teoricamente, um desempenho superior frente às condições adversas do canal de transmissão. Entretanto, sua complexidade e a sua dificuldade de adaptação do receptor resultante não motivaram, até então, um esforço de desenvolvimento que a colocasse a um nível competitivo com o receptor empregando DFE, no sistema D-AMPS. Tal não é o caso na proposta GSM para a segunda geração do sistema europeu, uma vez que as especificações deste sistema prevêm um intervalo de tempo menor entre as seqüências de treinamento periódico do receptor, atenuando, assim, as exigências em termos de capacidade de adaptação.

Os objetivos principais deste trabalho consistiram no desenvolvimento de um programa de simulação da transmissão e recepção de sinais no sistema D-AMPS e no estudo detalhado dos mecanismos de operação do DFE adaptativo em sistemas móveis, identificando os fatores determinantes de seu desempenho. Realizamos tal estudo por meio de simulação, devido à dificuldade de obtenção de modelos matemáticos que traduzam o comportamento dinâmico do DFE e possibilitem a obtenção de figuras de desempenho que não sejam apenas limites inferior e superior.

Conseguimos elaborar a plataforma de simulação e estudar detalhadamente o desempenho do equalizador DFE nesta aplicação, identificando todos os parâmetros importantes na determinação deste desempenho, como a ordem dos filtros das partes direta e realimentada, o algoritmo de adaptação, a capacidade de acompanhamento das variações do canal em função da velocidade do móvel, o ruído aditivo e as características de atraso do canal. Analisamos alternativas para melhorar o desempenho mapeado, estudando a estrutura fracionária para o DFE e equalizações no sentido direto e reverso. Encerramos esta etapa do trabalho enumerando uma série de alternativas a serem exploradas na busca de melhor desempenho.

1.4 Resumo dos capítulos seguintes

No capítulo 2 apresentamos uma descrição da operação de um sistema de telefonia móvel, particularizando para o sistema D-AMPS quando conveniente. Apresentamos, também, uma descrição matemática do canal de propagação variante com múltiplos percursos, visando a posterior modelagem deste canal para o caso de sistemas móveis.

No capítulo 3 é apresentada uma divisão das técnicas de equalização conhecidas, segundo o tipo de estimação feita pelo equalizador. Em seguida, é descrita formalmente a equalização com decisão realimentada, empregando estrutura transversal com espaçamento entre os coeficientes igual ao intervalo de símbolo. Apresentamos uma extensão para o caso complexo, da dedução apresentada pela primeira vez por Austin em 1967. Mostramos, também, como os valores ótimos dos coeficientes do DFE podem ser obtidos, conhecidas as características do sistema de transmissão. Além disso, descrevemos as características e o mecanismo de operação do DFE *fracionário*, ou seja, empregando estrutura transversal com espaçamento entre os coeficientes menor que o intervalo de símbolo.

No capítulo 4 é descrito o sistema de transmissão simulado, juntamente com detalhes da implementação do programa de simulação desenvolvido. Mostramos, também, resultados de validação deste programa.

O capítulo 5 relata os resultados de simulação do DFE não fracionário e fracionário e de técnicas de equalização alternativas que empregam o DFE, bem como as discussões e análises de tais resultados.

Por fim, as conclusões gerais e sugestões de prosseguimento deste trabalho compõem o capítulo 6:

Capítulo 2

Conceitos básicos em Telefonia Móvel Celular

Desde que foram colocados em operação comercial, no início dos anos 80, os sistemas de telefonia móvel celular têm experimentado um grande aumento de demanda em todo o mundo. O sistema em operação nos Estados Unidos (AMPS - Advanced Mobile Phone Service) possuía 15,5 milhões de usuários [18] no início de 1994 e a projeção para o final dos anos 90 é de 30 milhões de usuários. Com o objetivo de atender esta demanda e melhorar a qualidade dos serviços, têm sido propostos segundas gerações de sistemas de telefonia celular utilizando tecnologia digital. Uma proposta em desenvolvimento nos Estados Unidos é o sistema D-AMPS (Digital Advanced Mobile Phone Service), compatível com o sistema AMPS em operação. Já na Europa e no Japão, os novos sistemas, GSM (Global System for Mobile) e JDC (Japanese Digital Cellular), são incompatíveis com os sistemas atualmente em operação. Um ponto em comum entre estes três sistemas digitais é a utilização de acesso por divisão de tempo (TDMA - Time Division Multiple Access).

Já está em operação em algumas cidades brasileiras o sistema AMPS e a tendência para a segunda geração é acompanhar as padronizações norte-americanas. Deve-se ressaltar, entretanto, que apesar do sistema D-AMPS já estar padronizado e estar sendo testado em campo, outros sistemas de telefonia celular digital vêm sendo estudados, como, por exemplo, sistemas utilizando espalhamento espectral e acesso por divisão de códigos (CDMA - Code Division Multiple Access).

Neste capítulo descreveremos os conceitos básicos de um Sistema Móvel Celular (SMC). Serão feitas referências aos sistemas AMPS, pois é aquele adotado no Brasil, e ao D-AMPS, pois as técnicas de equalização estudadas neste trabalho destinam-se a este sistema.

2.1 Telefonia Móvel Celular

Um Sistema Móvel Celular é composto por três elementos básicos [26, 27] como mostrado na figura 2.1:

- Estação Móvel (EM),
- Estação Rádio-Base (ERB) e
- Central de Comutação e Controle (CCC).

A região onde um usuário pode utilizar os serviços do SMC é denominada **Área de Serviço**. Esta área é dividida em regiões conhecidas como **células**. Cada célula

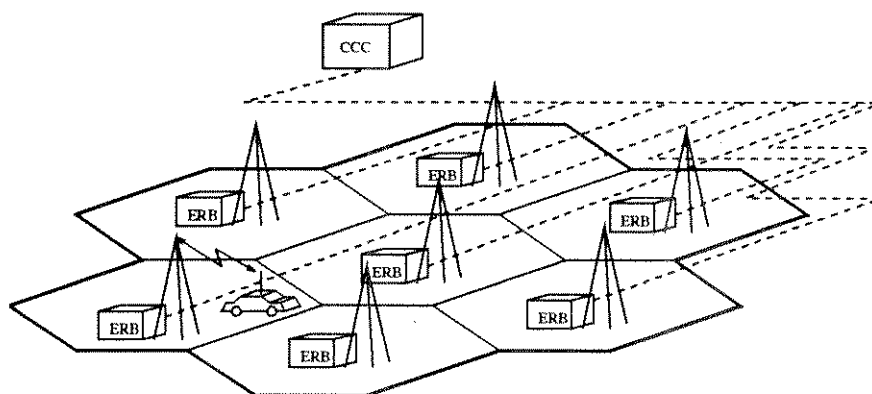


Figura 2.1: Sistema Móvel Celular

possue uma ERB, através da qual a EM pode se conectar com qualquer outro usuário do Sistema Móvel ou da rede fixa. As ERB's conectam-se com a CCC da área de serviço, que controla todo o sistema e as conecta à rede fixa. A seguir descreveremos resumidamente cada elemento de um SMC.

- **Estação Móvel (EM)**

É composta por uma unidade de controle, um transceptor e um sistema de antena.

- **Estação Rádio-Base (ERB)**

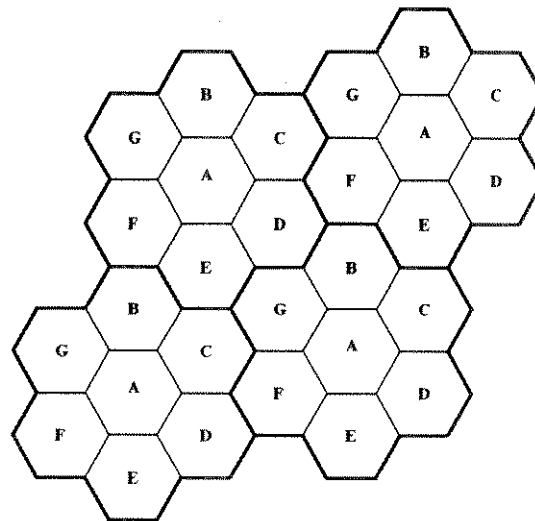
Composta por unidades de controle, transceptores e sistemas de antenas, a ERB serve de interface entre as EM's localizadas na sua célula e a CCC da área de serviço.

- **Central de Comutação e Controle (CCC).**

A CCC é basicamente uma Central Telefônica com algumas funções especiais, necessárias para o controle e coordenação do SMC. A CCC está conectada, via cabo ou rádio, às ERB's de uma determinada área. Dentre as funções da CCC, pode-se destacar o controle da alocação de canais e o controle do deslocamento das estações móveis.

A divisão da área de serviço em células permite o uso mais eficiente do espectro alocado para o SMC, através do reuso de frequências. Por exemplo, o sistema AMPS utiliza a técnica de acesso FDMA (Frequency Division Multiple Access) e ocupa a faixa de 824 MHz a 894 MHz. Os canais possuem uma largura de faixa de 30 kHz, o que resulta em 666 canais. No entanto, a divisão da área de serviço em células permite atender mais de 666 usuários simultaneamente. Para isso, células próximas utilizam conjuntos distintos de canais e células que estejam suficientemente distantes entre si podem utilizar o mesmo conjunto de canais, como exemplificado na figura 2.2. A distância entre células que utilizam o mesmo conjunto de canais deve ser tal que evite a *interferência co-canal*.

Os canais de um SMC podem ser divididos em duas classes: **canais de tráfego** e **canais de controle**. Quando se inicia um estabelecimento de chamada, originada da estação móvel (usuário móvel) ou do usuário da rede fixa, os canais de controle são utilizados na troca de informações entre a EM e a CCC, através da ERB. Dentre estas informações podemos citar a identificação da EM, a procura da EM chamada e a designação de canal do tráfego alocado para a conversação. Uma vez estabelecida a chamada, a



A,B, ..., G - Conjuntos de canais de RF que cada célula pode utilizar

Figura 2.2: Reuso de canais de RF

comunicação entre a EM e a ERB é feita exclusivamente através de um canal de tráfego, usado para a conversação e para a troca de algumas informações de controle entre a EM e a CCC. Através destas informações é possível controlar a qualidade da conversação, medindo-se a relação sinal-ruído e a intensidade do sinal recebido. Estas informações, permitem monitorar se a EM está se distanciando da sua ERB original, ou seja, está saindo da sua célula. Nestes casos, a CCC providencia a troca de canal de tráfego, ordenando que a EM sintonize um canal da célula adjacente e que a ERB desta célula passe a receber o sinal daquela EM. Este processo é denominado *"hand-off"*, e possibilita ao usuário móvel deslocar-se por toda a área de serviço sem que a sua ligação telefônica seja interrompida.

O sistema AMPS permite ainda que um usuário inscrito em uma área de serviço utilize o serviço móvel de uma outra área de serviço. Essa facilidade é denominada *"roaming"*. Ao adquirir um telefone móvel, o usuário é inscrito em uma área de serviço da sua região de trabalho ou residência. Caso ele se desloque até uma outra região onde esteja implantado o serviço móvel AMPS, ele poderá também utilizar o serviço, ou seja, originar ou receber chamadas.

Todos os Sistemas Móveis Celulares analógicos (primeira geração) em operação comercial utilizam o FDMA como técnica de acesso. No entanto, com o objetivo de atender a demanda destes sistemas e de oferecer mais e melhores serviços, sistemas digitais de segunda geração têm sido proposto.

O sistema D-AMPS foi padronizado nos Estados Unidos e está passando por teste de campo. Este sistema utiliza o TDMA como técnica de acesso e foi projetado para operar em conjunto com o sistema AMPS atualmente em operação. Além do D-AMPS, um sistema digital que utiliza o CDMA como técnica de acesso foi proposto pela empresa norte-americana Qualcomm. Este também está passando por teste de campo e é uma opção para o sistema de segunda geração.

Na Europa atualmente existem vários sistemas analógicos em operação, sendo todos incompatíveis entre si. Com o objetivo de adotar um único sistema para toda a Europa, foi proposto e está sendo testado o sistema GSM, que também utiliza o TDMA. Ao contrário do que ocorrerá nos EUA, o GSM não é compatível com nenhum dos sistemas em operação.

Por fim, no Japão está sendo proposto um sistema celular digital (JDC) parecido com o D-AMPS, utilizando também o TDMA.

Na tabela 2.1 estão resumidas as características principais dos sistemas de segunda geração que utilizam técnica de acesso TDMA mencionados acima [22].

característica	GSM	D-AMPS	JDC
técnica de acesso	TDMA	TDMA	TDMA
espaçamento entre canais	200 kHz	30 kHz	30 kHz
núm. de usuários por canal	8(16)	3(6)	3
modulação	GMSK	$\pi/4DQPSK$	$\pi/4DQPSK$
codif. de voz	RPE 13 kbps	VSELP 8 kbps	(?)
codif. de canal	convolucional	convolucional	convolucional
duração do quadro TDMA	4,6 ms	40 ms	20 ms

Tabela 2.1: Sistemas Móveis Digitais

A seguir descreveremos com mais detalhes as características do sistema D-AMPS.

2.2 Sistema Móvel Celular Digital D-AMPS

2.2.1 Características do Sistema D-AMPS

Como mencionado acima, o aumento da demanda do serviço de telefonia móvel celular provocou o desenvolvimento de sistemas mais eficientes e com mais e melhores serviços. Com este objetivo, em 1988 a CTIA (Cellular Telecommunications Industry Association) preparou o documento UPR (User's Performance Requirements) [19] onde são especificadas as necessidades de capacidade e de novos serviços dos sistemas de telefonia móvel celular de segunda geração. A partir deste documento, elaborou-se um conjunto de especificações, denominado IS-54 [20], de um sistema que atenda as necessidades descritas no UPR. A principal característica desejada é o aumento da capacidade, que no sistema especificado pela IS-54 é obtido através de [21]:

- **Compartilhamento no tempo do canal de RF**

Através do uso da técnica de acesso múltiplo por divisão no tempo (TDMA), os canais de RF são compartilhados no tempo por vários usuários que transmitirão e receberão suas mensagens por um curto intervalo de tempo, como mostrado na figura 2.3.

Um canal de RF, então, pode ser compartilhado por 3 a 6 usuários, dependendo da taxa de transmissão do sinal de voz, como será visto adiante.

- **Reuso de frequência**

Como já mencionado, a divisão da área de cobertura em células possibilita o reuso de canais RF, o que aumenta a capacidade do sistema. Porém, o reuso de canais pode provocar a interferência co-canal, o que degrada o desempenho do sistema. Esquemas de modulação por deslocamento de fase, como a modulação $\pi/4$ DQPSK especificada na IS-54, são menos susceptíveis a este tipo de interferência, possibilitando o reuso de canais RF mais frequente [21].

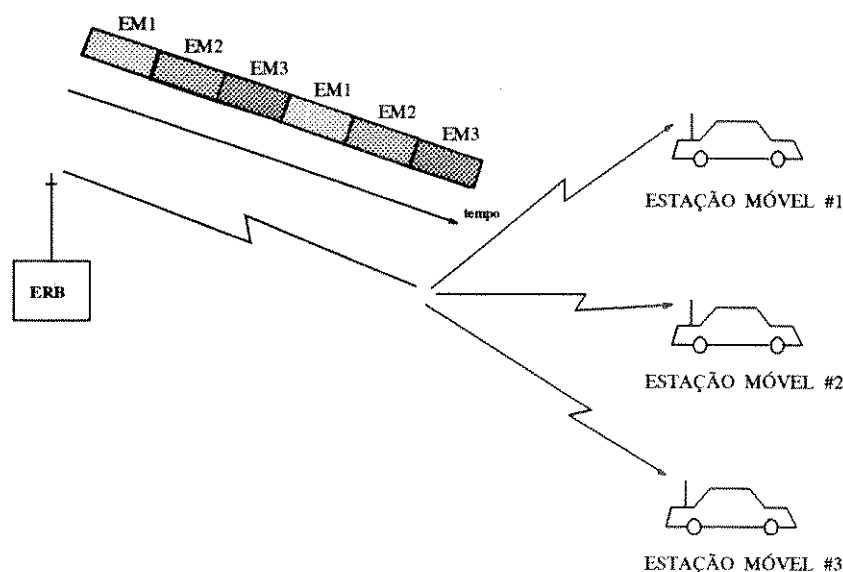


Figura 2.3: Transmissão TDMA

- **Diminuição do tamanho das células**

Outra forma de se aumentar a capacidade de um sistema é dividir células já existentes em células menores com o devido reuso de canais RF e diminuição da potência de transmissão. O sistema especificado pela IS-54 permite o uso de potências de transmissão menores, o que possibilita a diminuição do tamanho das células sem o aumento da interferência co-canal.

- **Codificação do sinal de voz**

O uso de técnicas de codificação do sinal de voz permite a transmissão do sinal digitalizado com taxas menores que 64 kbps, empregada em telefonia fixa. A técnica de codificação de voz adotada na IS-54 é a VSELP (Vector Sum Excited Linear Prediction) a 7950 bps [20].

2.2.2 Acesso múltiplo por divisão de tempo

O acesso múltiplo por divisão de tempo baseia-se na alocação de um dado canal de transmissão por vários usuários, cada um ocupando-o por um intervalo de tempo pré-estipulado. Emprega-se uma estrutura de quadros para se ordenar esta utilização do canal de transmissão, onde fica estipulado quando cada usuário pode transmitir e receber mensagens. Estes quadros repetem-se indefinidamente, caracterizando-se assim a transmissão por surtos.

Na figura 2.4 está mostrada a estrutura de quadro do sistema D-AMPS, que possui uma duração de 40 ms.

O quadro é formado por 6 intervalos, denominados *time-slots*, o que significa que o compartilhamento de um dado canal de voz poderá ser feito por até seis usuários. Este número depende diretamente da taxa de codificação de voz utilizada. A IS-54 especifica um codificador à taxa 7950 bps (*full rate*), o que permite o compartilhamento por, no máximo, três usuários. Pesquisas têm sido conduzidas com o objetivo de se atingir a taxa de 4 kbps (*half-rate*), elevando o número de usuários para seis. Quando se utiliza a taxa de 7950 kbps, cada usuário utiliza dois *time-slots* do quadro, como se este fosse dividido pela

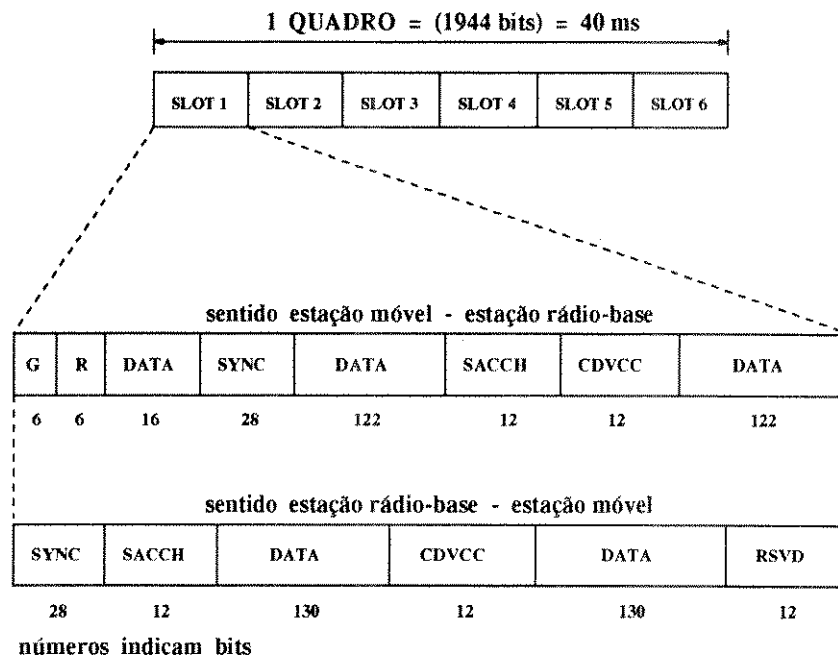


Figura 2.4: Estrutura de quadro TDMA do D-AMPS

metade. Neste trabalho consideraremos o caso com taxa de 7950 bps. Em cada *time-slot*, que corresponde a 6,67 ms ou 324 bits a 48,6 kbps, a EM e a ERB transmitem e recebem dados de informação e de controle. Os blocos **SYNC** (Synchronization), **SACCH** (Slow Associated Control Channel) e **CDVCC** (Coded Digital Verification Color Code) são usados para transmitir informações de controle, enquanto que no bloco **DATA** transmite-se o sinal codificado de voz e eventualmente dados de controle rápidos, denominados **FACCH** (Fast Associated Control Channel). Os blocos **G** e **R** correspondem ao tempo de guarda entre os *time-slots* e o tempo de rampa, para a ativação dos amplificadores de potência dos transmissores, respectivamente. O bloco **RSVD** possui bits de reserva, para aplicações futuras.

2.2.3 Características básicas de transmissão do Sistema D-AMPS

Neste item descreveremos as características de algumas etapas do sistema de transmissão do D-AMPS.

- **Codificação de voz**

O uso de codificadores de voz permite a redução da taxa de transmissão do sinal de voz. Esta redução vem da caracterização do mesmo como sendo o sinal de saída de um filtro representando o trato vocal, excitado convenientemente. O sinal realmente transmitido são os parâmetros deste filtro e da sua excitação. O codificador especificado pela IS-54 é o VSELP (Vector-Sum Excited Linear Prediction), o qual processa um trecho de voz de 20 ms, gerando 159 bits a 7950 bps. Estes bits são, então, protegidos contra erros, como veremos a seguir, resultando nos 260 bits transmitidos dentro do *time-slot*.

- **Codificação corretora de erro**

Os 159 bits de saída do codificador VSELP são divididos em duas classes, dependendo da sua importância. Os 82 bits menos importantes, denominados de classe 2, não são protegidos com códigos corretores de erros. Os 77 bits restantes, de classe 1, são codificados com código convolucional de comprimento de restrição 6 e taxa 1/2, resultando em 178 bits. Além disso, 12 bits de classe 1 recebem uma proteção adicional com um código cíclico redundante, gerando mais 7 bits de paridade. O resultado da codificação é um bloco de 260 bits. Metade destes bits será entrelaçada com a metade do bloco codificado do quadro de voz anterior, formando, finalmente, o bloco DATA.

Os dados dos blocos FACCH e SACCH são codificados com códigos convolucionais de comprimento de restrição 6 e taxas 1/4 e 1/2, respectivamente.

Os bits do CDVCC são protegidos com código de Hamming(12,8).

• Modulação $\pi/4$ DQPSK

O equivalente complexo em banda-básica de um símbolo $\pi/4$ DQPSK pode ser representado por:

$$I_n = Ae^{j\theta_n} \quad (2.1)$$

onde A é a amplitude e θ_n é a fase instantânea do símbolo dada por:

$$\theta_n = \theta_{n-1} + \Delta\theta_n \quad (2.2)$$

com $\Delta\theta_n$ determinado pelo dicit (b_{2n}, b_{2n+1}) a ser transmitido por cada símbolo, como mostra a tabela 2.2, onde b_{2n} é o $(2n)$ -ésimo bit transmitido.

b_{2n}	b_{2n+1}	$\Delta\theta_n$
0	0	$\frac{\pi}{4}$
0	1	$-\frac{\pi}{4}$
1	0	$\frac{3\pi}{4}$
1	1	$-\frac{3\pi}{4}$

Tabela 2.2: Símbolos $\pi/4$ DQPSK

A IS-54 especifica que o sinal modulado $\pi/4$ DQPSK deve ser filtrado na transmissão por um filtro com característica raiz quadrada do cosseno levantado com fator "roll-off" igual a 0,35 [17]. Um filtro igual é utilizado na recepção, resultando, no caso de canal ideal, em uma resposta impulsiva do tipo Nyquist.

Na figura 2.5 está mostrada a constelação da modulação $\pi/4$ DQPSK com algumas transições, enquanto que na figura 2.6 temos a representação em fase e quadratura de um sinal $\pi/4$ DQPSK filtrado por um filtro com a característica de Nyquist. Podemos notar através da figura 2.5 que a constelação da modulação $\pi/4$ DQPSK pode ser decomposta em duas constelações de 4 símbolos, sendo que a cada período toma-se o símbolo de uma das constelações, alternadamente.

A escolha da modulação $\pi/4$ DQPSK para o sistema D-AMPS deveu-se a uma série de características deste tipo de modulação, as quais serão discutidas a seguir.

Os canais especificados na IS-54 possuem uma largura de faixa de 30 kHz, como no sistema AMPS. Para acomodar sinais digitais a 48,6 kbps nestes canais, a eficiência

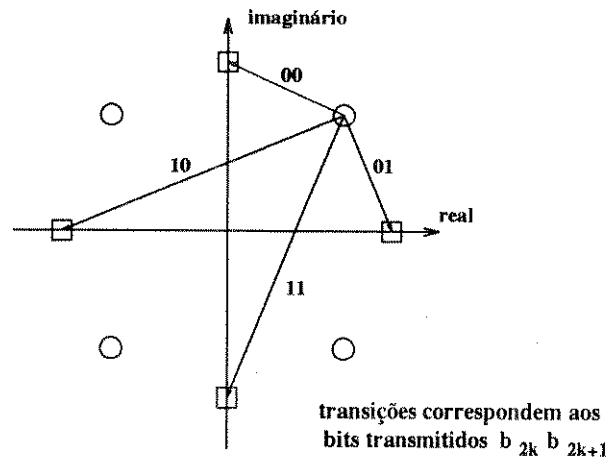


Figura 2.5: Constelação da modulação $\pi/4$ DQPSK

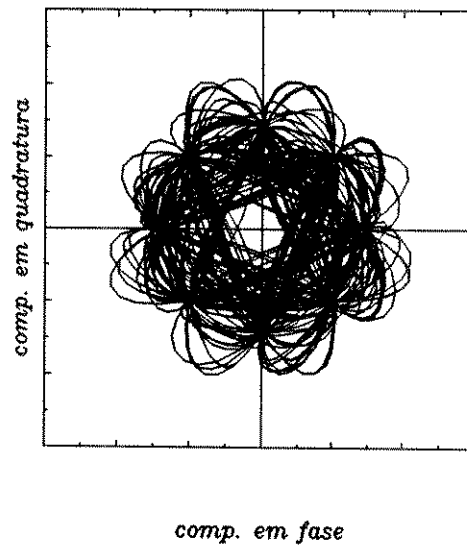


Figura 2.6: Constelação da modulação $\pi/4$ DQPSK filtrada

espectral da modulação deve ser de 1,62 bits/Hz, a qual pode ser obtida com modulação $\pi/4$ DQPSK. Além disso, este tipo de modulação propicia uma redução da interferência co-canal, permitindo maior eficiência no reuso de frequência. Outra vantagem do $\pi/4$ DQPSK é a possibilidade de se usar um discriminador na recepção, como ocorre no sistema AMPS para a detecção do sinal modulado em FM. Desta forma, torna-se mais simples a concepção do receptor *dual*, ou seja, apto a operar nos sistemas AMPS e D-AMPS [23].

Outra característica importante da modulação $\pi/4$ DQPSK é a possibilidade de se usar detecção diferencial, o que também simplifica o receptor. Este tipo de detecção é preferido em comunicações móveis, pois a recuperação de portadora, necessária em detecção coerente, é dificultada pela rápida variação das características do canal de propagação.

Através da figura 2.5 podemos observar que as transições do sinal $\pi/4$ DQPSK não passam pela origem, fazendo com que a envoltória do sinal não apresente grandes variações. Portanto, a linearidade dos amplificadores de potência não será um fator crítico.

2.3 Canal de propagação em Sistema Móvel Celular

2.3.1 O ambiente de propagação em Sistema Móvel

O ambiente de propagação em Sistema Móvel Celular é bastante complexo devido às características intrínsecas deste tipo de comunicação, como, por exemplo, a mobilidade da estação móvel. Na figura 2.7 temos uma esquematização simplificada deste tipo de ambiente.

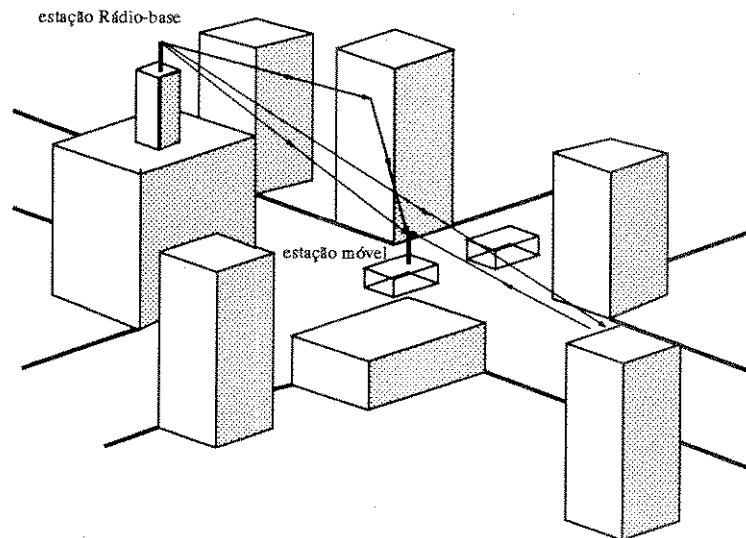


Figura 2.7: Ambiente de propagação em SMC

Considerando-se o caso do ambiente urbano, o sinal transmitido pela estação Rádio-Base chega à estação móvel diretamente e através de reflexões em construções, solo, automóveis, etc (múltiplos percursos). Desta forma, o sinal recebido é formado pela composição de réplicas do sinal transmitido com atrasos e atenuações diferentes. Esta composição pode ser construtiva ou destrutiva, quando o sinal transmitido sofre uma forte

atenuação. Tais atenuações podem aparecer espaçadas em até $1/2$ de comprimento de onda do sinal transmitido aproximadamente. Para sinais na faixa de 900 MHz, λ é da ordem de 30 cm, o que faz com que o sinal recebido apresente uma rápida variação quando o móvel se desloca, mesmo a baixa velocidade.

Além disso, o movimento da estação móvel faz com que esta atravesse regiões onde o sinal transmitido e suas réplicas são mais ou menos atenuados. Estas variações são mais lentas que aquelas provocadas pelos múltiplos percursos e também podem degradar o desempenho do sistema. Porém, seus efeitos podem ser atenuados com o uso de controle automático de ganho no receptor, ou deixando uma margem na potência do sinal transmitido.

Na figura 2.8 temos um exemplo da variação que o sinal recebido sofre enquanto o móvel se desloca.

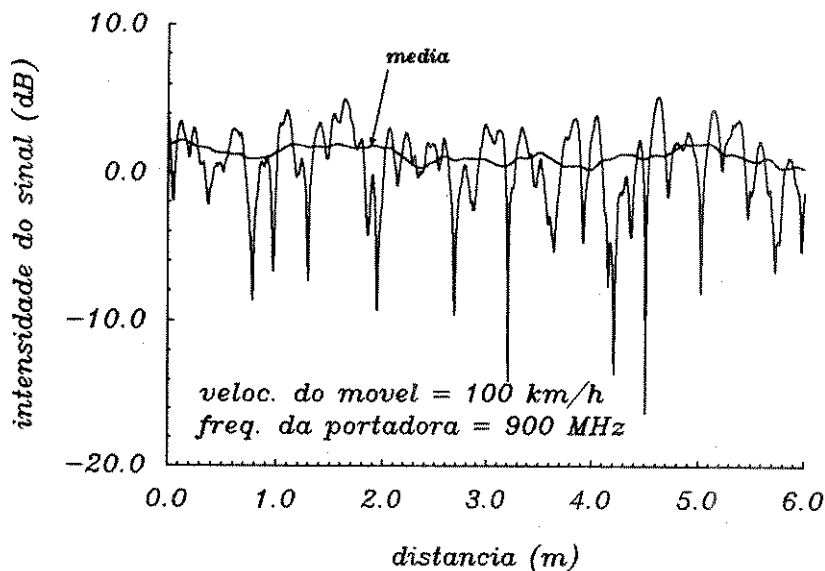


Figura 2.8: Variação do sinal recebido em ambiente móvel

Nesta seção trataremos da modelagem do canal de propagação encontrado em Sistema Móvel Celular. Para tal é necessária a caracterização estatística destes canais de propagação. Nos preocuparemos apenas com os múltiplos percursos e seus efeitos, pois é a degradação por eles provocada que exige o emprego de equalizadores adaptativos.

2.3.2 Caracterização do canal de propagação em Sistema Móvel Celular

Consideremos o sinal transmitido $s(t)$ ¹:

$$s(t) = \text{Re}[u(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (2.3)$$

onde $u(t)$ é a representação complexa em banda-básica de $s(t)$ e f_c é a frequência da portadora.

Supondo que existam muitos caminhos para este sinal chegar à antena receptora, o sinal recebido $r(t)$ será a soma de réplicas de $s(t)$ atrasadas e atenuadas diferentemente, ou seja,

¹A análise apresentada é válida para ambos os sentidos de comunicação: estação móvel → estação rádio-base ou estação rádio-base → estação móvel

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t) s[t - \tau_n(t)] \quad (2.4)$$

onde $\alpha_n(t)$ e $\tau_n(t)$ são a atenuação e o atraso do n -ésimo caminho. Substituindo (2.3) em (2.4), temos que a representação em banda-básica, $x(t)$, do sinal recebido é dada por:

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} u[t - \tau_n(t)] \quad (2.5)$$

Da equação (2.5), concluímos que a representação $c(\tau; t)$ em banda-básica equivalente da resposta impulsiva do canal de propagação pode ser expressa por:

$$c(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\beta_n(t)} \delta[\tau - \tau_n(t)] \quad (2.6)$$

onde:

$$\beta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t) \quad (2.7)$$

Deve-se observar que na equação (2.6) τ representa a variável **atraso** do canal, enquanto que t representa a **variação no tempo** dos atrasos e atenuações dos percursos.

Tanto $\alpha_n(t)$ como $\tau_n(t)$ variam à medida que a estação móvel se desloca. As variações de $\tau_n(t)$ estão associadas às variações dos comprimentos dos percursos realizados pelo sinal e, dado que o valor de f_c é em torno de 900 MHz, pequenas variações em $\tau_n(t)$ produzirão grandes variações em $\beta_n(t)$. Os sinais que chegam à antena receptora se compõem de forma construtiva ou destrutiva, dependendo das fases $\beta_n(t)$. Quando esta composição é destrutiva, levando a amplitude do sinal recebido a quase zero, diz-se que o sinal sofreu um desvanecimento. Devemos observar que apenas a fase $\beta_n(t)$ participa deste mecanismo. Por outro lado, o deslocamento do móvel deve ser ordens de grandeza maior que o comprimento de onda para que $\alpha_n(t)$ apresente variação significativa. Temos, assim, dois mecanismos de variação da amplitude do sinal recebido: um, mais rápido, devido às variações de $\tau_n(t)$; e outro, bem mais lento, devido às variações de amplitude associadas a deslocamentos relativamente grandes da EM. Admitindo que esse segundo mecanismo seja compensado por um adequado controle automático de ganho, resta tratar apenas das flutuações rápidas.

Em geral, não existe um caminho direto (sem obstrução) entre as antenas transmissora e receptora. Como temos a soma de muitos sinais que chegam à antena receptora, com fases e amplitudes diferentes, podemos usar o teorema do limite central e afirmar que o canal $c(\tau; t)$ pode ser modelado como um processo gaussiano complexo de média zero na variável t [17]. Consequentemente, $|c(\tau, t)|$ terá uma distribuição de *Rayleigh*², caracterizando o *canal com desvanecimento Rayleigh*.

Um canal variante com múltiplos percursos pode ser caracterizado por diversos parâmetros, como, por exemplo, a sua velocidade de variação, o quanto ele pode distorcer um sinal em função da largura de faixa ou do intervalo de símbolo do sinal, etc. A seguir, descreveremos alguns destes parâmetros, que serão úteis na modelagem do canal. Esta descrição foi baseada nas referências [17], [25], [26] e [27].

Função perfil de intensidade de multipercurso e espalhamento multipercurso

A função de autocorrelação da resposta impulsiva $c(\tau; t)$ na variável t e τ , é definida como:

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E \{ c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t) \} \quad (2.8)$$

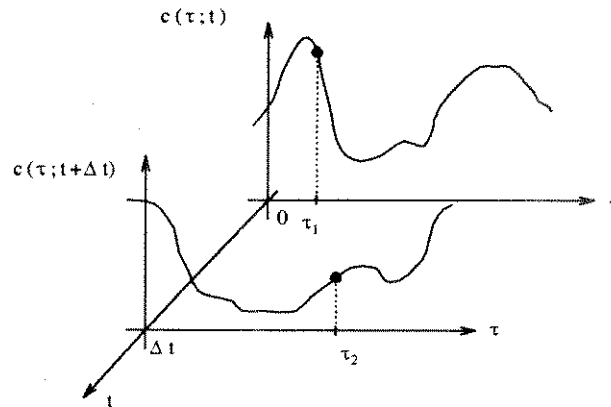


Figura 2.9: Respostas impulsivas $c(\tau; t)$

Na figura 2.9 temos representada dois exemplares da função $c(\tau; t)$.

Assumindo que a atenuação e o deslocamento de fase que ocorrem em τ_1 não apresentam correlação com aqueles que ocorrem em τ_2 , a função de autocorrelação $\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t)$ fica:

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \phi_c(\tau_1; \Delta t)\delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.9)$$

O perfil de intensidade de multipercurso $\phi_c(\tau)$ é definido como sendo a função de autocorrelação $\phi_c(\tau; \Delta t)$ para $\Delta t = 0$, ou seja:

$$\phi_c(\tau) = \frac{1}{2} E\{|c(\tau_1; t)|^2\} \quad (2.10)$$

A determinação do perfil de intensidade de multipercurso é uma forma de caracterização do canal de propagação. Muitos trabalhos têm sido realizados com o objetivo de se determinar este perfil. Para tal, transmite-se um pulso bastante estreito e calcula-se a correlação cruzada entre o sinal transmitido e o recebido (veja, por exemplo [24]). Na figura 2.10 temos um exemplo da função $\phi_c(\tau)$.

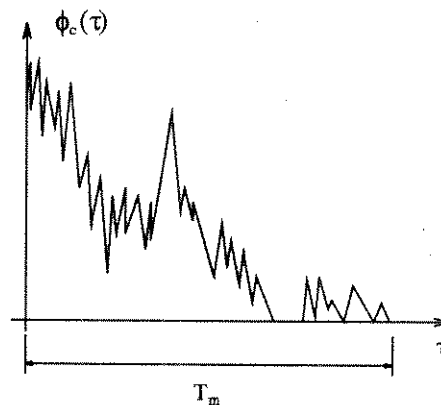


Figura 2.10: Exemplo de perfil de intensidade de multipercurso

A função perfil de intensidade de multipercurso, como o próprio nome sugere, fornece a potência média da componente com atraso τ . A faixa de atraso onde esta

²Caso haja um caminho direto entre as antenas, a distribuição de $|c(\tau, t)|$ será de Rice [26]

potência não é nula é denominada *espalhamento multipercurso* T_m do canal. T_m pode ser entendido como o espalhamento que o canal provocará em um pulso estreito que passar por ele. Consideremos uma transmissão digital à taxa $1/T$ em um canal com múltiplos percursos com espalhamento multipercurso T_m . Isto significa que o pulso transmitido será espalhado e, se T for menor que T_m , este canal provocará interferência inter-simbólica.

Faixa de coerência do canal

Consideremos agora a autocorrelação da função de transferência do canal $C(f; t)$:

$$\Phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E\{C^*(f_1; t)C(f_2; t + \Delta t)\} \tag{2.11}$$

Dado que $C(f; t)$ e $c(\tau; t)$ são relacionados pela transformada de Fourier, podemos reescrever (2.11) como [17]:

$$\Phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{-j2\pi\Delta f\tau_1} d\tau_1 = \Phi_c(\Delta f; \Delta t) \tag{2.12}$$

com $\Delta f = f_1 - f_2$. Vemos, então, que o fato das atenuações e deslocamentos de fase não apresentarem correlação para atrasos diferentes [equação (2.9)], levou a função de autocorrelação de $C(f; t)$ a depender apenas da diferença de frequência Δf . A função $\Phi_c(\Delta f; \Delta t)$ é chamada *função correlação espaçada no tempo e na frequência*. Fazendo $\Delta t = 0$, chegamos à função $\Phi_c(\Delta f)$, que se relaciona com a função $\phi_c(\tau)$ através da transformada de Fourier:

$$\Phi_c(\Delta f; \Delta t) \Big|_{\Delta t=0} = \Phi_c(\Delta f; 0) = \Phi_c(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau) e^{j2\pi\Delta f\tau} d\tau \tag{2.13}$$

Na figura 2.11 temos exemplos destas funções.

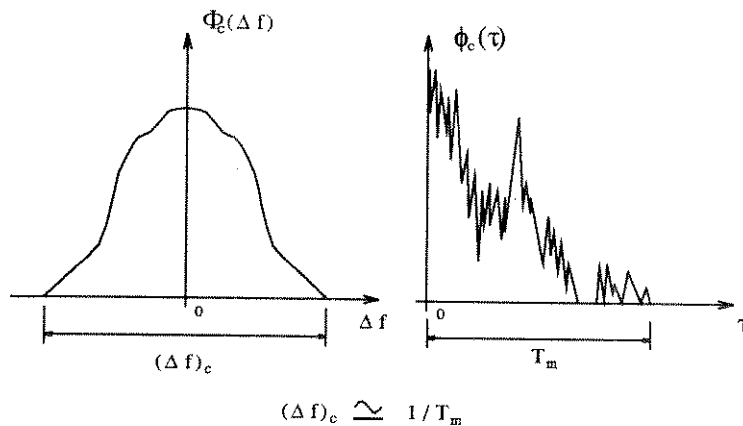


Figura 2.11: Funções $\Phi_c(\Delta f)$ e $\phi_c(\tau)$

A *função correlação espaçada na frequência* $\Phi_c(\Delta f)$ indica o grau de correlação das variações que ocorrem em tons cujas frequências estão espaçadas Δf . Define-se, então, a *banda de coerência* $(\Delta f)_c$ do canal como sendo o valor máximo de Δf para o qual $\Phi_c(\Delta f)$ é não nulo. Como o perfil de intensidade multipercurso e a função correlação espaçada na frequência estão relacionadas através da transformada de Fourier, temos a seguinte aproximação:

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \tag{2.14}$$

Quando a largura de faixa do sinal for maior que a banda de coerência do canal, dizemos que o canal é *seletivo em frequência* ou *com desvanecimento seletivo*. Isto porque porções do sinal em frequências distintas serão afetadas de forma distinta pelo canal. Caso a largura de faixa seja bem menor que a banda de coerência, o canal é dito *não-seletivo em frequência* ou *com desvanecimento plano*.

Espalhamento Doppler do canal e tempo de coerência

Consideremos a transmissão de uma portadora não modulada de frequência f_c através de um canal multipercurso variante no tempo. A envoltória do sinal recebido será igual à $C(f_c; t)$ e a sua autocorrelação será dada por $\Phi_c(0; \Delta t) = \Phi_c(\Delta t)$. Portanto, a densidade espectral de potência $S_c(\gamma)$ do sinal recebido é dada pela transformada de Fourier de $\Phi_c(\Delta t)$, ou seja:

$$S_c(\gamma) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_c(\Delta t) e^{-j2\pi\gamma\Delta t} d\Delta t \quad (2.15)$$

Esta função $S_c(\gamma)$ é também conhecida como *Doppler power spectrum* do canal $c(\tau; t)$.

A função correlação espaçada no tempo $\Phi_c(\Delta t)$ fornece o grau de correlação entre as variações sofridas por um tom nos instantes t e $t + \Delta t$. Então, observando a expressão (2.11), concluímos que, se o canal for invariante no tempo, a função $\Phi_c(\Delta t)$ será constante. Neste caso, $S_c(\gamma)$ será um impulso, ou seja, em um canal invariante não ocorre o alargamento espectral de um tom transmitido. Por outro lado, quando o canal for variante no tempo, $\Phi_c(\Delta t)$ não será constante e $S_c(\gamma)$ apresentará um forma qualquer. A forma não impulsiva neste caso indica que as variações no tempo do canal resultaram em um alargamento em frequência do tom transmitido, denominado *efeito Doppler*. Define-se *espalhamento Doppler* B_d do canal como sendo a faixa de valores γ para a qual $S_c(\gamma)$ é não nulo. O *tempo de coerência* $(\Delta t)_c$ de um canal é o intervalo de tempo máximo para o qual as variações sofridas por um tom são aproximadamente correlatadas. Dado que $S_c(\gamma)$ e $\Phi_c(\Delta t)$ são relacionados através da transformada de Fourier (expressão (2.15)), então $(\Delta t)_c$ pode ser dado por:

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (2.16)$$

Na figura 2.12 são apresentados exemplos das funções $S_c(\gamma)$ e $\Phi_c(\Delta t)$.

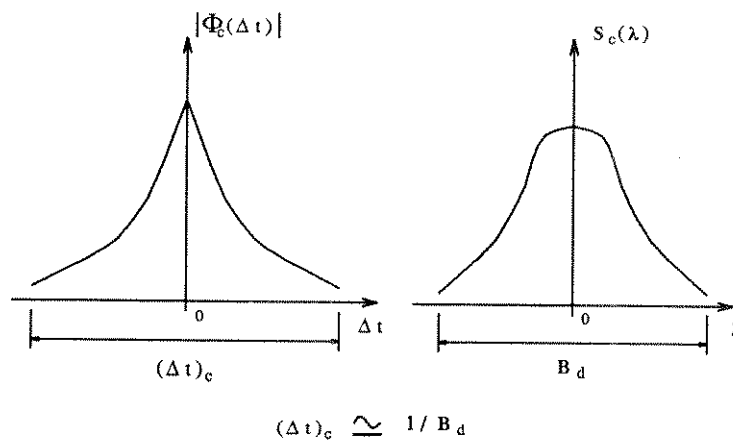


Figura 2.12: Funções $S_c(\gamma)$ e $\Phi_c(\Delta t)$.

A forma da expressão (2.15) em função também do espaçamento de frequência é:

$$S_c(\Delta f; \gamma) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_c(\Delta f; \Delta t) e^{-j2\pi\gamma\Delta t} d\Delta t \quad (2.17)$$

Função espalhamento do canal

Para completar esta breve caracterização estatística do canal multipercurso, tomemos a transformada Fourier da função de autocorrelação $\phi_c(\tau; \Delta t)$ com relação à variável Δt :

$$S(\tau; \gamma) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau; \Delta t) e^{-j2\pi\gamma\Delta t} d\Delta t \quad (2.18)$$

Esta função $S(\tau; \gamma)$, conhecida como *função espalhamento* do canal, fornece o espalhamento Doppler em função do atraso τ .

Substituindo (2.12) em (2.17), temos:

$$S_c(\Delta f; \gamma) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau; \Delta t) e^{-j2\pi\Delta f\tau} e^{-j2\pi\gamma\Delta t} d\Delta t d\tau \quad (2.19)$$

Usando a expressão (2.18), podemos verificar que as funções $S_c(\Delta f; \gamma)$ e $S(\tau; \gamma)$ estão também relacionadas pela transformada de Fourier:

$$S_c(\Delta f; \gamma) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau; \gamma) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau \quad (2.20)$$

Fazendo $\Delta f = 0$ em (2.20), verificamos que $S_c(\gamma)$ é a soma das contribuições de espalhamento Doppler de cada atraso τ :

$$S_c(\Delta f; \gamma) \Big|_{\Delta f=0} = S_c(\gamma) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau; \gamma) d\tau \quad (2.21)$$

2.3.3 Modelagem do canal de propagação em ambiente móvel

Até este ponto foram apresentadas algumas características de canais de propagação com múltiplos percursos. Neste item vamos descrever uma modelagem para este tipo de canal, aplicado à sistemas móveis, baseado na caracterização feita anteriormente.

Muitos trabalhos que estudam o desempenho de sistemas de telefonia móvel através de simulação [2, 30, 7, 8, 51, 9, 10] utilizam a modelagem da resposta impulsiva do canal através da discretização de $c(\tau, t)$ na variável τ , ou seja:

$$\tilde{c}(\tau; t) = \sum_{i=1}^N a_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.22)$$

onde N é o número de amostras, τ_i são os instantes de amostragem e $a_i(t)$ são variáveis aleatórias. Para a modelagem de $c(\tau; t)$ através de $\tilde{c}(\tau; t)$ devemos especificar as características estatísticas e a variação com o tempo das variáveis $a_i(t)$.

Como mencionado acima, $c(\tau; t)$ pode ser modelado como um processo gaussiano complexo de média zero. Conseqüentemente, $a_i(t)$ deverão também ser variáveis aleatórias gaussianas complexas.

Escrevendo $a_i(t)$ como:

$$a_i(t) = \rho_i(t) e^{j\varphi_i(t)}, \quad (2.23)$$

então $\rho_i(t)$ terá distribuição de Rayleigh e $\varphi_i(t)$ terá distribuição uniforme:

$$p_{\rho_i}(x) = \frac{x}{\sigma_i^2} e^{-x^2/2\sigma_i^2} \quad \text{para } x \geq 0 \quad (2.24)$$

e

$$p_{\varphi_i}(x) = \begin{cases} 1/2\pi & \text{para } -\pi \leq x < \pi \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.25)$$

onde $2\sigma_i^2$ é o momento de segunda ordem de $\rho_i(t)$. Usando o perfil de espalhamento de multipercurso, $2\sigma_i^2$ deve valer $\phi_c(\tau_i)$, ou seja,

$$\sigma_i^2 = \phi_c(\tau_i)/2 \quad (2.26)$$

Para completar esta modelagem, resta especificar a variação de $a_i(t)$ com o tempo. Para tal, usaremos a função correlação espaçada no tempo $\Phi_c(\Delta t)$ e sua transformada de Fourier $S_c(\gamma)$.

Intuitivamente, podemos observar que a variação no tempo do sinal recebido por uma estação móvel depende da velocidade de deslocamento da EM. Consideremos, então, o caso onde uma estação móvel, que se desloca com uma velocidade v , recebe ³ uma portadora não modulada de frequência f_c transmitida por uma estação rádio-base, como mostrado na figura 2.13. O sinal recebido na EM terá uma velocidade de fase

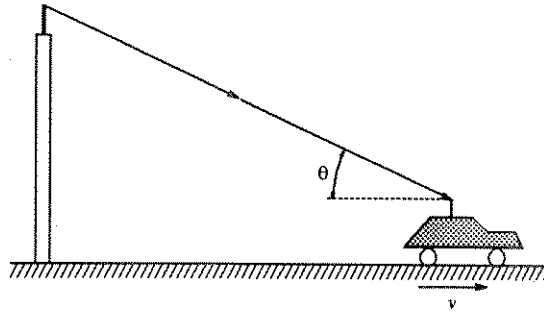


Figura 2.13: Efeito Doppler devido ao deslocamento da EM

aparente $v_{f,ap}$ dada por:

$$v_{f,ap} = v_f - v \cdot \cos\theta \quad (2.27)$$

onde θ é o ângulo entre o plano de deslocamento da EM e a direção de propagação da onda recebida na EM. Sendo $v_f = \lambda f_c$, onde λ é o comprimento de onda e f_c é a frequência do sinal transmitido, então a frequência aparente $f_{c,ap}$ do sinal recebido é:

$$f_{c,ap} = f_c - f_D \cos\theta \quad (2.28)$$

onde $f_D = v/\lambda$ é conhecida como a *frequência Doppler máxima*. Observamos, então, que a frequência do sinal recebido pode sofrer um deslocamento máximo de até f_D Hz devido ao movimento do móvel. Este efeito, como já mencionado, é conhecido como *efeito Doppler* [27]. Consideremos, agora, que a antena receptora seja monopolo direcional no plano horizontal e que o ângulo θ é uma variável aleatória com distribuição uniforme entre 0 e 2π . Devido ao movimento do veículo, o sinal transmitido sofrerá o efeito Doppler, ou

³A mesma análise é válida para o caso de sinal recebido por uma ERB proveniente de uma EM deslocando-se.

seja, a frequência do sinal recebido apresentará deslocamento, caracterizando-se, então, um alargamento no tom recebido. Nestas condições, a densidade espectral de potência, $P_R(\gamma)$, do sinal recebido, é dada por (ver [26, 27] para maiores detalhes):

$$P_R(\gamma) = \frac{3W_0/\omega_D}{\sqrt{1 - \left(\frac{\gamma - f_c}{f_D}\right)^2}} \quad (2.29)$$

onde W_0 é a potência média que o sinal recebido teria se a antena fosse isotrópica e ω_D é a frequência angular Doppler máxima. Na figura 2.14 temos a função de $P_R(\gamma)$.

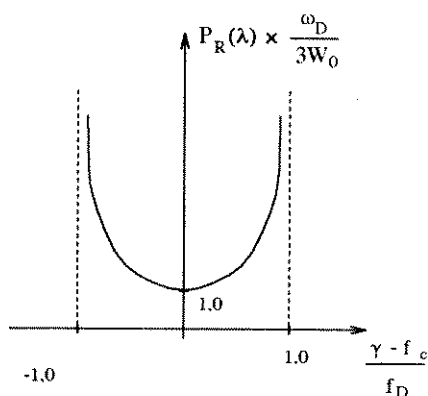


Figura 2.14: Densidade espectral de potência de um sinal desvanecido

Como já observado, quando transmitimos uma portadora não modulada, a envoltória do sinal recebido será igual à $C(f_c; t)$, cuja variação temporal é medida através das funções $\Phi_c(\Delta t)$ e $S_c(\gamma)$. Portanto, tais variações temporais são iguais às do sinal recebido pelo móvel, como sugere a figura 2.15. Concluimos, então, que, nestas condições,

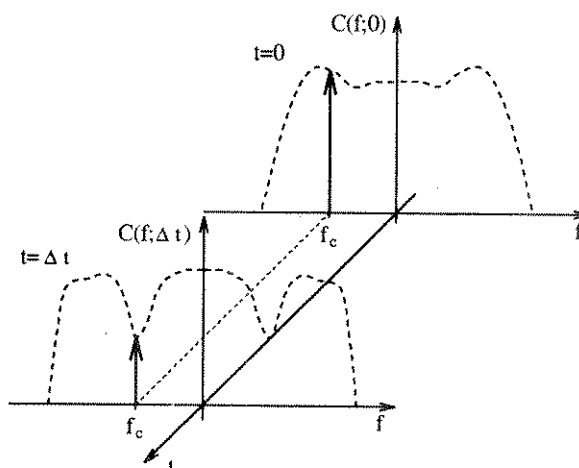


Figura 2.15: Variação de $C(f; t)$ com o tempo

$S_c(\gamma) = P_R(\gamma)$. Retornando à modelagem indicada em (2.22), $S_c(\gamma)$ será a densidade espectral de potência das variáveis $a_i(t)$, correspondentes aos atrasos τ_i .

Uma das formas de se obter as variáveis $a_i(t)$ é através da conformação de variáveis aleatórias $\xi_i(t)$ com densidades espectrais uniformes $S_{\xi_i}(\gamma)$ utilizando-se filtros cujas respostas em frequências $H_i(\gamma)$ sejam tais que:

$$|H_i(\gamma)|^2 = S_c(\gamma) \quad (2.30)$$

como mostra a figura 2.16

Assim,

$$\begin{aligned} S_{a_i}(\gamma) &= S_{\xi_i}(\gamma) \cdot |H_i(\gamma)|^2 \\ &= A \cdot S_c(\gamma) \end{aligned} \quad (2.31)$$

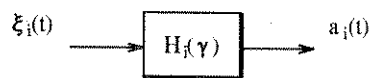


Figura 2.16: Conformação das variáveis $a_i(t)$

Observe-se que, desta forma, estão especificadas a função densidade de probabilidade e a densidade espectral de potência das variáveis $a_i(t)$.

A norma IS-55 [28], que especifica o desempenho mínimo do sistema D-AMPS, sugere o uso do modelo descrito por (2.22) com $N = 2$ e variâncias e densidades espectrais de potência iguais para os dois raios:

$$\tilde{c}(\tau; t) = a_1(t)\delta(\tau) + a_2(t)\delta(\tau - \tau_0) \quad (2.32)$$

O atraso τ_0 entre os dois raios deve ser no máximo igual ao intervalo de símbolo T . No capítulo 4 serão apresentados mais detalhes sobre tal modelagem.

Capítulo 3

Equalização Adaptativa

No capítulo 2, observamos que a transmissão de pulsos por um canal multipercorso provoca o *espalhamento* dos mesmos. Dependendo da magnitude deste espalhamento comparada com o intervalo de tempo reservado a cada pulso, os pulsos recebidos poderão *invadir* os intervalos adjacentes, caracterizando a *interferência inter-simbólica* (IIS). Durante a decisão dos símbolos na recepção, esta interferência pode provocar erros, devido à própria interferência ou devido à redução da margem contra ruído provocada pela IIS. Para diminuir a ocorrência destes erros, devemos otimizar o receptor de modo a minimizar a probabilidade de erro devida à ação conjunta do ruído e da IIS. Antes de verificarmos o funcionamento de alguns tipos de receptores ótimos, descreveremos mecanismos de geração da interferência inter-simbólica e a condição para a sua eliminação.

3.1 Interferência Inter-simbólica e o Critério de Nyquist

Consideremos a transmissão de um sinal modulado digitalmente $s(t)$:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n p(t - nT) e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (3.1)$$

onde I_n é o n -ésimo símbolo transmitido, T é o intervalo de símbolo, f_c é a frequência da portadora e $p(t)$ é o pulso de transmissão. Para modulação de fase M -ária, I_n é dado por:

$$I_n = A e^{j2\pi\theta_n(t)} \quad \text{para } nT \leq t < (n+1)T \quad (3.2)$$

onde A é a amplitude e $\theta_n(t)$ vale:

$$\theta_n(t) = \frac{2\pi}{M} n \quad \text{com } n = 1, \dots, M \quad (3.3)$$

Definindo o sinal $u(t)$ complexo como

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n p(t - nT) \quad (3.4)$$

então o sinal $s(t)$ pode ser representado pelo seu *equivalente complexo em banda-básica* $u(t)$ [17]. Deste ponto em diante representaremos todos os sinais através dos seus equivalentes complexos em banda-básica. Considerando que a resposta impulsiva em banda-básica do canal seja $c(\tau)$, então o sinal recebido será:

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n h(t - nT) + \nu(t) \quad (3.5)$$

onde

$$h(\tau) = p(\tau) \star c(\tau) \quad (3.6)$$

com o símbolo \star indicando convolução e $\nu(t)$ representando o ruído aditivo. Considerando que o sinal recebido passa por um filtro de recepção com resposta impulsiva $q(\tau)$, como mostra a figura 3.1, o sinal na saída deste filtro será:

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n x(t - nT) + z(t), \quad (3.7)$$

onde

$$x(\tau) = h(\tau) \star q(\tau) \quad (3.8)$$

e $z(t)$ é o ruído aditivo filtrado pelo filtro de recepção.

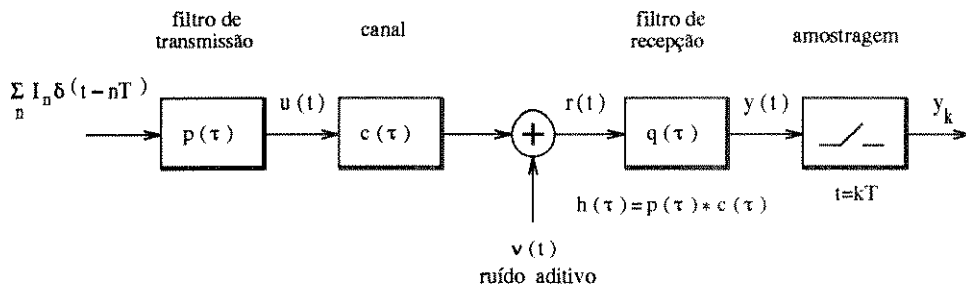


Figura 3.1: Sistema de transmissão digital

Denominando y_k as amostras de $y(t)$ nos instantes $t = kT$, podemos escrever:

$$y_k = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n x_{k-n} + z_k = \underbrace{I_k x_0}_{\text{símbolo desejado}} + \underbrace{\sum_{n \neq 0} I_n x_{k-n}}_{\text{IIS}} + z_k \quad (3.9)$$

Supondo que não há atraso entre a transmissão e a recepção de um dado símbolo, a interferência inter-simbólica será nula se as amostras x_k de $x(\tau)$ forem iguais a zero, exceto para $k = 0$, ou seja:

$$x_k = \begin{cases} 1 & \text{para } k = 0 \\ 0 & \text{para } k \neq 0 \end{cases} \quad (3.10)$$

Pode-se mostrar (ver, por exemplo, [17] e [29]) que para $x(\tau)$ satisfazer a condição (3.10), a sua transformada de Fourier, $X(f)$, deve obedecer o *critério de Nyquist para o controle de IIS*:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} X\left(f + \frac{k}{T}\right) = X_{eq}(f) = \text{constante} \quad \text{para } |f| < \frac{1}{2T} \quad (3.11)$$

A faixa $|f| < 1/2T$ é conhecida como *faixa de Nyquist*.

Muitas respostas $X(f)$ obedecem o critério de Nyquist, porém aquela comumente utilizada na prática é a resposta *cosseno levantado* dada por:

$$X(f) = \begin{cases} T & \text{para } |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T}, \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 - \text{sen} \left[\frac{\pi T}{\alpha} \left(|f| - \frac{1}{2T} \right) \right] \right\} & \text{para } \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T}, \\ 0 & |f| \geq \frac{1+\alpha}{2T}, \end{cases} \quad (3.12)$$

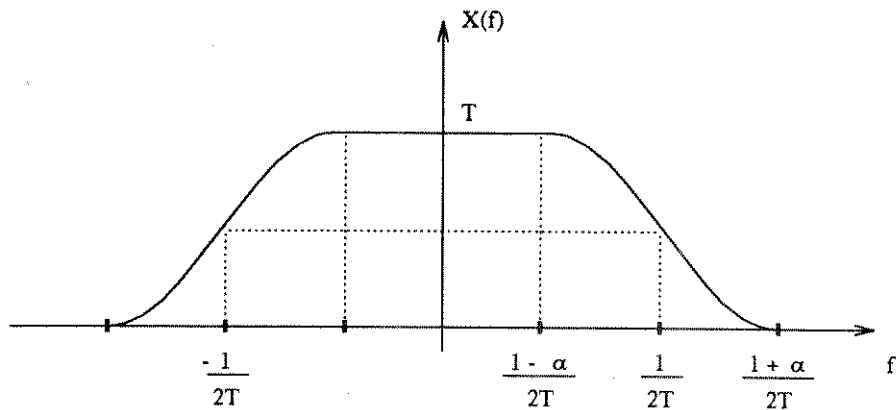


Figura 3.2: $X(f)$ com resposta cosseno levantado

onde α , conhecido com *fator roll-off*, indica quanto a resposta $X(f)$ excede a faixa de Nyquist, como mostrado na figura 3.2.

Na figura 3.3 temos ilustrados dois exemplos de $x(\tau)$ com resposta cosseno levantado.

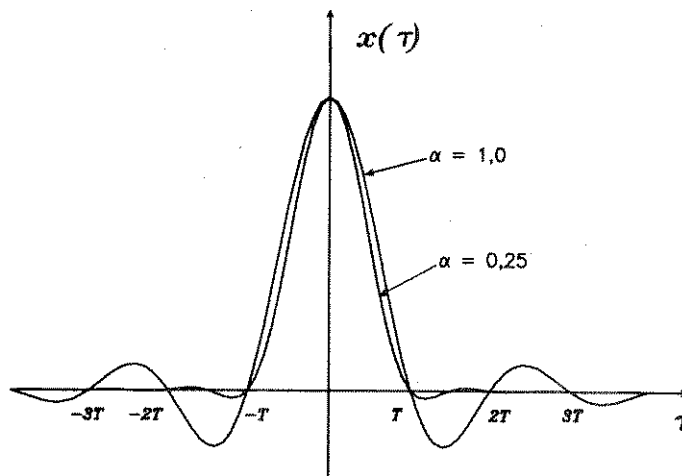


Figura 3.3: Resposta impulsiva do cosseno levantado

Vimos, então, que fazendo $P(f) \cdot C(f) \cdot Q(f)$ satisfazer o critério de Nyquist, garantimos que o sinal na saída do filtro de recepção é livre de IIS. Considerando que apenas $C(f)$ é dado, este critério deixa ainda um grau de liberdade, que pode ser utilizado para otimizar o sistema quanto à influência do ruído aditivo. Uma outra alternativa é tentar minimizar a probabilidade de erro na decisão, levando em conta conjuntamente a IIS e o ruído aditivo. Este será o tema das próximas seções.

3.2 Recepção ótima de sinais corrompidos com IIS e ruído aditivo gaussiano

Nesta seção discutiremos formas de recepção ótima de símbolos quando estes são corrompidos durante a transmissão não apenas por IIS mas também por ruído aditivo, supondo que este seja branco e gaussiano com densidade espectral de potência $2N_0$.

Consideremos a amostra $r_k = r(t)|_{t=kT}$, supondo que não haja atraso entre a transmissão e a recepção:

$$r_k = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n h_{k-n} + \nu_k = \overbrace{I_k h_0}^{\text{símbolo desejado}} + \overbrace{\sum_{n \neq 0} I_n h_{k-n}}^{\text{IIS}} + \nu_k \quad (3.13)$$

Observamos, então, que r_k é uma combinação linear entre o símbolo correspondente desejado, I_k , e símbolos passados e futuros, ponderados por h_{k-n} , além do ruído aditivo. Portanto, podemos afirmar que a IIS *correlaciona* os símbolos na entrada do receptor.

Assim, devemos *observar toda a seqüência recebida* $r(t)$ para decidirmos sobre os símbolos transmitidos, de forma a *minimizar a probabilidade de erro na recepção*. Essa decisão pode ser feita sobre cada símbolo separadamente, ou sobre a seqüência inteira transmitida. Portanto, podemos estabelecer dois critérios ótimos de recepção:

- maximizar a probabilidade de uma dada seqüência de símbolos ter sido transmitida, observando-se *toda* a seqüência recebida (estimação de seqüência).

$$P\{I^{(j)} \text{ transmitido} \mid r(t), -\infty \leq t < \infty\} \quad (3.14)$$

onde $I^{(j)}$ representa a j -ésima possível seqüência transmitida:

$$I^{(j)} = \{\dots, I_{-1}^{(j)}, I_0^{(j)}, I_1^{(j)}, \dots\} \quad (3.15)$$

- maximizar a probabilidade de um dado símbolo ter sido transmitido, observando-se *toda* a seqüência recebida (decisão símbolo-a-símbolo),

$$P\{I_n^{(j)} \text{ transmitido} \mid r(t), -\infty \leq t < \infty\} \quad (3.16)$$

onde $I_n^{(j)}$ é o j -ésimo possível símbolo transmitido.

A seguir descreveremos tais técnicas, conhecidas genericamente como *estimação pelo critério da máxima probabilidade a posteriori*, considerando as hipóteses:

- (1) o ruído $\nu(t)$ é branco gaussiano,
- (2) os símbolos transmitidos são independentes e equiprováveis.

3.2.1 Estimação ótima de seqüência

Considerando a expressão (3.14), pode-se mostrar, usando-se a regra de Bayes [17], que esta maximização corresponde a maximizar a probabilidade da ocorrência da seqüência recebida $r(t)$, dada a seqüência transmitida $I^{(j)}$ e supondo que o sinal transmitido seja decorrelatado do ruído. Consideremos que no sistema de transmissão da figura 3.1 tenha sido transmitida a seqüência $(I_0, I_1, \dots, I_{L-1})$ de comprimento L , representada pelo vetor \mathbf{I}_L e recebida a seqüência $(r_0, r_1, \dots, r_{L-1})$, indicada por \mathbf{r} . As variáveis r_k são amostras

do sinal de saída do canal, $r(t)$, dado pela expressão (3.5). Indicaremos por $\mathbf{I}_L^{(j)}$ a j -ésima seqüência das M^L possíveis. Devemos, então, calcular a probabilidade de ocorrência de $\mathbf{I}_L^{(j)}$ dada a seqüência \mathbf{r} , indicada por $p(\mathbf{I}_L^{(j)} | \mathbf{r})$, para $j = 0, 1, \dots, M^L - 1$. Pode-se mostrar [17, 29, 33] que $p(\mathbf{I}_L^{(j)} | \mathbf{r})$ é proporcional à quantidade $\mathcal{M}(\mathbf{I}_L^{(j)})$, denominada *métrica* da seqüência $\mathbf{I}_L^{(j)}$, dada por:

$$\mathcal{M}(\mathbf{I}_L^{(j)}) = 2 \Re \left\{ \sum_n [I_n^{(j)}]^* y_n \right\} - \sum_n \sum_m [I_n^{(j)}]^* I_m^{(j)} x_{n-m} \quad (3.17)$$

onde $\Re\{\cdot\}$ indica a parte real do argumento e y_n e x_n são amostras das respostas do filtro casado com $h(t)$, $h^*(-\tau)$, para as entradas $r(t)$ e $h(t)$:

$$y_n = \int r(t) h^*(t - nT) dt \quad (3.18)$$

$$x_n = \int h(t) h^*(t - nT) dt \quad (3.19)$$

As variáveis $\{y_n\}$ formam um conjunto de *informações suficiente* para o cálculo das métricas. Observamos, também, que para este cálculo necessitamos do conhecimento da resposta impulsiva $h(\tau)$, obtida através de um estimador. Portanto, o detector ótimo para o caso de presença de IIS e ruído aditivo branco gaussiano é composto por um filtro casado, um processador para o cálculo das métricas e um estimador de canal, como mostra a figura 3.4.

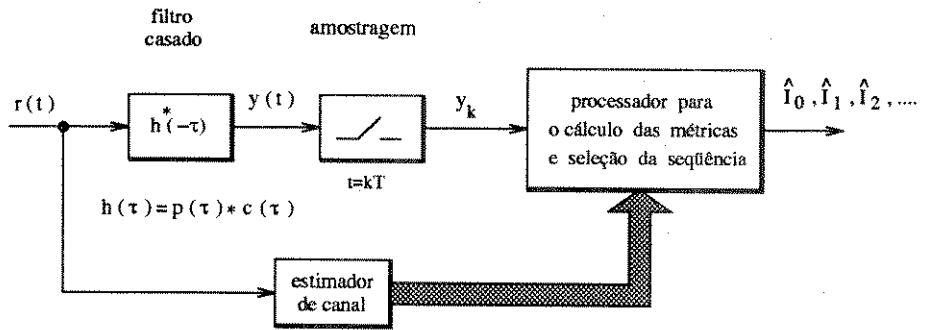


Figura 3.4: Receptor ótimo canal com IIS

Estimação ótima de seqüência utilizando o algoritmo de Viterbi

Para se estimar a seqüência pela técnica descrita acima seria necessário o cálculo de M^L probabilidades. Mesmo para valores de M e L moderados, a quantidade de cálculo seria muito grande para uma aplicação prática. Com a utilização do *algoritmo de Viterbi* [33], este cálculo pode ser feito recursivamente, reduzindo o esforço computacional.

Consideremos a expressão da métrica da seqüência $\mathbf{I}_L^{(j)}$ dada por (3.17). Esta métrica pode ser calculada recursivamente através de [17, 29]:

$$\mathcal{M}_n(\mathbf{I}_n^{(j)}) = \mathcal{M}_{n-1}(\mathbf{I}_{n-1}^{(j)}) + \Re \left\{ [I_n^{(j)}]^* \left(2 y_n - x_0 I_n^{(j)} - 2 \sum_{m \leq n-1} I_m^{(j)} x_{n-m} \right) \right\} \quad (3.20)$$

Supondo, agora, que $x_n = 0$ para $|n| > J$, os valores de m utilizados no somatório de (3.20) são $m = 1, \dots, J$. Portanto, podemos considerar o sistema de transmissão como uma

máquina de estados, cujos estados, σ_n , são definidos pelos símbolos $(I_{n-1}, I_{n-2}, \dots, I_{n-J})$. Como o objetivo é maximizar a métrica \mathcal{M} , podemos considerar esta estimação como um problema de maximização de uma grandeza (\mathcal{M}), obedecendo uma seqüência definida de estados (σ_n). Desta forma, podemos utilizar o algoritmo de Viterbi nesta maximização. Pelo exposto acima, observamos que este estimador de seqüência é composto por um filtro casado com o pulso recebido e um processador que, empregando o algoritmo de Viterbi, calcula o valor das métricas \mathcal{M}_n . Além disso, é necessário um estimador de canal para se obter as quantidades x_n utilizadas em (3.20). O diagrama de blocos de um receptor utilizando esta técnica de estimação é mostrado na figura 3.5. Devido ao uso do algoritmo

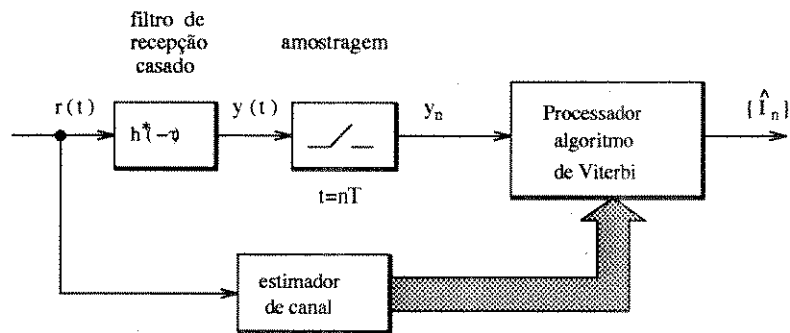


Figura 3.5: Estimador de seqüência por máxima verossimilhança

de Viterbi, este receptor é também conhecido como *equalizador de Viterbi*.

Desempenho em canais móveis

A análise de desempenho deste tipo de receptor em termos de probabilidade de erro de símbolo é bastante difícil. No entanto, estudos através de simulação mostram que esta técnica possui desempenho superior ao desempenho do equalizador com decisão realimentada [17], embora este melhor desempenho se dê às custas de um maior esforço computacional. Com o desenvolvimento das técnicas de processamento digital de sinais e de circuitos integrados dedicados a este fim nestes últimos anos, a técnica da estimação por máxima verossimilhança usando o algoritmo de Viterbi tornou-se viável para várias aplicações práticas.

Muitos estudos têm sido feitos sobre o equalizador de Viterbi em sistemas de comunicações móveis [3, 5, 6, 7, 8] mostrando que esta técnica possui melhor desempenho que o de outros receptores também para este tipo de canal. Apesar deste melhor desempenho, outras técnicas com complexidade menor têm sido enfatizadas, como, por exemplo, a equalização com decisão realimentada, objeto de estudo deste trabalho.

3.2.2 Estimação ótima símbolo-a-símbolo

Dependendo das hipóteses adotadas, existem três formas básicas para receptores ótimos baseados na estimação símbolo-a-símbolo:

- estimação probabilística
- estimação pela maximização da razão de verossimilhança
- estimação pela maximização da razão de verossimilhança assumindo símbolos passados conhecidos

Descreveremos a seguir as duas primeiras formas do receptor. A terceira forma, que resulta na *Equalização com decisão realimentada (DFE - Decision Feedback Equalizer)*, será tratada na próxima seção com mais detalhes.

Estimação probabilística

Consideremos a expressão (3.16). Usando novamente a regra de Bayes [17], podemos reescrevê-la da seguinte forma:

$$P\{I_n^{(j)} \text{ transmitido} \mid r(t)\} = \frac{p[r(t) \mid I_n^{(j)} \text{ transmitido}] P\{I_n^{(j)}\}}{p[r(t)]} \quad (3.21)$$

Considerando que o denominador da expressão acima é comum a todas as probabilidades a posteriori, e supondo que os símbolos $I_n^{(j)}$ sejam equiprováveis, então esta técnica consiste em escolher o símbolo I_k tal que:

$$p[r(t) \mid I_n^{(j)} \text{ transmitido}] = \max_{\{I_n^{(k)}\}} \{p[r(t) \mid I_n^{(k)} \text{ transmitido}]\} \quad (3.22)$$

Pode-se mostrar [29] que a maximização de (3.21) equivale a minimizar a probabilidade de erro de símbolo.

Para o cálculo de (3.22) é necessário o conhecimento do canal e das características estatísticas do ruído aditivo e um grande esforço computacional, o que torna esta técnica de pouco interesse prático. Para maiores detalhes, ver referências [17] e [32].

Maximização da razão de verossimilhança

Observamos no item anterior que a expressão (3.16) pode ser escrita como mostra (3.21). Escrevendo a probabilidade $p[r(t)]$ como:

$$p[r(t)] = \sum_{k=1}^M p[r(t) \mid I_n^{(k)}] P\{I_n^{(k)}\} \quad (3.23)$$

onde M é a dimensão do alfabeto dos símbolos transmitidos, podemos reescrever $P\{I_n^{(j)} \text{ transmitido} \mid r(t)\}$ como:

$$P\{I_n^{(j)} \text{ transmitido} \mid r(t)\} = \frac{P\{I_n^{(j)}\}}{\sum_{k=1}^M \Lambda_{kj} P\{I_n^{(k)}\}} \quad (3.24)$$

onde Λ_{kj} , ($j, k = 1, \dots, M$), conhecida como *razão de verossimilhança*, é dada por

$$\Lambda_{kj} = \frac{p[r(t) \mid I_n^{(k)}]}{p[r(t) \mid I_n^{(j)}]} \quad (3.25)$$

O processo de estimação consiste, então, em determinar os valores de tais razões e selecionar o símbolo cuja probabilidade $P\{I_n^{(j)} \text{ transmitido} \mid r(t)\}$ for a maior.

Por questão de simplicidade, consideraremos que o sistema de transmissão é binário ($M = 2$, $I_n = \pm A$) (para o caso genérico M -ário o procedimento é análogo). Além disso, sem perda de generalidade, consideremos que estamos decidindo sobre o símbolo I_0 .

Neste caso, e admitindo a hipótese de que os símbolos transmitidos são equiprováveis, a estimação resume-se a calcular

$$\Lambda = \frac{p[r(t)|I_0 = +A]}{p[r(t)|I_0 = -A]} \quad (3.26)$$

e decidir:

$$\begin{aligned} \text{se } \Lambda > 1 &\Rightarrow \hat{I}_0 = +A \\ \text{se } \Lambda < 1 &\Rightarrow \hat{I}_0 = -A \end{aligned}$$

Devemos, então, determinar as funções densidade de probabilidade $p[r(t)|I_0]$, dadas por:

$$p[r(t)|I_0] = \sum_{\mathbf{I}_-} \sum_{\mathbf{I}_+} p[r(t)|\mathbf{I}_-, \mathbf{I}_+, I_0] p[\mathbf{I}_-, \mathbf{I}_+] \quad (3.27)$$

onde \mathbf{I}_- e \mathbf{I}_+ são vetores compostos pelos símbolos passados e futuros, respectivamente:

$$\mathbf{I}_-^T = [I_{-1}, I_{-2}, \dots] \quad (3.28)$$

$$\mathbf{I}_+^T = [I_{+1}, I_{+2}, \dots] \quad (3.29)$$

e $p[\mathbf{I}_-, \mathbf{I}_+]$ é a função densidade de probabilidade conjunta dos símbolos passados e futuros. Os somatórios de (3.27) são feitos sobre todas as seqüências possíveis de \mathbf{I}_- e \mathbf{I}_+ . Usando a hipótese de que o ruído $\nu(t)$ é branco e gaussiano de variância $N_0/2$, podemos escrever $p[r(t)|\mathbf{I}_-, \mathbf{I}_+, I_0]$ como:

$$\begin{aligned} p[r(t)|\mathbf{I}_-, \mathbf{I}_+, I_0] &= K_1 \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} \left[r(t) - \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n h(t-nT) \right]^2 dt \right\} \\ &= K_2 \exp \left\{ \sum_n I_n y_n - \sum_n \sum_k I_n I_k x_{n-k} \right\} \end{aligned} \quad (3.30)$$

onde K_1 e K_2 incorporam variáveis independentes de I_n e y_k e x_k são redefinidos aqui como:

$$y_k = \frac{1}{N_0} \int r(t) h(t-kT) dt \quad (3.31)$$

$$x_k = \frac{1}{N_0} \int h(t) h(t-kT) dt \quad (3.32)$$

Podemos interpretar estas variáveis como sendo amostras nos instantes $t = kT$ do sinal de saída de um filtro casado com $h(t)$ para as entradas $r(t)$ e $h(t)$, respectivamente. As variáveis y_k são consideradas as *informações suficientes* do sinal $r(t)$ para posteriores cálculos.

Aplicando (3.30) em (3.27), obtemos:

$$\begin{aligned} p[r(t)|I_0] &= \sum_{\mathbf{I}_-} \sum_{\mathbf{I}_+} K_3 \exp \left\{ \sum_n I_n y_n - \sum_n \sum_k I_n I_k x_{n-k} \right\} \\ &= K_3 \exp \left\{ I_0 y_0 - \sum_i I_i^2 x_0 \right\} \times \\ &\quad \sum_{\mathbf{I}_-} \sum_{\mathbf{I}_+} \exp \left\{ \sum_{n \neq 0} I_n y_n - \sum_n \sum_{k \neq n} I_n I_k x_{n-k} \right\} \end{aligned} \quad (3.33)$$

onde usamos a hipótese de que os símbolos transmitidos são independentes e $K_3 = K_2 p[\mathbf{I}_-, \mathbf{I}_+]$ é um fator normalizador independente de \mathbf{I}_- e \mathbf{I}_+ , segundo a hipótese (2).

Substituindo (3.33) em (3.26), obtemos a razão de verossimilhança:

$$\Lambda = \exp\{2y_0\} \frac{\sum_{\mathbf{I}_-} \sum_{\mathbf{I}_+} \exp \left\{ \sum_{n \neq 0} I_n y_n - \sum_n \sum_{k \neq n} I_n I_k x_{n-k} \right\} \Big|_{I_0=+A}}{\sum_{\mathbf{I}_-} \sum_{\mathbf{I}_+} \exp \left\{ \sum_{n \neq 0} I_n y_n - \sum_n \sum_{k \neq n} I_n I_k x_{n-k} \right\} \Big|_{I_0=-A}} \quad (3.34)$$

Calculando-se, então, $L = \ln(\Lambda)$, o receptor ótimo usa agora a seguinte regra de decisão:

$$\begin{aligned} \text{se } L > 0 &\Rightarrow \hat{I}_0 = +A \\ \text{se } L < 0 &\Rightarrow \hat{I}_0 = -A \end{aligned}$$

Analisemos agora esta estrutura quando a IIS é nula. Neste caso, as variáveis x_k serão nulas, exceto para $k = 0$, levando a $L = 2y_0$. Portanto, o receptor se reduz a um filtro casado seguido por um amostrador e um circuito de decisão, como esperado.

Obtivemos, assim, um receptor ótimo para sinais corrompidos por IIS e ruído branco gaussiano. Como um exemplo, consideremos o caso onde a seqüência transmitida é de comprimento 3 (I_{-1}, I_0, I_{+1}) e desejamos decidir sobre I_0 . A figura 3.6 apresenta um desenho para a estrutura desse receptor, onde:

$$E(\Theta_+) = \sum_n \sum_{k \neq n} I_n I_k x_{n-k} \Big|_{I_0=+A} \quad (3.35)$$

$$E(\Theta_-) = \sum_n \sum_{k \neq n} I_n I_k x_{n-k} \Big|_{I_0=-A} \quad (3.36)$$

Podemos observar que esta estrutura é complexa, sendo, portanto, inviável para aplicação prática.

• Recepção sub-ótima símbolo-a-símbolo

A complexidade da estrutura do receptor ótimo apresentada acima pode ser reduzida adotando-se uma terceira hipótese:

- **(3a) os símbolos passados e futuros ($\dots, I_{-2}, I_{-1}, I_{+1}, I_{+2}, \dots$) são variáveis aleatórias independentes com distribuição gaussiana de média zero e variância unitária**

Esta hipótese é falsa em uma aplicação prática, pela própria definição dos símbolos transmitidos. No entanto, sua adoção simplificará a estrutura do receptor, o qual, posteriormente, deverá ter seus parâmetros ajustados para as condições reais da transmissão digital.

Usando tal hipótese, a função densidade de probabilidade condicionada $p[r(t)|I_0]$ é dada por:

$$p[r(t)|I_0] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p[r(t)|\mathbf{I}_-, \mathbf{I}_+, I_0] p[\mathbf{I}_-, \mathbf{I}_+] d\mathbf{I}_- d\mathbf{I}_+ \quad (3.37)$$

onde, agora, $p[\mathbf{I}_-, \mathbf{I}_+]$ é:

$$p[\mathbf{I}_-, \mathbf{I}_+] = K_3 \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_j \sum_k I_j \delta_{jk} I_k \right\} \quad (3.38)$$

com

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (3.39)$$

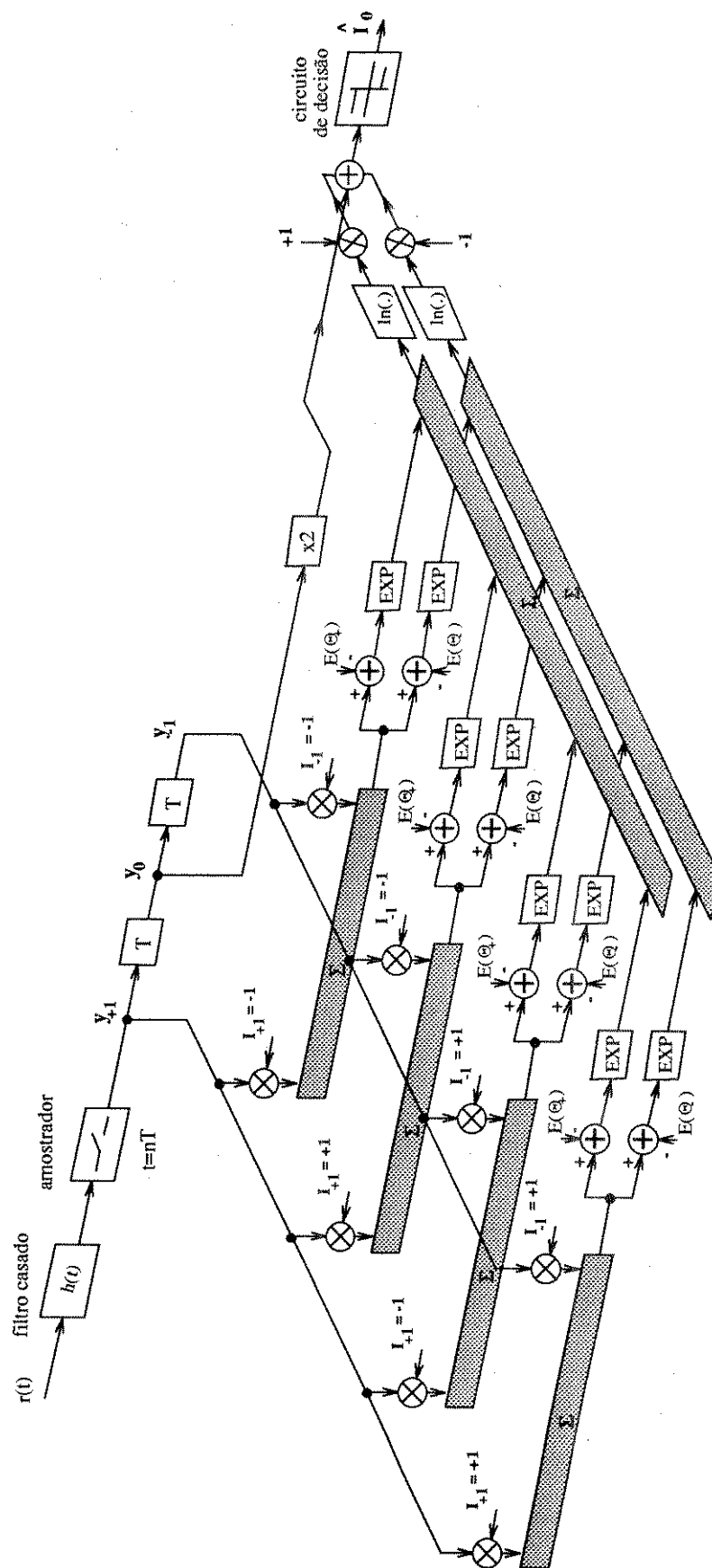


Figura 3.6: Receptor ótimo símbolo-a-símbolo

Portanto, (3.37) é reescrita como:

$$p[r(t)|I_0] = K_2 K_5 \int \int \exp \left\{ \sum_n I_n y_n - \sum_n \sum_k I_n \left(x_{n-k} + \frac{1}{2} \delta_{nk} \right) I_k \right\} d\mathbf{I}_- d\mathbf{I}_+ \quad (3.40)$$

Usando notação matricial, temos (ver referência [34] para maiores detalhes):

$$p[r(t)|I_0] = \exp\{I_0 y_0\} \int \int \exp \left\{ -\mathbf{g}^T \mathbf{U} \mathbf{g} + 2\mathbf{g}^T \left(\frac{1}{2} \mathbf{v} - I_0 \mathbf{p} \right) \right\} d\mathbf{g} \quad (3.41)$$

onde os vetores \mathbf{g} , \mathbf{a} e \mathbf{p} são dados por:

$$\mathbf{g}^T = [\dots, I_{-2}, I_{-1}, I_{+1}, I_{+2}, \dots], \quad (3.42)$$

$$\mathbf{v}^T = [\dots, y_{-2}, y_{-1}, y_{+1}, y_{+2}, \dots], \quad (3.43)$$

$$\mathbf{p}^T = [\dots, c_{-2}, c_{-1}, c_{+1}, c_{+2}, \dots] \quad (3.44)$$

com $c_k = x_k + \frac{1}{2} \delta_{k0}$ e a matriz $\mathbf{U} = \{u_{ij}\}$ tem seus elementos dados por:

$$u_{ij} = x_{i-j} + \frac{1}{2} \delta_{ij} \quad (3.45)$$

Na expressão (3.41) desprezamos os fatores que serão comuns entre o numerador e o denominador da razão de verossimilhança (3.26).

Aplicando a decomposição de Cholesky [37] e lembrando que:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp \{-x^2\} dx = K \quad (3.46)$$

pode-se mostrar [34] que:

$$p[r(t)|I_0] = \exp \left\{ I_0 y_0 + \frac{1}{4} \mathbf{v}^T \mathbf{U}^{-1} \mathbf{v} + I_0^2 \mathbf{p}^T \mathbf{U}^{-1} \mathbf{p} - I_0 \mathbf{p}^T \mathbf{U}^{-1} \mathbf{v} \right\} \quad (3.47)$$

Aplicando, então, (3.47) em (3.26), obtemos:

$$\Lambda = \exp \left\{ 2 y_0 - 2 \mathbf{p}^T \mathbf{U}^{-1} \mathbf{v} \right\} \quad (3.48)$$

Tomando o logaritmo de Λ , temos a variável de decisão J :

$$J = \sum_k w_k y_k \quad (3.49)$$

onde os coeficientes w_k são definidos como:

$$-\mathbf{p}^T \mathbf{U}^{-1} = [\dots, w_{-2}, w_{-1}, w_{+1}, w_{+2}, \dots] \quad (3.50)$$

e $w_0 = 1$, tal que a regra de decisão torna-se novamente:

$$\begin{aligned} \text{se } J > 0 &\Rightarrow \hat{I}_0 = +A \\ \text{se } J < 0 &\Rightarrow \hat{I}_0 = -A \end{aligned}$$

Portanto o receptor ótimo, para a hipótese dos símbolos passados e futuros apresentarem distribuição gaussiana, é formado por um filtro casado seguido por um amostrador na taxa $1/T$ e um filtro transversal, como ilustra a figura 3.7. Os valores ótimos dos coeficientes w_i do filtro transversal são dados pelas expressões (3.32), (3.44), (3.45) e (3.50). No entanto,

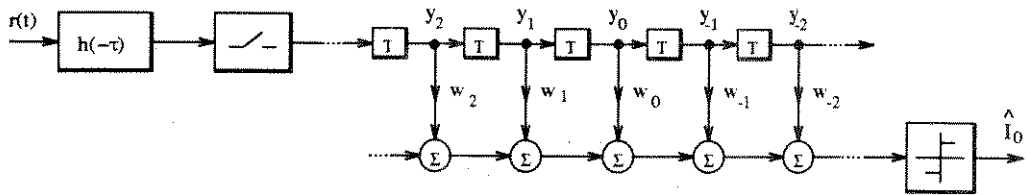


Figura 3.7: Receptor ótimo sob a hipótese dos símbolos passados e futuros apresentarem distribuição gaussiana.

como uma das hipóteses assumidas não é válida em um sistema real e o número de coeficientes do filtro transversal deve ser igual ao número de símbolos transmitidos, deveremos utilizar outro critério de otimização destes coeficientes, como discutiremos adiante.

Analisemos este receptor quando a IIS é nula. Neste caso o vetor \mathbf{p} será nulo, pois $x_k = 0$ para $k \neq 0$, e, conseqüentemente, $w_i = 0$ para $i \neq 0$, fazendo $J = y_0$. Portanto, esta estrutura também se reduz a um filtro casado seguido por um amostrador e um circuito de decisão quando a IIS é nula. Assim, podemos concluir que, enquanto que o filtro casado reduz os efeitos do ruído aditivo sobre o sinal recebido, a estrutura transversal procura eliminar a IIS.

É possível chegar a esta mesma estrutura de receptor através de outra formulação, como aquela mostrada na referência [35]. Consideremos o sistema de transmissão mostrado na figura 3.8. Considerando a hipótese de que na ausência de ruído aditivo não

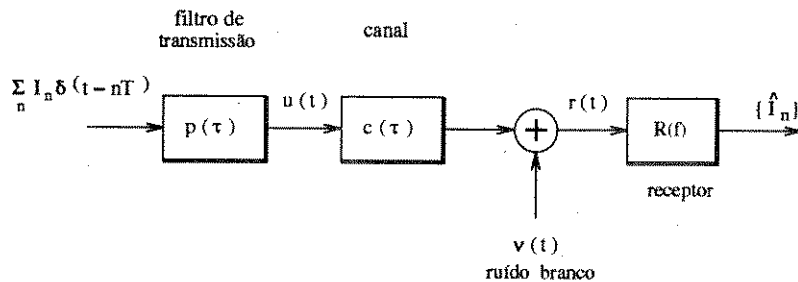


Figura 3.8: Sistema de transmissão digital

ocorrem erros de decisão, otimizaremos o filtro de recepção $R(f)$ tal que a potência de ruído na sua saída seja minimizada. Procedendo desta forma, mostra-se (ver referência [35] para maiores detalhes) que a estrutura ótima de recepção é composta por um filtro casado com o pulso do sinal de saída do canal seguido por um amostrador e um filtro transversal. No entanto, apesar de não existir nesta formulação a hipótese da distribuição gaussiana dos símbolos passados e futuros, os valores ótimos dos coeficientes do filtro transversal são de difícil obtenção, pois envolve a resolução de um sistema de equação não-lineares, além de necessitar um número de coeficientes igual ao número de símbolos transmitidos. Portanto, também nesta formulação devemos utilizar outro critério de otimização para a estrutura transversal.

- Critérios para a determinação dos coeficientes do filtro transversal

Como já mencionado, a estrutura mostrada na figura 3.7 é inviável em uma aplicação prática devido à não validade da hipótese da distribuição gaussiana dos símbolos

passados e futuros e à presença de um filtro transversal com um número de coeficientes igual ao comprimento da seqüência transmitida.

Para contornar estes problemas, deveremos limitar o número de coeficientes a um valor compatível com a complexidade desejada do receptor e utilizar outro critério de otimização para tais coeficientes. Devemos ressaltar, no entanto, que assim procedendo, o receptor será sub-ótimo quanto ao critério da minimização da probabilidade de erro [29].

• Critério da ausência de IIS

Consideremos o receptor mostrado na figura 3.9, supondo agora transmissão de símbolos complexos e que o filtro transversal possua $2N + 1$ coeficientes. A estimativa v_n do símbolo I_n é dada por:

$$v_n = \sum_{i=-N}^N w_i y_{n-i} \tag{3.51}$$

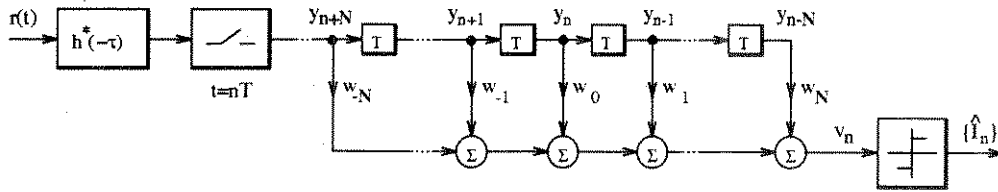


Figura 3.9: Receptor sub-ótimo

Observando a expressão (3.9), notamos que a IIS pode ser construtiva ou destrutiva, dependendo do valor dos sinais de I_n e de x_{k-n} , onde x_k são amostras nos instantes $\tau = nT$ da resposta $x(\tau) = h(\tau) \star h^*(\tau)$. Como já mencionado, o objetivo do filtro transversal é reduzir ou, eventualmente, eliminar, a IIS. Supondo inicialmente que o número de coeficientes do filtro transversal é infinito, pois assim poderemos visualizar as características deste critério mais facilmente, a resposta impulsiva amostrada do sistema completo é dada por:

$$f_n = \sum_{j=-\infty}^{\infty} w_j x_{n-j} \tag{3.52}$$

Desta forma, a estimativa do símbolo transmitido I_n é dada por:

$$v_n = f_0 I_n + \overbrace{\sum_{j=-\infty}^{\infty} f_j I_{n-j}}^{IIS} + \sum_{j=-\infty}^{\infty} w_j z_{n-j} \tag{3.53}$$

A IIS destrutiva será máxima quando todos os elementos do primeiro somatório de (3.53) contribuírem destrutivamente. Assumindo que f_0 seja normalizado para a unidade, o valor de pico da IIS, denominado *distorção de pico* D , é dado por

$$D = A \sum_{j \neq 0} |f_j| \tag{3.54}$$

O critério consiste em ajustar o valor dos coeficientes do filtro transversal de tal forma a minimizar o valor de D . Quando $2N + 1$, tende a infinito, podemos fazer $D = 0$, ou seja, podemos eliminar totalmente a interferência inter-simbólica. Neste caso, pode-se mostrar

[17] que a transformada z dos coeficientes w_i , $W(z)$, será igual ao inverso da transformada z da resposta impulsiva x_i , $X(z)$, ou seja,

$$W(z) = \frac{1}{X(z)} \quad (3.55)$$

Baseados na expressão (3.55), podemos concluir que o critério leva o filtro transversal a compensar as distorções na resposta em frequência do sistema de transmissão. Porém, produz degradação na relação sinal-ruído (RSR) do sinal de saída do filtro transversal, em relação à relação sinal-ruído de saída do filtro casado. Para verificarmos esta degradação, consideremos a expressão da relação sinal-ruído de saída do filtro transversal. Pode-se mostrar [17] que esta relação é proporcional a:

$$RSR \propto \left[\int_{-\pi/T}^{\pi/T} \frac{d\omega}{\sum_{n=-\infty}^{\infty} |H(\omega + \frac{2\pi n}{T})|^2} \right]^{-1} \quad (3.56)$$

onde $H(\omega)$ é:

$$H(\omega) = \mathcal{F}\{p(\tau) \star c(\tau)\} \quad (3.57)$$

com $\mathcal{F}\{.\}$ indicando transformada de Fourier. Observamos, então, que caso o somatório do denominador de (3.56) possua nulos ou faixas de frequência com magnitude reduzidas, haverá uma redução em RSR , degradando o desempenho do sistema. Deve-se notar que estes nulos podem aparecer devido a nulos na resposta em frequência do canal ou devido à escolha incorreta do instante de amostragem do sinal $y(t)$ quando a resposta $X(f)$ excede a faixa $(-1/2T, 1/2T)$ [29], como será visto quando tratarmos de estruturas fracionárias.

Para o caso onde o número de coeficientes é finito, em geral não é possível eliminar totalmente a IIS, caracterizando-se então como uma técnica sub-ótima de detecção. Pouco se pode afirmar sobre o desempenho do receptor nesta condição, a não ser que dependerá da forma do pulso de entrada, $h(\tau)$, da variância do ruído aditivo e do número de coeficientes $2N + 1$.

- Critério do erro quadrático médio

Neste tipo de critério, os coeficientes do filtro transversal são ajustados a fim de minimizar o erro quadrático médio, indicado por E , entre a estimativa do símbolo feita pelo receptor e o seu valor correto:

$$E = \mathcal{E}\{|I_n - v_n|^2\} \quad (3.58)$$

Considerando novamente que o número de coeficientes do filtro transversal é infinito, pode-se mostrar [17] que a função de transferência otimizada do mesmo, $W(z)$, é expressa por:

$$W(z) = \frac{1}{X(z) + N_0} \quad (3.59)$$

onde N_0 é a densidade espectral de potência do ruído $\nu(t)$. Receptores que obedecem este tipo de critério também têm seus desempenhos degradados quando existem nulos na resposta em frequência do sistema de transmissão. Para verificarmos esta característica, analisemos a expressão do erro quadrático médio mínimo, E_{min} , que é proporcional à [17]:

$$E_{min} \propto \int_{-\pi/T}^{\pi/T} \frac{N_0 d\omega}{\sum_{n=-\infty}^{\infty} |H(\omega + \frac{2\pi n}{T})|^2 + N_0} \quad (3.60)$$

Observamos, então, que E_{min} tende a crescer quando o somatório do denominador de 3.60 possui nulos, indicando uma degradação no desempenho do receptor.

Quando este critério é utilizado, o filtro transversal pode ser substituído por uma estrutura *treliça*. Este tipo de estrutura é composto por estágios (as treliças) que fazem a predição "forward" e "backward" do seu sinal de entrada [31]. Na figura 3.10 temos um destes estágios, onde $f_m(n)$ e $b_m(n)$ são os erros de predição "forward" e "backward" de m -ésima ordem, Γ_m é o *coeficiente de reflexão* e z^{-1} representa atraso de uma amostra. O receptor com estrutura treliça de ordem M estima o sinal transmitido através

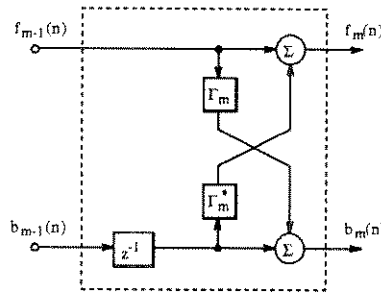


Figura 3.10: Estágio treliça

de uma combinação linear dos erros de predição "backward" de ordens $m = 0, 1, \dots, M$, como mostrado na figura 3.11 [17, 31]. Uma característica importante deste tipo de es-

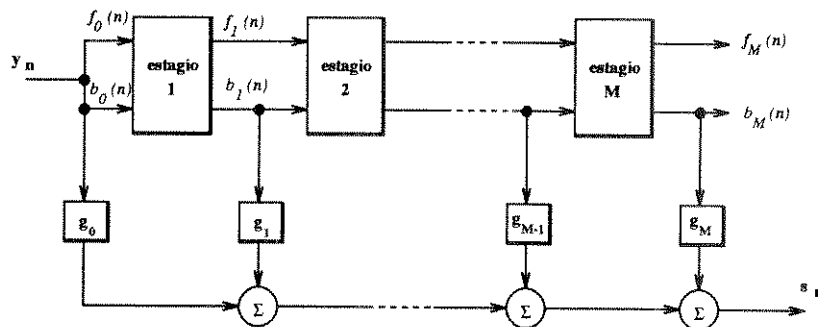


Figura 3.11: Estrutura treliça

trutura é que a inclusão ou a retirada de um estágio não afeta o valor dos parâmetros dos outros estágios [17]. Isto não ocorre com a estrutura transversal, onde o valor ótimo dos coeficientes depende do número dos mesmos.

Desempenho em canais móveis

Observamos no capítulo 2 que canais de propagação em sistemas de transmissão móvel são caracterizados por múltiplos percursos, resultando em desvanecimento seletivo. Estas fortes atenuações em certas porções da faixa do canal resultam em degradação no desempenho de receptores utilizando estruturas transversais com os critérios descritos acima. Desta forma, tais receptores não são normalmente empregados em sistemas móveis.

3.3 Estimação pela maximização da razão de verossimilhança assumindo símbolos passados conhecidos

Na seção 3.2.2 observamos que os receptores que empregam filtro casado seguido por uma estrutura transversal fazem a estimação do símbolo transmitido utilizando o símbolo recebido correspondente mais os símbolos passados e futuros recebidos, como indicado na expressão (3.49). Admitindo que não haja atraso entre a transmissão de um símbolo e a sua detecção, para o sinal amostrado usado para detectar I_0 temos:

$$v_0 = \dots + w_{-1}y_1 + \mathbf{w}_0\mathbf{y}_0 + w_1y_{-1} + \dots \quad (3.61)$$

Usando a expressão (3.9) em (3.61), sem a componente ruído z_n , obtemos:

$$\begin{aligned} v_0 = & \dots + w_{-1} \left(x_0 I_1 + \underbrace{\sum_{i \neq 0} I_{1-i} x_i}_{\text{IIS em } I_1} \right) + \\ & + w_0 \left(\mathbf{x}_0 \mathbf{I}_0 + \underbrace{\dots + x_{-1} I_1 + x_1 I_{-1} + \dots}_{\text{IIS em } I_0} \right) + \\ & + w_1 \left(x_0 I_{-1} + \underbrace{\sum_{i \neq 0} I_{-1-i} x_i}_{\text{IIS em } I_{-1}} \right) + \dots \end{aligned} \quad (3.62)$$

Vamos supor que os coeficientes sejam ajustados tal que o erro quadrático médio entre o símbolo transmitido e a sua estimação seja minimizada. Observe-se, no entanto, que para fazer tal estimação estamos utilizando as amostras do sinal recebido $(\dots, y_{-1}, y_1, \dots)$, correspondentes à $(\dots, I_{-1}, I_1, \dots)$, que também estão corrompidos por IIS. Desta forma, a eliminação da IIS de I_0 será total somente se o número de coeficientes do equalizador for infinito [17].

Consideremos um caso hipotético: as IIS nas amostras passadas e futuras recebidas $(\dots, y_{-1}, y_1, \dots)$ são nulas. Então, a expressão (3.62) pode ser reescrita como:

$$\begin{aligned} v_0 = & \dots + w_{-1} (x_0 I_1) + \\ & + w_0 \left(\mathbf{x}_0 \mathbf{I}_0 + \underbrace{\dots + x_{-1} I_1 + x_1 I_{-1} + \dots}_{\text{IIS em } I_0} \right) + \\ & + w_1 (x_0 I_{-1}) + \dots \end{aligned} \quad (3.63)$$

Ajustando os coeficientes w_i para

$$w_i = \frac{-w_0 x_i}{x_0}, \quad (3.64)$$

verificamos que as interferências sobre I_0 serão canceladas totalmente.

Em uma situação real, esta hipótese não é válida quanto aos símbolos futuros. Porém, ela pode ser verdadeira quanto aos símbolos passados. Para isto, basta que as derivações da estrutura transversal da figura 3.9 correspondentes aos símbolos recebidos passados sejam alimentadas com os símbolos passados já decididos, supondo que estas decisões tenham sido corretas. Esta técnica é conhecida como *Equalização com decisão realimentada* (*Decision Feedback Equalizer - DFE*) e está mostrada na figura 3.12. Portanto, na equalização com decisão realimentada, os símbolos recebidos futuros são ponderados e somados na *etapa direta* para reduzir a ISS provocada por eles, enquanto que os símbolos

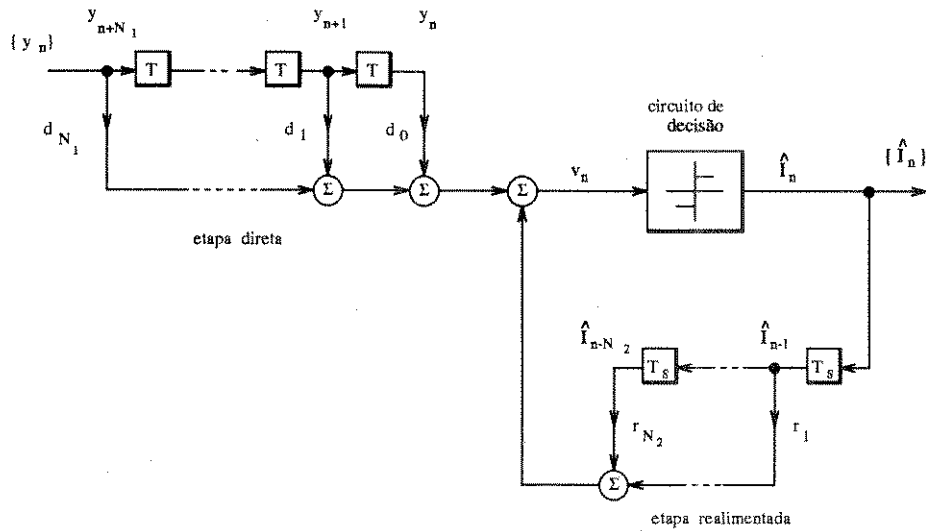


Figura 3.12: Equalizador com decisão realimentada

passados já decididos, ponderados e somados na *etapa realimentada*, atuam para reduzir, e eventualmente eliminar, a IIS provocada pelos símbolos passados.

Michael E. Austin obteve pela primeira vez esta estrutura em 1967 [34]. A seguir mostraremos a dedução desta estrutura utilizando como base o trabalho de Austin.

3.3.1 O receptor com decisão realimentada como estrutura sub-ótima para estimação símbolo-a-símbolo

A estrutura do receptor com decisão realimentada pode ser obtida através do critério da maximização da probabilidade a posteriori de transmissão de um dado símbolo, dado que se conhece os símbolos transmitidos passados e assumindo-se algumas hipóteses. Esta dedução, para o caso de transmissão binária, ou seja, real, foi feita por Austin. Estenderemos aqui esta dedução para o caso de sinais complexos.

Consideremos um sistema de transmissão M-ária como o da figura 3.1, cujo sinal recebido é dado pela expressão (3.5). Os símbolos I_n pertencem ao alfabeto $\{A_1, A_2, \dots, A_M\}$. Na recepção decidiremos pelo símbolo que apresentar a maior probabilidade a posteriori, fazendo a decisão símbolo a símbolo. Sem perda de generalidade, consideraremos que estamos decidindo o símbolo I_0 . Usando a regra de Bayes, mostra-se [29] que este critério de estimação corresponde a calcular a razão de verossimilhança Λ_j , dada por:

$$\Lambda_j = \frac{p[r(t)|I_0 = A_j]}{p[r(t)|I_0 = A_0]} \quad (3.65)$$

onde $I_0 = A_0$ é uma hipótese auxiliar com $A_0 = 0$ não pertencendo ao alfabeto $\{A_i\}_{i=1}^M$, e decidir:

$$\hat{I}_0 = A_j \quad \text{se} \quad \Lambda_j = \max_i \{\Lambda_i\} \quad (3.66)$$

Para calcularmos estas razões, assumiremos, além das hipótese (1) e (2) mencionadas na seção 3.2, mais duas hipóteses auxiliares:

- (3) os símbolos futuros (I_{+1}, I_{+2}, \dots) são variáveis aleatórias com distribuição *gaussiana* de média zero e variância unitária,

- (4) os símbolos passados (I_{-1}, I_{-2}, \dots) são conhecidos,

Observe-se que, enquanto a hipótese (4) é, em geral, verdadeira em um sistema real, a hipótese (3) é falsa. Ela é assumida para simplificar o tratamento matemático deste problema e, portanto, a estrutura do receptor obtida será *sub-ótima* em um sistema real.

Mostramos no Apêndice A que esta regra de decisão pode ser reformulada para:

$$\hat{I}_0 = A_j \quad \text{se} \quad L_j = \max_i \{L_i\} \quad (3.67)$$

onde a nova variável de decisão L_j é dada por:

$$L_j = \Re \left\{ A_j^* \left[\mathbf{d}^H \mathbf{y} + \mathbf{r}^H \mathbf{I}_- \right] \right\} - |A_j|^2 S \quad (3.68)$$

onde:

- \mathbf{y} é um vetor de comprimento infinito cujos elementos são amostras em $t = nT$ do sinal $y(t)$ de saída do filtro casado, cuja entrada é o sinal $r(t)$, com a seguinte composição:

$$\mathbf{y}^T = [y_0, y_1, \dots] \quad (3.69)$$

com y_i correspondendo ao símbolo transmitido I_i

- \mathbf{I}_- é o vetor composto por todos os símbolos passados, ou seja,

$$\mathbf{I}_-^T = [I_{-1}, I_{-2}, \dots] \quad (3.70)$$

- os vetores \mathbf{r} e \mathbf{d} contêm os fatores de ponderação para a soma dos símbolos passados e amostras do sinal de saída do filtro casado, respectivamente. Os valores dos elementos de \mathbf{r} e \mathbf{d} dependem da forma do pulso recebido $h(t)$
- S é uma grandeza que depende da resposta impulsiva do canal

Portanto, o receptor ótimo para a detecção símbolo-a-símbolo, observadas as hipóteses, é composto por um filtro casado com o pulso recebido, seguido por duas estruturas transversais, uma para as amostras do sinal de saída do filtro casado, correspondendo aos símbolos atual e futuros, e outra para os símbolos passados. Em princípio, todos os símbolos passados e futuros devem ser tratados pelos filtros transversais, o que resulta em números elevados de coeficientes dos filtros transversais. Trataremos mais adiante das restrições sobre tais números de coeficientes.

Os valores ótimos para d_i e r_i são fornecidos pelo procedimento que resulta em (3.68). Porém, como já mencionado, a estrutura do DFE deduzida acima é ótima (sob o critério da minimização da probabilidade de erro de símbolo) sob a hipótese de que os símbolos futuros são variáveis aleatórias com distribuição Gaussiana. Como esta hipótese não é válida para um sistema real, a estrutura será apenas sub-ótima e deveremos utilizar um outro critério para obter os valores de d_i e r_i .

Para o caso de símbolos QPSK, mostramos no Apêndice A que a decisão do símbolo transmitido é feita com base no sinal algébrico da parte real e imaginária da variável de decisão U , dada por:

$$U = \mathbf{d}^H \mathbf{a} + \mathbf{r}^H \mathbf{I}_-, \quad (3.71)$$

ou seja:

$$\begin{aligned} \Re\{\hat{I}_0\} &= \text{sin}al \text{ de } \Re\{U\} \\ \Im\{\hat{I}_0\} &= \text{sin}al \text{ de } \Im\{U\} \end{aligned} \quad (3.72)$$

onde $\Im\{x\}$ representa a parte imaginária de x .

A estrutura do receptor para este caso é mostrada na figura 3.13. Comparando tal estrutura com a da figura 3.12, observamos que nesta última os símbolos passados transmitidos são tomados das decisões já feitas, ou seja, temos uma *realimentação*, assumindo a hipótese de que tais decisões são corretas. Poderíamos também estabelecer tal realimentação na figura 3.13.

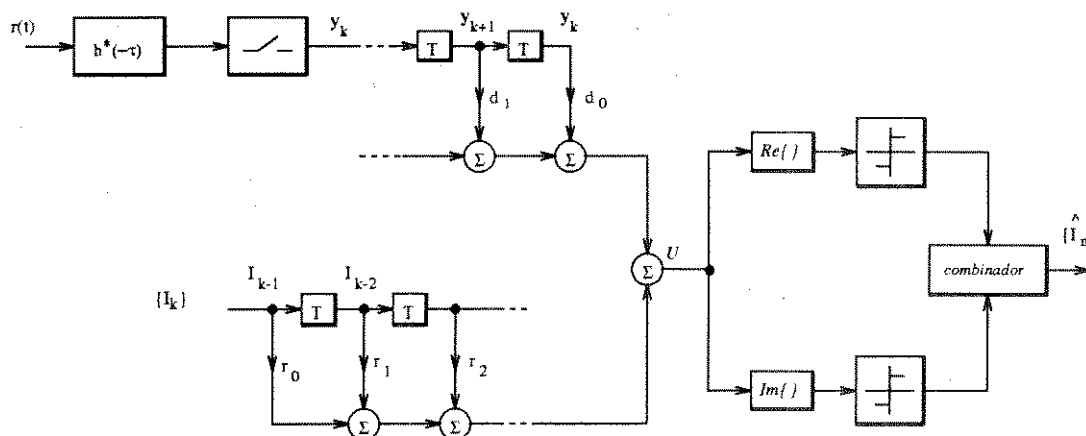


Figura 3.13: Receptor ótimo para símbolos QPSK observadas as hipóteses (1) a (4)

A seguir trataremos da obtenção dos valores ótimos de d_i e r_i para o caso particular de símbolos QPSK e da regra expressa em (3.72), otimização esta que se torna necessária tendo em conta a validade da hipótese gaussiana para os símbolos futuros e a necessidade de trabalharmos com números finitos de interferentes e ordem dos filtros da parte direta e realimentada.

3.3.2 Otimização dos coeficientes do DFE

Observando a expressão (3.71) e a regra de decisão (3.72), notamos que podemos ajustar os valores dos coeficientes do DFE de tal forma que o valor da variável de decisão U se aproxime do valor correto do símbolo estimado. Desta forma, U será a *estimativa* \tilde{I}_0 do símbolo transmitido e não apenas uma variável através da qual a decisão é feita. Um critério para se proceder este ajuste é o da **minimização do erro quadrático médio** entre o valor correto do símbolo e o seu valor estimado \tilde{I}_0 . Este critério corresponde à minimização da probabilidade de erro de símbolo quando não há erro na decisão de um símbolo na ausência de ruído aditivo [35].

Apesar da estrutura do DFE ter sido derivada com infinitos coeficientes d_i e r_i , deveremos empregar um número finito destes coeficientes em uma aplicação prática. Para a etapa direta, em geral quanto maior o número de coeficientes, melhor será o desempenho do DFE, como ocorre com o equalizador linear. Por outro lado, basta que o número de coeficientes da etapa realimentada seja igual ao número de símbolos passados que provocam IIS.

Através deste critério obtemos os valores ótimos dos coeficientes d_i e r_i em função das características do sistema de transmissão e do DFE. Consideremos, então, o sistema de transmissão mostrado na figura 3.14, onde utilizamos um equalizador com decisão realimentada com $(N_1 + 1)$ coeficientes na etapa direta e N_2 coeficientes na etapa realimentada. Este equalizador será designado por $DFE(N_1 + 1, N_2)$.

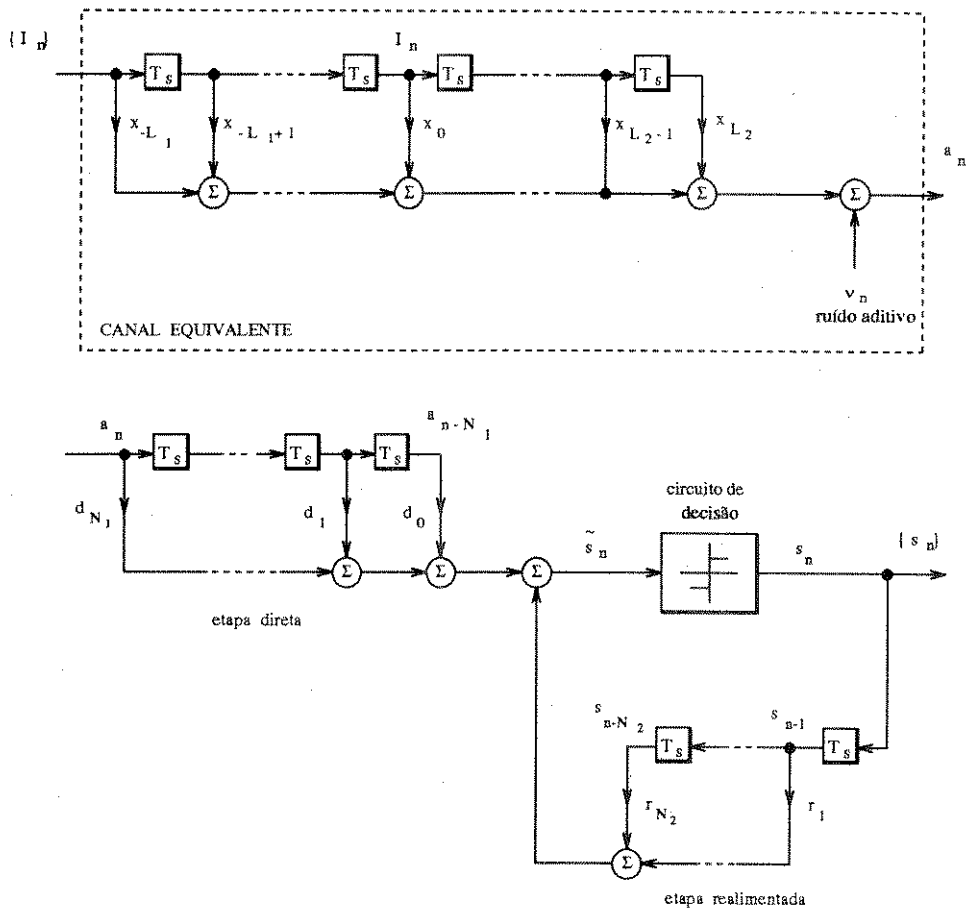


Figura 3.14: Modelo de sistema de transmissão

O canal equivalente é composto pelo filtro de transmissão $p(\tau)$, o canal de propagação $c(\tau)$ e o filtro de recepção $q(\tau)$. Não faremos qualquer restrição ao filtro de recepção. Representaremos este canal equivalente por um filtro transversal cujos coeficientes x_k são amostras da resposta impulsiva $x(\tau) = p(\tau) \star c(\tau) \star q(\tau)$ nos instantes $\tau = kT$. Assumiremos que x_k será não nulo apenas para $-L_1 \leq k \leq L_2$. Os símbolos de transmitidos I_n são aleatórios independentes com média nula e variância σ_I^2 , ou seja:

$$\mathcal{E}\{I_n I_{n+k}^*\} = \sigma_I^2 \delta_{k0} \quad (3.73)$$

onde

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (3.74)$$

O ruído aditivo ν_n corresponde à saída do filtro de recepção $q(\tau)$ cuja entrada é o ruído aditivo gaussiano branco $z(t)$ de média nula e variância σ_z^2 . Desta forma, a média de ν_n será nula e sua variância será dada por [36]:

$$\mathcal{E}\{\nu_{n+k}^* \nu_n\} = \sigma_z^2 \rho_k \quad (3.75)$$

onde

$$\rho_k = q_k \star q_{-k}^* \quad (3.76)$$

com q_k sendo amostra de $q(\tau)$ nos instantes $\tau = kT$.

Utilizando o critério da minimização do erro quadrático médio, os coeficientes d_i e r_i são ajustados de tal forma que a quantidade

$$J = \mathcal{E}\{|e_n|^2\} \quad (3.77)$$

seja minimizada, onde e_n é definido como o erro de estimação entre o valor estimado e o valor correto do símbolo. Considerando que o equalizador causa um atraso de N_1 períodos de símbolos, pois sua parte direta tem N_1 coeficientes, e supondo que o modelo equivalente do canal não provoca atrasos, o erro e_n é escrito como:

$$e_n = \tilde{s}_n - I_{n-N_1} \quad (3.78)$$

com:

$$\tilde{s}_n = \sum_{i=0}^{N_1} d_i \left(\sum_{j=-L_1}^{L_2} x_j I_{n+i-N_1-j} + \nu_{n+i-N_1} \right) + \sum_{i=1}^{N_2} r_i s_{n-i} \quad (3.79)$$

onde a_n é a saída do canal equivalente e s_n é a quantização de \tilde{s}_n , pois estamos utilizando o critério da minimização do erro quadrático médio. Observe que se $q(\tau)$ é casado como o pulso recebido, então, seguindo a notação utilizada até aqui, $a_n = y_n$.

O valor ótimo de cada coeficiente é obtido derivando J em função dos coeficientes e igualando o resultado a zero:

$$\frac{\partial J}{\partial d_i} = 0 \quad \text{para } i = 0, 1, \dots, N_1 \quad (3.80)$$

$$\frac{\partial J}{\partial r_i} = 0 \quad \text{para } i = 1, \dots, N_2 \quad (3.81)$$

Mostramos no Apêndice B que minimizar J desta forma equivale a ter:

$$\mathcal{E}\{e_n a_{k+i}^*\} = 0 \quad \text{para } i = 0, 1, \dots, N_1 \quad (3.82)$$

$$\mathcal{E}\{e_n s_{k-i}^*\} = 0 \quad \text{para } i = 1, \dots, N_2 \quad (3.83)$$

As expressões (3.82) e (3.83) equivalem a dizer que J será mínimo quando o erro de estimação for *ortogonal* aos sinais de entrada dos filtros transversais, a_{k+i} e s_{k-i} [31, 38]. Usando, agora, estas expressões (3.82) e (3.83) e assumindo que não houve erros na decisão dos símbolos recebidos, ou seja, $\tilde{s}_n = I_{n-N_1}$, e que o número de coeficientes da etapa realimentada, N_2 , é maior ou igual ao número de interferentes passados, L_2 , mostramos no Apêndice B que os valores ótimos $d_{o,i}$ e $r_{o,i}$ são dados por:

$$\sigma_I^2 x_{N_1-i}^* = \sum_{k=0}^{N_1} d_{o,k} \left(\sigma_z^2 \rho_{i+k-N_1} + \sum_{k=-L_1}^m x_k x_{N_1+k-m-i}^* \right) \quad i = 0, 1, \dots, N_1 \quad (3.84)$$

$$r_{o,i} = - \sum_{j=0}^{N_1} d_{o,j} x_{i+j} \quad i = 1, \dots, N_2 \quad (3.85)$$

Observamos, então, que os coeficientes $d_{o,i}$ são obtidos a partir de um sistema de $N_1 + 1$ equações, sendo função das características estatísticas do ruído aditivo e do sinal transmitido e também da resposta impulsiva completa do sistema de transmissão, ou canal equivalente, x_k . Este sistema de equações de 3.84 pode ser escrito na forma matricial, onde a matriz da equação é hermitiana, como mostramos no Apêndice B.

Por outro lado, os coeficientes $r_{o,i}$ são obtidos a partir dos próprios coeficientes $d_{o,i}$, mas são também função de x_k .

3.3.3 Resposta impulsiva de um sistema de transmissão usando DFE

Utilizando as expressões (3.84) e (3.85), podemos determinar a resposta impulsiva de um sistema de transmissão com um equalizador com decisão realimentada e verificar que, dependendo do número de coeficientes da etapa realimentada, a ISS devida aos símbolos passados pode ser eliminada totalmente.

Considerando a figura 3.13, a resposta impulsiva do sistema de transmissão incluindo o DFE para o caso $N_2 \geq L_2$ é dada por:

$$h_n = x_n \star d_{-n} + r_n \quad (3.86)$$

Observe-se que provocamos a inversão do sinal dos índices de d_n pois a etapa direta do DFE utilizará as amostras do sinal de entrada atual e futuras. Consequentemente, os índices dos coeficientes desta etapa devem ser negativos.

Observando a expressão (3.85), notamos que a resposta impulsiva da etapa realimentada é a convolução entre o canal equivalente e a etapa direta para índices positivos:

$$r_n = \begin{cases} -x_n \star d_{-n} & \text{para } 1 \leq n \leq N_2 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.87)$$

Portanto, a resposta impulsiva h_n resulta em:

$$h_n = \begin{cases} x_n \star d_{-n} & \text{para } -(L_1 + N_1) + 2 \leq n \leq 0 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.88)$$

ou seja, a etapa realimentada do DFE anula completamente a parte *passada* da resposta impulsiva completa do sistema.

Como exemplo, consideremos a resposta impulsiva mostrada na figura 3.15, cujos coeficientes x_n são fornecidos pela tabela 3.1.

Supondo que não há ruído aditivo e que $\sigma_I^2 = 1$, os valores ótimos dos coeficientes de um DFE com 5 coeficientes na etapa direta e 3 na realimentada, obtidos através das expressões (3.84) e (3.85), estão mostrados na tabela 3.2.

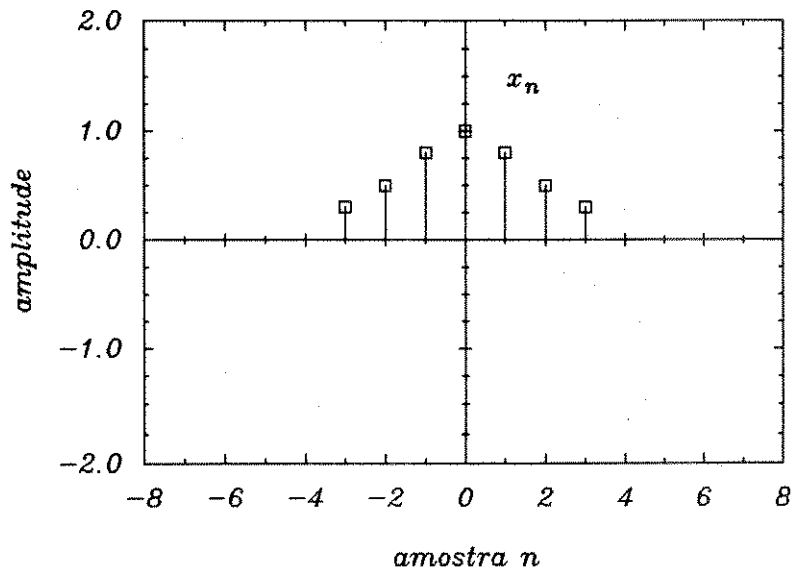


Figura 3.15: Exemplo de resposta impulsiva x_n

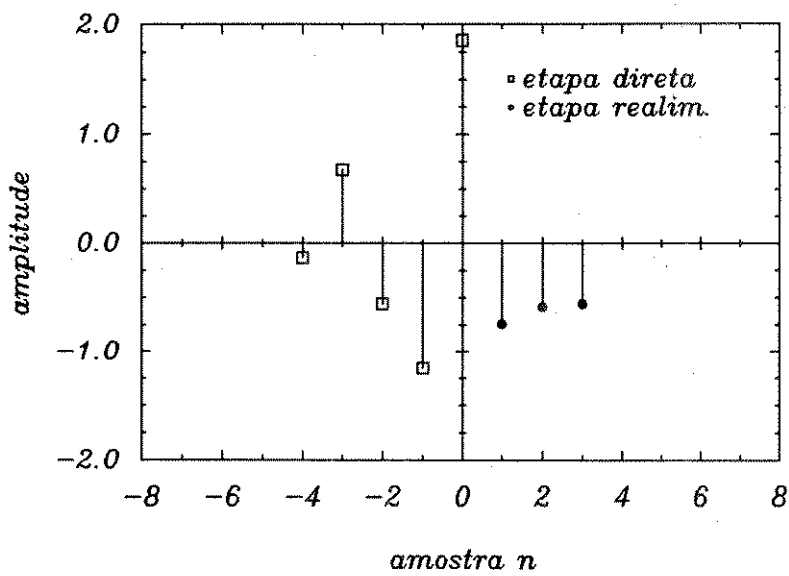


Figura 3.16: Respostas impulsivas das etapas direta e realimentada do DFE

$x_{-3} = +0,3$
$x_{-2} = +0,5$
$x_{-1} = +0,8$
$x_0 = +1,0$
$x_1 = +0,8$
$x_2 = +0,5$
$x_3 = +0,3$

Tabela 3.1: Coeficientes do canal equivalente

$d_0 = +1,8570$	$r_1 = -0,7411$
$d_1 = -1,1550$	$r_2 = -0,5818$
$d_2 = -0,5559$	$r_3 = -0,5570$
$d_3 = +0,6769$	
$d_4 = -0,1309$	

Tabela 3.2: Valores ótimos do DFE do exemplo

Na figura 3.16 temos as respostas impulsivas das etapas direta e realimentada do DFE. Observe-se que se trata de duas respostas distintas superpostas na mesma figura.

Finalmente, na figura 3.17 temos a resposta impulsiva completa do sistema, como representada pela expressão 3.86, onde podemos observar que a IIS devido à símbolos passados será nula, pois $h_n = 0$ para $i > 0$.

3.4 Equalizadores adaptativos

Nas seções 3.2.2 e 3.3.2, mostramos que os coeficientes de um equalizador podem ser ajustados de tal forma a minimizar o valor quadrático médio do erro de estimação. Para o cálculo do valor dos coeficientes ótimos segundo este critério, necessitamos do conhecimento das características estatísticas do sinal de entrada do equalizador, que dependem do canal de propagação, e das características estatísticas do ruído aditivo. Estas informações são, então, aplicadas em expressões que fornecem os valores ótimos dos coeficientes.

Porém, este procedimento para o ajuste dos valores dos coeficientes não é possível ou é impreciso em certas aplicações práticas. Por exemplo, em transmissão via cabo telefônico, conhecemos a resposta impulsiva *média* do canal, e com esta podemos calcular o coeficientes do equalizador. No entanto, este procedimento pode gerar desajustes que podem ser intoleráveis. Em outros tipos de transmissão, como em sistemas móveis, não se tem qualquer informação sobre o canal de propagação, uma vez que elas variam aleatoriamente com o tempo. Para essas situações, existem basicamente duas soluções:

- **estimação das características estatísticas do sinal de entrada do equalizador e cálculo dos coeficientes de forma não recursiva:**

quando as características estatísticas do sinal de entrada são *invariantes* com o tempo, este procedimento pode ser conveniente, apesar de, em geral, necessitar uma quantidade de cálculo elevada; por outro lado, quando tais características são *variantes* com o tempo, devemos aplicar esta seqüência de operação (estimação e cálculo) seguidas vezes, tornando o método ineficiente.

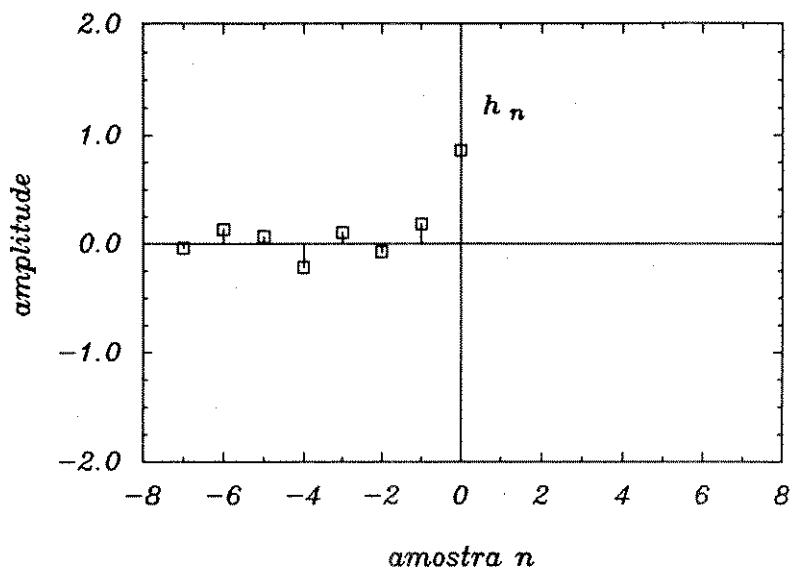


Figura 3.17: Resposta impulsiva do sistema completo

- **cálculo dos coeficientes recursivamente através de um algoritmo adaptativo:**

para a situação com as características invariantes, os coeficientes partem de uma condição inicial pré-determinada e atingem o seus valores ótimos segundo algum critério recursivamente; para o caso variante com o tempo, os coeficientes são ajustados adaptativamente de forma a acompanhar tais variações.

Para o caso onde as características do sinal de entrada do equalizador são variantes com o tempo ou desconhecidas, a segunda solução é mais eficiente, pois os cálculos são feitos de forma adaptativa.

Os algoritmos adaptativos, aplicados não apenas a equalizadores mas a *filtros adaptativos* de uma forma geral, baseiam-se na minimização do valor de uma grandeza que é função do erro de estimação do sinal de saída do filtro, como esquematizado na figura 3.18.

Duas classes de algoritmos têm merecido mais atenção devido ao seu desempenho e simplicidade [31]:

- baseado na Teoria da Filtragem de Wiener,
- baseado no método dos mínimos quadrados.

A seguir, descreveremos estes algoritmos, aplicados para equalização com decisão realimentada, dispensando mais atenção à segunda classe, pois será aquela utilizada neste trabalho.

3.4.1 Algoritmo adaptativo baseado na Teoria da Filtragem de Wiener

Consideremos um filtro transversal linear como ilustrado na figura 3.19.

Na Teoria da Filtragem de Wiener, os coeficientes w_i , $i = 1, \dots, N$ são ajustados de tal forma a minimizar o valor quadrático médio \mathcal{P}_n do erro de estimação e_n :

$$\mathcal{P}_n = \mathcal{E}\{|e_n|^2\} \quad (3.89)$$

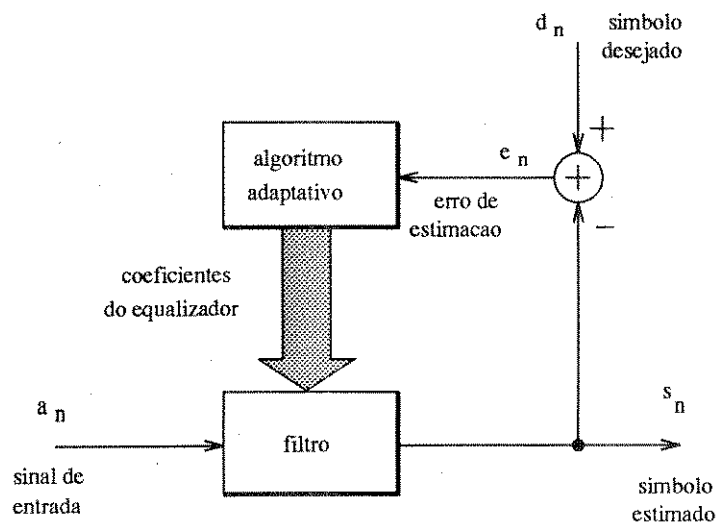


Figura 3.18: Equalizador adaptativo

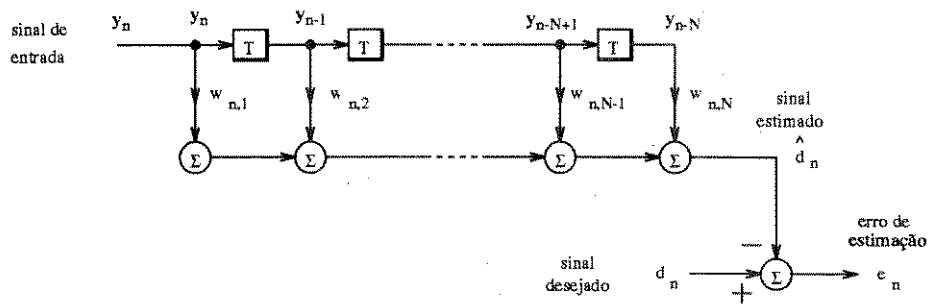


Figura 3.19: Filtro transversal

onde

$$e_n = d_n - \mathbf{w}_n^H \mathbf{y} \quad (3.90)$$

e os vetores ($N \times 1$) \mathbf{w} e \mathbf{y} são definidos como:

$$\mathbf{w}_n^T = [w_{n,1}^* \ w_{n,2}^* \ \dots \ w_{n,N}^*] \quad (3.91)$$

e

$$\mathbf{y}_n^T = [y_n \ y_{n-1} \ \dots \ y_{n-N}] \quad (3.92)$$

Derivando \mathcal{P}_n com relação aos coeficientes do filtro e igualando a zero, obtemos a *equação normal* que fornece o vetor \mathbf{w}_o com os valores ótimos dos coeficientes [31]:

$$\mathbf{R} \mathbf{w}_o = \mathbf{p} \quad (3.93)$$

ou

$$\mathbf{w}_o = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} \quad (3.94)$$

onde \mathbf{p} é o vetor de correlação cruzada entre o sinal desejado d_n e o vetor do sinal de entrada \mathbf{y} :

$$\mathbf{p} = \mathcal{E}\{\mathbf{y} d_n^*\} \quad (3.95)$$

e \mathbf{R} é a matriz de autocorrelação do sinal de entrada, isto é:

$$\mathbf{R} = \mathcal{E}\{\mathbf{y}^H \mathbf{y}\} \quad (3.96)$$

Uma forma alternativa para o cálculo de \mathbf{w}_o é a utilização do *algoritmo do gradiente* (também conhecido como "*steepest descent*") [31]. Este algoritmo permite o cálculo recursivo dos coeficientes, partindo de um valor inicial arbitrário, até atingir o valor ótimo \mathbf{w}_o . Na n -ésima interação, o valor de \mathbf{w}_n é calculado através da recursão:

$$\mathbf{w}_n = \mathbf{w}_{n-1} + \frac{1}{2}\mu [\nabla_{n-1}] \quad (3.97)$$

onde ∇_{n-1} é o *gradiente* de \mathcal{P}_{n-1} com relação à \mathbf{w}_{n-1} , ou seja:

$$\nabla_{n-1} = \frac{\partial \mathcal{P}_{n-1}}{\partial \mathbf{w}_{n-1}} = -2(\mathbf{p} - \mathbf{R}\mathbf{w}_{n-1}) \quad (3.98)$$

e μ é o *passo* do algoritmo.

Observe-se que o algoritmo do gradiente supõe o conhecimento da matriz \mathbf{R} e do vetor \mathbf{p} . No entanto, em geral, podemos apenas *estimar* \mathbf{R} e \mathbf{p} a partir dos dados de entrada do filtro. Quando esta estimativa é feita através de:

$$\hat{\mathbf{R}}_{n-1} = \mathbf{y}_{n-1} \mathbf{y}_{n-1}^H \quad (3.99)$$

e

$$\hat{\mathbf{p}}_{n-1} = d_{n-1}^* \mathbf{y}_{n-1} \quad (3.100)$$

resulta o *algoritmo do mínimo quadrado médio* ("*Least-Mean Square*" - *LMS*) ou *algoritmo do gradiente estocástico*. Aplicando tais estimativas em (3.97), obtemos:

$$\hat{\mathbf{w}}_n = \hat{\mathbf{w}}_{n-1} + \mu \mathbf{y}_{n-1} [d_{n-1} - \mathbf{w}_{n-1}^H \mathbf{y}_{n-1}]^* \quad (3.101)$$

Identificando o resultado dentro dos colchetes como sendo o erro de estimação no instante $n - 1$, temos a expressão de atualização do algoritmo LMS:

$$\hat{\mathbf{w}}_n = \hat{\mathbf{w}}_{n-1} + \mu \mathbf{y}_{n-1} e_{n-1}^* \quad (3.102)$$

Observando a expressão (3.102), notamos que o LMS é um algoritmo bastante simples de se implementar. No entanto, pode-se mostrar que a sua velocidade de convergência depende do espalhamento dos auto-valores da matriz \mathbf{R} [31], o qual é medido por:

$$\chi(\mathbf{R}) = \frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}} \quad (3.103)$$

onde λ_{max} e λ_{min} são os valores máximo e mínimo dos auto-valores de \mathbf{R} (ver [31] e [37] para maiores detalhes a respeito de auto-valores). Quanto maior o valor de $\chi(\mathbf{R})$, mais lento será o algoritmo, tornando-o inadequado para algumas aplicações.

3.4.2 Algoritmo adaptativo baseado no método dos mínimos quadrados

Enquanto que o algoritmo LMS baseia-se em conceitos *estatísticos*, os algoritmos baseados no método dos mínimos quadrados baseiam-se em conceitos *determinísticos*. Consideremos novamente a figura 3.19. Pelo método dos mínimos quadrados, os coeficientes $w_{n,i}$ são ajustados de tal forma a minimizar a soma S dos quadrados dos erros de estimação e_k , ou seja:

$$S = \sum_{k=0}^n |e_k|^2 \quad (3.104)$$

Observe-se que a minimização é feita sobre a soma dos erros e_0, e_1, \dots, e_n . Porém, se as características estatísticas do sinal de entrada x_n forem variantes com o tempo, deveremos privilegiar os erros e_k mais recentes, em detrimento dos mais antigos, de forma a acompanhar tais variações. Isto é feito ponderando os erros e_k na soma S através de um fator de esquecimento $\eta(n, k)$. Desta forma, redefinimos S como:

$$S = \sum_{k=0}^n \eta(n, k) |e_k|^2 \quad (3.105)$$

Pode-se mostrar (ver, por exemplo, [31] para maiores detalhes) que os valores ótimos dos coeficientes para este critério são dados pela *equação normal determinística*:

$$\Phi_n \mathbf{w}_n = \kappa_n \quad (3.106)$$

onde Φ_n e κ_n são as versões determinísticas da matriz de autocorrelação do sinal de entrada e do vetor de correlação cruzada entre o sinal de entrada e o sinal desejado, respectivamente:

$$\Phi_n = \sum_{k=0}^n \eta(n, k) \mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^H \quad (3.107)$$

$$\kappa_n = \sum_{k=0}^n \eta(n, k) d_k^* \mathbf{y}_k \quad (3.108)$$

A forma mais comum para o fator de esquecimento é a exponencial:

$$\eta(n, k) = \lambda^{n-k} \quad (3.109)$$

com

$$0 \ll \lambda \leq 1 \quad (3.110)$$

Outras formas para o fator de esquecimento também têm sido estudadas, tais como a do *janelamento uniforme* e a do *janelamento exponencial*. Nestas formas, o cálculo da matriz Φ_n e do vetor κ_n levam em conta apenas os L vetores \mathbf{x}_k mais recentes, ponderados exponencialmente ou não:

$$\begin{aligned} \eta(n, k) &= u_n^{(L)} && \text{janelamento uniforme} \\ \eta(n, k) &= \lambda^{n-k} u_n^{(L)} && \text{janelamento exponencial} \end{aligned} \quad (3.111)$$

com

$$u_n^{(L)} = \begin{cases} 1 & \text{se } 0 \leq n \leq L-1 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.112)$$

Estudos têm mostrado [39] que o algoritmo adaptativo resultante da utilização do janelamento exponencial possui maior capacidade de acompanhamento ("tracking") em relação ao algoritmo com apenas a ponderação exponencial. Este resultado pode ser entendido da seguinte forma: quando usamos o janelamento (exponencial ou uniforme), as amostras de erros anteriores ao intervalo definido pela janela, as quais correspondem às características estatísticas antigas do sinal de entrada, **não** são utilizadas nos cálculos dos coeficientes, permitindo que Φ_n e κ_n representem mais fielmente as características estatísticas do sinal de entrada do instante $t = nT$. Por outro lado, a ponderação exponencial apenas atenua as amostras mais antigas, produzindo uma maior inércia na capacidade de adaptação. Os algoritmos com janelamento apresentam o dobro da complexidade do algoritmo sem janelamento [39], pois não apenas os elementos $(\mathbf{y}_n^H \mathbf{y}_n)$ e $(d_n^* \mathbf{y}_n)$ devem ser *acrescentados* em Φ_n e κ_n (expressões (3.107) e (3.108)), respectivamente, mas também os elementos $(\mathbf{y}_{n-L}^H \mathbf{y}_{n-L})$ e $(d_{n-L}^* \mathbf{y}_{n-L})$ devem ser *retirados* dos mesmos. Neste trabalho utilizaremos o algoritmo sem janelamento (apenas com ponderação exponencial) (expressão (3.109)). Em trabalhos futuros pretendemos estudar os algoritmos com janelamento para verificar sua eficiência em canais de propagação móvel.

As expressões de Φ_n e κ_n que utilizaremos, então, são:

$$\Phi_n = \sum_{k=0}^n \lambda^{n-k} \mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^H \quad (3.113)$$

$$\kappa_n = \sum_{k=0}^n \lambda^{n-k} d_k^* \mathbf{y}_k \quad (3.114)$$

e o vetor de coeficientes ótimos no instante $t = nT$ é dado por:

$$\mathbf{w}_n = \Phi_n^{-1} \kappa_n \quad (3.115)$$

Pode-se mostrar (ver [31]) que os coeficientes \mathbf{w}_n podem ser calculados recursivamente para $n = 1, 2, \dots$ através das expressões:

$$\mathbf{g}_n = \frac{\lambda^{-1} \Phi_{n-1}^{-1} \mathbf{y}_n}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{y}_n^H \Phi_{n-1}^{-1} \mathbf{y}_n} \quad (3.116)$$

$$\gamma_n = d_n - \mathbf{w}_{n-1}^H \mathbf{y}_n \quad (3.117)$$

$$\mathbf{w}_n = \mathbf{w}_{n-1} + \mathbf{g}_n \gamma_n^* \quad (3.118)$$

$$\Phi_n^{-1} = \lambda^{-1} \Phi_{n-1}^{-1} - \lambda^{-1} \mathbf{g}_n \mathbf{y}_n^H \Phi_{n-1}^{-1} \quad (3.119)$$

onde \mathbf{g}_n é o vetor ganho e γ_n é o erro de estimação *a priori*. A matriz Φ_n e o vetor dos coeficientes \mathbf{w}_n são iniciados com:

$$\Phi_0 = \delta \mathbf{I} \quad (3.120)$$

$$\mathbf{w}_0 = \mathbf{0} \quad (3.121)$$

onde δ é um número positivo pequeno e \mathbf{I} e $\mathbf{0}$ são a matriz identidade e o vetor nulo, respectivamente.

Comparação entre o RLS e o LMS

As expressões (3.116-3.119) compõem a chamada forma *convencional* do algoritmo RLS. Esta forma requer um esforço computacional da ordem de N^2 operações por interação, enquanto que o algoritmo LMS requer um número de operações da ordem de N . Esta característica do RLS, a despeito da sua melhor capacidade de acompanhamento e convergência mais rápida, comparados com a do LMS, torna-o não utilizável em muitas situações práticas. Muitos estudos foram e continuam sendo feitos (por exemplo, [40] e [41]) para se obter algoritmos rápidos baseados no método dos mínimos quadrados, mas com esforço computacional comparável ao do LMS.

Outra característica importante do algoritmos RLS é a sua forte tendência à instabilidade numérica quando a precisão utilizada no cálculo é limitada. Esta instabilidade é mais marcante nos algoritmos rápidos, o que motivou muitos estudos com o objetivo desenvolver métodos de estabilização para estes algoritmos [31], [40], [42], [43]. No entanto, a forma convencional do RLS também apresenta instabilidade numérica [31], principalmente quando o fator de esquecimento é menor que a unidade, como verificaremos no capítulo 5 deste trabalho.

Neste trabalho utilizaremos o algoritmo RLS na sua forma convencional, pois estudaremos o desempenho do DFE apenas por meio de simulações, que não serão em tempo real.

3.4.3 Aplicação do algoritmo RLS na estrutura do DFE

Descrevemos acima as expressões do algoritmo RLS para um filtro transversal genérico. Para aplicá-las a um equalizador com decisão realimentada, devemos apenas redefinir algumas variáveis das mesmas.

Consideremos o equalizador com decisão realimentada da figura 3.14, onde, agora, os coeficientes do equalizador são função do tempo, representada pelo índice n . Então;

$$\begin{aligned} d_i &\rightarrow d_{n,i} \\ r_i &\rightarrow r_{n,i} \end{aligned}$$

Sob o ponto de vista do algoritmo de adaptação, o equalizador com decisão realimentada pode ser visto com sendo dois filtros transversais (o direto e o realimentado) cujas saídas são somadas. Portanto, devemos redefinir os vetores do sinal de entrada \mathbf{y}_n e dos coeficientes \mathbf{w}_n como:

$$\mathbf{y}_n^T = \underbrace{[y_n \ y_{n-1} \ \dots \ y_{n-N_1}]}_{\text{etapa direta}} \underbrace{[s_{n-1} \ s_{n-2} \ \dots \ s_{n-N_2}]}_{\text{etapa realim.}} \quad (3.122)$$

$$\mathbf{w}_n^T = \underbrace{[d_{n,N_1}^* \ d_{n,n-N_1+2}^* \ \dots \ d_{n,0}^*]}_{\text{etapa direta}} \underbrace{[r_{n,1}^* \ r_{n,2}^* \ \dots \ r_{n,N_2}^*]}_{\text{etapa realim.}} \quad (3.123)$$

Além disso, o sinal desejado é redefinido como:

$$d_n \rightarrow I_{n-N_1-1}$$

pois a etapa direta provoca um atraso de $N_1 - 1$ amostras.

Procedendo desta forma, aplicamos diretamente as expressões (3.116-3.119) do algoritmo RLS.

3.5 Equalizadores fracionários

Até então analisamos o funcionamento de equalizadores que processam amostras do sinal recebido tomadas a cada instante $t = nT$. No caso do DFE, observando a descrição feita no Apêndice A, o intervalo T entre as amostras foi escolhido pois as *decisões* devem ser feitas com este intervalo. No entanto, tal intervalo pode resultar em efeitos indesejáveis, como mostraremos a seguir.

Dado que o intervalo entre as amostras do sinal recebido é T e que o pulso cosseno levantado com *roll-off* $\alpha = 0,35$ ocupa a faixa de frequência $|f| \leq (1 + \alpha)/2T$, o espectro do sinal amostrado apresentará sobreposições dos espectros originais. Devemos lembrar, no entanto, que após a amostragem do sinal recebido, e eventual equalização, não necessitaremos retornar à forma analógica, pois as decisões quanto aos símbolos transmitidos utilizam as amostras do sinal recebido ou as saídas do equalizador. Portanto, não precisaremos nos preocupar com o teorema da amostragem quanto à questão da *reconstrução do sinal analógico*.

Porém, a sobreposição das réplicas do espectro do sinal analógico pode provocar efeitos que degradarão o desempenho do equalizador. Para observarmos como ocorrem tais efeitos, tomemos o sinal $y(t)$ de saída do filtro de recepção da figura 3.1. Consideremos, agora, que $y(t)$ foi amostrado nos instante $t = nT + \tau_0$ para ser processado pelo equalizador. τ_0 é uma constante arbitrária que chamaremos *erro de amostragem*. Temos então:

$$y_n = y(t) \Big|_{t=nT+\tau_0} = \sum_{k=0}^{\infty} I_k x_{n-k}, \quad (3.124)$$

O espectro do pulso de entrada do equalizador, $Y_p(f)$, será:

$$Y_p(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X\left(f - \frac{k}{T}\right) \exp\left[2\pi\left(f - \frac{k}{T}\right)\tau_0\right] \quad (3.125)$$

Apenas como ilustração, consideremos que $x(t)$ seja do tipo cosseno levantado com fator *roll-off* α não nulo e com espectro de fase nulo, de forma que o pico de $x(t)$ ocorra em $t = 0$. Para erro de amostragem não nulo, as réplicas de $X(f)$ deslocadas terão fases não nulas, como mostrada na figura 3.20 para $\tau_0 = -0,45T$. Como conseqüência, o espectro $Y_p(f)$ apresentará vales nos pontos $f = k/2T, k = \pm 1, \pm 2, \dots$, como ilustrado na figura 3.21, correspondente à figura 3.20. Dependendo do valor de τ_0 , vales podem ser mais ou menos pronunciados.

Consideremos, agora, que o sinal amostrado é enviado a um equalizador linear transversal com $2N + 1$ coeficientes espaçados em T , com resposta em frequência $W(f)$. Portanto, o espectro do sinal equalizado é dado por:

$$\begin{aligned} S(f) &= W(f) \cdot Y_p(f) \\ &= \sum_k w_k \exp(-j2\pi f k T) \times \\ &\quad \sum_{k=-\infty}^{\infty} X\left(f - \frac{k}{T}\right) \exp\left[j2\pi\left(f - \frac{k}{T}\right)\tau_0\right] \end{aligned} \quad (3.126)$$

Observe-se, então, que, como $W(f)$ é periódico com período $1/T$, o equalizador atuará sobre $Y_p(f)$, ou seja, sobre a versão de $X(f)$ com sobreposição, e não sobre $X(f) \exp(j2\pi f \tau_0)$ diretamente. O vale que aparece em $Y_p(f)$ será compensado no equalizador por um ganho elevado [46] que provocará um aumento da potência do ruído aditivo, diminuindo a relação sinal-ruído na saída do equalizador. Este tipo de enriquecimento do ruído pelo equalizador

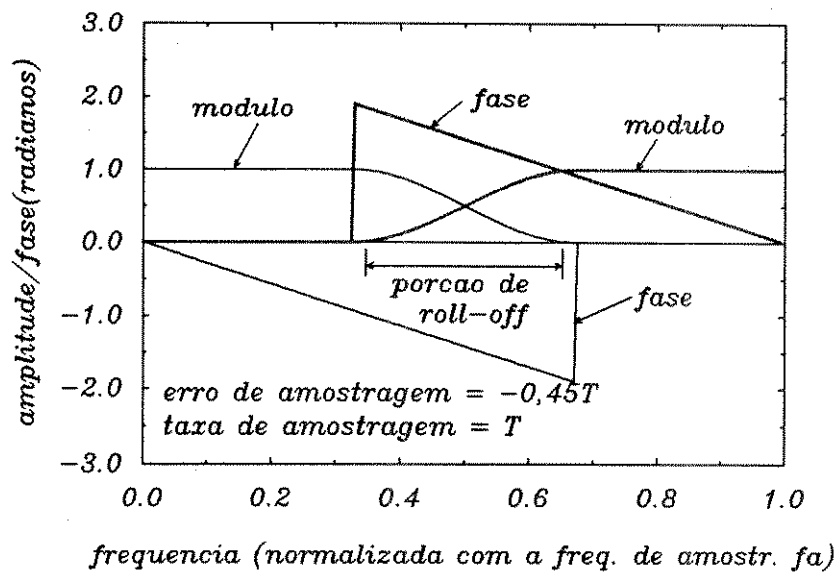


Figura 3.20: Réplicas do espectro $X(f)$ que comporão $Y_p(f)$

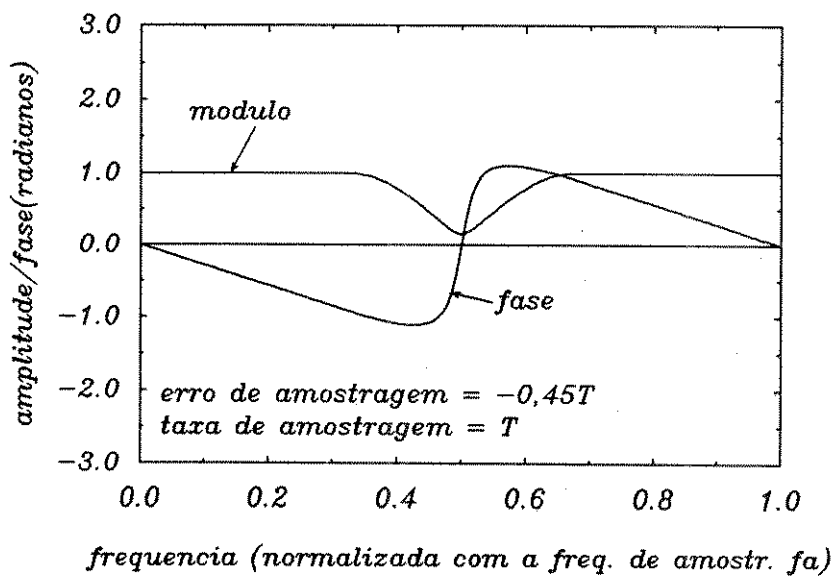


Figura 3.21: Espectro do pulso amostrado

é também provocado por nulos na resposta em frequência do *canal*, como discutido na seção 3.2.2. Aqui, porém, a forte atenuação apareceu devido ao erro de posicionamento dos instantes de amostragem do sinal de entrada do equalizador, quando esta é feita na taxa $1/T$. Este erro faz com que na porção do espectro de $Y_p(f)$ onde ocorre a sobreposição, denominada de *porção de roll-off*, as réplicas de $X(f)$ se anulem, provocando os vales.

Como ilustração, consideremos um equalizador linear transversal com 23 coeficientes, ajustados para minimizar o erro médio quadrático de estimação. Na figura 3.22 temos a resposta em frequência deste equalizador quando o sinal de entrada corresponde à pulsos com característica cosseno levantado, amostrados à taxa $1/T$ com um erro $\tau_0 = -0,45T$, como o da figura 3.21.

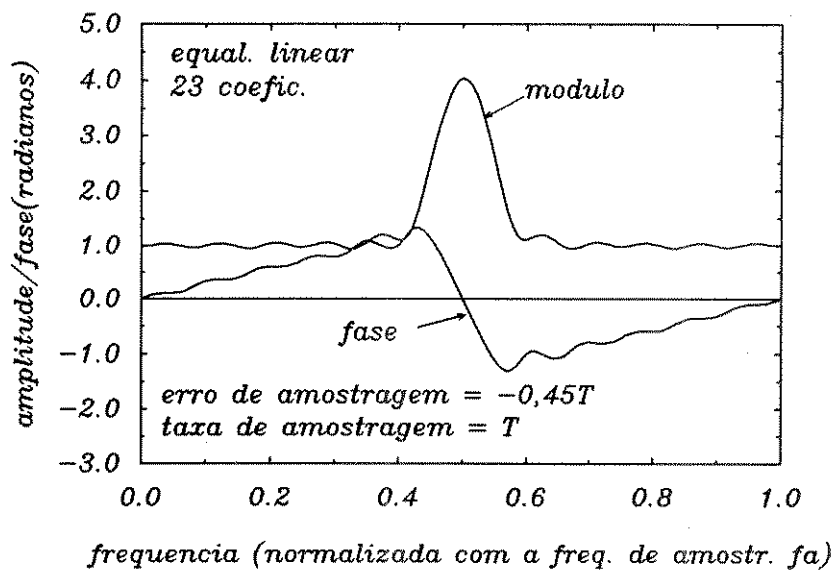


Figura 3.22: Resposta em frequência do equalizador linear com intervalo T entre amostras

Uma forma de contornar este efeito indesejável provocado pelo erro no instante de amostragem é aumentar a taxa de amostragem tal que não ocorra sobreposição de réplicas em $Y_p(f)$. Usando o *Teorema da Amostragem* [48], devemos, então, amostrar o sinal recebido à uma taxa f_a maior que $(1 + \alpha)/T$, ou seja, o período de amostragem T_a deverá ser uma *fração* do período de símbolo T . Para $\alpha = 0,35$, podemos usar

$$f_a = \frac{1}{T_a} = \frac{2}{T} \tag{3.127}$$

Como ilustração, o espectro $Y_p(f)$ do sinal $x(t)$ amostrado com à taxa $f_a = 2/T$ com um erro de amostragem $\tau_0 = -0,45T$ é mostrado na figura 3.23.

Para a equalização deste sinal, os coeficientes do equalizador devem também estar espaçados em T_a originando o nome *equalizador fracionário*. As amostras de saída do equalizador continuam a ser tomadas na taxa de símbolo. Na figura 3.24 está ilustrado um equalizador fracionário linear.

A resposta em frequência de um equalizador deste tipo com 22 coeficientes para o sinal da figura 3.23 é mostrada na figura 3.25.

Notamos que não existe mais o alto ganho na porção de *roll-off* apresentada pelo equalizador com intervalo T entre amostras. Podemos concluir que o equalizador fracionário atuará sobre as réplicas de $X(f)$ *antes* da sobreposição, podendo, então, sintetizar

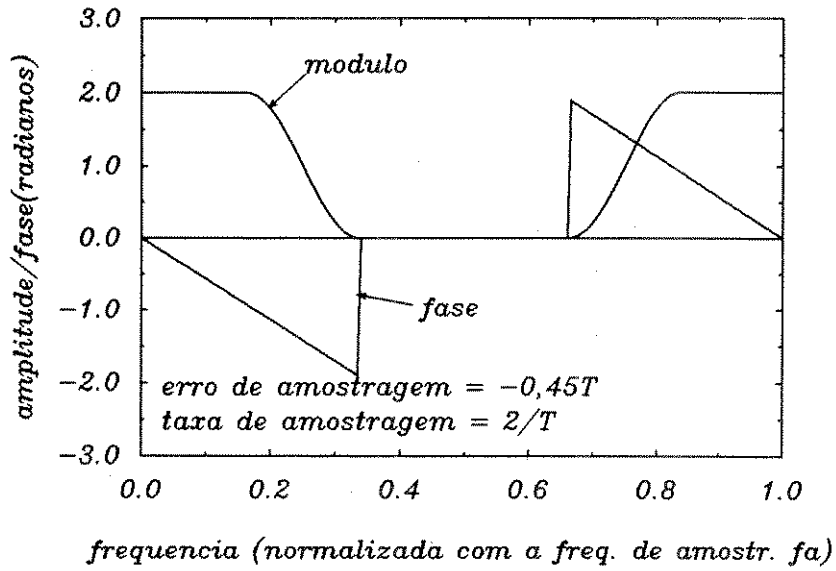


Figura 3.23: Sinal amostrado com taxa $2/T$

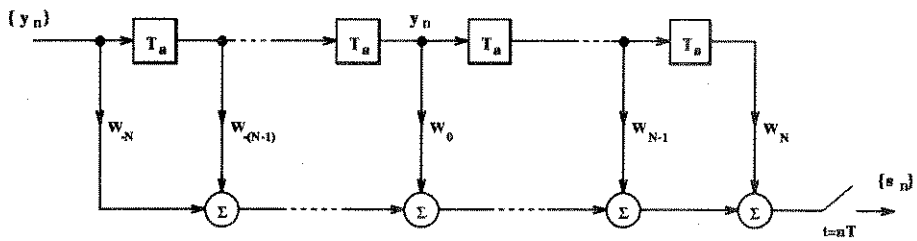


Figura 3.24: Equalizador linear fracionário

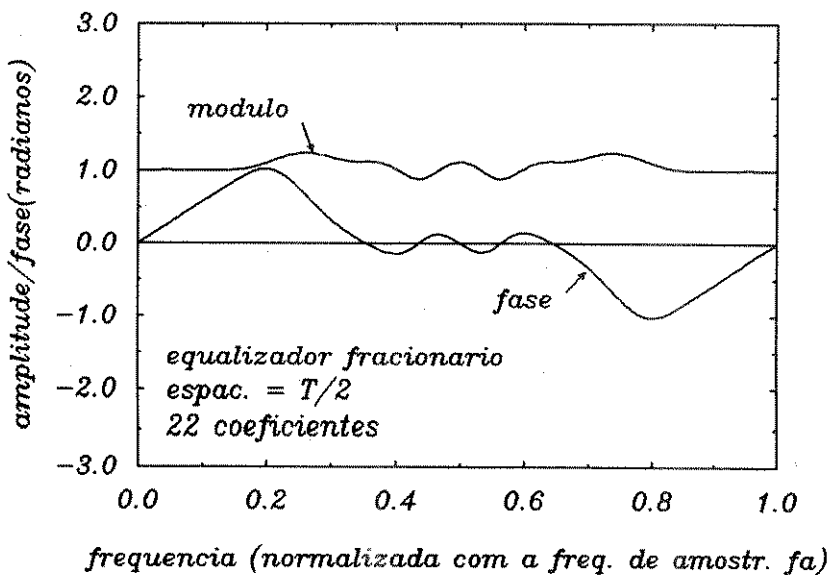


Figura 3.25: Resposta em frequência do equalizador fracionário

uma função para a correção do instante de amostragem, atuando apenas sobre a resposta de fase [46]. Como o pulso de entrada do equalizador era do tipo cosseno levantado, não havendo, portanto, IIS para eliminar, o equalizador fracionário apresentou a resposta em frequência:

$$C_{fr}(f) \approx \exp \left[\frac{2\pi f \tau_0}{T_a} \right] \quad \text{para } 0 < f < \frac{(1 + \alpha)}{T} \quad (3.128)$$

O equalizador com decisão realimentada também possui sua versão fracionária. Porém, apenas a etapa direta terá estrutura transversal fracionária, pois a etapa realimentada é alimentada com os símbolos decididos e não com amostras de algum sinal. Na figura 3.26 temos o DFE fracionário.

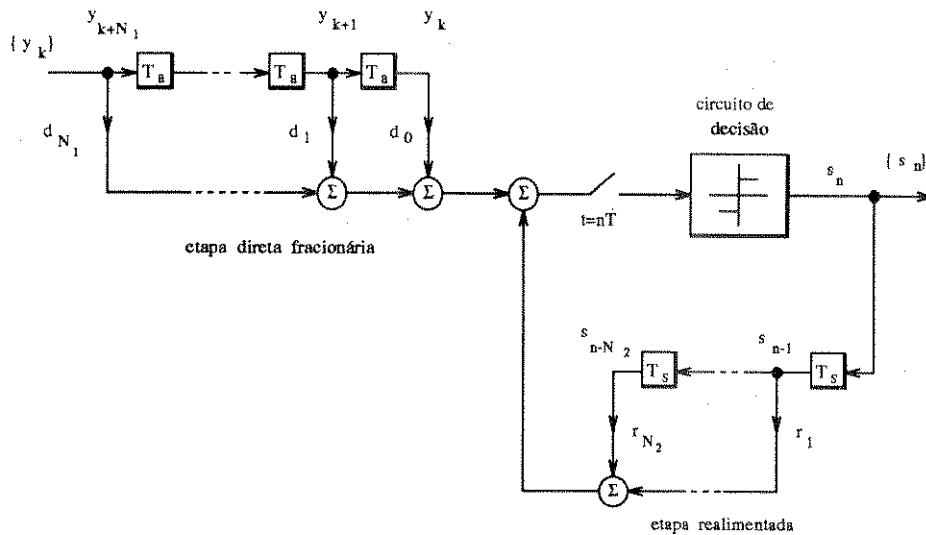


Figura 3.26: Equalizador com decisão realimentada fracionário

3.5.1 Adaptação dos coeficientes do equalizador fracionário

Como observado no item anterior, o sinal de saída do equalizador fracionário é amostrado à taxa de símbolo para se fazer a estimação do símbolo transmitido e calcular o erro de estimação. Portanto, seria natural que em um equalizador fracionário adaptativo, a adaptação fosse feita na taxa $1/T$. No entanto, a adaptação pode também ser feita na taxa de amostragem do sinal de entrada do equalizador. Neste caso, é necessário o uso de um *filtro interpolador* para se determinar o valor do sinal desejado nos instantes intermediários. Muitos estudos têm sido feitos [17],[47] propondo algoritmos de adaptação usando filtro interpolador, onde se verifica que esta estratégia aumenta a velocidade de convergência do algoritmo, ao custo de uma maior quantidade de cálculo por intervalo T .

Neste trabalho empregaremos a adaptação na taxa $1/T$, deixando para trabalhos futuros o estudo do desempenho do equalizador com adaptação na taxa de amostragem.

Capítulo 4

Sistema de transmissão simulado

Neste capítulo apresentaremos o sistema de transmissão utilizado no estudo do desempenho do DFE quando aplicado na equalização de sinais de telefonia móvel digital no sistema D-AMPS. Mostraremos alguns detalhes da implementação deste sistema através de um programa de simulação e resultados de testes de validação desta implementação.

4.1 O sistema de transmissão digital do Sistema de Telefonia Celular Digital D-AMPS

Como já mencionado anteriormente, utilizaremos em nossos estudos o sistema de telefonia celular digital D-AMPS que utiliza a técnica de acesso TDMA, por ser este a evolução do sistema AMPS, empregado no Brasil. Restringindo-nos ao *canal de voz* do D-AMPS, o sistema de transmissão *básico* é mostrado na figura 4.1, segundo a norma IS-54 da EIA/TIA [20]. Embora o equalizador não tenha sido normatizado pela IS-54, seu uso é necessário para que o sistema de transmissão atinja o desempenho mínimo especificado pela IS-55. Consequentemente, muitos estudos como este têm sido feitos nos últimos anos sobre métodos de equalização para o sistema D-AMPS.

Deste sistema de transmissão básico, apenas as etapas assinaladas na figura 4.1 foram implementadas no programa de simulação, as quais correspondem à configuração mínima para o estudo do desempenho do equalizador. As etapas de modulação e filtragem de transmissão e recepção estão rigidamente definidas pela IS-54, conforme já citado no capítulo 2, enquanto que a forma de demodulação é livre.

O canal de propagação utilizado está especificado na norma IS-55, correspondendo a um modelo de dois raios para o canal com desvanecimento seletivo variante no tempo.

4.2 Implementação do sistema simulado

Descreveremos a seguir alguns detalhes da implementação do sistema de transmissão simulado.

4.2.1 Modulação $\pi/4$ DQPSK

Como descrito no capítulo 2, a modulação empregada no sistema D-AMPS é $\pi/4$ DQPSK. Usando a representação em equivalente complexo em banda-básica, um símbolo $\pi/4$ DQPSK, carregando dois bits de informação, é representado por:

$$I_k = Ae^{j\theta_k} \quad (4.1)$$

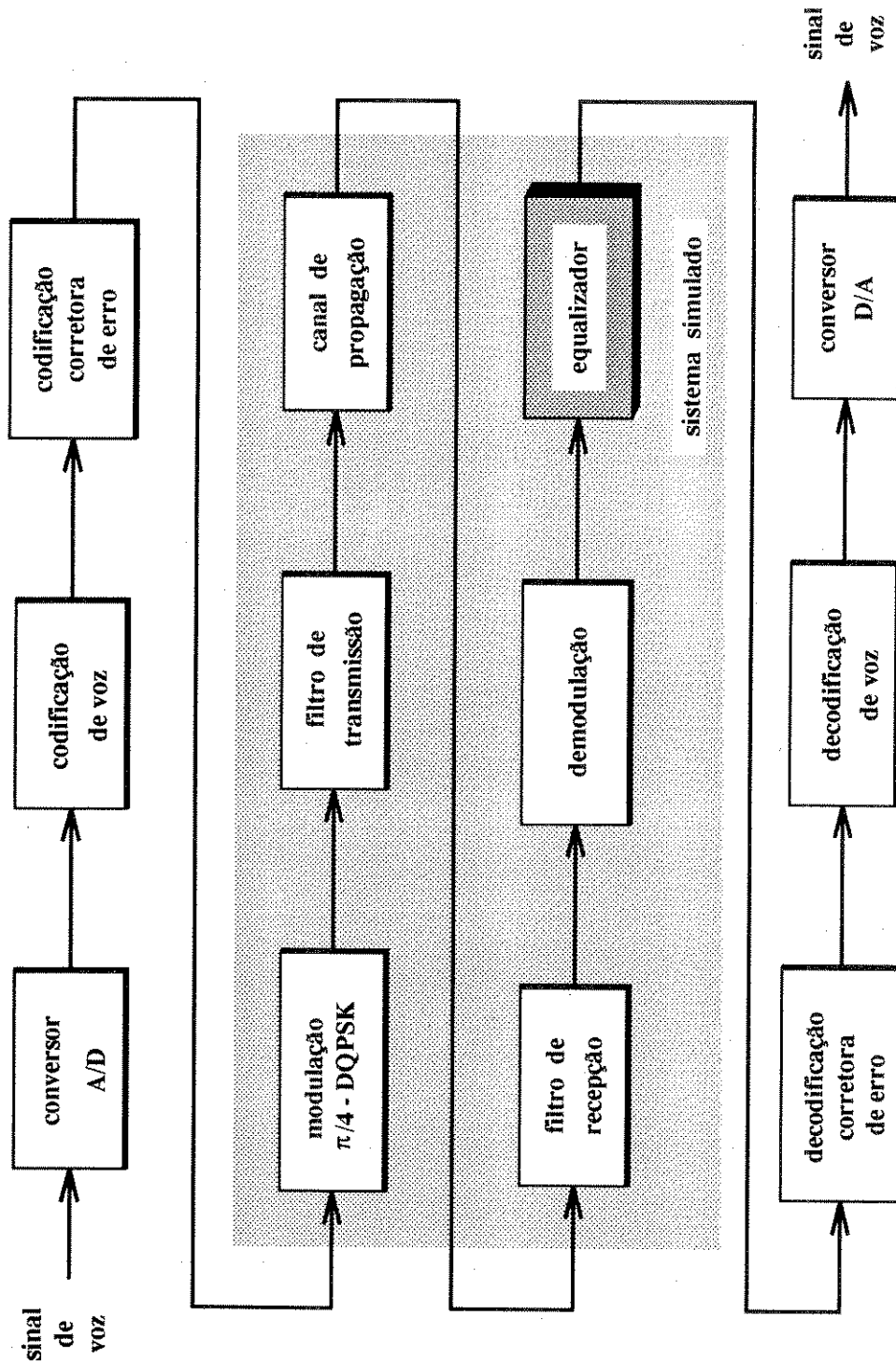


Figura 4.1: Sistema de transmissão do D-AMPS

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \Delta\phi_k \quad (4.2)$$

com $\Delta\phi_k$ determinado pelo dibits (b_{2k}, b_{2k+1}) a serem transmitidos pelo símbolo, como mostrado na tabela 2.2, onde b_{2k} é o $(2k)$ -ésimo bit de informação transmitido:

$$b_{2k} \text{ e } b_{2k+1} \Leftrightarrow I_k \quad (4.3)$$

Para implementarmos esta modulação, utilizamos uma tabela como a 2.2, cuja entrada é o dicit a ser transmitido e a saída é a fase $\Delta\phi_k$.

4.2.2 Filtros de transmissão e recepção

Como já mencionado, tais filtros possuem a característica raiz quadrada do cosseno levantado com fator "roll-off" α igual a 0,35. Usando a notação empregada no capítulo 3, representaremos os filtros de transmissão e de recepção por $p(\tau)$ e $q(\tau)$, respectivamente:

$$p(\tau) = q(\tau) = \frac{\text{sen} \left[\pi(1 - \alpha)\tau/T \right] + 4\alpha(\tau/T) \cos \left[\pi(1 + \alpha)\tau/T \right]}{\pi \left[1 - (4\alpha\tau/T)^2 \right] \tau/T} \quad (4.4)$$

onde T é o período de símbolo quaternário. Observe-se que para o caso do canal ser ideal, o filtro de recepção será *casado* com o pulso do sinal recebido.

Estes filtros foram implementados através de filtros transversais de *resposta impulsiva finita* (FIR), dadas por:

$$\tilde{p}_n = \sum_{-L}^L p_k \delta_{n-k} \quad (4.5)$$

$$\tilde{q}_n = \sum_{-L}^L q_k \delta_{n-k} \quad (4.6)$$

onde p_k e q_k são amostras de $p(\tau)$ e $q(\tau)$, respectivamente, com M amostras por período de símbolo T :

$$p_k = p(\tau) \Big|_{\tau=kT/M} \quad \text{e} \quad q_k = q(\tau) \Big|_{\tau=kT/M} \quad (4.7)$$

e $2L + 1$ é o número de coeficientes destes filtros. A taxa de amostragem $T_a = T/M$ deve ser escolhida de forma a não provocar sobreposição espectral. Usando o *critério de Nyquist para a amostragem* [48], devemos ter:

$$T_a \leq \frac{T}{(1 + \alpha)} \quad (4.8)$$

Além disso, quanto maior o número de amostras M , maior será a flexibilidade da simulação, como, por exemplo, no estudo da questão do instante de amostragem. Por outro lado, aumentando M , aumentaremos também o tempo de processamento da simulação, tornando-a, muitas vezes, proibitiva. Em nossas simulações adotamos $M = 4$ como um compromisso entre velocidade de processamento e flexibilidade.

4.2.3 Canal de propagação

No capítulo 2 estudamos as características do canal de propagação encontradas em um sistema de transmissão móvel e apresentamos uma modelagem para tal canal dadas pelas expressões (2.22) a (2.26) e repetidas aqui por conveniência, para $N = 2$:

$$\tilde{c}(\tau; t) = a_1(t)\delta(\tau) + a_2(t)\delta(\tau - \tau_0) \quad (4.9)$$

onde $a_i(t)$, $i = 1, 2$, são variáveis aleatórias gaussianas complexas que podem ser escritas como:

$$a_i(t) = \rho_i(t)e^{j\varphi_i(t)} \quad i = 1, 2 \quad (4.10)$$

As variáveis $\rho_i(t)$ e $\varphi_i(t)$ são variáveis aleatórias com distribuição Rayleigh e uniforme, respectivamente:

$$p_{\rho_i}(x) = \frac{x}{\sigma_i^2} e^{-x^2/2\sigma_i^2} \quad \text{para } x \geq 0 \quad (4.11)$$

$$p_{\varphi_i}(x) = \begin{cases} 1/2\pi & \text{para } -\pi \leq x < \pi \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.12)$$

onde, como já citado, $2\sigma_i^2$, $i = 1, 2$, são os momentos de segunda ordem de $\rho_i(t)$, os quais, segundo a IS-55, devem ser iguais. Em nossas simulações, fizemos ainda:

$$E\{\rho_1^2(t)\} + E\{\rho_2^2(t)\} = 1 \quad (4.13)$$

de forma que o ganho médio do canal seja unitário, como utilizado na referência [51].

Mencionamos também no capítulo 2 que as variáveis $a_i(t)$ podem ser obtidas através da conformação da densidade espectral de potência de variáveis aleatórias gaussianas complexas $\xi_i(t)$ brancas, através de um filtro Doppler $H(\gamma)$, tal que sua densidade espectral adquira a forma de $S_c(\gamma)$, indicada pela expressão (2.29).

Como nas simulações tratamos com sinais amostrados, implementamos tal filtro através de um filtro digital Chebyshev de segunda ordem cuja resposta em frequência é dada por:

$$H(\omega) = G \frac{A(1 + e^{-j\omega} + e^{-j2\omega})}{1 - Be^{-j\omega} - Ce^{-j2\omega}} \quad (4.14)$$

onde

$$A = \frac{0.8026476 \omega_c^2}{4 + 1.97905 \omega_c + 0.9895998 \omega_c^2}$$

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

$$C = \frac{4 - 1.97905 \omega_c + 0.9895998 \omega_c^2}{4 + 1.97905 \omega_c + 0.9895998 \omega_c^2}$$

e

$$\omega_c = \frac{2\pi f_D}{f_s}, \quad f_D = \frac{v}{\lambda} \quad (4.15)$$

sendo f_D a frequência Doppler máxima, f_s a taxa de amostragem do sinal de entrada do filtro, v a velocidade do móvel e λ o comprimento de onda da portadora, que, em nossas simulações, assumiremos estar centrada em 900 MHz. Considerando também que o canal varia apenas uma vez a cada período de símbolo T , então, $f_s = 1/T$. O fator G ajusta o ganho do filtro, de forma a obter os valores desejados de σ_i^2 . Na figura 4.2 estão ilustradas a resposta $|H(\gamma)|^2$ resultante do filtro implementado e $S_c(\gamma)$ para $f_D = 100Hz$.

A IS-55 estipula que os desempenhos devem ser medidos para velocidades 8, 50 e 100 km/h

Esta modelagem é proposta pela norma IS-55 para a medição do desempenho das diversas etapas do sistema de transmissão. Alguns autores [24, 30] criticam este modelo, alegando se tratar de um modelo rigoroso, correspondendo a situações dificilmente encontradas na prática. Não obstante tais críticas, este modelo é largamente utilizado em estudo de desempenho de sistemas celulares, possibilitando a comparação de resultados.

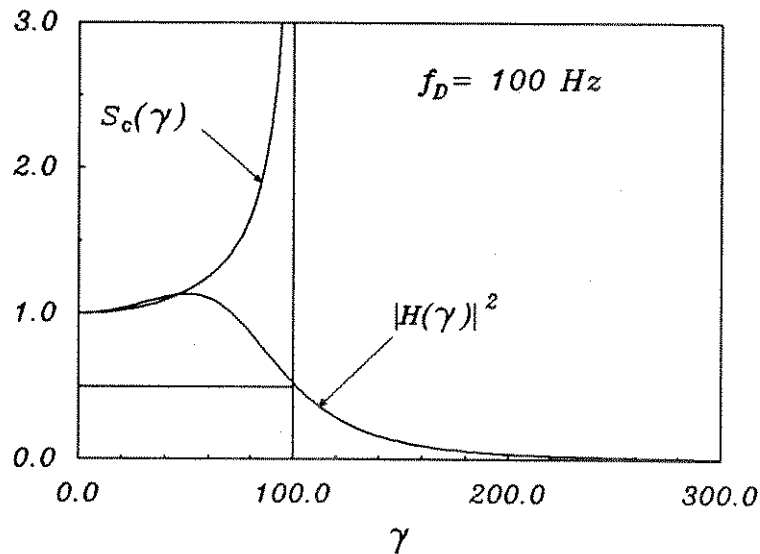


Figura 4.2: $S_c(\gamma)$ e $|H(\gamma)|^2$ correspondente ao filtro implementado

Neste modelo foi incorporado também o ruído térmico aditivo complexo $\nu(t)$, gaussiano de média nula e variância $E\{|\nu(t)|^2\} = 2N_0$, correspondendo a um ruído térmico aditivo real de variância igual a $N_0/2$ [29].

Na figura 4.3 temos o diagrama de blocos da implementação do modelo do canal.

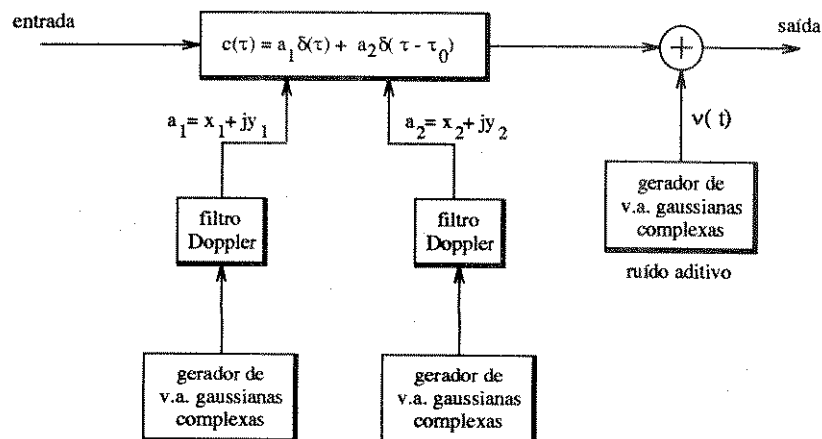


Figura 4.3: Modelo do canal móvel variante

4.2.4 Detecção do sinal modulado $\pi/4$ DQPSK

Um sinal modulado $\pi/4$ DQPSK pode ser detectado basicamente por duas técnicas [49], [50]:

- detecção diferencial em banda-básica
- detecção diferencial em FI

Detecção diferencial em banda-básica

Em um receptor usando *detecção diferencial em banda-básica*, utilizamos um oscilador local centrado na frequência da portadora f_c , porém não necessariamente coerente com a fase do sinal recebido $r_p(t)$. Na figura 4.4 temos o esquema de blocos desta detecção em sua forma banda-passante, onde ζ indica o erro de fase do oscilador local com relação à fase de $r_p(t)$. Este erro de fase é compensado após a demodulação pela utilização do

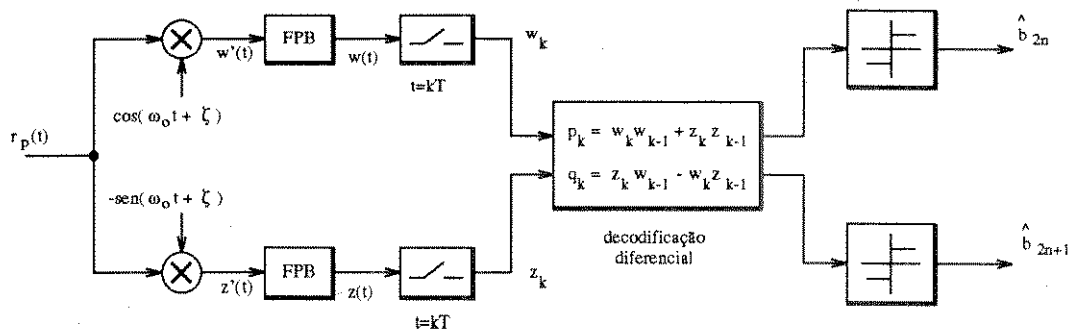


Figura 4.4: Detecção diferencial $\pi/4$ DQPSK em banda-básica

decodificador diferencial, como veremos a seguir.

Consideremos que o sinal $r_p(t)$, banda-passante, seja dado por:

$$r_p(t) = A \cos(2\pi f_c t + \theta_k) \quad \text{para } kT < t \leq (k+1)T \quad (4.16)$$

onde θ_k é a fase da portadora dependente dos díbits transmitidos naquele intervalo e no anterior, segundo a tabela 2.2. Os sinais $w'(t)$ e $z'(t)$ são, então, dados por:

$$\begin{aligned} w'(t) &= A \cos(2\pi f_c t + \theta_k) \cos(2\pi f_c t + \zeta) \\ &= \frac{A}{2} \cos(4\pi f_c t + \theta_k + \zeta) + \frac{A}{2} \cos(\theta_k - \zeta) \end{aligned} \quad (4.17)$$

e

$$\begin{aligned} z'(t) &= -A \cos(2\pi f_c t + \theta_k) \sin(2\pi f_c t + \zeta) \\ &= -\frac{A}{2} \sin(4\pi f_c t + \theta_k + \zeta) + \frac{A}{2} \sin(\theta_k - \zeta) \end{aligned} \quad (4.18)$$

Após a filtragem e amostragem, temos os sinais em banda-básica:

$$w_k = \cos(\theta_k - \zeta) \quad (4.19)$$

$$z_k = \sin(\theta_k - \zeta) \quad (4.20)$$

Aplicando w_k e z_k nas expressões da decodificação diferencial, temos:

$$\begin{aligned} p_k &= w_k w_{k-1} + z_k z_{k-1} \\ &= \cos(\theta_k - \zeta) \cos(\theta_{k-1} - \zeta) + \sin(\theta_k - \zeta) \sin(\theta_{k-1} - \zeta) \\ &= \cos(\theta_k - \theta_{k-1}) = \cos(\Delta\phi_k) \end{aligned} \quad (4.21)$$

$$\begin{aligned}
 q_k &= z_k w_{k-1} - w_k z_{k-1} \\
 &= \text{sen}(\theta_k - \zeta) \cos(\theta_{k-1} - \zeta) - \cos(\theta_k - \zeta) \text{sen}(\theta_{k-1} - \zeta) \\
 &= \text{sen}(\theta_k - \theta_{k-1}) = \text{sen}(\Delta\phi_k)
 \end{aligned}
 \tag{4.22}$$

Portanto, as variáveis p_k e q_k correspondem aos bits transmitidos b_{2k} e b_{2k+1} , respectivamente, conforme a tabela 2.2:

$$p_k \Leftrightarrow b_{2k} \quad e \quad q_k \Leftrightarrow b_{2k+1} \tag{4.23}$$

Observe-se que a decodificação diferencial é feita em banda-básica, ou seja, após a demodulação.

Detecção diferencial em FI

O uso de oscilador local pode ser indesejável em algumas aplicações devido aos circuitos necessários ou à dificuldade de aquisição do sincronismo de frequência deste oscilador. Uma alternativa para a detecção de sinais $\pi/4$ DQPSK é a *detecção diferencial em FI* [17, 29], mostrada na figura 4.5. Como os símbolos de informação foram codificados

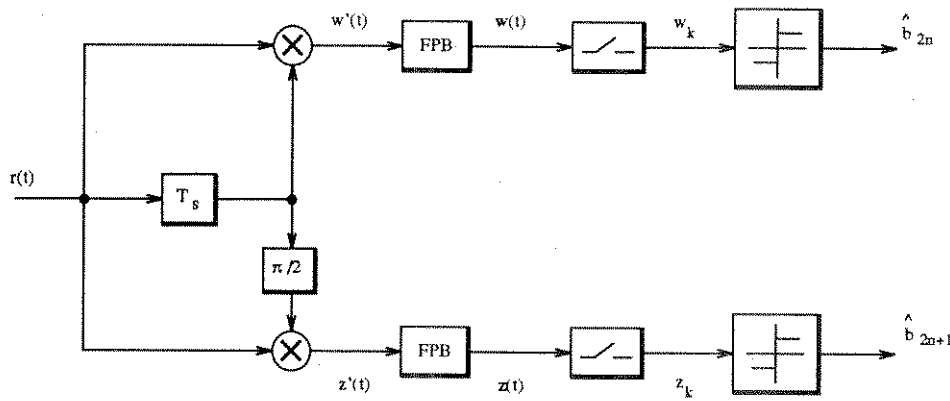


Figura 4.5: Detecção diferencial em FI

diferencialmente no transmissor, a observação da diferença entre as fases da portadora nos intervalos $(k-1)T < t \leq kT$, e $kT < t \leq (k+1)T$ permite a recuperação do símbolo transmitido. Para verificarmos o mecanismo desta técnica de detecção, consideremos o sinal $r_p(t)$ na saída do canal dado pela expressão (4.16). O sinal na saída do atrasador será, então:

$$r_p(t-T) = A \cos(2\pi f_c t + \theta_{k-1}) \tag{4.24}$$

onde supomos que o produto $f_c T$ é inteiro, por questão de simplicidade. Portanto, os sinais $w'(t)$ e $z'(t)$ são dados por:

$$\begin{aligned}
 w'(t) &= A^2 \cos(2\pi f_c t + \theta_k) \cos(2\pi f_c t + \theta_{k-1}) \\
 &= \frac{A^2}{2} \cos(4\pi f_c t + \theta_k + \theta_{k-1}) + \frac{A^2}{2} \cos(\theta_k - \theta_{k-1})
 \end{aligned}
 \tag{4.25}$$

e

$$\begin{aligned}
 z'(t) &= -A^2 \cos(2\pi f_c t + \theta_k) \text{sen}(2\pi f_c t + \theta_{k-1}) \\
 &= -\frac{A^2}{2} \text{sen}(4\pi f_c t + \theta_k + \theta_{k-1}) + \frac{A^2}{2} \text{sen}(\theta_k - \theta_{k-1})
 \end{aligned}
 \tag{4.26}$$

Eliminando-se as componentes centradas em $2f_c$ através dos filtros passa-baixas e procedendo a amostragem, obtém-se w_k e z_k :

$$w_k = \frac{A^2}{2} \cos(\theta_k - \theta_{k-1}) = \frac{A^2}{2} \cos(\Delta\phi_k) \quad (4.27)$$

e

$$z_k = \frac{A^2}{2} \sen(\theta_k - \theta_{k-1}) = \frac{A^2}{2} \sen(\Delta\phi_k) \quad (4.28)$$

que correspondem aos bits b_{2k} e b_{2k+1} transmitidos, segundo a tabela 2.2. Neste tipo de detecção, diferentemente do tipo anterior, a *decodificação diferencial é iniciada em FI*.

O desempenho destes dois tipos de detecção em comunicações móveis tem sido estudado nos últimos anos [30, 49, 50, 51], devido à sua simplicidade, graças a não necessidade de uso de recuperador de fase.

A equalização em sinais modulados diferencialmente

As duas técnicas de detecção para o sinal modulado $\pi/4$ DQPSK descritas acima influenciarão na *posição* do equalizador no receptor.

Para compreendermos esta influência, devemos inicialmente lembrar que a IIS pode ser entendida como uma *distorção linear* provocada pelo canal sobre o sinal transmitido, e, baseado nesta linearidade, o equalizador atuará sobre o sinal recebido de forma a minimizar tal distorção.

Retornando à decodificação diferencial, notamos que em ambos os tipos de detecção apresentados, ela é feita através da *multiplicação* das amostras atual e anterior do sinal de saída do canal, criando, então, uma característica quadrática no sinal decodificado. Esta natureza não-linear do sinal de saída do decodificador diferencial o torna inviável à equalização através dos métodos estudados no capítulo 3. Portanto, a equalização deverá ser feita *antes* da decodificação diferencial [52]. Observando as técnicas de detecção descritas acima, concluímos que para a detecção diferencial em banda-básica, o equalizador atuará sobre o sinal em banda-básica, enquanto que para a detecção diferencial em FI, a equalização será em banda-passante, conforme mostra a figura 4.6. Em ambos os casos, o sinal de entrada do equalizador carrega símbolos *codificados* $\pi/4$ DQPSK.

Neste trabalho estudaremos os equalizadores em banda-básica e, consequentemente, deveremos utilizar a detecção diferencial em banda-básica.

Equivalente complexo em banda-básica do detector diferencial em banda-básica

Os esquemas de detecção apresentados acima estão na suas formas em banda-passante, como mencionado. Porém, para utilizá-los em simulações, devemos usar suas formas equivalentes complexas em banda-básica.

Usando este tipo de representação, o sinal $r_p(t)$ pode ser escrito como:

$$r_p(t) = \Re\{r(t) \exp(2\pi f_c t)\} \quad (4.29)$$

Então, o equivalente complexo em banda-básica do detector diferencial é mostrado na figura 4.7, onde $h(\tau)$ é o equivalente complexo do filtro passa-baixas e ζ representa o erro de fase do oscilador local com relação à fase do sinal $r_p(t)$.

Discutiremos a questão do instante de amostragem na próxima seção, ao tratarmos da implementação dos equalizadores.

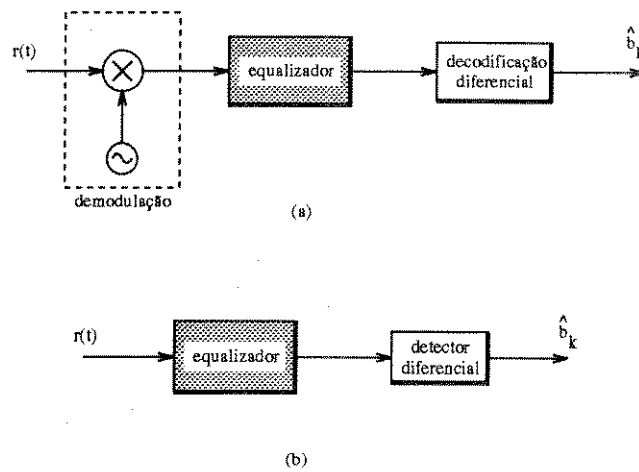


Figura 4.6: Equalização de sinal modulado diferencialmente: (a) detecção diferencial em banda-básica; (b) detecção diferencial em FI

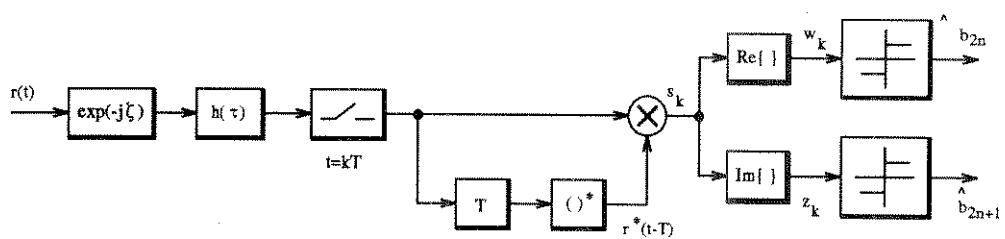


Figura 4.7: Representação em banda-básica complexa do detector diferencial em banda-básica

4.2.5 Equalizadores estudados

Em nossas simulações estudamos o desempenho do equalizador com decisão realimentada com as estruturas fracionária e não-fracionária, mostrados nas figuras 3.12 e 3.26, respectivamente. Vimos no capítulo 3, que equalizadores com decisão realimentada utilizam símbolos já decididos como entrada, caracterizando, então, uma *realimentação*. Desta forma, podemos posicionar a decodificação diferencial *dentro* ou *fora* do elo de realimentação, como veremos a seguir.

Decodificação diferencial dentro do elo de realimentação do DFE

Nesta configuração o decodificador é posicionado na saída não decidida do DFE, operando com sinais analógicos, como ilustra a figura 4.8. Desta forma, o circuito de decisão terá

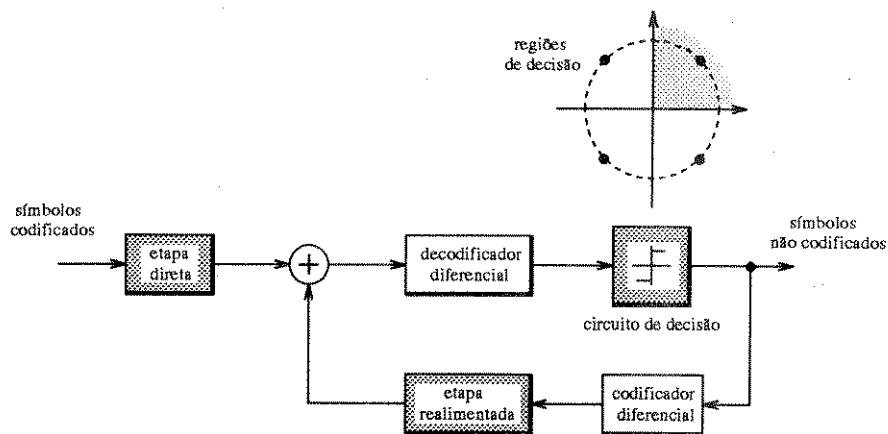


Figura 4.8: Configuração do receptor com o decodificador diferencial dentro do elo de realimentação do DFE

quatro regiões de decisão, pois a decisão é feita diretamente com os díbits. No entanto, como os símbolos de entrada da etapa realimentada do DFE devem ser também codificados, estes símbolos decididos deverão ser *recodificados*. Esta configuração tem sido usada quando se utiliza a detecção não-coerente para o $\pi/4$ DQPSK, como é o caso das referências [2] e [9]

Decodificação diferencial fora do elo de realimentação do DFE

Nesta configuração, o decodificador diferencial é posicionado após o circuito de decisão, não sendo necessária a recodificação do sinal de entrada da etapa realimentada do DFE, como mostrado na figura 4.9.

Observe-se que agora a decisão é feita sobre os símbolos $\pi/4$ DQPSK, sendo necessário, então, oito regiões de decisão, como se pode concluir da constelação do $\pi/4$ DQPSK, mostrada na figura 2.5

Nas simulações apresentadas neste trabalho, utilizamos a configuração com o decodificador dentro do elo de realimentação, exceto quando especificado ao contrário, deixando a outra configuração para estudos futuros.

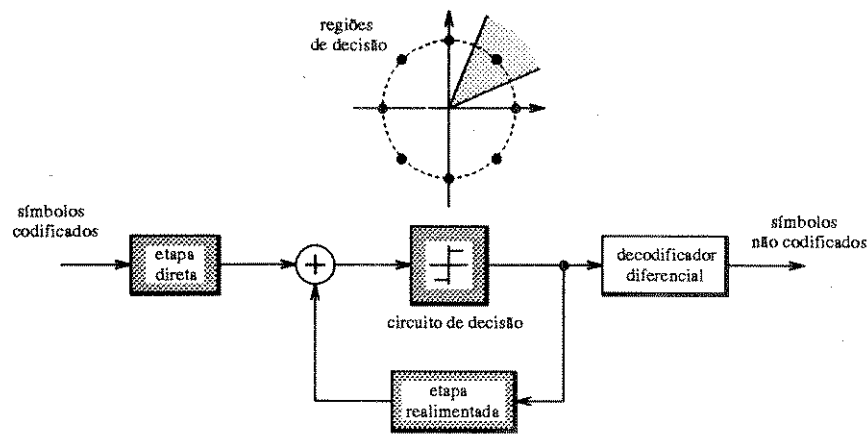


Figura 4.9: Configuração do receptor com o decodificador diferencial fora do elo de realimentação do DFE

Propagação de erros na etapa realimentada

Para possibilitar a verificação do efeito da propagação do erro de decisão na etapa realimentada do DFE, implementamos a opção de alimentar esta etapa com os símbolos corretos, como mostrado na figura 4.10.

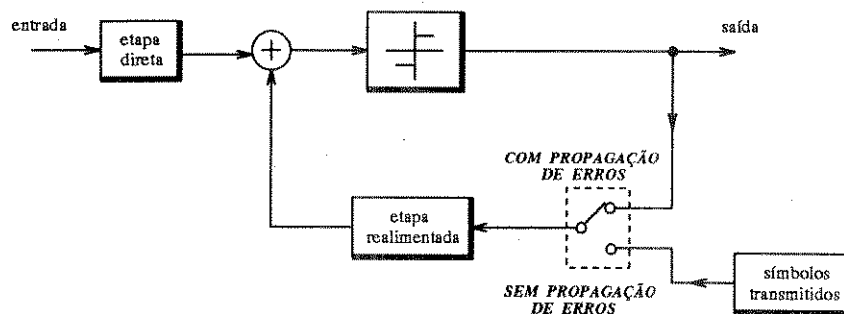


Figura 4.10: Opção para não haver propagação de erros

Instante de amostragem

O sinal de entrada do equalizador deve ser amostrado na taxa de símbolo T , para o caso de equalizador não fracionário, ou taxa T/N , para o caso de equalizador fracionário. Por questão de simplicidade, faremos tal amostragem sincronizada com o primeiro raio do modelo do canal e o sincronismo de quadro será considerado perfeito.

4.2.6 Algoritmo de adaptação

Como mencionado no capítulo 3, utilizaremos em nossas simulações o algoritmo RLS para a adaptação dos coeficientes do equalizador.

No capítulo 2 mostramos as estruturas do quadro TDMA do sistema D-AMPS (figura 2.4), cujos "time-slots" possuem um bloco de 14 símbolos, denominado SYNC,

destinado ao sincronismo do sistema e treinamento do equalizador, conforme a norma IS-54 [20]. Adotaremos neste trabalho o sentido de transmissão estação rádio-base \rightarrow estação rádio-móvel, utilizando a respectiva estrutura de quadro.

Existem 6 seqüências de treinamento especificadas pela IS-54, sendo designado uma delas a cada *time-slot*. Portanto, a cada novo *time-slot* recebido, o equalizador utilizará os símbolos do bloco *SYNC*, conhecidos pelo receptor, para o seu treinamento. Este período inicial será denominado de *TREINAMENTO*, após o qual, os coeficientes do equalizador continuarão a ser adaptados, porém agora com o erro de adaptação sendo calculado utilizando-se o símbolo decidido, admitindo que este foi decidido corretamente. Este novo período será denominado de *REGIME*. A figura 4.11 ilustra este procedimento de adaptação.

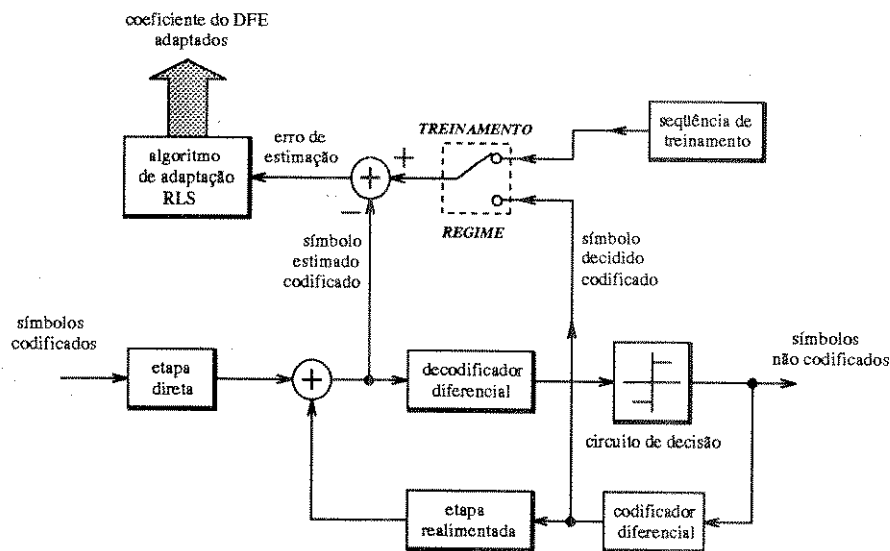


Figura 4.11: Estrutura de adaptação do DFE

4.2.7 O sistema simulado e o programa de simulação

O programa de simulação, escrito em linguagem *FORTRAN 77* para estação de trabalho *SUN*, implementou o sistema mostrado na figura 4.12 com os blocos descritos acima.

O principal resultado da simulação é a taxa de erro de bit (*BER - Bit Error Rate*) em função de alguns parâmetros do sistema, mostrados na figura citada e listados a seguir:

- variância do ruído N_0
- velocidade do móvel v (ou frequência Doppler f_D)
- atraso do segundo raio τ_0
- relação P_1/P_2 entre os momentos de segunda ordem das amplitudes dos primeiro e segundo raios do modelo de canal

Além desses, o programa admite outros parâmetros para a simulação, tais como:

- número mínimo de erros contados para estimar BER

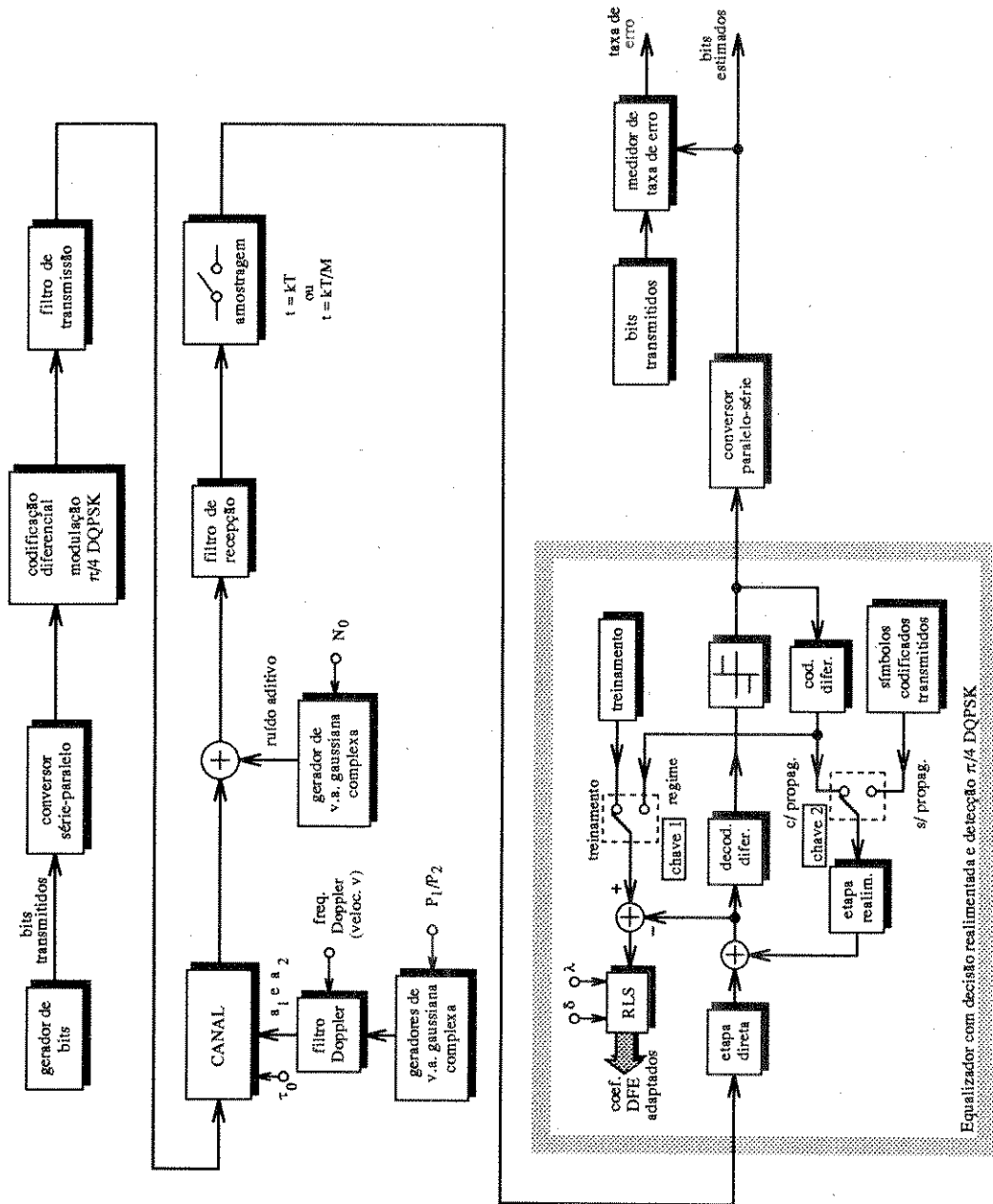


Figura 4.12: Diagrama de blocos do sistema simulado

- número de amostras por símbolo M (fixado em $M = 4$)
- fator "roll-off" α dos filtros de transmissão e recepção (fixado em $\alpha = 0,35$)
- comprimento da resposta impulsiva dos filtros de transmissão e recepção (fixado em $11 T$)
- número de coeficientes do equalizador
- número de amostras por símbolo no equalizador fracionário
- fator de esquecimento λ e iniciação δ do algoritmo adaptativo RLS

Os sinais aleatórios utilizados na simulação (símbolos transmitidos, ruído térmico aditivo gaussiano e os sinais gaussianos complexos para a modelagem do canal) foram todos obtidos a partir de um gerador de ruído branco com distribuição de amplitude uniforme. Para a transformação da distribuição uniforme para a gaussiana utilizamos a seguinte transformação [53]:

$$b_1 = \sqrt{-2 \ln x_1} \cdot \cos(2\pi x_2) \quad (4.30)$$

$$b_2 = \sqrt{-2 \ln x_1} \cdot \sin(2\pi x_2) \quad (4.31)$$

onde x_1 e x_2 são variáveis aleatórias de distribuição uniforme entre -1 e $+1$, e b_1 e b_2 são as variáveis gaussianas de média nula e variância unitária.

Na figura 4.13 temos a função densidade de probabilidade estimada do ruído gaussiano gerado através dessa transformação, juntamente com a curva teórica.

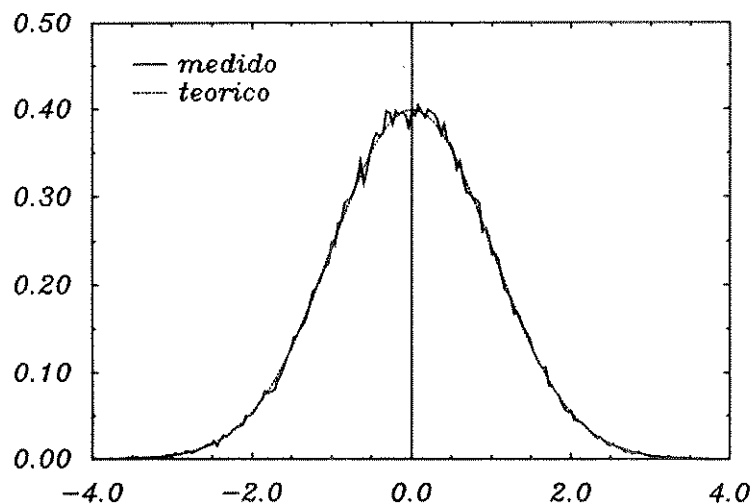


Figura 4.13: Função densidade de probabilidade estimada do ruído gaussiano utilizado nas simulações: média nula e variância unitária (estimativa utilizando 40.000 amostras).

4.3 Validação do sistema simulado

Para se verificar a validade de alguns blocos implementados no programa de simulação descrito acima, foram feitas algumas medidas de taxa de erro de bit em alguns tipos

de canais, considerando apenas as etapas de filtragem de transmissão/recepção e modulação/demodulação $\pi/4$ DQPSK, e comparadas com resultados encontrados na literatura. A seguir mostraremos tais resultados.

Canal plano fixo com ruído térmico aditivo

Considerando canal plano ($a_1 = 1$ e $a_2 = 0$ na expressão (4.9)), a taxa de erro de bit em função da relação E_b/N_0 é mostrada na figura 4.14, onde $2N_0$ é a variância do ruído térmico e E_b é a energia de bit dada por [17]:

$$E_b = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |I_k h(\tau)|^2 d\tau \quad (4.32)$$

onde I_k é o símbolo $\pi/4$ DQPSK. Deve-se ressaltar que para este tipo de canal o filtro de

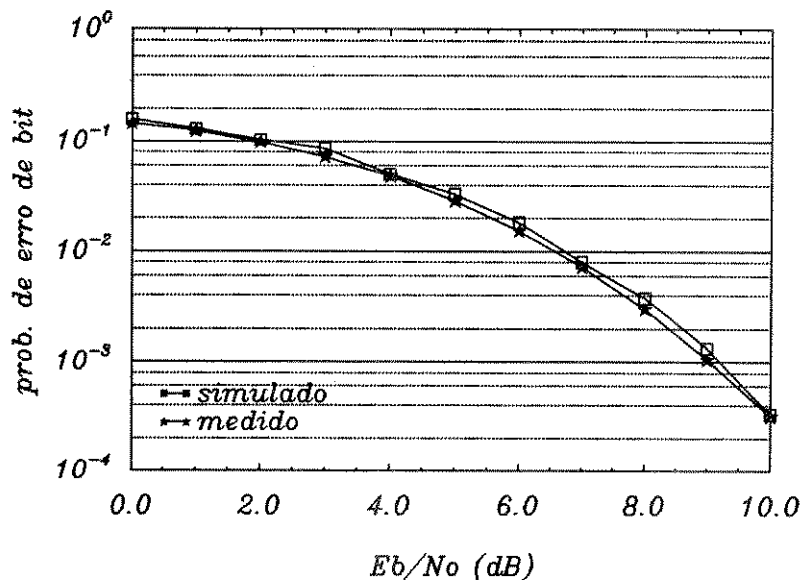


Figura 4.14: Taxa de erro de bit $\times E_b/N_0$ da modulação $\pi/4$ DQPSK em canal plano fixo com detecção diferencial

recepção é casado com o pulso na saída do canal. Na mesma figura está traçada a curva teórica para este caso [51].

Canal plano variante com ruído térmico aditivo

Assumindo, agora, canal plano variante (ou seja, com desvanecimento não seletivo - $a_2 = 0$), medimos a taxa erro de bit para velocidade do móvel de 50 km/h e variância de a_1 igual à unidade. A figura 4.15 apresenta os valores obtidos juntamente com os resultados da referência [51].

Canal variante com desvanecimento seletivo

Para canal com desvanecimento seletivo, obtivemos a taxa de erro de bit em função da relação E_b/N_0 , do atraso do segundo raio τ_0 e da relação entre os momentos de segunda ordem do primeiro e segundo raios P_1/P_2 .

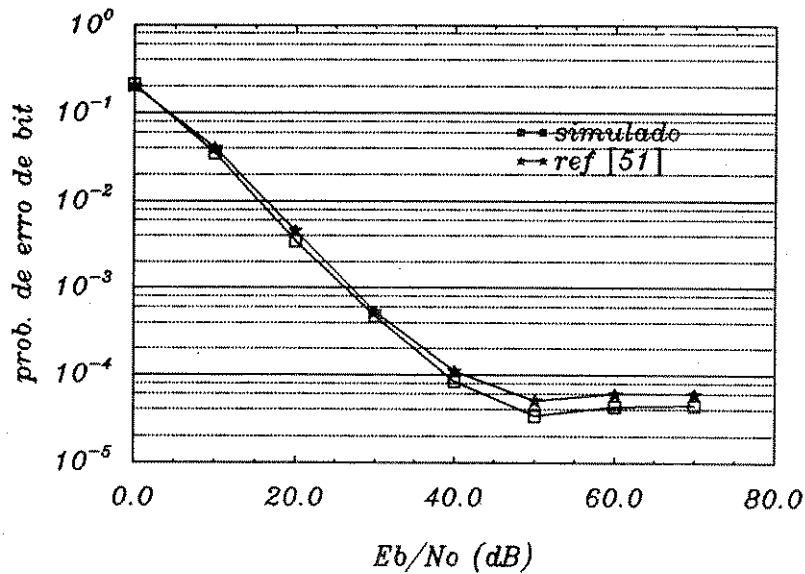


Figura 4.15: Taxa de erro de bit $\times E_b/N_0$ da modulação $\pi/4$ DQPSK em canal plano variante com detecção diferencial e velocidade do móvel de 50 km/h

- BER $\times E_b/N_0$

Fixando $\tau_0 = 0,077T$, $v = 120$ km/h e $P_1/P_2 = 0$ dB, os valores obtidos da taxa de erro de bit estão mostrados na figura 4.16, em conjunto com os resultados da referência [51].

- BER $\times \tau_0$

Na figura 4.17 temos os valores de BER em função do atraso do segundo raio τ_0/T , para $v = 120$ km/h, $P_1/P_2 = 0$ dB e sem ruído térmico. No mesmo gráfico temos os resultados apresentados em [51].

- BER $\times P_1/P_2$

Finalmente, obtivemos os valores de BER em função da relação entre os momentos de segunda ordem do primeiro e segundo raios do canal para $v = 120$ km/h, $\tau_0 = 0,5T$ e sem ruído térmico. Os resultados estão mostrados na figura 4.18, juntamente com os valores apresentados na referência [54].

Consideramos que os resultados alcançados validam as etapas de filtragem de transmissão/recepção e modulação/demodulação $\pi/4$ DQPSK.

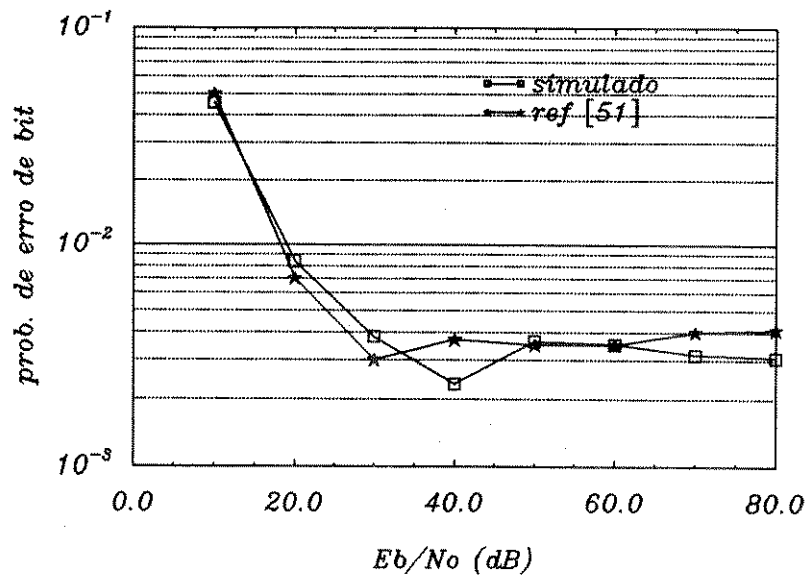


Figura 4.16: Taxa de erro de bit $\times E_b/N_0$ da modulação $\pi/4$ DQPSK em canal com desvanecimento seletivo com detecção diferencial, $v = 120 \text{ km/h}$, $\tau_0 = 0,077 T$ e $P_1/P_2 = 0$ dB

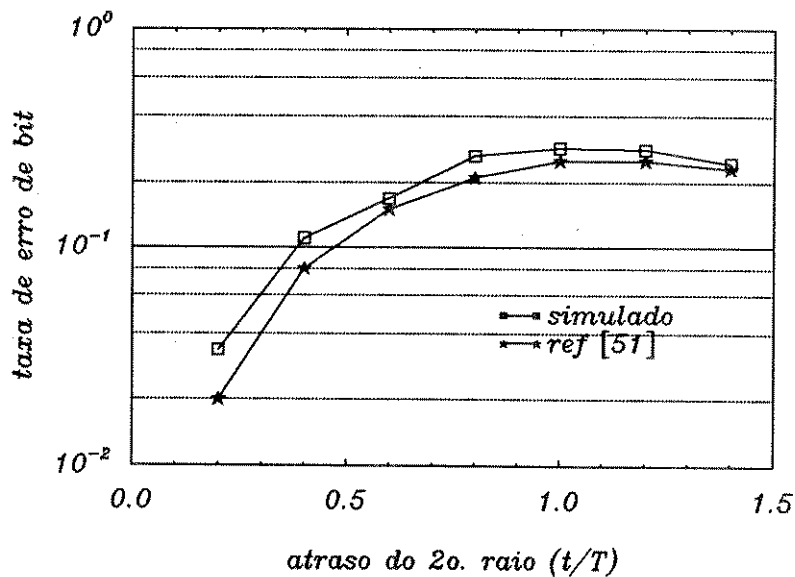


Figura 4.17: Taxa de erro de bit $\times \tau_0$ da modulação $\pi/4$ DQPSK em canal com desvanecimento seletivo com detecção diferencial, $v = 120 \text{ km/h}$ e $P_1/P_2 = 0$ dB e sem ruído térmico

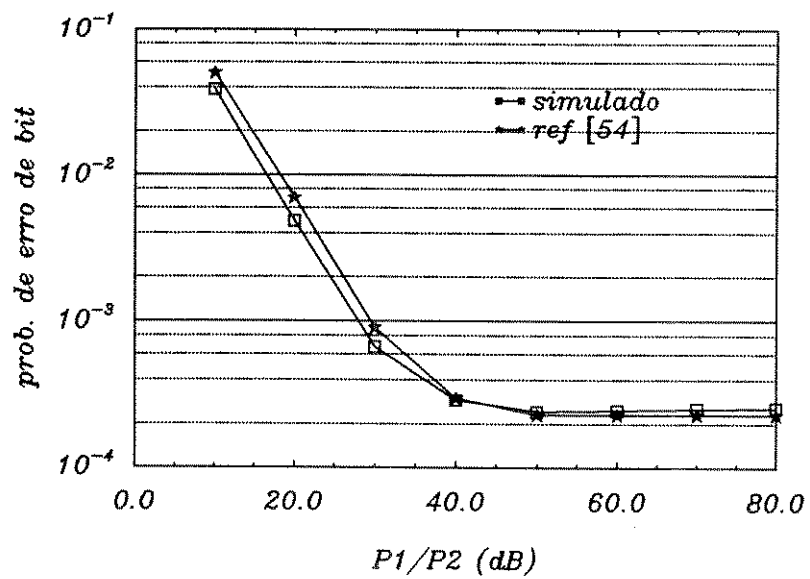


Figura 4.18: Taxa de erro de bit $\times P_1/P_2$ da modulação $\pi/4$ DQPSK em canal com desvanecimento seletivo com detecção diferencial, $v = 120 \text{ km/h}$, $\tau_0 = 0,5 T$ e sem ruído térmico

Capítulo 5

Resultados da Simulação

Neste capítulo serão apresentados os resultados das simulações realizadas com o DFE em canal móvel no sistema D-AMPS. Os resultados da otimização do equalizador não fracionário mostram que tal estrutura não atende aos níveis de desempenho exigidos pela norma IS-55. São, então, identificadas as principais causas que limitam tal desempenho e analisadas duas alternativas: o DFE fracionário e esquemas de equalização bidirecional.

5.1 Otimização da estrutura DFE

Como se sabe, o desempenho de equalizadores discretos, como o DFE, depende do número de coeficientes utilizado. No entanto, a complexidade, consumo de potência e tamanho do receptor dependerão deste número. Assim, devemos buscar um compromisso entre desempenho e complexidade.

Nas figuras 5.1 e 5.2 estão mostradas as potências de erro de estimação para diversas estruturas de DFE(N_d, N_r), onde N_d é o número de coeficientes da parte direta e N_r é o da parte realimentada. São apresentados resultados para vários valores de atraso τ do segundo raio do canal de propagação. Os demais parâmetros da simulação para estes resultados são:

- * velocidade do móvel $v = 20$ km/h
- * erros de estimação para o algoritmo RLS calculados com relação os símbolos transmitidos
- * sem propagação de erros na etapa realimentada do DFE
- * sem ruído aditivo

Além disso, nestas simulações e nas outras apresentadas neste capítulo adotaremos que os momentos de segunda ordem das amplitudes dos primeiro e segundo raios são iguais a 0,5.

O fator de esquecimento λ e a iniciação δ da matriz de autocorrelação do algoritmo RLS foram ajustados para os valores 0,90 e 0,10, respectivamente, e serão justificados na próxima seção.

Analisando tais figuras, observamos que, como esperado, quanto maior o número de coeficientes, melhor o desempenho do equalizador. Além disso, os melhores desempenhos ocorrem quando o atraso τ do segundo raio é múltiplo do período de símbolo T . Isto pode ser justificado observando-se, na figura 5.3, a resposta impulsiva amostrada do conjunto *filtro de transmissão, canal e filtro de recepção* quando $\tau/T = 0,5$ e $\tau/T = 1,0$. Quando τ não é múltiplo de T , o número de interferentes presentes exige um número maior de coeficientes do equalizador para se reduzir a potência de erro de estimação, comparando-se ao caso onde τ é múltiplo de T .

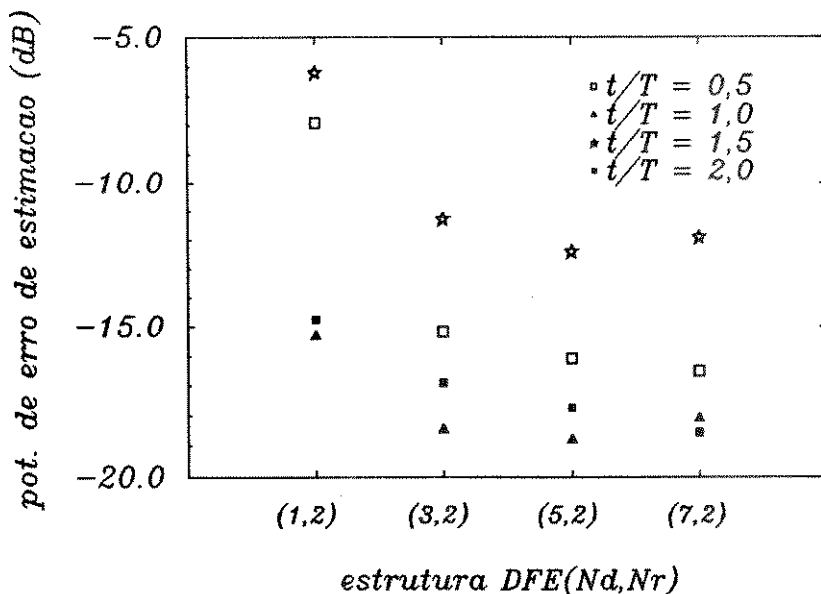


Figura 5.1: Desempenho em função do número de coef. na etapa direta

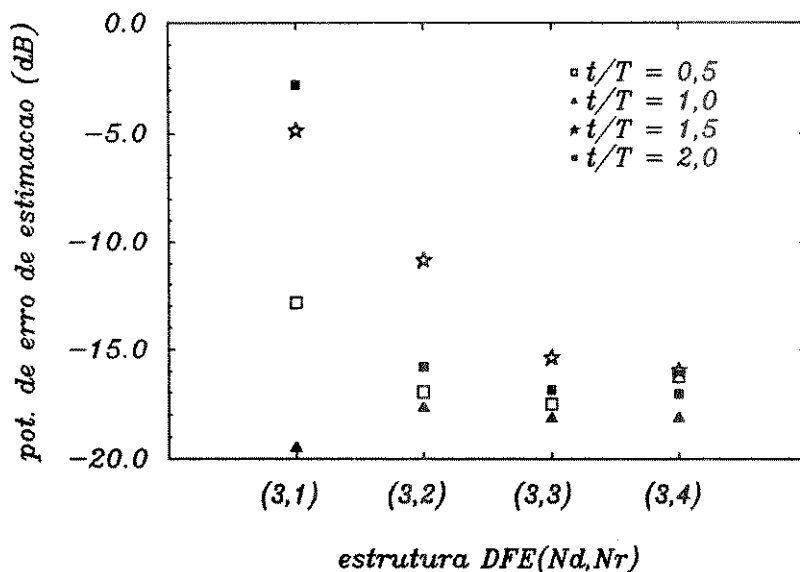


Figura 5.2: Desempenho em função do número de coef. na etapa realimentada

Respostas impulsivas

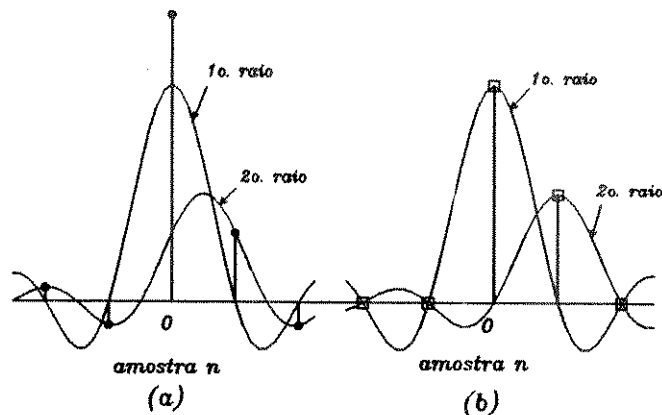


Figura 5.3: Respostas impulsivas para $\tau/T = 0,5$ (a) e $\tau/T = 1,0$ (b)

Observamos, no entanto, que para $N_d \geq 3$ e $N_r \geq 2$ não há melhora significativa no desempenho do DFE no intervalo $0 \leq \tau/T \leq 2,0$, exceto quando $\tau/T = 1,5$ e aumentamos N_r . Como a norma especifica apenas $\tau/T \leq 1,0$, usaremos em nossas simulações o DFE(3,2).

5.2 Otimização dos parâmetros do algoritmo RLS

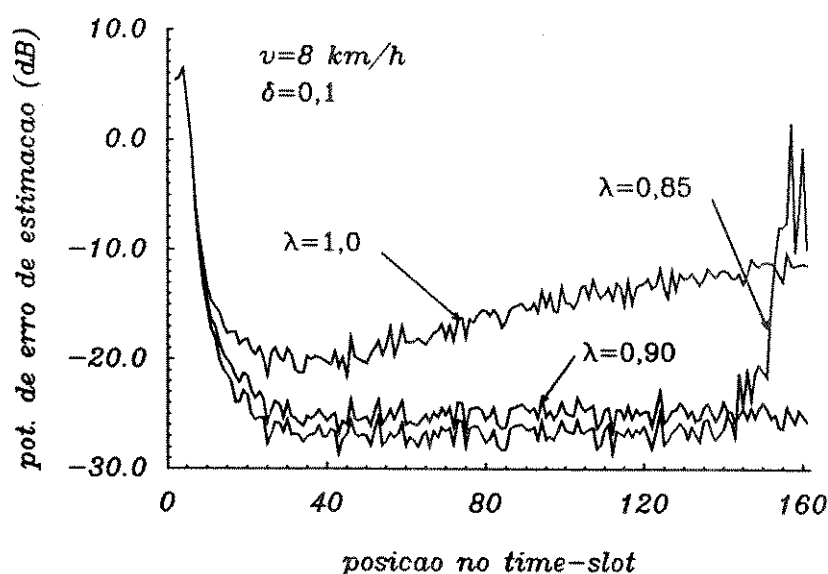
No capítulo 3 verificamos que o algoritmo RLS possui dois parâmetros, o fator de esquecimento λ e a iniciação da matriz de autocorrelação δ , que controlam o funcionamento do mesmo. Antes de procedermos à otimização de tais coeficientes, verificaremos como eles atuam no algoritmo.

Na figura 5.4 temos ilustrada a potência média de erro de estimação na saída de um DFE(3,2) em função da posição do símbolo no *time-slot* (ou em função do tempo) para diversos valores de λ . As condições de simulação são:

- ★ $v = 8$ km/h
- ★ atraso do segundo raio $\tau/T = 1,0$
- ★ 14 símbolos de treinamento
- ★ sem propagação de erros na etapa realimentada do DFE
- ★ sem ruído aditivo
- ★ $\delta = 0,1$

Observamos inicialmente que a velocidade de convergência é praticamente invariante com λ . Por outro lado, quanto menor λ , menor será a potência de erro de estimação após a convergência, indicando maior poder de acompanhamento do RLS. Observamos que para $\lambda = 1,0$ tal poder é reduzido, levando a um crescimento contínuo da potência de erro de estimação. Porém, um valor reduzido de λ pode levar à divergência do RLS, como ocorreu para $\lambda = 0,85$.

Utilizando, agora, vários valores de δ , como mostrado na figura 5.5, observamos primeiramente que quanto maior o valor de δ , menor será a velocidade de convergência

Figura 5.4: Influência de λ na RLS

do RLS. No entanto, δ não influencia na capacidade de acompanhamento do algoritmo, como pode ser observado no intervalo entre as posições 40 e 90. No final do *time-slot*, observamos que δ controla o instante de divergência do RLS, pois quanto menor seu valor, mais "cedo" ocorrerá a divergência. Deve-se observar também que a divergência é também controlada por λ , como mostrado na figura anterior.

Da análise sobre as figuras 5.4 e 5.5, podemos concluir:

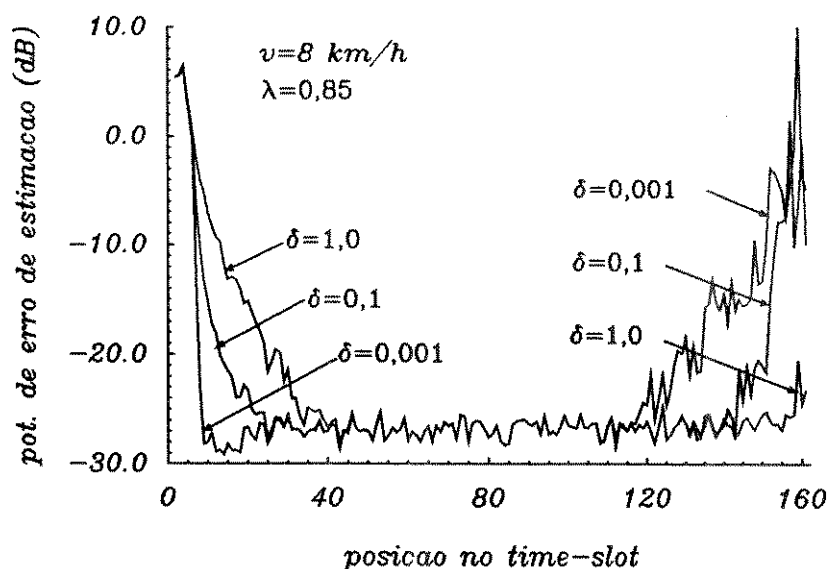
- a velocidade de convergência depende apenas de δ : quanto menor o valor de δ , mais rápida será a convergência,
- a capacidade de acompanhamento das variações do canal depende somente de λ : quanto menor λ , melhor será o acompanhamento das variações e
- a divergência do RLS é controlada pelos valores de λ e δ .

Portanto, a escolha dos valores de δ e λ deve ser feita conjuntamente, de tal forma a obedecer a um compromisso entre:

- ◊ rápida convergência $\rightarrow \delta$ reduzido,
- ◊ boa capacidade de acompanhamento $\rightarrow \lambda$ reduzido e
- ◊ estabilidade $\rightarrow \delta$ e λ elevados.

Para realizarmos tal escolha dos valores de compromisso, determinamos, através de simulação, a potência de erro de estimação do DFE(3,2) para diversos valores de λ e δ nas seguintes condições:

- ★ $v=8, 50$ e 100 km/h
- ★ $E_b/N_0 = 10$ dB e sem ruído térmico
- ★ $\tau/T = 1,0$
- ★ sem propagação de erros
- ★ 14 símbolos de treinamento

Figura 5.5: Influência de δ na RLS

o $v = 8 \text{ km/h}$

Nas figuras 5.6 e 5.7 estão mostradas as curvas de potência de erro de estimação em função de λ e δ sem e com ruído aditivo, respectivamente.

Analisando a figura 5.6, observamos que quanto menor o valor de δ , maior será o valor de λ que fornece a menor potência de erro de estimação e que os melhores valores para o caso sem ruído são $\lambda_o \approx 0,90$ e $\delta_o \approx 0,10$.

Para o caso com ruído, observamos que, de uma forma geral, a potência de erro de estimação decresce com o aumento de λ . Este comportamento é devido ao fato de λ indicar o número de amostras do sinal recebido (ruidoso) utilizadas pelo algoritmo para estimar a matriz de autocorrelação e o vetor de correlação cruzada, empregados no RLS. Desta forma, quanto maior for este número (λ maior), menor será a influência do ruído nesta estimação, e melhor o desempenho.

o $v = 50$ e 100 km/h

Nas figuras 5.8-5.9 e 5.10-5.11 estão mostradas as curvas correspondentes a $v = 50$ e 100 km/h , sem e com ruído.

Observamos que o comportamento do DFE em função de λ e δ nestas velocidades é análogo ao para $v = 8 \text{ km/h}$. Os valores que resultam em melhor desempenho sem ruído são $\lambda_o \approx 0,90$ e $\delta_o \approx 0,10$. Para o caso com ruído, quanto maior for λ , melhor será o desempenho.

o Conclusão

Analisando os resultados acima podemos observar que:

- quando o ruído aditivo não está presente, os valores de λ e δ que resultam no melhor desempenho são $\lambda_o \approx 0,90$ e $\delta_o \approx 0,10$;
- por outro lado, quando $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$, os melhores desempenhos ocorrem quando $\lambda_o \approx 1,00$, independentemente do valor de δ .

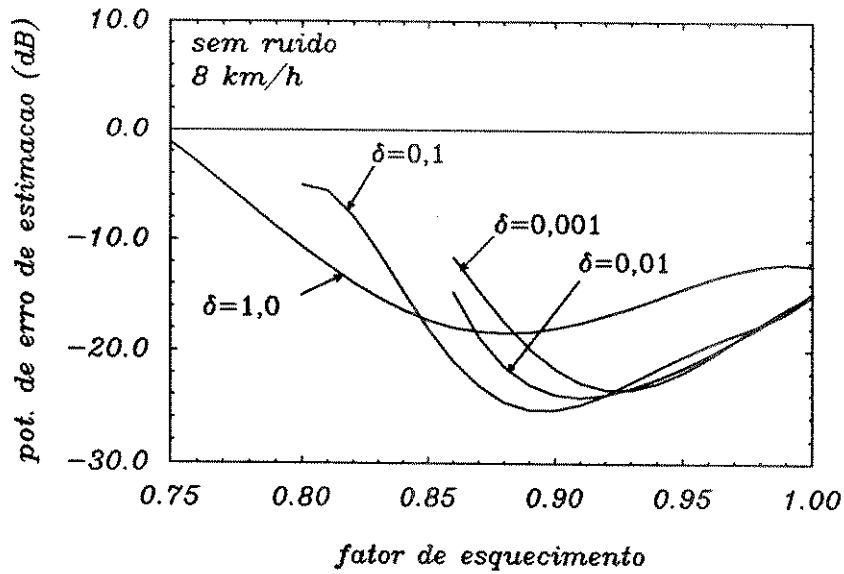


Figura 5.6: Desempenho a 8 km/h em função de λ e δ sem ruído

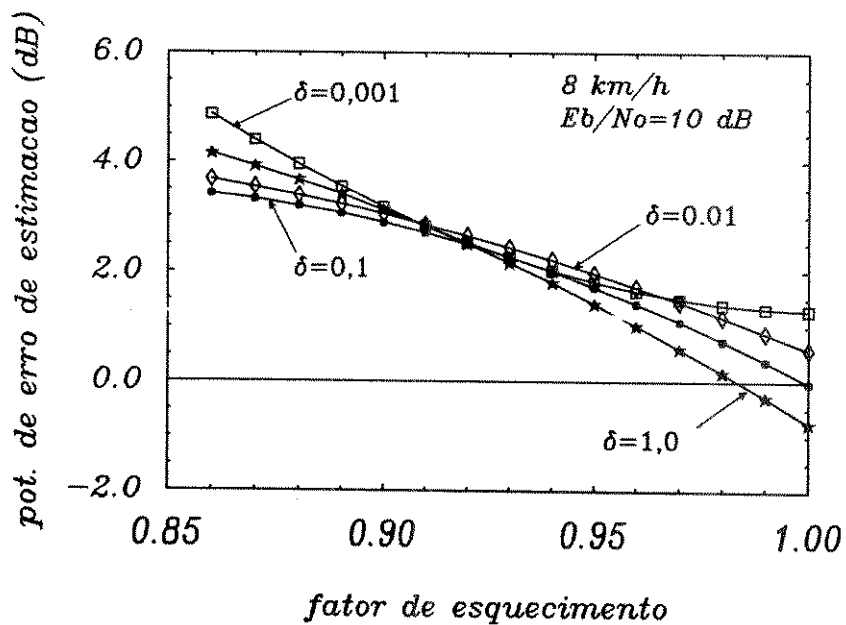


Figura 5.7: Desempenho a 8 km/h em função de λ e δ com ruído

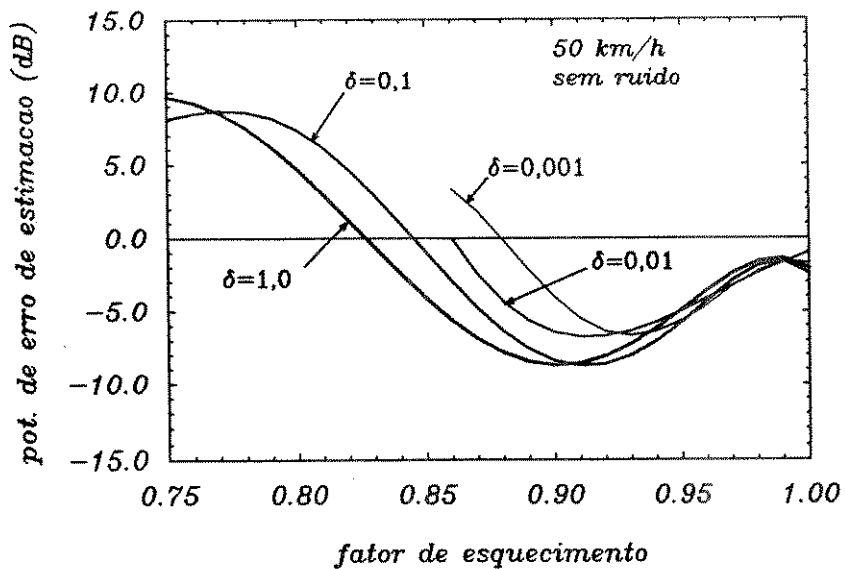


Figura 5.8: Desempenho a 50 km/h em função de λ e δ sem ruído

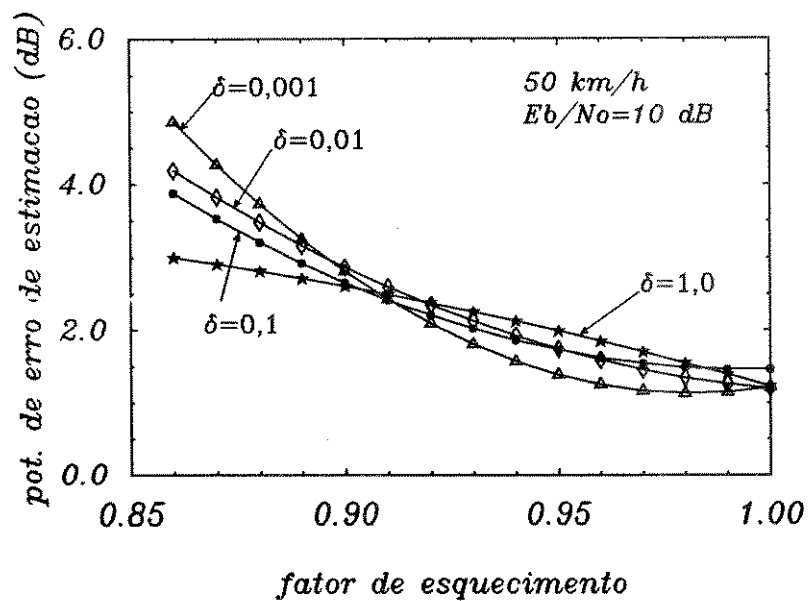


Figura 5.9: Desempenho a 50 km/h em função de λ e δ com ruído

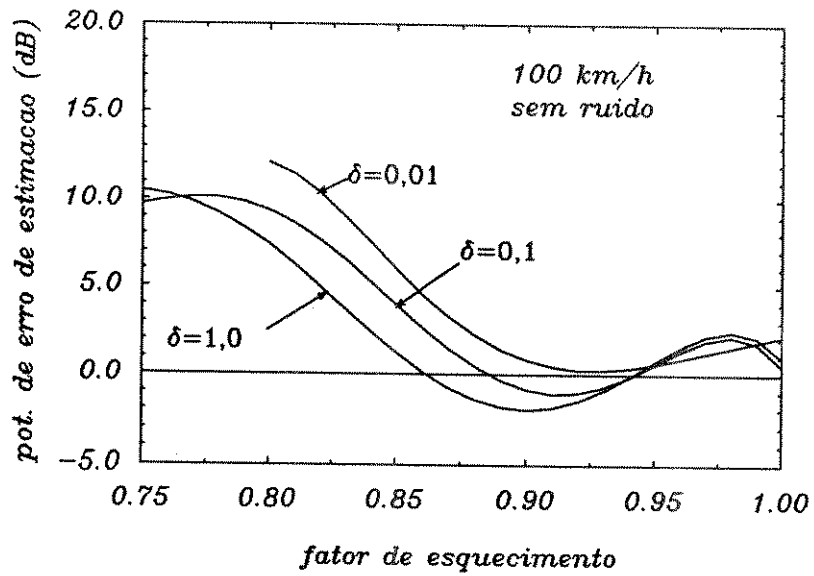


Figura 5.10: Desempenho a 100 km/h em função de λ e δ sem ruído

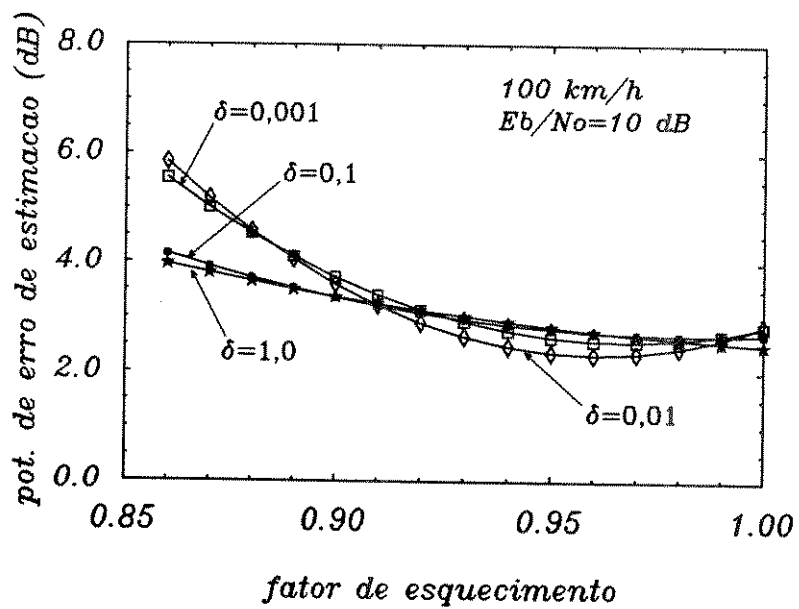


Figura 5.11: Desempenho a 100 km/h em função de λ e δ com ruído

Temos, então, dois valores de λ que resultam nos melhores desempenhos com e sem ruído. No entanto, podemos observar também, que na ausência do ruído, a diferença de desempenho, em termos de potência de erro de estimação, nos casos $\lambda = 0,90$ e $\lambda = 1,0$, é de $\approx 13dB$, para $v = 8km/h$. Para o caso com ruído, esta diferença cai para $\approx 4dB$. Este mesmo comportamento ocorre para as outras velocidades. Desta forma, privilegiaremos o caso sem ruído e adotaremos os valores $\lambda_o = 0,90$ e $\delta_o = 0,10$

5.3 Desempenho em função do atraso τ/T

Analisaremos, agora, o comportamento do DFE em função do atraso do segundo raio, em diversas situações. Os resultados serão apresentados na forma de curvas BER $\times \tau/T$, onde τ/T é o atraso do segundo raio normalizado e BER é a taxa de erro de bit.

o (a) Desempenho nas condições especificadas pela IS-55

Segundo a norma IS-55, a taxa de erro de bit não codificado deve ser menor que 3 %, nas seguintes condições:

- * $v = 8, 50$ e 100 km/h
- * $0 \leq \tau/T \leq 1,0$
- * $E_b/N_o = 16$ dB para $v = 8$ km/h
- * $E_b/N_o = 19$ dB para $v = 50$ e 100 km/h
- * 14 símbolos de treinamento
- * com propagação de erro na etapa realimentada

Nestas condições, as simulações com o DFE(3,2) apresentaram os resultados mostrados na figura 5.12. Embora a norma trate de $\tau/T \leq 1,0$, aqui trabalharemos com $\tau/T \leq 2,0$ objetivando explorar o comportamento do DFE numa faixa mais ampla de possibilidades de atraso.

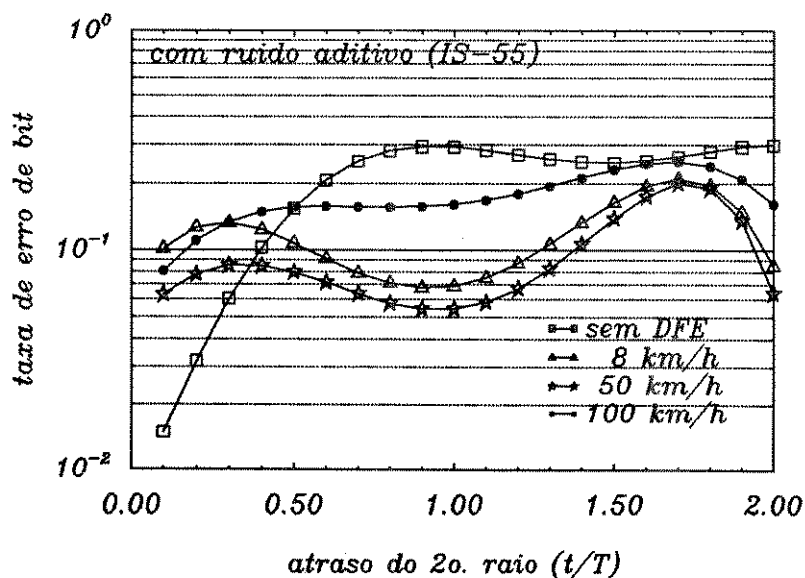


Figura 5.12: Desempenho do DFE(3,2) em função de τ/T com ruído aditivo

Inicialmente observamos que o desempenho para $v=50$ km/h é melhor do que para $v=8$ km/h, pois a variância do ruído no primeiro caso é menor do que no segundo.

Analisando esta figura, identificamos algumas características do comportamento do DFE em canais de dois raios:

- o DFE aproveita o sinal correspondente ao símbolo a ser equalizado presente nos dois raios do modelo de canal (*diversidade no tempo*) e melhora seu desempenho quando o atraso do segundo raio é múltiplo de T ;
- a presença do DFE degrada o desempenho do sistema quando $\tau/T < 0,3$, evidenciando a incapacidade do equalizador em se tornar transparente ao sinal nestas condições.

No entanto, observamos que a norma não é obedecida para nenhuma velocidade. Devemos, então, identificar as causas desse desempenho insatisfatório, de forma a vislumbrar alterações no esquema de equalização que levem a um melhor desempenho. Para procedermos tal identificação, isolaremos as possíveis causas.

o (b) Desempenho sem ruído aditivo

Na figura 5.13 temos o desempenho do DFE(3,2) nas mesmas condições da figura 5.12, porém sem ruído aditivo.

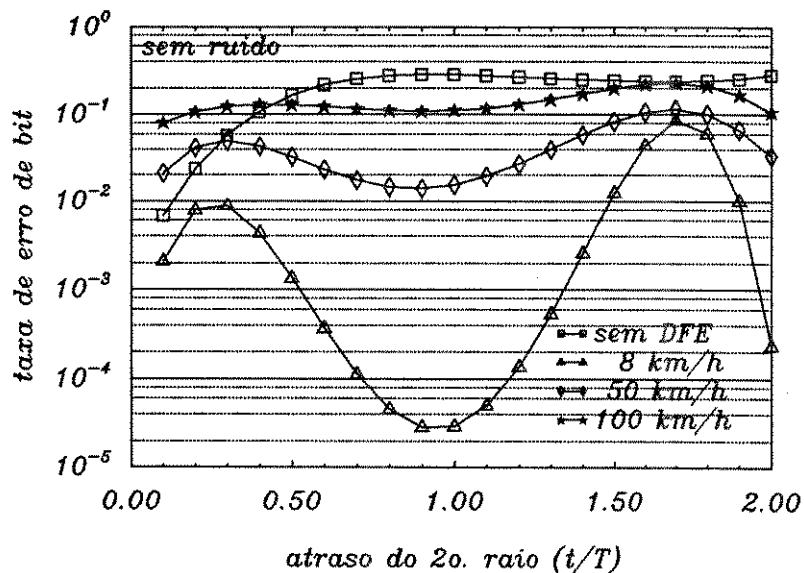


Figura 5.13: Desempenho do DFE(3,2) em função de τ/T sem ruído

Notamos inicialmente que o aproveitamento da diversidade temporal pelo DFE está mais evidenciada nestes resultados, principalmente para $v=8$ km/h. Notamos também que o desempenho mínimo exigido pela norma é atingido apenas para $v \leq 50$ km/h.

Comparando-se as curvas das figuras 5.12 e 5.13, observamos que o ruído aditivo degrada fortemente o desempenho do equalizador, principalmente à baixas velocidades. À medida que a velocidade aumenta, a influência do ruído no desempenho do DFE diminui, o que indica que outras causas tornam-se preponderantes. Para identificarmos tais causas, medimos o desempenho do DFE em outras situações, mostradas a seguir.

o (c) Desempenho sem propagação de erros na etapa realimentada do DFE

O desempenho do DFE quando a sua etapa realimentada é alimentada com os símbolos transmitidos, ou seja, sem propagação de erros, é mostrado na figura 5.14. As condições das simulações são as mesmas do item (a), porém sem ruído térmico e sem propagação de erro.

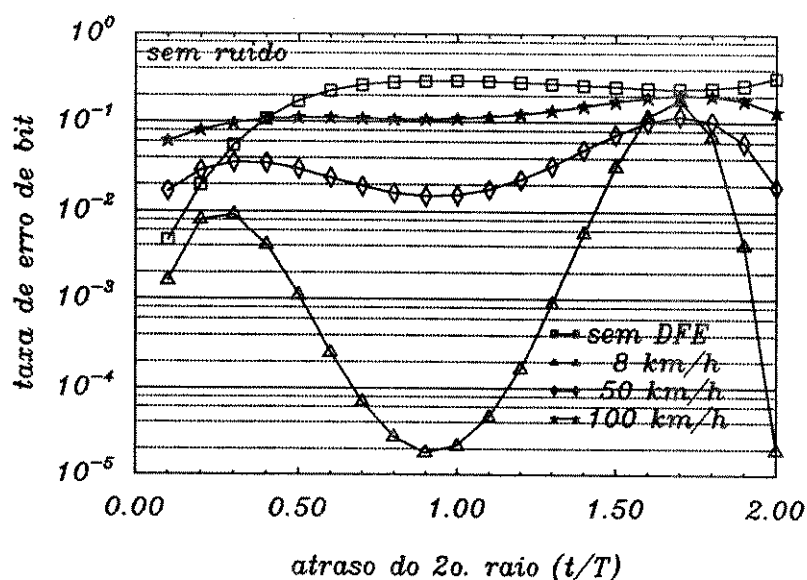


Figura 5.14: Desempenho do DFE(3,2) em função de τ/T sem ruído e sem propagação de erros

A comparação destes resultados com aqueles apresentados na figura 5.13 nos leva à conclusão de que a propagação de erros no DFE, nesta aplicação, não consiste em um fator importante para o desempenho. Nos casos onde a BER é elevada ($\approx 10\%$), quando normalmente a propagação de erros seria um fator importante na degradação do desempenho, outros fatores são mais preponderantes, como o não acompanhamento das variações do canal.

o (d) Desempenho em função da adaptação RLS

Para analisar o efeito da adaptação dos coeficientes do DFE no seu desempenho, foram determinadas as taxas de erro de bit em função de τ/T na ausência de propagação de erros e de ruído, para os seguintes casos:

- ▷ adaptação com os símbolos transmitidos (162 símbolos de trein.) (caso I)
- ▷ adaptação apenas se o símbolo decidido for correto (caso II)
- ▷ adaptação apenas durante o treinamento e manutenção dos coeficientes obtidos ao final do treinamento (caso III)

Nas figuras 5.15, 5.16 e 5.17 estão mostrados os resultados para $v = 8, 50$ e 100 km/h, respectivamente. Para fins de comparação, estão também mostradas as curvas aqui denominadas *referência* nas seguintes condições: treinamento de 14 símbolos, adaptação posterior baseada nos símbolos decididos, sem propagação de erros e ausência de ruído.

Analisando as curvas referentes ao caso III, verificamos que, como esperado, a adaptação do DFE após o treinamento torna-se cada vez mais importante à medida que a

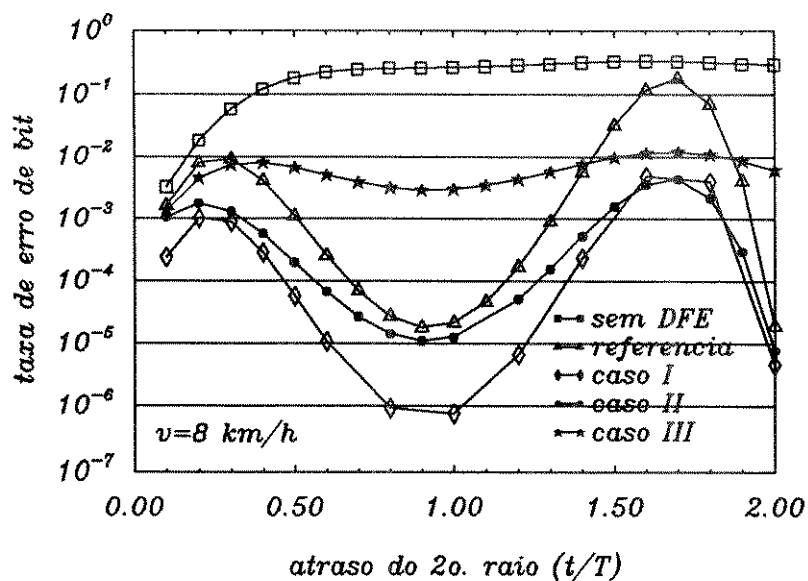


Figura 5.15: Desempenho do DFE(3,2) em função de τ/T e da adaptação dos coeficientes para $v = 8 \text{ km/h}$

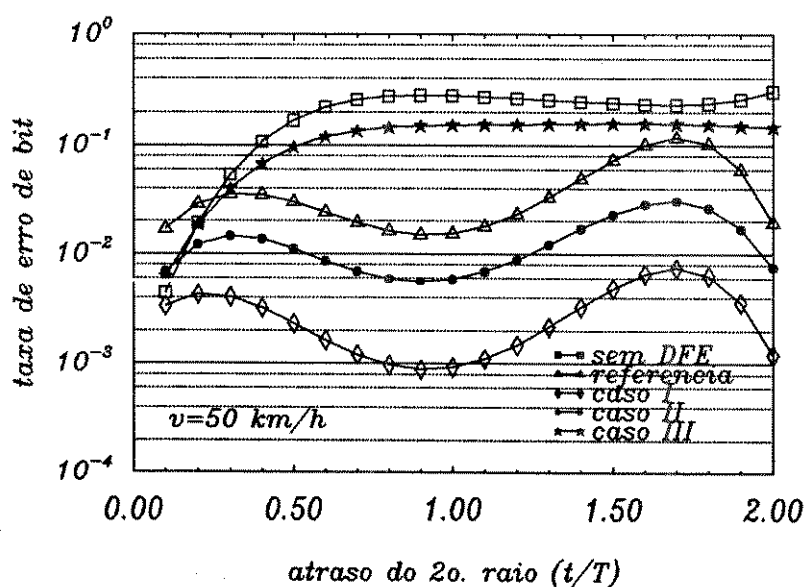


Figura 5.16: Idem figura 5.15 para $v = 50 \text{ km/h}$

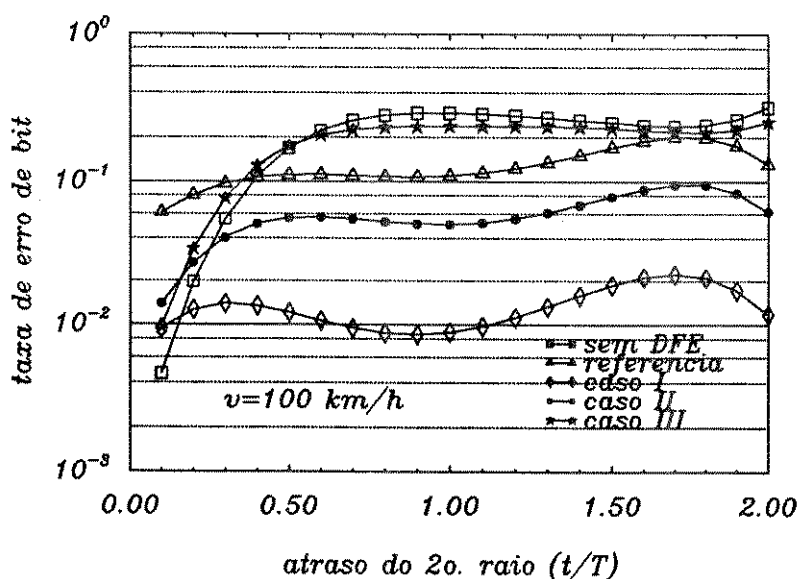


Figura 5.17: Idem figura 5.15 para $v = 100 \text{ km/h}$

velocidade v aumenta e que para $v > 50 \text{ km/h}$ o desempenho do caso III é praticamente igual a desempenho sem DFE.

Comparando as curvas referentes ao caso II com as curvas referência, concluímos que a adaptação dos coeficientes utilizando símbolos errados degrada o desempenho do DFE, a ponto de ser melhor não adaptar naquele instante.

Outra conclusão importante que podemos obter da análise destes resultados é que a adaptação utilizando símbolos transmitidos diminua a taxa de erro em até uma ordem de grandeza. Porém, mesmo neste caso, a BER aumenta com o aumento da velocidade do móvel. Este resultado mostra que um fator importante no desempenho do DFE é a *baixa capacidade do RLS em acompanhar as variações do canal quando estas forem rápidas*, ou seja, para altas velocidade do móvel.

Observamos, também, que, para o DFE operando no caso II, o desempenho exigido pela IS-55 não é atingido quando $v \geq 50 \text{ km/h}$. Por outro lado, para o caso I tal desempenho mínimo é atingido para qualquer velocidade. Quando, ainda no caso I, introduzimos o ruído aditivo especificado pela IS-55, observamos, através da figura 5.18, que o desempenho da IS-55 é atingido para todas as velocidades.

o Conclusão

Da análise dos resultados mostrados nesta seção, podemos enumerar as seguintes conclusões importantes (ver quadro na próxima página):

5.4 Desempenho em função da variância do ruído aditivo

Nesta seção mostraremos resultados de desempenho do DFE em função de E_b/N_0 .

Na figura 5.19 estão mostradas as curvas $BER \times E_b/N_0$ nas seguintes condições:

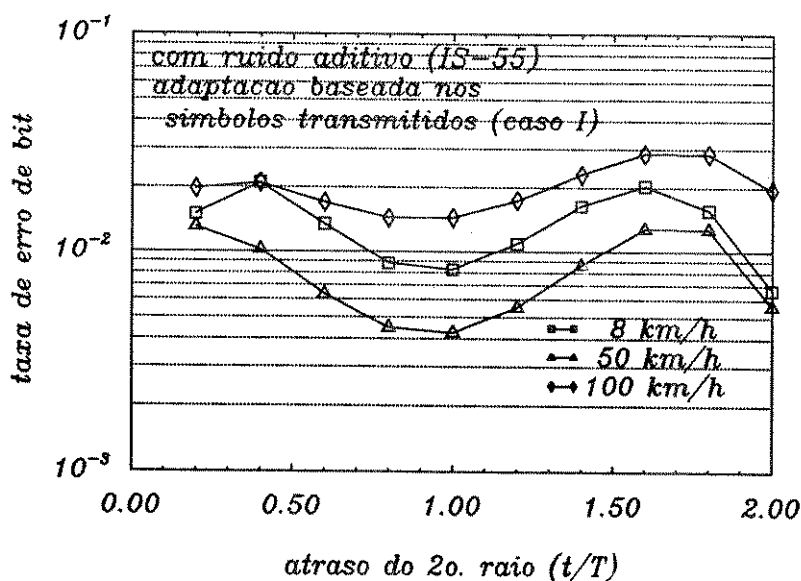


Figura 5.18: Desempenho do DFE(3,2) em função de τ/T com ruído térmico e no caso I

CONCLUSÕES

- ⇒ o ruído aditivo é um fator importante no desempenho do DFE;
- ⇒ a propagação de erro na etapa realimentada do DFE não provoca forte degradação, nesta aplicação;
- ⇒ a adaptação do DFE com símbolos errados produz degradação significativa de desempenho;
- ⇒ um fator importante no desempenho do DFE é a capacidade de acompanhamento do algoritmo de adaptação.

- * $v = 8, 50$ e 100 km/h
- * $\tau/T = 1,0$
- * 14 símbolos de treinamento
- * com propagação de erros

Os resultados mostram, como já observado, que quanto maior a velocidade, menor a influência do ruído aditivo no desempenho do DFE. Para verificar isto, basta notar que quanto maior for v , menor será o valor de E_b/N_0 a partir do qual BER será constante:

$$v = 8 \text{ km/h} \rightarrow BER \approx cte \text{ para } E_b/N_0 > 50 \text{ dB}$$

$$v = 50 \text{ km/h} \rightarrow BER \approx cte \text{ para } E_b/N_0 > 30 \text{ dB}$$

$$v = 100 \text{ km/h} \rightarrow BER \approx cte \text{ para } E_b/N_0 > 30 \text{ dB}$$

Estes valores de taxa de erro de bit, denominados *taxas de erro irredutíveis*, crescem com a velocidade.

Notamos, ainda, que para qualquer valor de E_b/N_0 , quanto maior for a velocidade, maior será BER . Isto indica que, mesmo na presença de ruído aditivo, a baixa capacidade de acompanhamento do equalizador para acompanhar as variações do canal é uma fonte importante de degradação de desempenho.

Realizamos ainda testes para verificarmos a degradação provocada pela adaptação utilizando-se símbolos decididos, em comparação àquela feita com símbolos

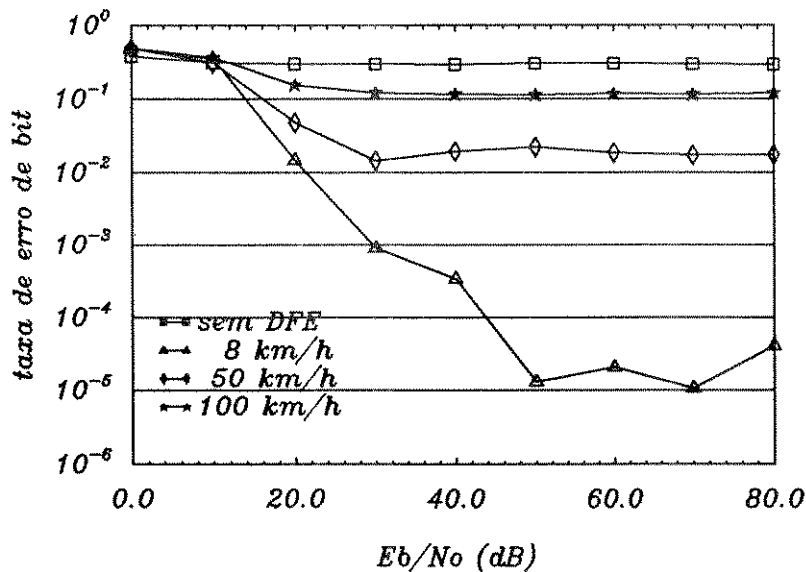


Figura 5.19: Desempenho do DFE em função de E_b/N_0

transmitidos, ou 162 símbolos de treinamento. Os resultados estão mostrados na figura 5.20. Adotamos $\tau/T = 1,0$ e não há propagação de erros. Observamos que a adaptação após o treinamento baseada em símbolos decididos (curvas *trein. 14*) provoca uma degradação de cerca de uma ordem de grandeza nas taxas de erro irreduzíveis em relação àquelas obtidas com adaptação baseada em símbolos transmitidos (curvas *trein. 162*). Observamos também que a IS-55 é atendida para qualquer velocidade e atraso $\tau = T$ quando utilizamos símbolos transmitidos para a adaptação.

Também foram feitos testes com o *DFE ótimo*, isto é, aquele resultante do ajuste dos seus coeficientes, a cada alteração do canal, através do algoritmo de determinação de coeficientes ótimos, apresentado no apêndice B. Os resultados para $v=8$ km/h e $\tau/T = 1,0$ estão mostrados na figura 5.21, juntamente com as curvas correspondentes a treinamento com 14 e 162 símbolos. Notamos que, mesmo utilizando-se símbolos transmitidos para a adaptação, o DFE não atingirá seu desempenho máximo obtido quando os coeficientes são ajustados para os seus valores ótimos. Observamos uma degradação de 2 dB devido ao não acompanhamento perfeito das variações do canal. Este resultado confirma as conclusões da seção anterior quanto à capacidade de acompanhamento do RLS.

5.5 Desempenho em função do instante de amostragem

No capítulo 3 verificamos que o desempenho da estrutura do DFE empregada até agora é sensível ao instante de amostragem. Analisaremos neste item esta sensibilidade em um canal móvel.

Como já mencionado anteriormente, as simulações apresentadas neste trabalho supõem sincronismo do relógio de amostragem com o sinal recebido do primeiro raio, como exemplificado na figura 5.22(a). Considerando que os sinais até a equalização são amostrados a uma taxa de M amostras por símbolo, o erro de amostragem mínimo possível nas simulações será T/M . Na figura 5.22(b) temos um exemplo de erro de amostragem de $T/4$ para $M = 4$. Observe-se que o erro de amostragem será positivo quando esta for

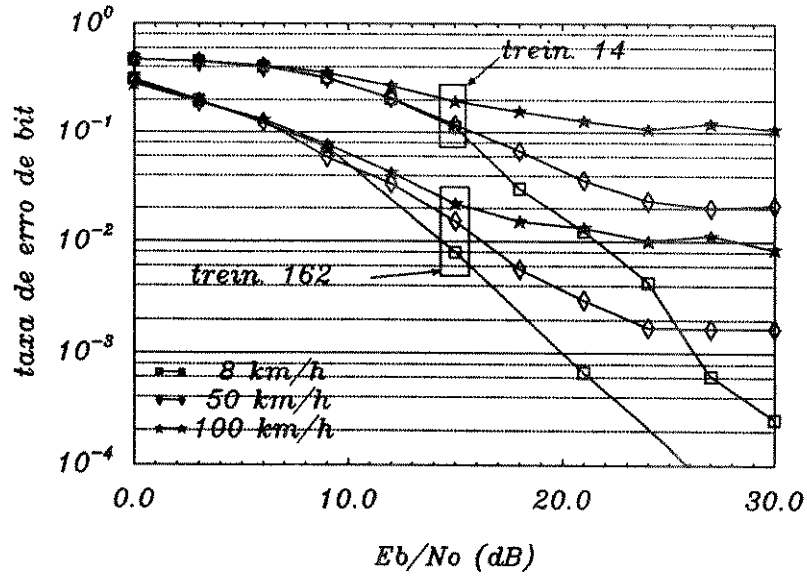


Figura 5.20: Desempenho do DFE em função de E_b/N_0 para $\tau/T = 1,0$ e usando símbolos transmitidos e decididos na recepção

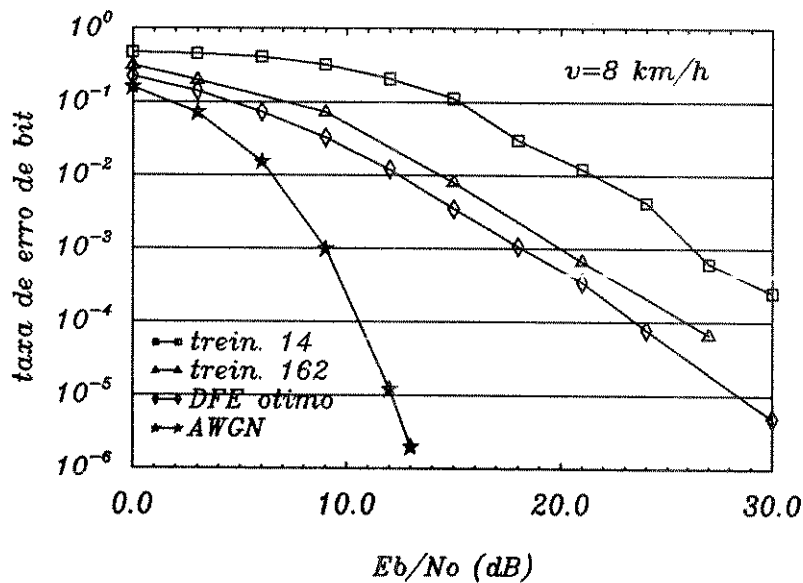


Figura 5.21: Desempenho do DFE em função de E_b/N_0 para $v = 8$ km/h

feita após o ponto de referência.

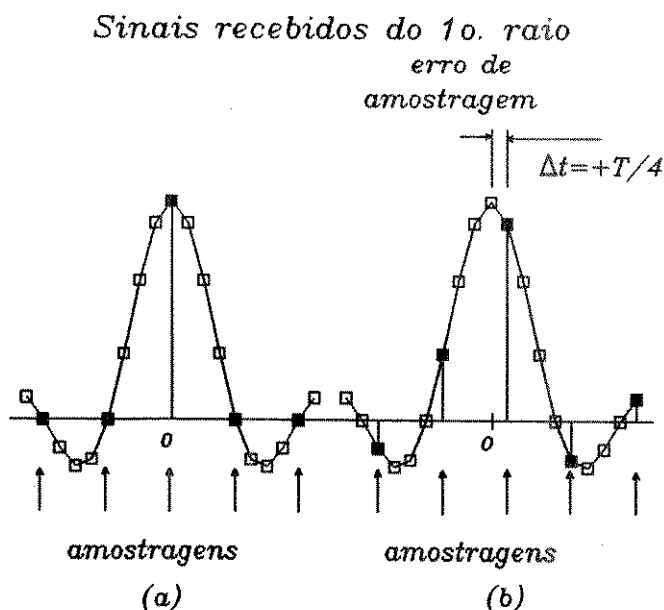


Figura 5.22: Processo de amostragem: (a) sincronizada com o primeiro raio; (b) amostragem com erro de $T/4$

Na figura 5.23 estão mostrados os resultados das simulações para BER em função do erro de amostragem Δt . Os parâmetros da simulação são:

- * $v = 20$ km/h
- * $\tau/T = 0,5$ e $1,0$
- * sem ruído aditivo
- * adaptação com símbolos transmitidos
- * sem propagação de erros

Observamos que erros de amostragem positivos provocam forte degradação no desempenho do DFE. Este comportamento é devido a dispormos de amostras do sinal a cada $1/T$, e à própria estrutura do DFE. Como um exemplo, consideremos o caso $\Delta t = 1,0$, ilustrado na figura 5.24. A amostra do sinal recebido, correspondente ao símbolo que será decidido naquele instante, não estará mais presente na etapa direta, dificultando a estimação do símbolo transmitido pelo equalizador.

Por outro lado, quando $\Delta t < 0$, a amostra do sinal recebido, correspondente ao símbolo que será decidido, estará ainda presente na etapa direta. Quando Δt for múltiplo de T e negativo, o desempenho será próximo do desempenho quando $\Delta t = 0$, pois a amostra correspondente a símbolo que será decidido estará presente em uma das entradas da etapa direta.

Para $\tau/T = 1,0$, constatamos que o valor ótimo para o instante de amostragem é $\Delta t = 0$ e que o desempenho é sensível a erros nesta posição. Já no caso $\tau/T = 0,5$, o melhor instante ocorre em $\Delta t = -T/4$ e o desempenho não degrada para erros de até $\pm T/4$ em relação a esta posição.

Concluimos, então, que o DFE é sensível ao instante de amostragem, principalmente quando o atraso τ do segundo raio é múltiplo do intervalo de símbolo T .

Os resultados apresentados até aqui mostram que o DFE não satisfaz a norma IS-55. Através das análises, identificamos vários fatores importantes para o desempenho, entre os quais a baixa capacidade de acompanhamento pelo equalizador das variações do

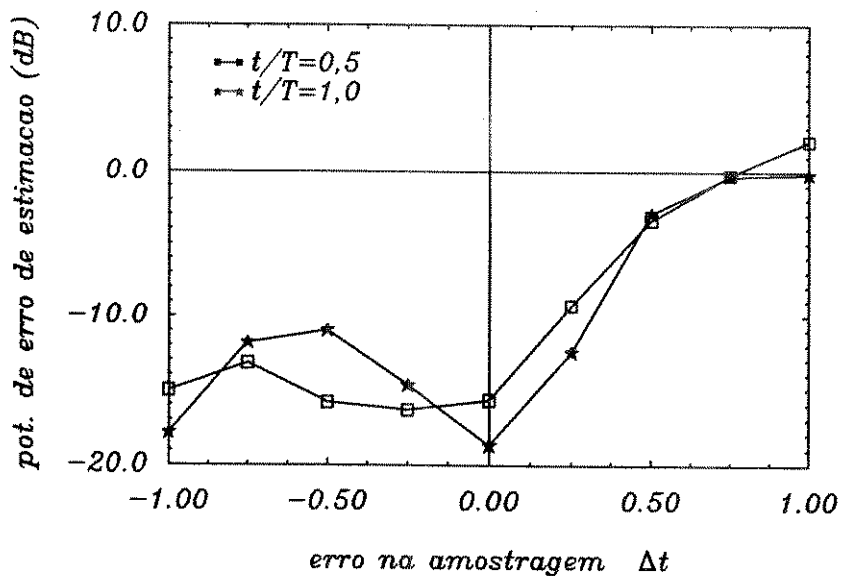


Figura 5.23: Desempenho do DFE em função do erro no instante de amostragem

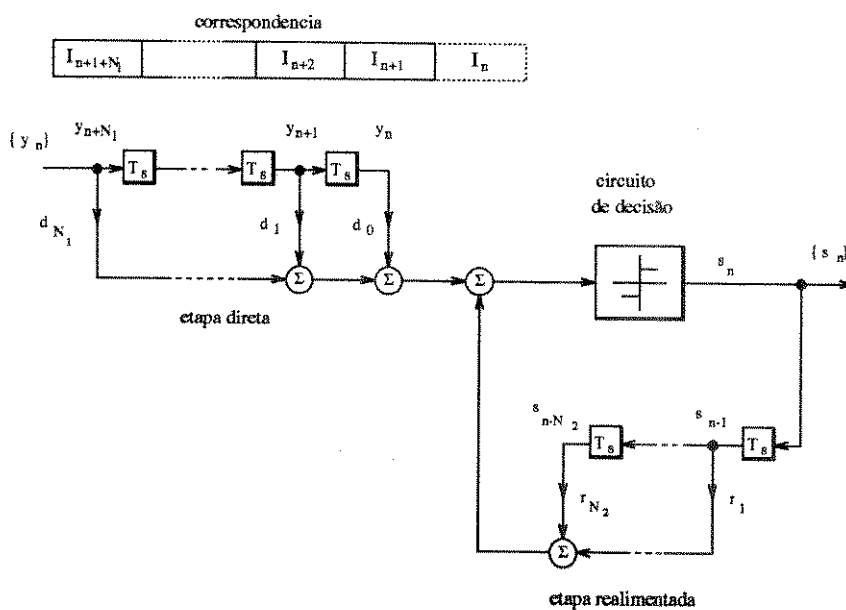


Figura 5.24: Sinais no DFE quando ocorre erro na amostragem de $\Delta t = T$

canal e o ruído aditivo. Torna-se, então, necessária a busca de alternativas que levem ao desempenho mínimo exigido. Iniciaremos com o equalizador fracionário, o qual, conforme analisado no capítulo 3, tende a ser mais imune ao erro de instante do amostragem, comparado como o DFE não fracionário ou convencional.

5.6 Desempenho do DFE fracionário

Antes de apresentarmos os resultados de desempenho, descreveremos um estudo sobre a escolha da complexidade do DFE fracionário, em termos de números de coeficientes e dos parâmetros do RLS.

5.6.1 Otimização da estrutura do DFE

Da mesma forma que foi realizado para a estrutura DFE, determinamos, por meio de simulação, o desempenho de várias estruturas de DFE fracionário em canal móvel. Os parâmetros utilizados nas simulações foram:

- ★ $v = 20$ km/h
- ★ adaptação com símbolos transmitidos
- ★ sem ruído aditivo
- ★ $\lambda = 0,90$ e $\delta = 1,0$ (justificados adiante)

Na figura 5.25 está mostrado o desempenho de DFE(4,2) e DFE(8,2) para espaçamento $T/2$ e $T/4$, respectivamente, ou seja, ambos processando dois símbolos na suas etapas diretas. Observamos que o uso de 4 amostras por período de símbolo não apresenta melhora significativa. Desta forma, adotaremos em nossas simulações o espaçamento $T/2$.

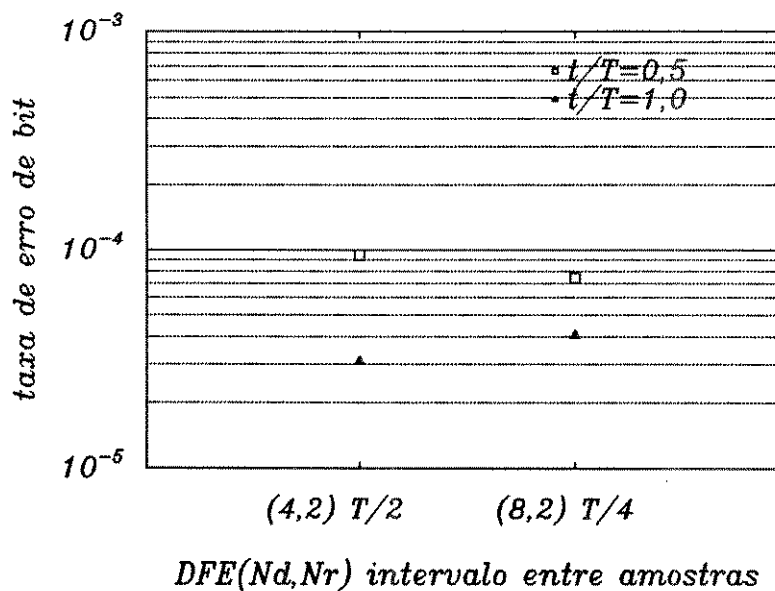


Figura 5.25: Desempenho de DFE fracionários em função do intervalo entre amostras na etapa direta

Nas figuras 5.26 e 5.27 estão mostrados os desempenhos de DFE fracionários com diversas quantidades de coeficientes nas etapas direta e realimentada.

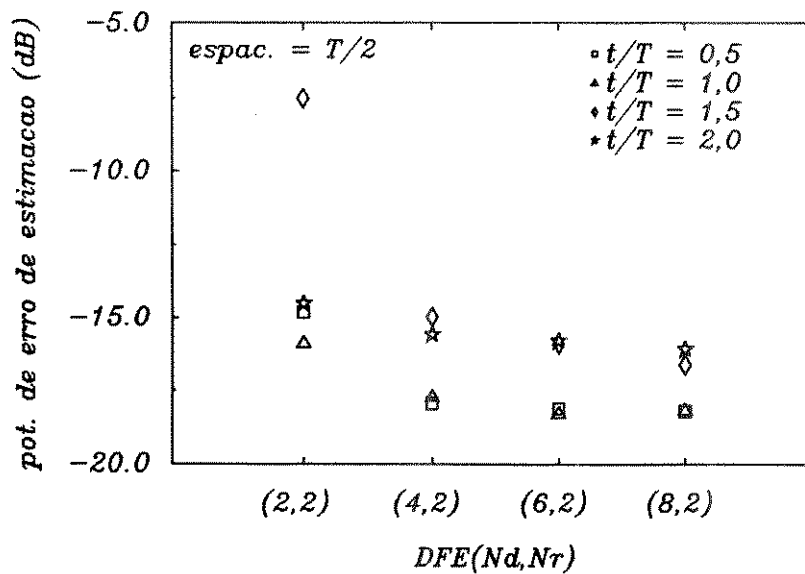


Figura 5.26: Desempenho de DFE fracionários em função do número de coeficientes na etapa direta

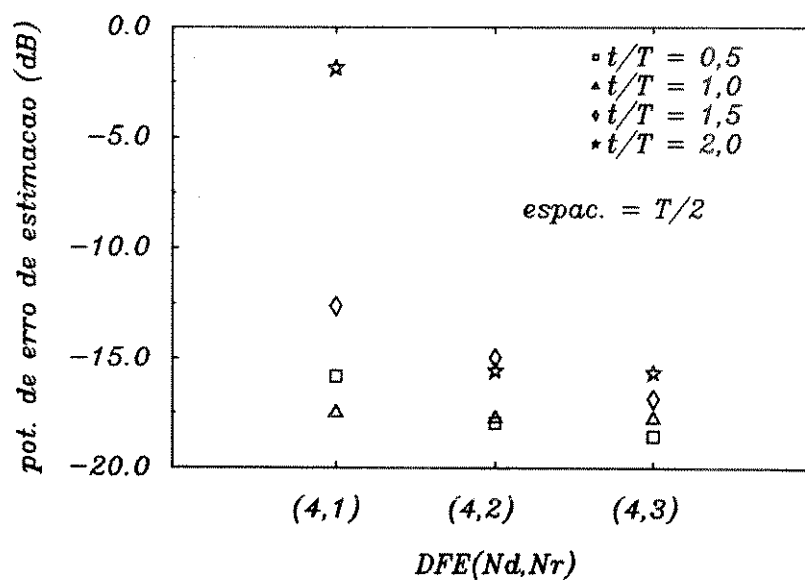


Figura 5.27: Desempenho de DFE fracionários em função do número de coeficientes na etapa realimentada

Como no caso do DFE, observamos que quanto maior o número de coeficientes melhor é o desempenho do DFE fracionário. Porém, o ganho proporcionado por estruturas mais complexas que DFE(4,2) não justifica o aumento da complexidade. Portanto, utilizaremos nas próximas simulações o DFE(4,2) com espaçamento $T/2$ para as amostras do sinal da etapa direta.

5.6.2 Otimização dos parâmetros do algoritmo RLS

Devemos determinar, inicialmente, os valores de compromisso para o parâmetros fator de esquecimento e iniciação da matriz de autocorrelação do algoritmo RLS para a estrutura do DFE fracionário. Baseado no fato de que os valores de compromisso encontrados para a estrutura DFE nas diversas velocidades foram aproximadamente iguais, por questão de simplicidade analisaremos aqui apenas o caso de $v = 50$ km/h, assumindo que o comportamento será o mesmo para as outras velocidades.

Nas figuras 5.28 e 5.29 estão mostrados os desempenhos do DFE fracionário sem ruído e com $E_b/N_0 = 5$ dB, respectivamente, para as seguintes condições:

- ★ $v = 50$ km/h
- ★ $\tau/T = 1,0$
- ★ 14 símbolos de treinamento
- ★ sem propagação de erros

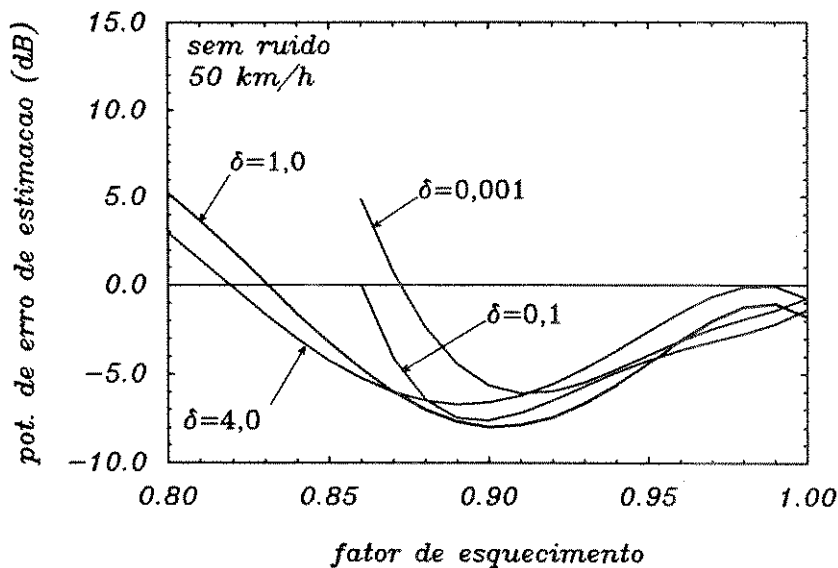


Figura 5.28: Desempenho do DFE(4,2)T/2 a 50 km/h em função de λ e δ sem ruído

Observamos que o algoritmo RLS no DFE fracionário possui comportamento semelhante àquele no DFE. Para o caso sem ruído, os valores que resultam no melhor desempenho são $\lambda_o \approx 0,90$ e $\delta_o \approx 1,0$. Por outro lado, para o caso onde o ruído está presente, notamos que os melhores desempenhos ocorrem para $\lambda_o > 0,92$, com qualquer valor de δ , embora a degradação não seja significativa para $\lambda_o = 0,90$. Desta forma, usaremos $\lambda_o = 0,90$ e $\delta_o = 1,0$ em nossas simulações.

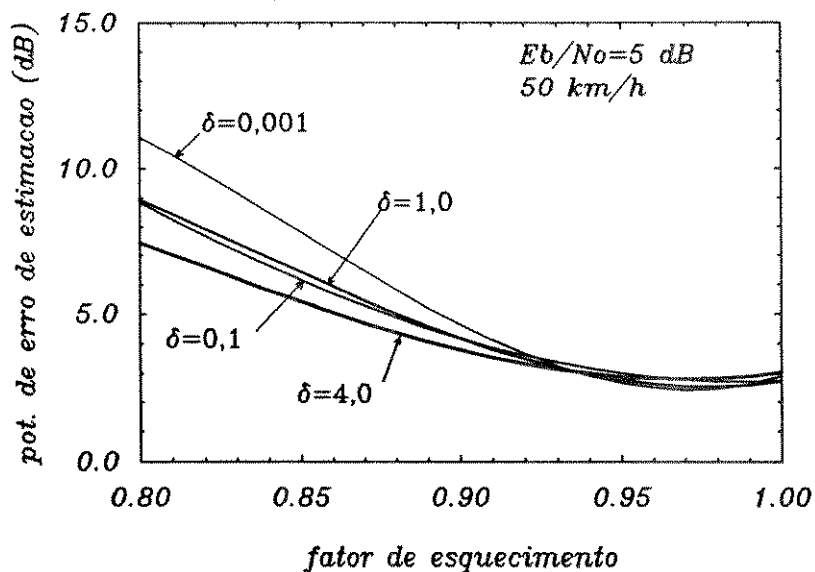


Figura 5.29: Desempenho do DFE(4,2)T/2 a 50 km/h em função de λ e δ a $E_b/N_0 = 5$ dB

5.6.3 Desempenho em função do atraso τ/T

Na figura 5.30 estão mostrados os desempenhos de DFE(4,2)T/2 e DFE(3,2) nas condições da IS-55, ou seja:

- * $v = 8, 50$ e 100 km/h
- * $E_b/N_0 = 16$ dB para $v = 8$ km/h
- * $E_b/N_0 = 19$ dB para $v = 50$ e 100 km/h
- * 14 símbolos de treinamento
- * com propagação de erro na etapa realimentada

O comportamento do DFE fracionário é semelhante ao do não-fracionário, não satisfazendo também o desempenho mínimo especificado pela IS-55.

Eliminando-se o ruído aditivo das condições de simulação acima, obtemos os resultados mostrados na figura 5.31, juntamente com os resultados do DFE não-fracionário. Inicialmente observamos que o DFE fracionário também aproveita a diversidade no tempo no sinal recebido quando o atraso τ do segundo raio é próximo do intervalo de símbolo. Além disso, estes dois tipos de equalizadores possuem desempenhos semelhantes nas três velocidades, ainda que o fracionário seja menos sensível ao atraso do segundo raio para $\tau/T > 1$.

Quando são utilizados os símbolos transmitidos para a adaptação, como mostra a figura 5.32, novamente observamos que os dois equalizadores possuem comportamentos semelhantes, exceto pelo fato de que o DFE fracionário apresenta um desempenho menos sensível ao atraso τ do segundo raio.

5.6.4 Desempenho em função da variância do ruído aditivo

A figura 5.33 permite a comparação entre os desempenhos de DFE(4,2)T/2 e DFE(3,2) na presença de ruído aditivo para diversas velocidades. As condições de simulação são:

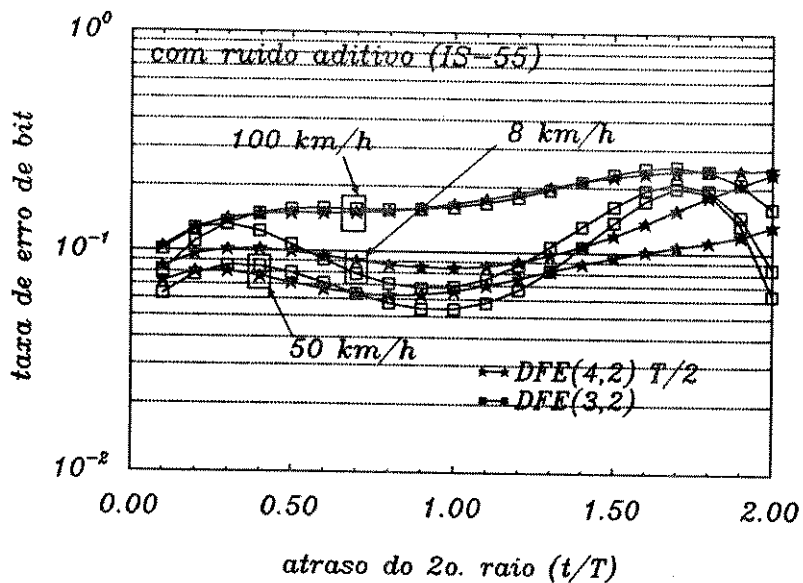


Figura 5.30: Desempenhos de DFE(4,2)T/2 e DFE(3,2) com ruído

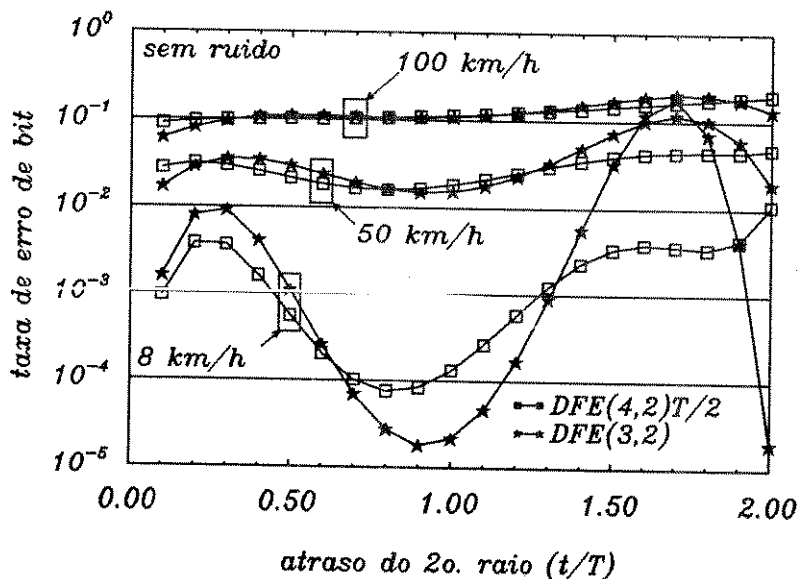


Figura 5.31: Desempenhos de DFE(4,2)T/2 e DFE(3,2) sem ruído

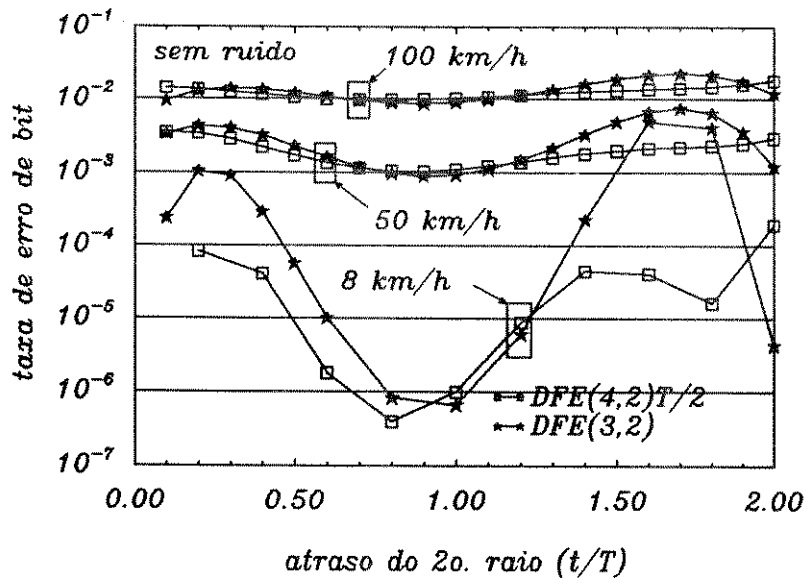


Figura 5.32: Desempenhos de DFE(4,2)T/2 e DFE(3,2) sem ruído e com adaptação usando símbolos transmitidos

- ★ $v = 8, 50$ e 100 km/h
- ★ $\tau/T = 1, 0$
- ★ 14 símbolos de treinamento
- ★ com propagação de erro na etapa realimentada

Observamos que o DFE fracionário possui o mesmo comportamento que o DFE em relação ao ruído aditivo, exceto quanto à taxa de erro irreduzível a 8 km/h. Este comportamento também é observado na figura 5.31 para $\tau/T \approx 1, 0$.

5.6.5 Desempenho em função do instante de amostragem

Verificaremos agora a sensibilidade do desempenho do DFE fracionário ao instante de amostragem, comparando-a com a do DFE. Na figura 5.34 estão mostrados os desempenhos de DFE(4,2)T/2 e DFE(3,2) nas condições de simulação da seção 5.5.

Como esperado através da análise realizada no capítulo 3, os resultados mostram que o DFE fracionário é menos sensível ao erro no instante de amostragem. Observamos que quando a amostragem é feita antes do ponto de referência ($\Delta t < 0$), o DFE fracionário é praticamente insensível ao erro de amostragem. Por outro lado, o desempenho também degrada para $\Delta t > 0$, pelo mesmo motivo exposto na seção 5.5, mas com uma intensidade menor do que ocorre no DFE. Isto se deve ao fato de que no DFE fracionário podemos considerar que existem M amostras ($M = 2$) do sinal recebido correspondentes a um símbolo transmitido. Desta forma, conforme mostrado na seção 5.5, o DFE fracionário tolerará um valor maior no erro no instante de amostragem, até que não esteja mais presente na estrutura do equalizador nenhuma amostra correspondente ao símbolo a ser estimado.

Analisando os resultados apresentados sobre o DFE fracionário, podemos concluir (ver quadro na página seguinte):

Podemos afirmar que a estrutura do DFE fracionário aqui proposta não representa uma alternativa competitiva: há pouco ganho de desempenho em relação ao DFE não-fracionário e um ligeiro aumento de complexidade. Torna-se, então, necessário estudar

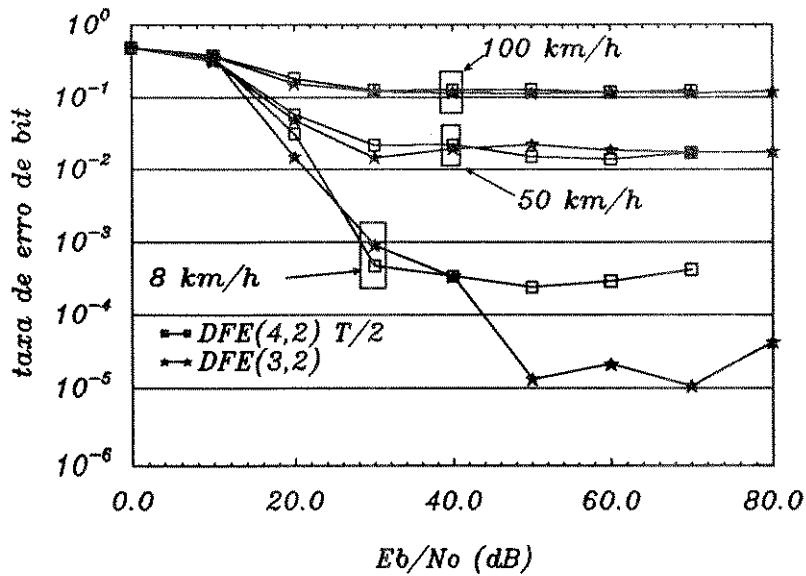


Figura 5.33: Desempenhos de DFE(4,2)T/2 e DFE(3,2) na presença de ruído aditivo

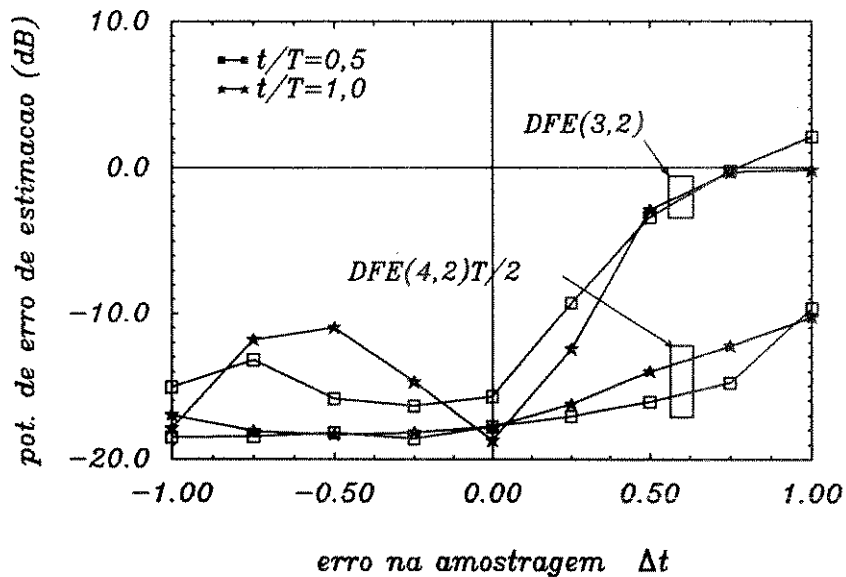


Figura 5.34: Desempenhos de DFE(4,2)T/2 e DFE(3,2) em função do instante de amostragem

CONCLUSÕES

- ⇒ o desempenho do DFE fracionário é menos sensível ao atraso do segundo raio, comparado ao do DFE não-fracionário
- ⇒ os desempenhos do DFE não-fracionário e fracionário são semelhantes na presença de ruído aditivo
- ⇒ o DFE fracionário é menos sensível ao erro no instante de amostragem, comparado ao DFE
- ⇒ o DFE fracionário também não atinge o desempenho mínimo exigido pela norma IS-55

estruturas mais elaboradas, como, por exemplo, aquela que emprega adaptação na taxa correspondente ao intervalo entre as amostras presentes na parte direta do equalizador. Optou-se aqui pelo estudo das técnicas alternativas que se seguem, postergando o estudo proposto acima para um trabalho futuro.

5.7 Equalização bidirecional

As análises realizadas na seção 5.3 apontaram dois fatores importantes, entre outros, responsáveis pelo desempenho insatisfatório do DFE:

- ◇ baixa capacidade de acompanhamento das variações do canal pelo algoritmo RLS e
- ◇ influência dos erros de decisão sobre o comportamento do algoritmo RLS.

Os efeitos destes fatores podem ser melhor visualizados através de gráficos que mostram a BER média em função da posição do símbolo no *time-slot*. Nas figuras 5.35 e 5.36 temos gráficos deste tipo para o DFE(3,2) nas seguintes condições:

- ★ $v = 50$ e 100 km/h
- ★ $\tau/T = 1,0$
- ★ sem propagação de erro na etapa realimentada

Os resultados da figura 5.35 correspondem à adaptação baseada em símbolos decididos. Observamos que, independentemente da velocidade do móvel, a BER cresce continuamente após o período de treinamento, quando, então, a adaptação é baseada nos símbolos decididos. Por outro lado, pela figura 5.36 constatamos que a utilização dos símbolos transmitidos no RLS, em lugar dos decididos, permite valores menores para BER, e que esta taxa se mantém constante após o 30^o símbolo do *time-slot*, aproximadamente.

Baseado neste comportamento e na estrutura de transmissão empregada no sistema D-AMPS, a técnica de *equalização bidirecional*, apresentada por vários autores [10, 11, 12], pode ser utilizada para minimizar o efeito da degradação do desempenho do DFE ao longo do *time-slot*.

A equalização bidirecional utiliza o fato de que em um sistema de transmissão que emprega a técnica de acesso TDMA, um *time-slot* é precedido e sucedido por outros *time-slots*. Desta forma, após o bloco de símbolos de informação de usuário de um dado *time-slot*, existirá o bloco de símbolos de treinamento do *time-slot* seguinte. Este bloco de treinamento pode ser utilizado na equalização do sinal do *time-slot* anterior, realizando-a no sentido *reverso*, ou seja, do final para o início do *time-slot*, como mostra a figura 5.37.

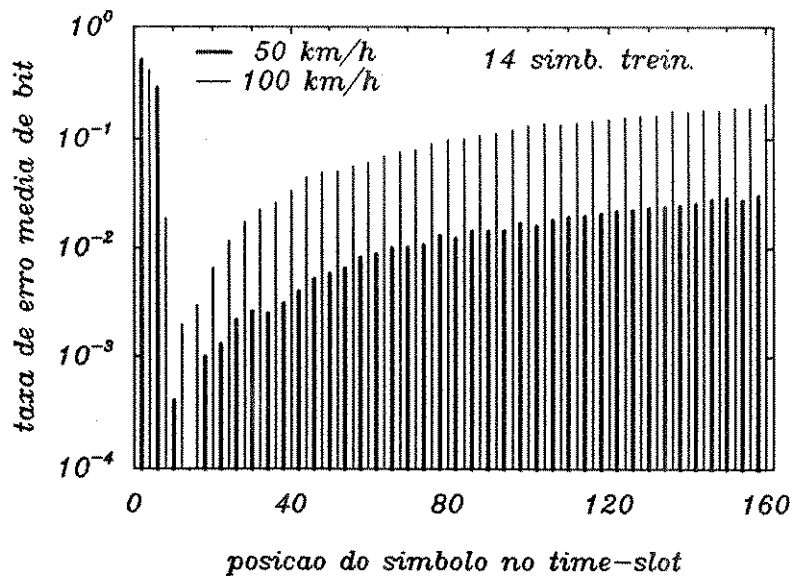


Figura 5.35: BER \times posição do símbolo para 50 e 100 km/h

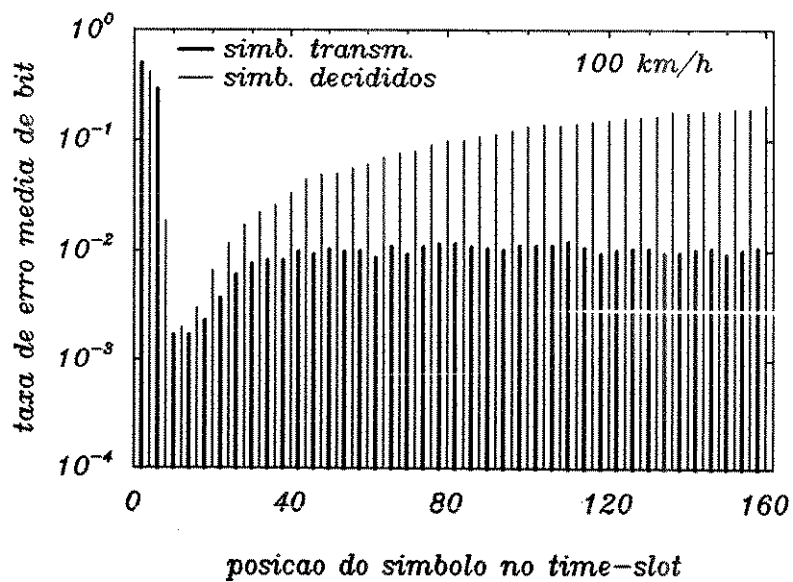


Figura 5.36: BER \times posição do símbolo para 100 km/h usando símbolos decididos e transmitidos no RLS

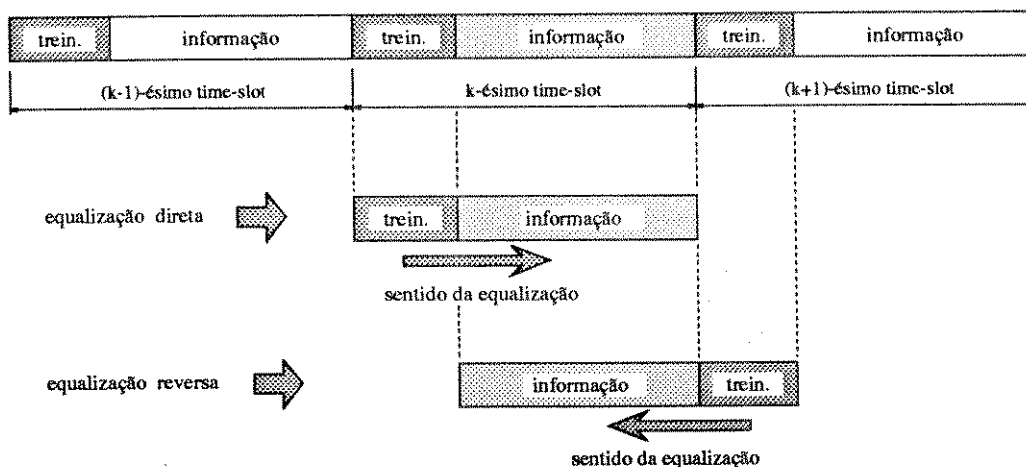


Figura 5.37: Equalização bidirecional

Equalizando, então, um *time-slot* nos dois sentidos, teremos dois conjuntos de símbolos detectados, como mostra a figura 5.38 para $v = 100$ km/h e 14 símbolos de treinamento. Como esperado, a BER correspondente à equalização reversa é alta no início do *time-slot* e baixa no seu final. Utilizando algum critério, selecionamos os símbolos detectados pela equalização direta ou reversa. Desta forma, poderemos fazer com que a BER seja constante por todo o *time-slot*, reduzindo o seu valor médio.

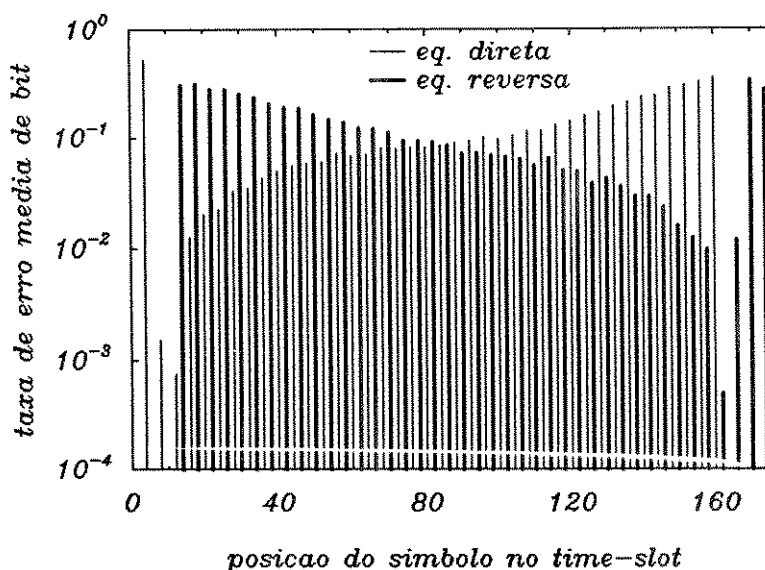


Figura 5.38: Equalizações direta e reversa para $v = 100$ km/h

Neste trabalho analisaremos o desempenho da equalização bidirecional empregando dois critérios, denominados aqui de *método 1* e *método 2*.

o **Método 1**

Neste método, apresentado por Liu [10], inicia-se a equalização direta, calculando-se, para cada símbolo, a *potência média de curto-prazo de erro de estimação*, $P_{est}(n)$, definida

como:

$$P_{est}(n) = \frac{1}{L} \sum_{i=-(L-1)/2}^{(L-1)/2} |\epsilon_{n+i}|^2 ; \quad L = \text{ímpar} \quad (5.1)$$

onde:

$$\epsilon_n = \hat{s}_n - s_n \quad (5.2)$$

e L é o comprimento da janela para o cálculo da média. A equalização é interrompida quando $P_{est}(n)$ for maior que um pré-fixado limiar $P_{est,máx}$, anotando a posição de parada N_{dir} .

Inicia-se, agora, a equalização reversa, calculando-se, também, $P_{est}(n)$ e interrompendo-a quando $P_{est}(n)$ for maior que o mesmo limiar $P_{est,máx}$, na posição N_{rev} .

Calcula-se, então, o posição média $N_{méd}$ entre N_{dir} e N_{rev} :

$$N_{méd} = \frac{N_{dir} + N_{rev}}{2} \quad (5.3)$$

Retomam-se as equalizações direta e reversa para as posições de $n = N_{dir}, \dots, N_{méd}$ e $n = N_{méd} + 1, \dots, N_{rev}$, respectivamente, equalizando-se, assim, todo o *time-slot*. Este método de equalização bidirecional está ilustrado na figura 5.39.

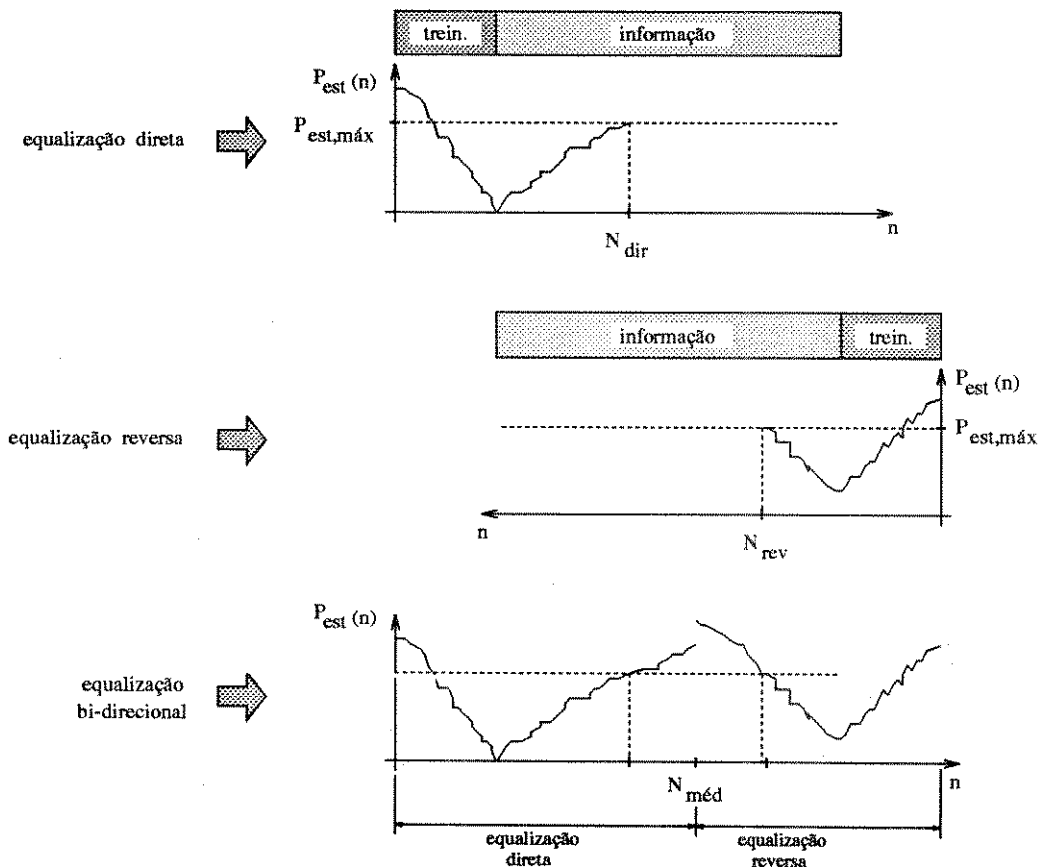


Figura 5.39: Equalização bidirecional com esquema 1

Um exemplo simulado deste tipo de equalização usando DFE(3,2) está mostrado na figura 5.40, para $v = 70$ km/h, $\tau/T = 1,0$ e adaptação utilizando símbolos decididos após o treinamento. Utilizamos neste exemplo $P_{est,máx} = -4$ dB e $L = 3$.

Observe-se que a curva de $P_{est}(n)$ da equalização bidirecional foi deslocada em -6.0 dB para facilitar a sua visualização.

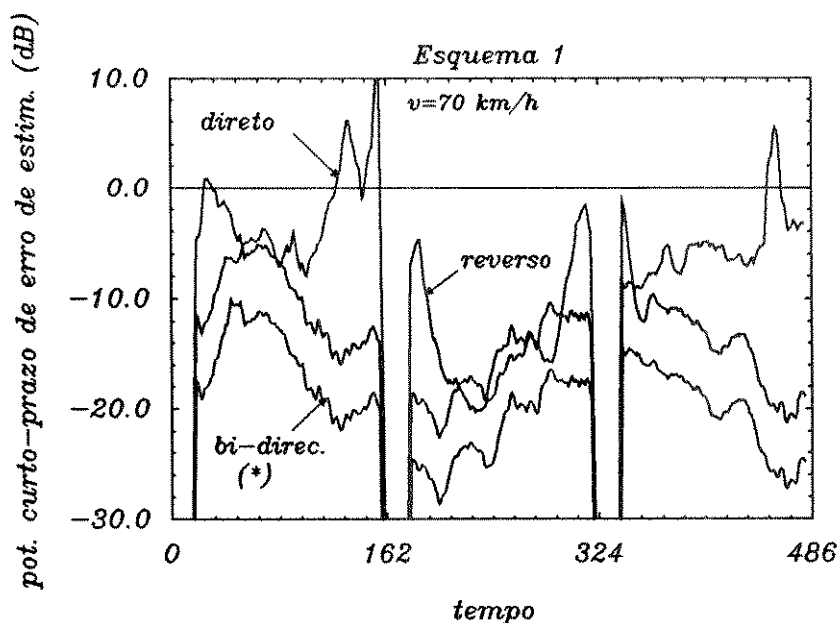


Figura 5.40: Exemplo do método 1 da equalização bidirecional: (*) para melhor visualização, $P_{est}(n)$ da equalização bidirecional foi deslocada em $-6,0$ dB.

Na figura 5.41 temos a BER média em função da posição do símbolo no *time-slot* para a equalização bidirecional empregando o esquema 1 para:

- ★ $v = 100$ km/h
- ★ $\tau/T = 1,0$
- ★ 14 símbolos de treinamento
- ★ sem propagação de erro na etapa realimentada

Comparando as figuras 5.35 e 5.41 notamos que a BER na equalização bidirecional com o esquema 1 não apresenta crescimento ao longo do *time-slot*. Seu comportamento é semelhante àquele conseguido com adaptação baseada em símbolos transmitidos (ver figura 5.36).

o Método 2

Este método difere do método 1 quanto à forma de selecionar o sentido de equalização. A escolha, agora, é feita símbolo a símbolo, tomando-se o sentido que resultou na menor potência de erro de estimação.

O procedimento inicial consiste em realizar as equalizações direta e reversa completas, calculando-se as potências médias de curto-prazo de erro de estimação $P_{est}(n)$. Posteriormente, para cada símbolo comparam-se as respectivas $P_{est}(n)$, tomando-se o símbolo equalizado do sentido que resultou na menor $P_{est}(n)$, montando-se, assim, o *time-slot* equalizado. Na figura 5.42 temos uma ilustração mostrando este esquema de equalização.

Na figura 5.43 estão mostradas as curvas $P_{est}(n)$ em função da posição do símbolo para este método, empregando o DFE(3,2) nas condições da figura 5.40.

Este método também torna a BER constante por todo o *time-slot*, como mostra a figura 5.44, nas mesmas condições da figura 5.41, usando $L = 19$.

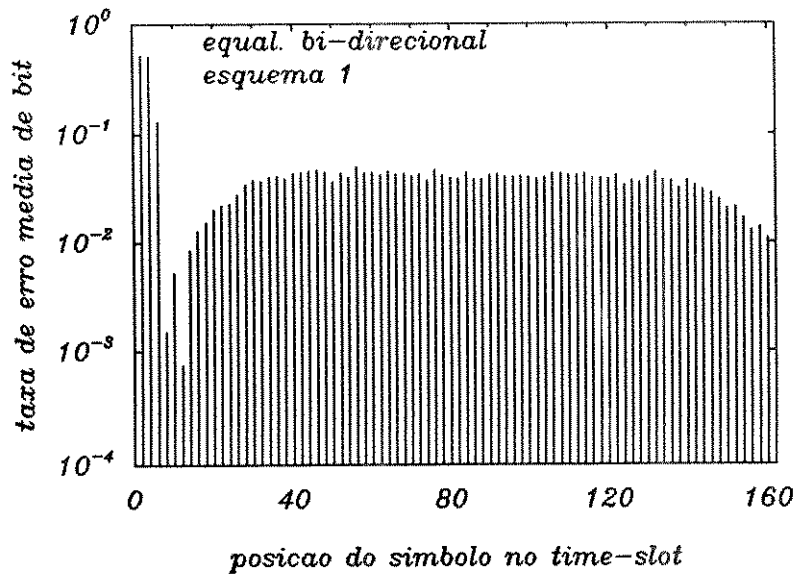


Figura 5.41: Equalização bidirecional empregando esquema 1

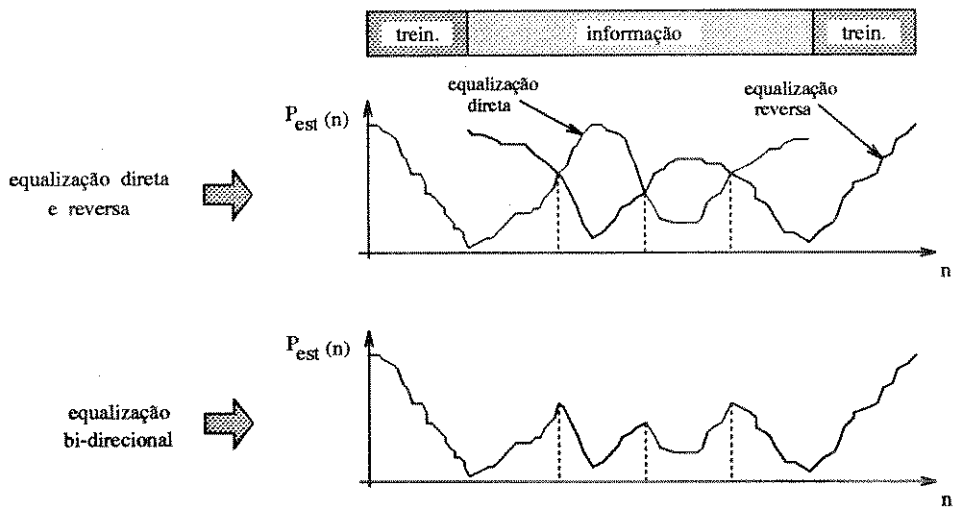


Figura 5.42: Equalização bidirecional com esquema 2

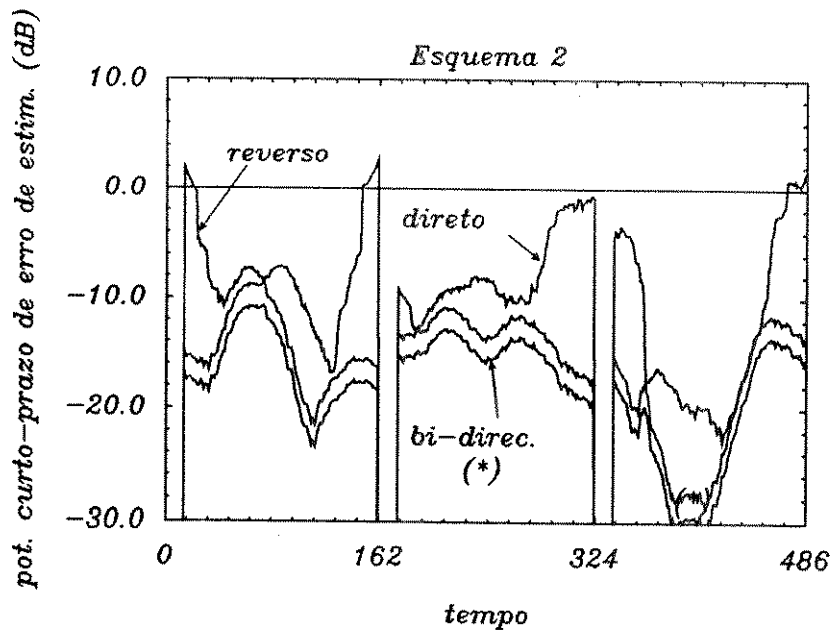


Figura 5.43: Exemplo do método 2 da equalização bidirecional: (*) para melhor visualização, $P_{est}(n)$ da equalização bidirecional foi deslocada em -2.0 dB.

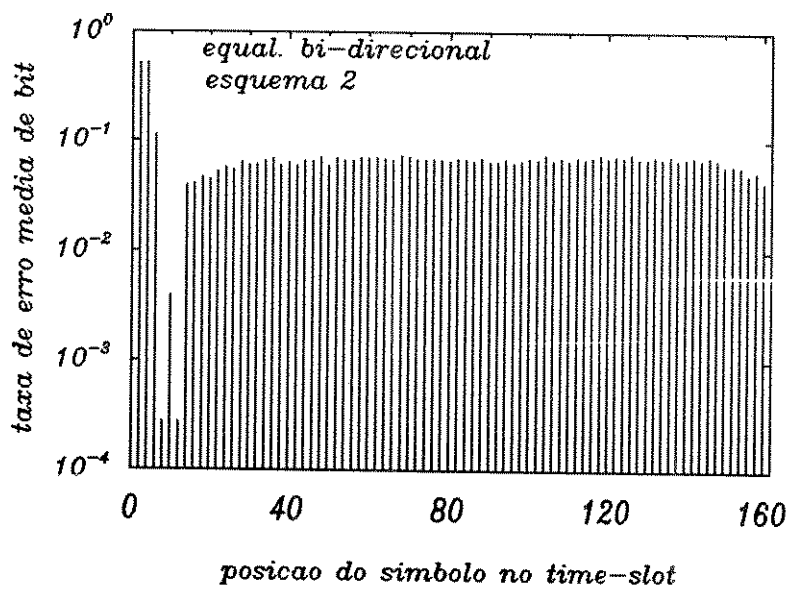


Figura 5.44: Equalização bidirecional empregando esquema 2

Uma questão importante nas técnicas de equalização bidirecional apresentadas acima é o conhecimento, por parte do equalizador, da seqüência de treinamento do *time-slot* seguinte, que será utilizada na equalização reversa. A norma IS-54 especifica 6 seqüências de treinamento, sendo cada uma designada a cada um dos, no máximo, seis usuários pertencentes àquele quadro. No caso do equalizador não possuir a informação de qual seqüência de treinamento o *time-slot* seguinte está utilizando, algum método de identificação deverá ser utilizado. Um deles, baseado em tentativas [10], realiza a equalização reversa até um certo ponto do *time-slot* com cada uma das possíveis seqüências de treinamento. A seqüência selecionada será aquela que resultou no menor valor de $P_{est}(n)$ em um dado ponto. Em nossas simulações suporemos que tal seqüência de treinamento é conhecida pelo equalizador.

Outra questão importante é a decodificação diferencial durante a equalização reversa. Na seção 4.2 verificamos que a fase de um sinal modulado $\pi/4$ DQPSK no instante $t = kT$ é escrita como:

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \Delta\phi_k \quad (5.4)$$

onde $\Delta\phi_k$ depende do dibit transmitido no instante. Na decodificação, ou seja, na determinação de $\Delta\phi_k$, calculamos a diferença $\theta_k - \theta_{k-1}$, fazendo uso do sinal equalizado no intervalo anterior.

Na equalização reversa, os símbolos mais *novos* são equalizados antes dos símbolos *antigos* e, portanto, não é possível realizar a decodificação a cada símbolo decidido. Para contornar esta dificuldade, podemos decodificar os símbolos somente quando o *time-slot* equalizado estiver montado e com os símbolos posicionados na ordem cronológica correta. Desta forma o decodificador diferencial deve estar fora do elo de realimentação do DFE, como foi mostrado na seção 4.2.5.

Como mencionado anteriormente, métodos de equalização bidirecional têm sido propostos por vários autores, porém com motivações diversas daquela aqui apresentada. Em [10], Liu e outros propuseram este método com o objetivo de indentificar, no *time-slot*, a posição de um forte desvanecimento do sinal. Segundo tais autores, o equalizador divergiria após este ponto, sendo necessário realizar a equalização pelo outro sentido. Por outro lado, Kamio, Higashi e outros [11, 12] propuseram a equalização bidirecional visando contornar a degradação no desempenho do DFE quando, no modelo de canal de dois raios, a amplitude do segundo raio é maior que a do primeiro.

Nossa motivação se assenta em um fato mais básico que os citados acima. A taxa de erro média cresce ao longo do *time-slot*, como mostra a figura 5.35, indicando que o equalizador não consegue acompanhar as variações do canal a partir da referência estabelecida pelos símbolos decididos. Logo, é natural explorar a seqüência de treinamento existente após o *time-slot* para, em geral, melhorar o desempenho na sua segunda metade, como mostrado na figura 5.38.

5.7.1 Otimização dos parâmetros da equalização

Nos dois métodos de equalização bidirecional encontramos dois parâmetros, o comprimento L da janela para o cálculo de $P_{est}(n)$ e o limiar L , cujos valores devem ser otimizados. Para os valores dos parâmetros λ e δ do RLS, testes, não apresentados aqui, mostraram que os melhores valores são $\lambda_o = 0,85$ e $\delta_o = 0,1$. A possibilidade de se utilizar um valor de λ menor do que aquele utilizado na equalização convencional deve-se ao fato de que, em geral, o final da equalização do *time-slot* não é importante nos métodos bi-direcionais, momento quando pode ocorrer a divergência do RLS para $\lambda < 0,90$.

o **Método 1**

Neste método devemos otimizar os valores de L e $P_{est,máx}$. A figura 5.45 apresenta curvas de $BER \times P_{est,máx}$ para vários valores de L , nas seguintes condições:

- ★ DFE(3,2)
- ★ $v = 50$ km/h
- ★ 14 símbolos de treinamento
- ★ sem ruído aditivo
- ★ $\lambda_o = 0,85$ e $\delta_o = 0,10$

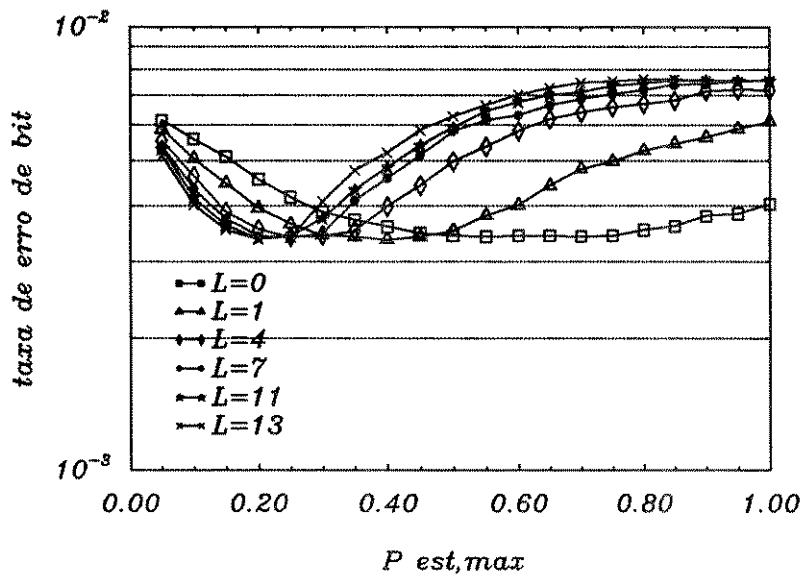


Figura 5.45: $BER \times P_{est,máx}$ com vários valores de L para equalizador bidirecional com método 1

Observamos que quanto maior for o comprimento da janela para o cálculo de $P_{est,máx}$, ou seja, quanto mais $P_{est}(n)$ levar em conta o comportamento do canal nas *adjacências* do instante $t = nT$, menor deverá ser o valor limiar $P_{est,máx}$. No entanto, os pontos ótimos para os vários valores de L são todos próximos entre si. Assumiremos em nossas simulações os valores $L = 3$ e $P_{est,máx} = 0,40$. Testes com velocidades maiores mostraram que tais valores também proporcionam os melhores desempenhos. Por outro lado, o melhor valor para L para velocidades menores é aproximadamente sete. Como estamos mais interessados em melhorar o desempenho do equalizador a altas velocidades, optamos pelos valores mencionados acima.

o **Método 2**

No caso do método 2, necessitamos otimizar apenas o valor de L . Na figura 5.46 temos as curvas de desempenho do equalizador bidirecional em função de L para diversas velocidades nas mesmas condições da figura 5.45. Observamos que o desempenho para qualquer velocidade é praticamente independente de L para $L > 10$. Usaremos em nossas simulações o valor $L = 19$.

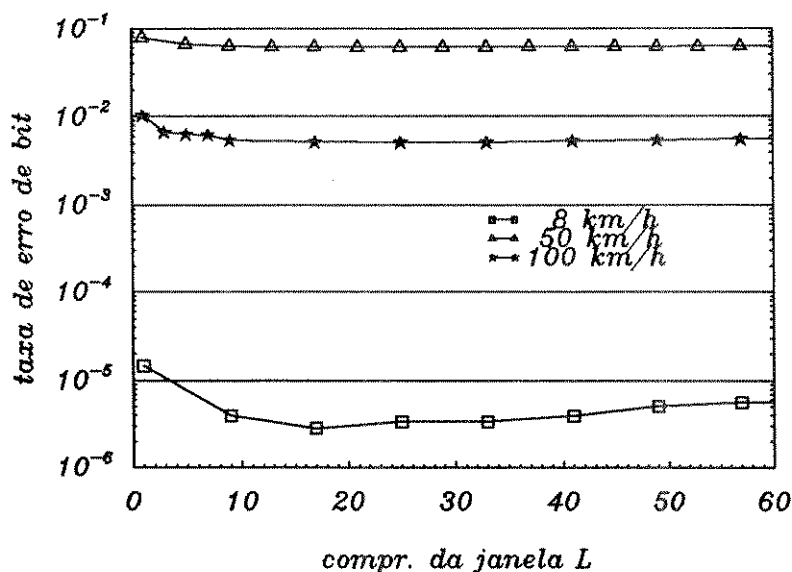


Figura 5.46: BER $\times L$ para equalizador bidirecional com método 2

5.7.2 Desempenho da equalização bidirecional

o Desempenho em função de τ/T

Apresentaremos, inicialmente, os desempenhos em termos de BER $\times \tau/T$ dos dois métodos de equalização bidirecional estudados, sob as condições da IS-55, ou seja:

- * $v = 8, 50$ e 100 km/h
- * $0 \leq \tau/T \leq 1,0$
- * $E_b/N_o = 16$ dB para $v = 8$ km/h
- * $E_b/N_o = 19$ dB para $v = 50$ e 100 km/h
- * 14 símbolos de treinamento
- * com propagação de erro na etapa realimentada

Os resultados estão mostrados nas figuras 5.47 e 5.48 para o método 1 e 2, respectivamente.

Observamos que, a rigor, os dois métodos de equalização não satisfazem a norma. No entanto, comparados com os resultados da equalização convencional, mostrados na figura 5.12, ambos os métodos apresentam ganhos nos desempenhos. Além disso, observamos também que os métodos 1 e 2 possuem desempenhos aproximadamente iguais.

Para analisarmos os mecanismos de funcionamento destes métodos de equalização e seus potenciais, verificaremos, a seguir, os seus desempenhos sem ruído aditivo. Consideraremos os casos em que as potências médias de curto-prazo $P_{est}(n)$ e a adaptação são calculadas com relação tanto a símbolos transmitidos como a símbolos decididos. Na figura 5.49 temos os resultados para $v = 100$ km/h.

Observamos que quando todo o processamento é baseado nos símbolos transmitidos, o método 2 apresenta melhor desempenho do que o método 1. Por outro lado, quando utilizamos os símbolos decididos, o método 2 é melhor. Este comportamento está baseado no fato de que, quando utilizamos o símbolo decidido para o cálculo do erro de estimação, e o símbolo tiver sido decidido com erro, o erro de estimação será *menor* do que aquele baseado no símbolo transmitido, como ilustra a figura 5.50. Desta forma, as grandezas (erros de estimação) que compõem as variáveis de decisão sobre o sentido

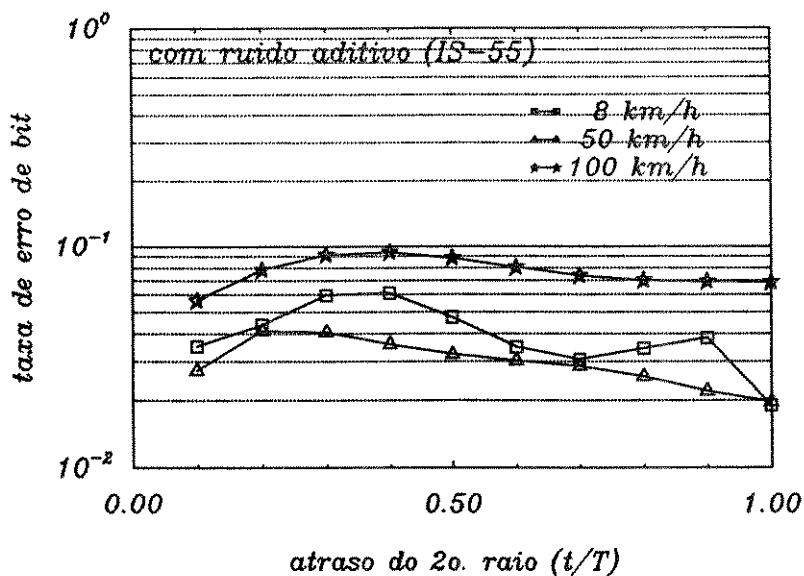


Figura 5.47: Desempenho do DFE(3,2) bidirecional com método 1 em função de τ/T com ruído aditivo

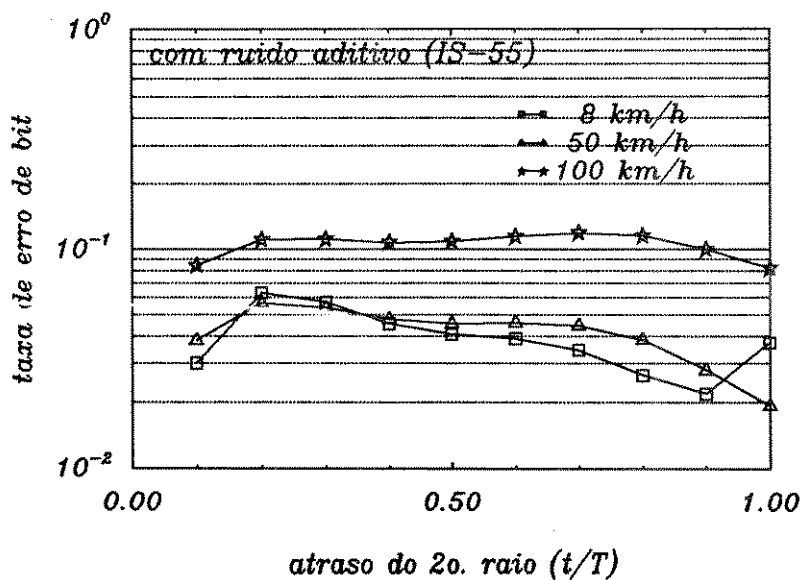


Figura 5.48: Desempenho do DFE(3,2) bidirecional com método 2 em função de τ/T com ruído aditivo

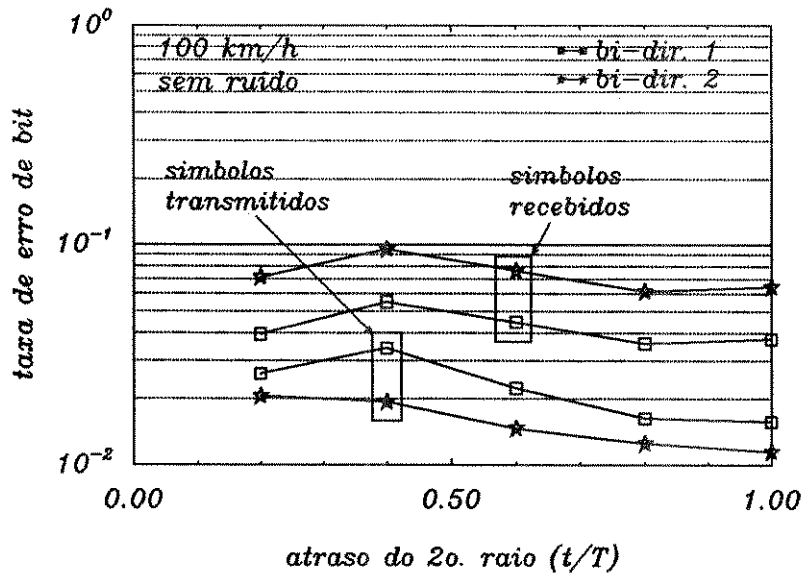


Figura 5.49: Desempenho do DFE(3,2) bidirecional com método 1 e 2 a 100 km/h, utilizando símbolos transmitidos e decididos para cálculo de $P_{est}(n)$ e adaptação

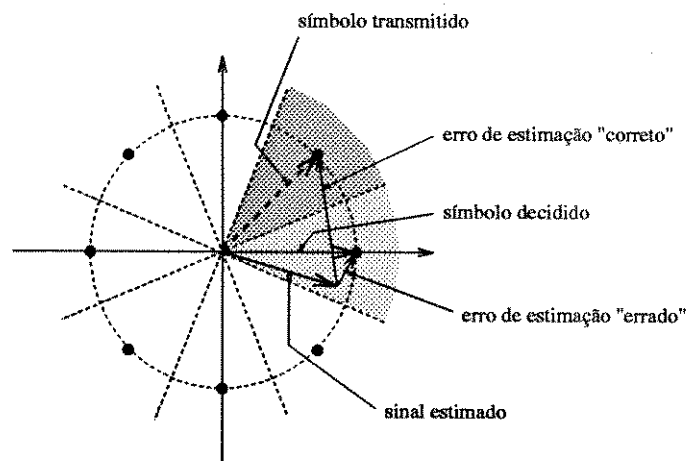


Figura 5.50: Erro de estimação quando o símbolo decidido é errado

de equalização a ser escolhido, $P_{est}(n)$, não possuirão informação correta sobre em qual sentido de equalização está o símbolo decidido mais confiável.

No método 2, apesar de ser feita uma média com os erros de estimação dos símbolos adjacentes, a decisão sobre o sentido de equalização é feita símbolo-a-símbolo, comparando-se os valores de $P_{est}(n)$. Mesmo que um dos sentidos de equalização apresente um surto de símbolos decididos de forma errada, ainda assim o valor correspondente de $P_{est}(n)$ poderá ser semelhante àquele associado ao outro sentido. Por outro lado, no método 1, a variável $P_{est}(n)$ é utilizada apenas para decidirmos quando parar a equalização, de forma que os efeitos da imprecisão de $P_{est}(n)$ são menos danosos.

Quando utilizamos os símbolos transmitidos para o cálculo de $P_{est}(n)$, temos informações corretas sobre a confiabilidade das decisões sobre os símbolos equalizados. Desta forma, obtemos melhores resultados quando a decisão sobre o sentido de equalização é feita símbolo-a-símbolo (método 2).

Estes mesmos comportamentos se repetem para $v = 50$ km/h, como mostra a figura 5.51

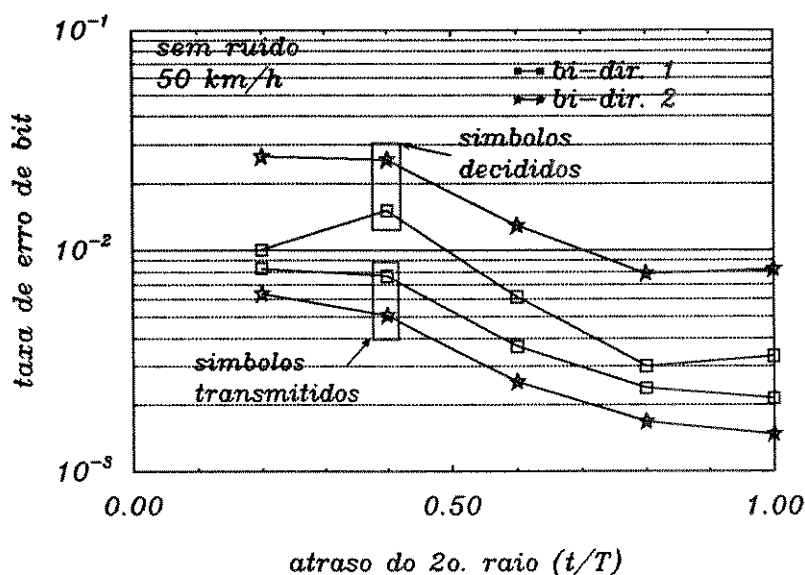


Figura 5.51: Desempenho do DFE(3,2) bidirecional com método 1 e 2 a 50 km/h, utilizando símbolos transmitidos e decididos para cálculo de $P_{est}(n)$ e adaptação

Podemos concluir desta análise que, apesar dos dois métodos de equalização bidirecional analisados aqui apresentarem melhor desempenho que aquele obtido com o equalização convencional, as estratégias de escolha de sentido de equalização necessitam de aperfeiçoamentos de forma a obtermos desempenhos que compensem a complexidade requerida em tal equalização.

É importante observar que estes métodos fazem uso de um equalizador com a decodificação alocada fora do elo de realimentação. Alguns testes preliminares sugeriram que o desempenho desta arquitetura resultante de tal alocação é inferior àquela adotada na maior parte deste capítulo. Será necessário, também, quantificar a parcela de participação desta arquitetura na determinação do desempenho dessas técnicas bi-direcionais, tentando quantificar seu real desempenho em sistemas síncronos, sem o uso da codificação diferencial.

Capítulo 6

Conclusões

6.1 Retrospectiva e conclusões

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de um programa de simulação da transmissão de sinais em um sistema de telefonia móvel celular digital, bem como os resultados de estudos, utilizando este programa, sobre a aplicação da equalização com decisão realimentada em tal sistema de comunicação. Enfatizamos o sistema D-AMPS por ser este um candidato à segunda geração de sistemas celulares no Brasil e nos Estados Unidos.

Inicialmente, foi apresentada uma caracterização dos canais de propagação encontrados neste tipo de transmissão, seguida de uma modelagem, própria para simulação. Tal modelo segue a norma IS-55 e consiste em dois raios separados por um intervalo de tempo τ e representados por variáveis aleatórias gaussianas complexas filtradas por filtros Doppler.

Realizamos a descrição das principais técnicas de equalização e deduzimos o equalizador com decisão realimentada através de um critério de minimização da probabilidade de erro supondo os símbolos passados conhecidos. Esta dedução se baseou no trabalho pioneiro de Austin, em 1967 [34], e apresentou uma extensão dos resultados de modo a abranger os sinais complexos. Tratamos também da equalização com decisão realimentada utilizando intervalo de tempo entre os coeficientes da etapa direta menor do que o intervalo de símbolo. Mostramos que este equalizador DFE fracionário proporciona maior robustez às imperfeições no posicionamento do instante de amostragem.

No capítulo 4 descrevemos o programa de simulação desenvolvido, envolvendo filtro de transmissão, modelo para o canal, filtro de recepção, equalizador, ruído branco aditivo, algoritmo RLS para a adaptação do equalizador e sinais de informação aleatórios utilizando a modulação $\pi/4$ DQPSK. O programa admite a entrada de parâmetros para a flexibilização de configuração e foi validado através da comparação das taxas de erro, em diversas situações, com resultados teóricos, bem como práticos correspondentes, presentes na literatura.

O capítulo 5 foi dedicado à apresentação dos resultados das simulações. Inicialmente, verificamos que, como esperado, o desempenho do DFE depende do número de coeficientes empregados, mas que, nesta aplicação, equalizadores mais complexos do que o DFE(3,2) não apresentam ganhos significativos.

Testes indicaram que os melhores valores para o fator de esquecimento λ e iniciação δ da matriz inversa de autocorrelação do algoritmo RLS são $\lambda_o = 0,90$ e $\delta_o = 0,10$. Estes testes ainda mostraram que, na ausência do ruído aditivo, valores reduzidos de λ ($\lambda < 0,85$) aumentam a capacidade do algoritmo em acompanhar as variações do canal, tornando-o, no entanto, instável. Por outro lado, quando o ruído aditivo está presente, valores de λ próximos da unidade reduzem o efeito do ruído na adaptação, melhorando

o desempenho do equalizador. Verificamos também que o valor da iniciação δ indica a *inércia* do RLS, atuando na velocidade de convergência e na instabilidade do mesmo.

Em seguida, analisamos o desempenho do DFE(3,2) em função do atraso τ/T do segundo raio. Observamos, inicialmente, que este equalizador não atinge o desempenho exigido pela IS-55. Através de vários testes, pudemos verificar que:

- o ruído aditivo é um fator importante no desempenho do DFE, porém apenas nas velocidades menores,
- a adaptação baseada em símbolos errados produz degradação significativa no desempenho,
- a capacidade do RLS em acompanhar as variações do canal não é satisfatória em altas velocidades,
- a propagação de erros na etapa realimentada do DFE não é um fator importante nesta aplicação.

Verificamos, também, que o DFE aproveita a diversidade no tempo presente no sinal de saída do canal, de tal modo a apresentar um desempenho consideravelmente melhor quando τ é próximo de múltiplos do período de símbolo T .

Testes na presença de ruído aditivo mostraram que a utilização de símbolos decididos na adaptação provoca uma degradação de até 6 dB, em termos de E_b/N_0 , com relação ao desempenho com adaptação utilizando símbolos transmitidos. Além disso, devido a incapacidade do algoritmo RLS em acompanhar perfeitamente as variações do canal, existe uma degradação de 2 dB no desempenho do DFE com adaptação baseada nos símbolos transmitidos, em relação ao desempenho do DFE com coeficientes ótimos.

Verificamos, também, a forte sensibilidade do desempenho ao erro no instante de amostragem, principalmente quando a amostragem é feita após o instante ótimo.

Em seguida, iniciamos os estudos com o DFE fracionário. Verificamos, primeiramente, que, para esta aplicação, bastava a estrutura DFE(4,2) com espaçamento $T/2$ entre as amostras. Além disso, os valores $\lambda_o = 0,90$ e $\delta_o = 0,10$ também resultariam nos melhores desempenhos. Novamente os testes mostraram que esta estrutura não satisfaz a IS-55. Mostramos que seu desempenho em função do ruído aditivo e do atraso do segundo raio são semelhantes aos do DFE não fracionário, exceto pelo fato do DFE fracionário ser menos sensível ao erro no instante de amostragem, como era esperado. De uma forma geral, exceto por esta última questão, o DFE fracionário não apresenta vantagens sobre o não fracionário nesta aplicação. Tal conclusão também foi obtida por Baum e outros [13].

A análise dos resultados até então apresentados, principalmente quanto à capacidade de acompanhamento do RLS e à influência dos erros de decisão na adaptação, que provocam o constante crescimento da BER no decorrer do *time-slot*, levou-nos a estudar métodos alternativos de equalização, conhecidos como *equalização bidirecional*. Nestes métodos, propostos por vários autores, são feitas as equalizações no sentido *direto* e *reverso*. Dois métodos foram apresentados, segundo a forma de selecionar o melhor o sentido de equalização. Ambos baseiam-se no erro de estimação, definido como a diferença entre o símbolo estimado e o símbolo decidido. Testes mostraram que ambos os métodos apresentam desempenhos superiores ao da equalização convencional, porém, ainda, sem atingir o desempenho mínimo exigido pela IS-55. Verificamos que as estratégias de seleção do sentido de equalização baseadas nos erros de estimação calculados a partir dos símbolos decididos não são eficientes, particularmente quando se pretende uma nova seleção a cada novo símbolo. Isto deve-se ao fato de que símbolos decididos de forma errada provocarão erros de estimação *semelhantes* àqueles relativos às decisões corretas. Concluímos, então,

que as estratégias de escolha do sentido de equalização devem ser aperfeiçoadas, de forma que o desempenho de tais métodos de equalização compensem a complexidade requerida.

6.2 Sugestões para prosseguimento do trabalho

Os testes apresentados no capítulo 5 e descritos resumidamente acima cumpriram seus papéis, no sentido que, através da análise de seus resultados, pudemos identificar várias questões a serem abordadas, visando melhorar o desempenho da equalização DFE em sistemas de telefonia móvel.

Uma primeira sugestão para prosseguimento do trabalho é a utilização do bloco de símbolos de controle CDVCC, presente na região central do *time-slot*, como seqüência de treinamento para o DFE. A utilização deste bloco como treinamento corresponde a *reduzir* o comprimento do *time-slot*, podendo levar à redução do crescimento constante da BER ao longo do mesmo. O número reduzido de símbolos neste bloco (6) exige a realização de simulações para análise do ganho a ser proporcionado. Dependendo deste, poder-se-á combinar esta proposta com as técnicas de equalização bidirecional.

A necessidade de conseguir melhor capacidade de acompanhamento das variações do canal em altas velocidade, sugere o emprego do algoritmo RLS com janelamento [39]. A eliminação da participação de símbolos passados na matriz de autocorrelação do RLS, pode agilizar a capacidade de adaptação, mas provoca forte tendência à instabilidade. Será necessário, então, buscar mecanismos de estabilização e, eventualmente, combinar esta proposta com o treinamento no bloco CDVCC, quando, então, poder-se-á reiniciar o algoritmo.

Nesta mesma linha, cumpre experimentar o DFE fracionário com adaptação a intervalos iguais àqueles correspondentes às amostras da parte direta. Também aqui existe o grave problema da instabilidade, demandando pesquisa na busca de maior robustez.

Alguns autores têm sugerido a combinação entre a equalização e a decodificação de códigos corretores de erros utilizados no sistema D-AMPS. Uma possibilidade é o auxílio, por parte do equalizador, ao algoritmo de Viterbi utilizado na decodificação de código convolucional. Neste caso, o equalizador fornece ao decodificador não apenas o símbolo estimado (quantizado ou não), mas também informações a respeito da qualidade do quadro e símbolos equalizados. Tais informações, também conhecidas como *Channel State Information - CSI*, poderiam ser baseadas, por exemplo, no número de erros de decisão na seqüência de treinamento. Este método já foi estudado por Muratore e outros [3] no sistema de telefonia móvel digital europeu (GSM), apresentando ótimos resultados. Sugerimos, então, verificar o desempenho deste método no sistema D-AMPS com o DFE. Este método já foi estudado por Liu no D-AMPS [10], porém com algumas variações.

Baseado ainda no trabalho conjunto entre o equalizador e o decodificador e nas observações sobre a degradação provocada pela adaptação utilizando-se símbolos decididos com erro, a outra possibilidade é o auxílio, por parte do decodificador, ao equalizador. Neste caso, o decodificador informa ao equalizador quais são os símbolos decodificados sem erro e a adaptação é feita somente nestes casos. Este método foi estudado por Sharma [14] para o sistema D-AMPS, utilizando o DFE e codificação em blocos. Sugerimos estudar tal método, porém para codificação convolucional, como a existente no D-AMPS. Neste caso, outras questões aparecerão, como, por exemplo, o atraso intrínscio à decodificação utilizando algoritmo de Viterbi, o que poderá exigir a memorização das amostras de sinal para a realização de *re-equalização*, num processo iterativo.

Técnicas de equalização combinada com técnicas de diversidade de antenas também vêm sendo largamente estudada para aplicação em telefonia móvel [16], apresentando bons resultados.

Apêndice A

Receptor sub-ótimo com decisão realimentada

Descreveremos neste apêndice a dedução do receptor com decisão realimentada a partir de um critério de minimização da probabilidade de erro de símbolo, apresentada pela primeira vez por Austin para o caso binário [34]. Realizaremos, simultaneamente, a extensão do tratamento para o caso M-ário.

Consideremos um sistema de transmissão digital cuja representação em banda-básica complexa do sinal recebido é:

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n h(t - nT) + \nu(t) \quad (\text{A.1})$$

com

$$h(\tau) = p(\tau) \star c(\tau) \quad (\text{A.2})$$

onde $p(\tau)$ e $c(\tau)$ são as respostas impulsivas do filtro de transmissão e do canal, respectivamente. Os símbolos I_n são M-ários, podendo assumir os valores A_1, A_2, \dots, A_M e $\nu(t)$ corresponde ao ruído branco gaussiano de variância $N_0/2$. Para a detecção do sinal recebido, utilizaremos o critério da minimização da probabilidade de erro na decisão dos símbolos transmitidos. Sem perda de generalidade, assumiremos que estamos decidindo o símbolo I_0 . Pode-se mostrar (ver capítulo 2 de [29]) que, se os símbolos I_k são equiprováveis, este critério corresponde a decidir pelo símbolo que maximiza a *razão de verossimilhança* Λ_j , ou seja:

$$\hat{I}_0 = A_j \quad \text{se} \quad \Lambda_j = \max_i \{ \Lambda_i \} \quad (\text{A.3})$$

onde Λ_j é dado por:

$$\Lambda_j = \frac{p[r(t)|I_0 = A_j]}{p[r(t)|I_0 = A_0]} \quad (\text{A.4})$$

e $\hat{I}_0 = A_j$ é a estimação de I_0 . A condição $I_0 = A_0$ no denominador de (A.4) é uma hipótese auxiliar, que corresponde à transmissão do símbolo $A_0 = 0$ não pertencente ao alfabeto $\{A_i\}_{i=1}^M$. Vamos agora supor que para se fazer a estimação de I_0 , os símbolos passados são conhecidos. Então, a razão de verossimilhança é alterada para:

$$\Lambda_j = \frac{p[r(t)|\mathbf{I}_-, I_0 = A_j]}{p[r(t)|\mathbf{I}_-, I_0 = A_0]} \quad (\text{A.5})$$

onde:

$$\mathbf{I}_-^T = [I_{-1}, I_{-2}, \dots] \quad (\text{A.6})$$

Devemos, então, calcular as funções densidade de probabilidade $p[r(t)|\mathbf{I}_-, I_0 = A_j]$, para $j = 1, 2, \dots, M$, dadas por:

$$p[r(t)|\mathbf{I}_-, I_0 = A_j] = \int_{-\infty}^{\infty} p[r(t)|\mathbf{I}_-, \mathbf{I}_+, I_0] p[\mathbf{I}_+] d\mathbf{I}_+|_{I_0=A_j} \quad (\text{A.7})$$

onde \mathbf{I}_+ é composto pelos símbolos futuros, ou seja,

$$\mathbf{I}_+^T = [I_{+1}, I_{+2}, \dots] \quad (\text{A.8})$$

e $p[\mathbf{I}_+]$ é a função densidade de probabilidade conjunta dos símbolos futuros. Para resolvermos esta integral faremos três hipóteses:

- (1) o ruído $\nu(t)$ é gaussiano,
- (2) os símbolos transmitido são independentes e equiprováveis e
- (3) os símbolos futuros (I_{+1}, I_{+2}, \dots) são variáveis aleatórias com distribuição gaussiana de média zero e variância unitária.

Enquanto que as hipóteses (1) e (2) são, em geral, verdadeiras em um sistema real, a hipótese (3) é falsa, pela própria definição dos símbolos transmitidos. Utilizamos tal hipótese para facilitar o desenvolvimento desta dedução. Como veremos a seguir, a adoção desta hipótese faz com que a estrutura obtida torne-se apenas *sub-ótima* nas condições reais.

Com a hipótese (1), temos:

$$\begin{aligned} p[r(t)|\mathbf{I}_-, \mathbf{I}_+, I_0] &= K_1 \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} \left| r(t) - \sum_n I_n h(t - nT) \right|^2 dt \right\} \\ &= K_1 \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int |r(t)|^2 dt + \right. \\ &\quad \left. -\frac{1}{N_0} \sum_k \sum_j I_k I_j^* \int h(t - kT) h^*(t - jT) dt + \right. \\ &\quad \left. + \frac{2}{N_0} \Re \left\{ \sum_k I_k^* \int r(t) h^*(t - jT) \right\} dt \right\} \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

onde $\Re\{x\}$ representa a parte real de x .

Definindo as variáveis

$$y_k = \frac{1}{N_0} \int r(t) h^*(t - kT) dt \quad (\text{A.10})$$

e

$$x_k = \frac{1}{N_0} \int h(t) h^*(t - kT) dt \quad (\text{A.11})$$

podemos reescrever (A.9) como:

$$p[r(t)|\mathbf{I}_-, \mathbf{I}_+, I_0] = K_2 \exp \left\{ 2\Re \left\{ \sum_k I_k^* y_k \right\} - \sum_k \sum_j I_k I_j^* x_{j-k} \right\} \quad (\text{A.12})$$

onde o valor da primeira integral em (A.9) foi incorporado em K_2 .

Como desejamos integrar esta função na variável \mathbf{I}_+ e ter como resultado uma função de I_0 , vamos eliminar de (A.12) os termos que não são dependentes destas

duas variáveis e que serão cancelados quando escrevermos a razão de verossimilhança. Procedendo desta forma, obtemos:

$$\begin{aligned}
 p[r(t)|\mathbf{I}_-, \mathbf{I}_+, I_0] &= \\
 &= K_3 \exp \left\{ -2\Re \left\{ I_0^* \sum_{k<0} I_k x_{-k} + I_0^* \sum_{k>0} I_k x_{-k} + \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \sum_{k<0} \sum_{j>0} I_k I_j^* x_{j-k} - I_0^* y_0 - \sum_{k>0} I_k^* y_k \right\} + \right. \\
 &\quad \left. - |I_0|^2 x_0 - \sum_{k>0} \sum_{j>0} I_k I_j^* x_{j-k} \right\} \quad (\text{A.13})
 \end{aligned}$$

onde foi utilizada a propriedade $x_i = x_{-i}^*$.

Pela hipótese (2) e (3), a função densidade de probabilidade de \mathbf{I}_+ é dada por:

$$p[\mathbf{I}_+] = K_4 \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{k>0} |I_k|^2 \right\} = K_4 \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{j>0} \sum_{k>0} I_j^* \delta_{jk} I_k \right\} \quad (\text{A.14})$$

onde:

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (\text{A.15})$$

Substituindo (A.13) e (A.14) em (A.7), obtemos:

$$\begin{aligned}
 p[r(t)|\mathbf{I}_-, I_0 = A_j] &= \\
 &= K_5 \int_{-\infty}^{-\infty} \exp \left\{ -2\Re \left\{ I_0^* \sum_{k<0} I_k x_{-k} + I_0^* \sum_{k>0} I_k x_{-k} + \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \sum_{k<0} \sum_{j>0} I_k I_j^* x_{j-k} - I_0^* y_0 - \sum_{k>0} I_k^* y_k \right\} + \right. \\
 &\quad \left. - |I_0|^2 x_0 - \sum_{k>0} \sum_{j>0} I_k \left(x_{j-k} + \frac{1}{2} \delta_{jk} \right) I_j^* \right\} d\mathbf{I}_+ \Big|_{I_0=A_j} \quad (\text{A.16})
 \end{aligned}$$

onde a integração indicada é múltipla.

Para resolvermos esta integral vamos inicialmente reescrever (A.16) na forma matricial:

$$\begin{aligned}
 p[r(t)|\mathbf{I}_-, I_0 = A_j] &= K_4 \exp \left\{ 2 \Re \left\{ y_0 I_0^* - I_0^* \mathbf{x}_-^H \mathbf{I}_- - |I_0|^2 x_0 \right\} \right\} \times \\
 &\quad \int_{-\infty}^{-\infty} \exp \left\{ -\mathbf{I}_+^H \mathbf{T} \mathbf{I}_+ + 2 \Re \left\{ \mathbf{I}_+^H \mathbf{g} \right\} \right\} d\mathbf{I}_+ \Big|_{I_0=A_j} \quad (\text{A.17})
 \end{aligned}$$

onde:

$$\mathbf{y}_+^T = [y_{+1}, y_{+2}, \dots], \quad (\text{A.18})$$

$$\mathbf{x}_-^T = [x_{-1}, x_{-2}, \dots], \quad (\text{A.19})$$

$$\mathbf{x}_+^T = [x_{+1}, x_{+2}, \dots], \quad (\text{A.20})$$

o vetor \mathbf{g} é dado por

$$\mathbf{g} = \mathbf{y}_+ - I_0 \mathbf{x}_+ - \mathbf{F} \mathbf{I}_- \quad (\text{A.21})$$

e as matrizes $\mathbf{F} = \{f_{ij}\}$ e $\mathbf{T} = \{t_{ij}\}$ têm seus elementos dados por:

$$f_{ij} = x_{i+j} \quad (\text{A.22})$$

e

$$t_{ij} = \begin{cases} x_0 + \frac{1}{2} & \text{para } i = j \\ x_{i-j} & \text{para } i \neq j \end{cases} \quad (\text{A.23})$$

Observando a expressão (A.23), notamos que \mathbf{T} é a soma de uma matriz identidade real com uma matriz cujos elementos são amostras de uma função de auto-correlação determinística. Portanto, \mathbf{T} será *hermitiana e definida positiva* [31, 37]. Assim, a integral de (A.17) pode ser resolvida usando a seguinte identidade matricial:

- Seja \mathbf{R} uma matriz $n \times n$ definida positiva e \mathbf{a} e \mathbf{b} dois vetores quaisquer de comprimento n . Usando a decomposição de Cholesky de \mathbf{R} mostra-se que:

$$\begin{aligned} \mathbf{a}^H \mathbf{R} \mathbf{a} - 2 \Re \{ \mathbf{a}^H \mathbf{b} \} + \mathbf{b}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{b} &= \\ &= \left[\Gamma \mathbf{a} - (\Gamma^{-1})^H \mathbf{b} \right]^H \left[\Gamma \mathbf{a} - (\Gamma^{-1})^H \mathbf{b} \right] \\ &= \left\| \left[\Gamma \mathbf{a} - (\Gamma^{-1})^H \mathbf{b} \right] \right\|_2^2 \end{aligned} \quad (\text{A.24})$$

onde $\mathbf{R} = \Gamma^H \Gamma$, \mathbf{a} e \mathbf{b} são vetores quaisquer e $\|\mathbf{v}\|_2$ é a norma Euclidiana de \mathbf{v} [37].

□

Completando o quadrado no integrando de (A.17) e usando a relação (A.24), obtemos:

$$\begin{aligned} p[r(t)|\mathbf{I}_-, I_0 = A_j] &= K_5 \exp \left\{ 2 \Re \left\{ y_0 I_0^* - I_0^* \mathbf{x}_-^H \mathbf{I}_- - |I_0|^2 x_0 \right\} + \right. \\ &\quad \left. + \left(\mathbf{y}_+ - I_0 \mathbf{x}_+ - \mathbf{F} \mathbf{I}_- \right)^H \mathbf{T}^{-1} \left(\mathbf{y}_+ - I_0 \mathbf{x}_+ - \mathbf{F} \mathbf{I}_- \right) \right\} \Big|_{I_0=A_j} \times \\ &\quad \int_{-\infty}^{-\infty} \exp \left\{ - \|\mathbf{v}\|_2^2 \right\} d\mathbf{I}_+ \end{aligned} \quad (\text{A.25})$$

onde:

$$\mathbf{v} = \Gamma \mathbf{I}_+ - (\Gamma^{-1})^H \mathbf{g} \quad (\text{A.26})$$

e

$$\mathbf{T} = \Gamma^H \Gamma \quad (\text{A.27})$$

A integral de (A.25) é do tipo:

$$\int_{-\infty}^{-\infty} \exp \{ -x^2 \} dx = K \quad (\text{A.28})$$

resultando em:

$$\begin{aligned} p[r(t)|\mathbf{I}_-, I_0 = A_j] &= K_5 \exp \left\{ 2 \Re \left\{ y_0 I_0^* - I_0^* \mathbf{x}_-^H \mathbf{I}_- - |I_0|^2 x_0 \right\} + \right. \\ &\quad \left. + \left(\mathbf{y}_+ - I_0 \mathbf{x}_+ - \mathbf{F} \mathbf{I}_- \right)^H \mathbf{T}^{-1} \left(\mathbf{y}_+ - I_0 \mathbf{x}_+ - \mathbf{F} \mathbf{I}_- \right) \right\} \Big|_{I_0=A_j} \end{aligned} \quad (\text{A.29})$$

Substituindo (A.29) em (A.5), obtemos a expressão de Λ_j

$$\begin{aligned} \Lambda_j &= \exp \left\{ 2 \Re \left\{ y_0 A_j^* - A_j^* \mathbf{x}_-^H \mathbf{I}_- - |A_j|^2 x_0 + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{|A_j|^2}{2} \mathbf{x}_+^H \mathbf{T}^{-1} \mathbf{x}_+ - A_j^* \mathbf{x}_+^H \mathbf{T}^{-1} (\mathbf{y}_+ - \mathbf{F} \mathbf{I}_-) \right\} \right\} \end{aligned} \quad (\text{A.30})$$

onde foi usada a identidade matricial:

$$\begin{aligned} (\mathbf{p} - \mathbf{q})^H \mathbf{R} (\mathbf{p} - \mathbf{q}) - \mathbf{p}^H \mathbf{R} \mathbf{p} &= \\ &= \mathbf{q}^H \mathbf{R} \mathbf{q} - 2\Re\{\mathbf{q}^H \mathbf{R} \mathbf{p}\} \end{aligned} \quad (\text{A.31})$$

Definindo $2 L_j = \ln(\Lambda_j)$ e substituindo:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_+^H \mathbf{T}^{-1} &= \mathbf{d}_+^T, \\ \mathbf{d}_+^T \mathbf{F} - \mathbf{x}_+^H &= \mathbf{r}^T \end{aligned}$$

obtemos a nova variável de decisão L_j :

$$L_j = \Re\{A_j^* [\mathbf{d}_+^T \mathbf{y} + \mathbf{r}^T \mathbf{I}_-]\} - |A_j|^2 S \quad (\text{A.32})$$

onde os vetores \mathbf{y} e \mathbf{d} e o escalar S foram definidos como:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_0 \\ \mathbf{y}_+ \end{bmatrix} \quad (\text{A.33})$$

$$\mathbf{d} = \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{d}_+ \end{bmatrix} \quad (\text{A.34})$$

$$S = \frac{\mathbf{x}_+^H \mathbf{T}^{-1} \mathbf{x}_+}{2} \quad (\text{A.35})$$

Portanto, para a decisão do símbolo I_0 , determinamos o valor de L_j , para $j = 1, 2, \dots, M$, e aplicamos a seguinte regra de decisão:

$$\hat{I}_0 = A_j \quad \text{se} \quad L_j = \max_i \{L_i\} \quad (\text{A.36})$$

Na figura A.1 temos a estrutura deste receptor onde os vetores \mathbf{d} e \mathbf{r} foram escritos como:

$$\mathbf{d}^T = [d_0, d_1, \dots], \quad (\text{A.37})$$

e

$$\mathbf{r}^T = [r_1, r_2, \dots], \quad (\text{A.38})$$

Vemos, então, que a estrutura deste receptor consiste de dois filtros transversais: o primeiro, chamado de *etapa direta*, com coeficientes d_i , trata das amostras do sinal de saída do filtro casado; o segundo filtro, chamado de *etapa realimentada*, com coeficientes r_i , trata dos símbolos recebidos já decididos.

Concluindo, devemos ressaltar que a **estrutura obtida é ótima quando as hipóteses assumidas são verdadeiras**. Como já mencionado, a hipótese (2) é falsa em um sistema real e, neste caso, a estrutura será apenas sub-ótima.

Caso particular: símbolos QPSK

Consideremos, agora, que os símbolos transmitidos são da modulação QPSK, ou seja:

$$\begin{aligned} A_1 &= +1 + j1 \\ A_2 &= -1 + j1 \\ A_3 &= -1 - j1 \\ A_4 &= +1 - j1 \end{aligned} \quad (\text{A.39})$$

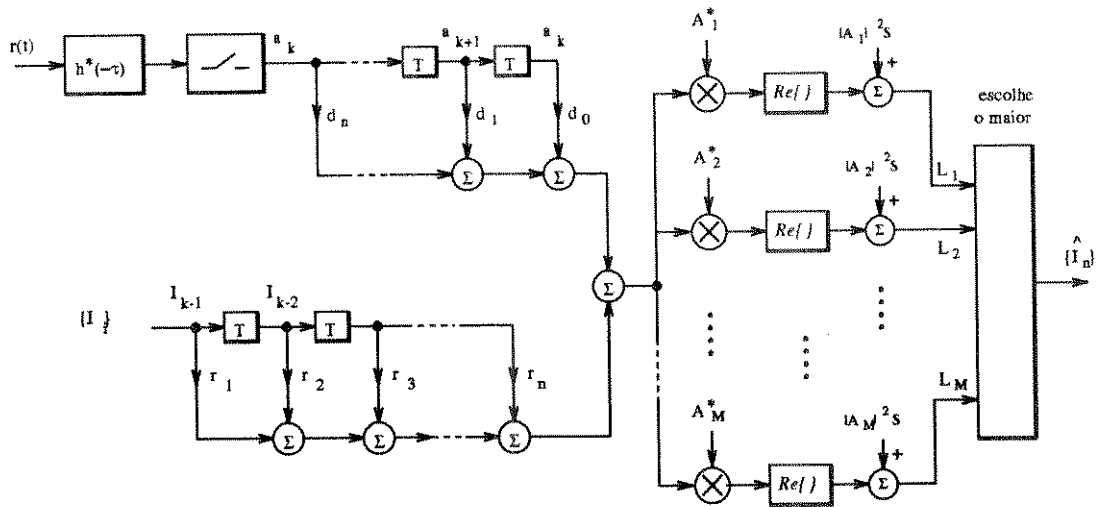


Figura A.1: Receptor ótimo observadas as hipóteses (1) e (2)

Desta forma, as variáveis de decisão ficam:

$$\begin{aligned}
 L_1 &= +\Re\{U\} + \Im\{U\} \\
 L_2 &= -\Re\{U\} + \Im\{U\} \\
 L_3 &= -\Re\{U\} - \Im\{U\} \\
 L_4 &= +\Re\{U\} - \Im\{U\}
 \end{aligned} \tag{A.40}$$

onde U é um escalar dado por:

$$U = \mathbf{d}^T \mathbf{y} + \mathbf{r}^T \mathbf{I} \tag{A.41}$$

e desprezou-se o termo $|A_j|^2 S$, pois é igual para todos os símbolos. A notação $\Im\{x\}$ indica parte imaginária de x .

Portanto, decidir pelo maior L_j corresponde a fazer a decisão binária das partes real e imaginária de U , ou seja:

$$\hat{I}_0 = A_j \text{ se } L_j = \max_i \{L_i\} \Leftrightarrow \begin{cases} \Re\{\hat{I}_0\} = \text{ sinal de } \Re\{U\} \\ \Im\{\hat{I}_0\} = \text{ sinal de } \Im\{U\} \end{cases} \tag{A.42}$$

Com dois comparadores com o nível zero podemos realizar a detecção a partir de L_j . A estrutura para este caso é mostrada na figura A.2 .

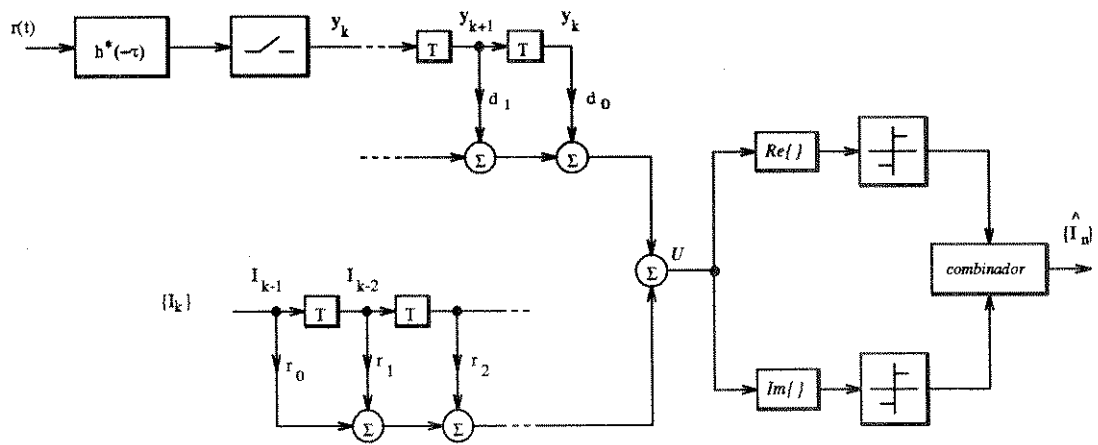


Figura A.2: Receptor ótimo para símbolos em quadratura de fase e observadas as hipóteses (1) e (2)

Apêndice B

Coeficientes ótimos do equalizador com decisão realimentada

Neste apêndice determinaremos o valor ótimo dos coeficientes do DFE usando o critério da minimização do erro quadrático médio entre o valor correto do símbolo transmitido e sua estimativa feita pelo equalizador.

Consideremos o sistema de transmissão da figura B.1. Utilizaremos aqui um modelo equivalente para representar o filtro de transmissão $p(\tau)$, o canal de propagação $c(\tau)$ e o filtro de recepção $q(\tau)$. Não faremos qualquer restrição ao filtro de recepção. Como o sinal de entrada do equalizador deverá ser amostrado, representamos este modelo equivalente por um filtro transversal com coeficientes x_k , com $-L_1 \geq |k| \geq L_2$, onde x_k é amostra da resposta impulsiva $x(\tau) = p(\tau) \star c(\tau) \star q(\tau)$ nos instantes $\tau = kT$.

Os sinais que utilizaremos na dedução a seguir são (ver figura B.1):

$$a_n = \sum_{i=-L_1}^{L_2} x_i I_{n-i} + \nu_n \quad (\text{B.1})$$

$$g_n = \sum_{i=0}^{N_1} d_i a_{n+i-N_1} \quad (\text{B.2})$$

$$\tilde{s}_n = g_n + f_n \quad (\text{B.3})$$

$$f_n = \sum_{i=1}^{N_2} r_i s_{n-i} \quad (\text{B.4})$$

onde s_n é a quantização de \tilde{s}_n . Considerando os atrasos provocados pelas estruturas transversais, os sinais da figura B.1 obedecem às seguintes correspondências:

$$\begin{aligned} a_n &\leftrightarrow I_n \\ g_n &\leftrightarrow a_{n-N_1} \\ s_n &\leftrightarrow g_n \\ s_n &\leftrightarrow I_{n-N_1} \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

Portanto, x_k para $-L_1 \geq |k| > 0$ corresponde às IIS devido aos símbolos passados, enquanto que x_k para $0 < |k| \leq L_2$ corresponde às IIS devido aos símbolos futuros.

Consideraremos também que os símbolos transmitidos são aleatórios independentes com média nula e variância σ_I^2 , ou seja:

$$\mathcal{E}\{I_n I_{n+k}^*\} = \sigma_I^2 \delta_{k0} \quad (\text{B.6})$$

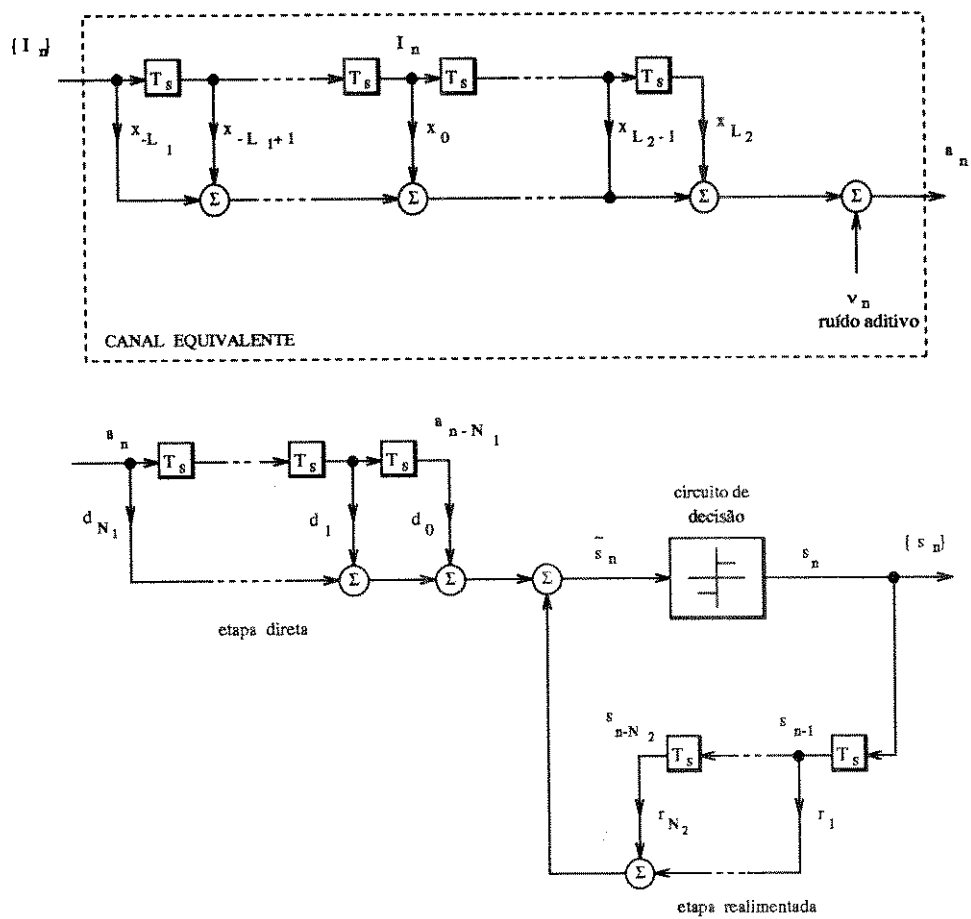


Figura B.1: Modelo de sistema de transmissão

onde

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (\text{B.7})$$

O ruído aditivo ν_n corresponde à saída do filtro de recepção $q(\tau)$ cuja entrada é o ruído aditivo gaussiano branco $z(t)$ de média nula e variância σ_z^2 . Desta forma, a média de ν_n será nula e sua variância será dada por [36]:

$$\mathcal{E}\{\nu_{n+k}^* \nu_n\} = \sigma_z^2 \rho_k \quad (\text{B.8})$$

onde

$$\rho_k = q_k \star q_{-k}^* \quad (\text{B.9})$$

com q_k sendo amostra de $q(\tau)$ nos instantes $\tau = kT$.

Pelo critério da minimização do erro quadrático médio, ajustamos os valores de d_i e r_i de tal forma a minimizar $J = \mathcal{E}\{|e_n|^2\}$, onde e_n é o erro de estimação dado por:

$$e_n = I_{n-N_1} - \bar{s}_n \quad (\text{B.10})$$

Para facilitar a nomenclatura, denominaremos genericamente os coeficientes d_i ou r_i de $w_i = w_i^R + jw_i^I$. Definiremos o vetor gradiente $\nabla(J)$ cujas componentes $\nabla_i(J)$ são as derivadas de J com relação a w_i , ou seja:

$$\nabla_i(J) = \frac{\partial J}{\partial w_i^R} + j \frac{\partial J}{\partial w_i^I} \quad (\text{B.11})$$

Portanto, este critério equivale a fazer tais componentes nulas. Empregando (B.10), (B.2), (B.3), (B.4) e (B.11), obtemos:

$$\mathcal{E}\{e_n a_{n-i}^*\} = 0 \quad \text{para } i = 0, 1, 2, \dots, N_1 \quad (\text{B.12})$$

e

$$\mathcal{E}\{e_n s_{n-i}^*\} = 0 \quad \text{para } i = 1, 2, \dots, N_2 \quad (\text{B.13})$$

ou seja, os sinais de entrada das estrutura transversais cujos coeficientes devem ser otimizados devem ser *ortogonais* ao erro de estimação e_n [31]. A partir das expressões (B.12) e (B.13) podemos obter os valores ótimos dos coeficientes da parte direta, $d_{o,k}$, e da parte realimentada, $r_{o,k}$, respectivamente.

Coeficientes da parte realimentada

Para determinarmos o valor ótimo dos coeficientes da parte realimentada assumiremos que os símbolos decididos são corretos, ou seja:

$$s_n = I_{n-N_1} \quad (\text{B.14})$$

Usando esta hipótese e as expressões (B.10), (B.3), (B.2) e (B.4) em (B.13), obtemos:

$$\begin{aligned} & \underbrace{\mathcal{E}\{I_{n-N_1} I_{n-N_1-i}^*\}}_1 + \\ & - \sum_{j=0}^{N_1} \sum_{l=-L_1}^{L_2} d_{o,j} x_l \underbrace{\mathcal{E}\{I_{n-N_1+j-l} I_{n-N_1-i}^*\}}_2 + \\ & - \sum_{j=1}^{N_2} r_{o,j} \underbrace{\mathcal{E}\{I_{n-j-N_1} I_{n-N_1-i}^*\}}_3 = \\ & = 0 \quad \text{para } i = 1, \dots, N_2 \end{aligned} \quad (\text{B.15})$$

Usando a expressão (B.6), concluímos que as esperanças de (B.15) são:

$$\mathcal{E}\{I_{n-N_1} I_{n-N_1-i}^*\} = 0 \quad \text{para } i = 1, 2, \dots, N-2 \quad (\text{B.16})$$

$$\mathcal{E}\{I_{n-N_1+j-l} I_{n-N_1-i}^*\} = \sigma_I^2 \delta_{(l)(i+j)} \quad (\text{B.17})$$

$$\mathcal{E}\{I_{n-j-N_1} I_{n-N_1-i}^*\} = \sigma_I^2 \delta_{ij} \quad (\text{B.18})$$

Portanto, a expressão (B.15) pode ser reescrita de modo a fornecer os valores ótimos dos coeficientes da parte realimentada:

$$r_{o,i} = - \sum_{j=0}^{N_1} d_{o,j} x_{i+j} \quad \text{para } i = 1, \dots, N_2 \quad (\text{B.19})$$

Coeficientes da parte direta

Novamente, assumindo que as decisões dos símbolos passados estão corretas e usando as expressões (B.1-B.4) em (B.12), obtemos:

$$\begin{aligned} & \sum_{l=-L_1}^{L_2} x_l^* \underbrace{\mathcal{E}\{I_{n-N_1} I_{n-i-l}^*\}}_1 + \\ & - \sum_{k=0}^{N_1} \sum_{j=-L_1}^{L_2} \sum_{m=-L_1}^{L_2} d_{o,l} x_j^* x_m \underbrace{\mathcal{E}\{I_{n+k-N_1-m} I_{n-i-j}^*\}}_2 + \\ & - \sum_{l=1}^{N_2} \sum_{k=-L_1}^{L_2} r_{o,l} x_j^* \underbrace{\mathcal{E}\{I_{n-N_1-l} I_{n-i-k}^*\}}_3 + \\ & - \sum_{k=0}^{N_1} d_{o,k} \underbrace{\mathcal{E}\{v_{n+k-N_1} v_{n-i}^*\}}_4 = \\ & = 0 \quad \text{para } i = 0, 1, \dots, N_1 \end{aligned} \quad (\text{B.20})$$

Aplicando a expressão (B.6) e (B.8) nas esperanças da expressão (B.20), temos:

$$\mathcal{E}\{I_{n-N_1} I_{n-i-l}^*\} = \sigma_I^2 \delta_{(l)(N_1-i)} \quad (\text{B.21})$$

$$\mathcal{E}\{I_{n+k-N_1-m} I_{n-i-j}^*\} = \sigma_I^2 \delta_{(j)(N_1+m-k-i)} \quad (\text{B.22})$$

$$\mathcal{E}\{I_{n-N_1-l} I_{n-i-k}^*\} = \sigma_I^2 \delta_{(k)(N_1+l-i)} \quad (\text{B.23})$$

$$\mathcal{E}\{v_{n+k-N_1} v_{n-i}^*\} = \sigma_z^2 \rho_{i+k-N_1} \quad (\text{B.24})$$

Então, usando tais expressões e mais a expressão (B.19), (B.20) resulta:

$$\begin{aligned} & \sigma_I^2 x_{N_1-i}^* - \sigma_I^2 \sum_{k=0}^{N_1} \sum_{m=-L_1}^{L_2} d_{o,k} x_m x_{N_1+m-k-i}^* + \\ & + \sigma_I^2 \sum_{l=1}^{N_2} \sum_{k=0}^{N_1} d_{o,k} x_{l+k} x_{N_1+l-i}^* - \sigma_z^2 \sum_{k=0}^{N_1} d_{o,k} \rho_{i+k-N_1} = \\ & = 0 \quad \text{para } i = 0, 1, \dots, N_1 \end{aligned} \quad (\text{B.25})$$

No terceiro termo do lado esquerdo da expressão (B.25) faremos a seguinte substituição de variáveis para o índice de x_{l+k}

$$l + k = m \quad \rightarrow \quad l = m - k \quad (\text{B.26})$$

Usando esta substituição e colocando alguns termos de (B.25) em evidência, podemos reescrevê-la como:

$$\begin{aligned} & \sigma_I^2 \sum_{k=0}^{N_1} d_{o,k} \left[\sum_{k=-L_1}^{L_2} p(m, i, k) - \sum_{k=m+1}^{m+N_2} p(m, i, k) \right] + \\ & + \sigma_z^2 \sum_{k=0}^{N_1} d_{o,k} \rho_{i+k-N_1} = \sigma_I^2 x_{N_1-i}^* \quad \text{para } i = 0, 1, \dots, N_1 \end{aligned} \quad (\text{B.27})$$

onde:

$$p(m, i, k) = x_m x_{N_1+m-k-i}^* \quad (\text{B.28})$$

Observamos, então, que entre os colchetes de (B.27) temos dois somatórios onde alguns elementos poderão se cancelar, dependendo do valor de m .

Quando apresentamos o modelo do sistema de transmissão usado neste desenvolvimento, mencionamos que os coeficientes x_k para $k > L_2$ correspondiam às IIS provocadas por símbolos passados, que, como sabemos, deve ser eliminada pela etapa realimentada do DFE. No entanto, para que isto ocorra, o número de coeficientes da parte realimentada, N_2 , deve ser maior ou igual ao número de interferentes devido aos símbolos passados, L_2 . Portanto, para o prosseguimento deste desenvolvimento, suporemos que

$$N_2 \geq L_2 \quad (\text{B.29})$$

Desta forma, reescrevendo (B.27), obtemos a expressão que fornece o valor ótimo dos coeficientes da etapa direta do DFE:

$$\sigma_I^2 x_{N_1-i}^* = \sum_{k=0}^{N_1} d_{o,k} \left(\sigma_z^2 \rho_{i+k-N_1} + \sum_{k=-L_1}^m x_k x_{N_1+k-m-i}^* \right) \quad (\text{B.30})$$

$$\text{para } i = 0, 1, \dots, N_1$$

As $(N_1 + 1)$ equações de (B.30) podem ser reescritas na forma matricial como segue:

$$\beta = \Psi \alpha \quad (\text{B.31})$$

onde os vetores β e α são definidos como:

$$\beta = \begin{bmatrix} \sigma_I^2 x_{N_1} \\ \sigma_I^2 x_{N_1-1} \\ \vdots \\ \sigma_I^2 x_0 \end{bmatrix}, \quad \alpha = \begin{bmatrix} d_{o,N_1} \\ d_{o,N_1-1} \\ \vdots \\ d_{o,0} \end{bmatrix} \quad (\text{B.32})$$

e os elementos ψ_{nj} da matriz Ψ são definidos como:

$$\psi_{nj} = \sigma_z^2 \rho_{n-j} + \sum_{k=-L_1}^{N_1-j+1} x_k x_{k+j-n}^* \quad n, j = 1, 2, \dots, N_1 + 1 \quad (\text{B.33})$$

Desta forma, os valores ótimos dos coeficientes da parte direta do DFE podem ser obtidos pela equação matricial:

$$\alpha = \Psi^{-1} \beta \tag{B.34}$$

Como Ψ é hermitiana, o que pode ser mostrado facilmente através de (B.33), a solução da equação (B.34) é obtida de forma simples com a utilização de decomposição de Cholesky.

Bibliografia

- [1] J.G. Proakis, "Adaptive Equalization for TDMA Digital Mobile Radio", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. VT-40, pp 333-341, May 1991.
- [2] W. Huang, T.S. Rappaport, M.J. Feuerstein, "Performance of Decision Feedback Equalizers in Urban and Indoor Mobile Channels", *42nd IEEE Vehicular Technology Conference*, 1992, pp 368-371.
- [3] F. Muratore, P. Cardieri, V. Palestini, D. Sorbara, *Software Simulation and Performance Analysis of a MLSE-VA Receiver for Digital Mobile Radio Systems*, CSELT Rapporto Tecnico, Turin, 1993.
- [4] P. Cardieri, A. Lopes, "Simulação e avaliação de equalizador adaptativo com decisão realimentada para telefonia móvel digital", *11^o Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, pp 541-544, 1993.
- [5] R. D'Avella, L. Moreno, M. Sant'Agostino, "An Adaptive MLSE Receiver for TDMA Digital Mobile Radio", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol SAC-7, No. 1, pp 122-129, January 1989.
- [6] G. D' Aria, V. Zingarelli, "Fast-Kalman and Viterbi adaptive equalizers for CEPT/GSM mobile radio, *CSELT Technical Reports*, vol. XVII, No. 1, pp 13-18, February 1989,
- [7] K. Fukawa, H. Suzuki, "Adaptive Equalization with RLS-MLSE for frequency-selective Fast Fading Mobile Radio Channels", *Proc. IEEE GLOBECOM*, pp 548-552, 1991.
- [8] G. Larsson, B. Gudmundson, K. Raith, "Receiver Performance for the North American Digital Cellular System", *Proc. 41st IEEE Vehicular Technology Conference*, pp 1-6, 1991.
- [9] T.S. Rappaport, W. Huang, M.J. Feuerstein, "Performance of Decision Feedback Equalizers in simulated urban an indoor radio channels", *IEICE Trans. Commun.*, vol. E76-B, No. 2, pp 78-89, february 1993.
- [10] Y-J Liu, M. Wallace, J.W. Ketchum, "A soft-output Bidirectional Decision Feedback Equalization technique for TDMA Cellular Radio", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol SAC-11, No. 7, pp 1034-1045, September 1993.
- [11] Y. Kamio, S. Sampei, "Perfomance of reduced complexity DFE using Bidirectional Equalizing in Land Mobile Communications", *42nd IEEE Vehicular Technology Conference*, 1992, pp 372-375.
- [12] A. Higashi, H. Suzuki, "Dual-Mode Equalization for Digital Mobile Radio", *Electronics and Communications in Japan*, Part 1, vol. 74, No. 10, pp. 91-100, 1991.

- [13] K.L. Baum, D.E. Borth, B.D. Mueller, "A comparison of nonlinear equalization methods for the U.S. Digital Cellular System", *Proc. IEEE International Conference on Communications*, 1992, pp 291-296.
- [14] R. Sharma, W.D. Grover, W.A. Krzymien. "Forward-Error-Control (FEC)-Assisted Adaptive Equalization for Digital Cellular Mobile Radio", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. VT-42, pp 94-102, February 1993.
- [15] T. Nakai, S. Ono, Y. Shimazaki, N. Kondoh, "Adaptive Equalizer for Digital Cellular Radio", *41st IEEE Vehicular Technology Conference*, 1991, pp 13-16.
- [16] K. Misaizu, T. Matsuoka, H. Ohnishi, R. Kohno, H. Imai, "Adaptive Equalization with Dual Diversity-Combining", *IEICE Trans. Commun.*, vol. E76-B, No. 2, pp 131-138, february 1993.
- [17] J.G. Proakis, *Digital Communications*, New York:McGraw-Hill, 1989.
- [18] S.P. Steward, "World Report'94", *Cellular Business*, pp 28-38, April 1994.
- [19] CTIA, User's Performance Requirements, 1988.
- [20] EIA, Interim Standard IS-54, "Dual-Mode Mobile Station - Base Station Compatibility Standard", 1991.
- [21] Harte, Lawrence, *Dual Mode Cellular*, Bridgeville: P.T. Steiner, 1992.
- [22] K. Raith, J. Uddenfeldt, "Capacity of Digital Cellular TDMA Systems", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. VT-40, pp 323-332, May 1991.
- [23] S. Chennakeshu, G.J. Saulnier, "Differential Detection of $\pi/4$ -Shifted DQPSK for Digital Cellular Radio", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. VT-42, pp 46-57, February. 1993.
- [24] T.S. Rappaport, S.T. Seidel, R.Singh, "900 MHz Multipath Propagation Measurements for U.S. Digital Cellular Radiotelephone", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. VT-39, No. 2, pp 132-139, May 1990.
- [25] S. Stein, "Fading Channel Issues in System Engineering", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. SAC-5, No. 2, pp 68-89, February 1987.
- [26] W.C. Jakes, Jr., *Microwave Mobile Communications*, New York: John Wiley & Sons, 1974.
- [27] M.D. Yacoub, *Foundations of Mobile Radio Engineering*. Boca Raton: CRC Press, 1993.
- [28] EIA, Interim Standard IS-55, "Recommended Minimum Performance Standards for 800 MHz Dual Mode Mobile Stations", 1991.
- [29] Benedetto, Biglieri, Castelani, *Digital Transmission Theory*, New Jersey: Prentice-Hall, 1987.
- [30] S.H. Goode, H.L. Kazecki, D.W. Dennis, "A comparison of limiter-discriminator, delay and coherent detection for $\pi/4$ QPSK", *41st IEEE Vehicular Technology Conference*, 1991, pp 687-694.
- [31] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, New Jersey: Prentice-Hall, 1986.

- [32] K. Abend, B.D. Fritchman, "Statistical detection for communications channels with intersymbol interference", *Proc. IEEE*, pp 779-785, May 1970.
- [33] G. Ungerboeck, "Adaptive Maximum-Likelihood Receiver for Carrier-Modulated Data-Transmission System", *IEEE Trans. on Communications*, vol. COM-22, No. 5, May 1974.
- [34] M. E. Austin, *Decision feedback equalization for digital communication over dispersive channels*, M.I.T./R.L.E. Technical Report 461, 1967.
- [35] R. W. Lucky, J. Salz, E. J. Weldon Jr., *Principles of Data Communications*, New York: McGraw-Hill, 1968.
- [36] A. Papoulis, *Probability and Random Variables and Stochastic Processes*, New York: McGraw-Hill, 1965.
- [37] R. Bronson, *Schaum's Outline of Theory and Problems of MATRIX OPERATIONS*, New York: McGraw-Hill, 1989.
- [38] A. Papoulis, *Signal Analysis*, New York: McGraw-Hill, 1977.
- [39] Han-Yu Liu, Zhan-Ya He, "An adaptive decision feedback equalizer with excellent tracking property", *IEEE International Workshop on Intelligent Signal Processing and Communication System*, 1992, pp. 274-283.
- [40] J. M. Cioffi, T. Kailath, "Fast, fixed-order, least-squares algorithms for adaptive filtering", *Proc. IEEE Intern. Conf. Acoust., Speech, and Signal Processing*, 1983, pp. 679-682.
- [41] G. Carayannis, D.G. Manolakis, N. Kalouptsidis, "A fast sequential algorithm for least-squares filtering and prediction", *IEEE Trans. on Acoust., Speech, and Signal Processing*, vol. ASSP-31, pp. 1394-1402, December 1983.
- [42] D.T.M. Slock, T. Kailath, "Numerically Stable Fast Transversal Filters for Recursive Least Squares Adaptive Filtering", *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 39, No. 1, pp. 92-114, January 1991.
- [43] J.M. Cioffi, "Limited-Precision effects in adaptive Filtering", *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, vol. CAS-34, No. 7, pp 821-833, July 1987.
- [44] G.E. Bottomley, S.T. Alexander, "A theoretical basis for the divergence of conventional Recursive Least Squares filters", *Proc. IEEE Intern. Conf. Acoust., Speech, and Signal Processing*, 1988, pp. 908-911.
- [45] J.G. Proakis, D.G. Manolakis, *Introduction to Digital Signal Processing*, New York: Macmillan Publishing Company, 1988.
- [46] R.D. Gitlin, S.B. Weinstein, "Fractionally-spaced equalization: an improved digital transversal equalizer", *The Bell System Technical Journal*, vol. 60, No. 2, pp. 275-296, February, 1981
- [47] J.M. Cioffi, T.Kailath, "An efficient exact-least-squares fractionally spaced equalizer using intersymbol interpolation", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol SAC-2, No. 5, pp 743-756, September 1984.

- [48] A.V. Oppenheim, R.W. Shafer, *Digital Signal Processing*, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1975.
- [49] K. Feher, "MODEMS for emerging Digital Cellular Mobile Radio System", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. VT-40, pp 355-365, May 1991.
- [50] J.C.B. Brandão, P.R. Santos, *Análise do sistema $\pi/4$ DQPSK em canal de comunicações móveis*, Relatório Técnico CETUC - PASRD 04/92.
- [51] T.S. Rappaport, V. Fung, B. Thoma, "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. SAC11, No. 3, pp 393-405, April 1993.
- [52] R.D. Gitlin, E.Y. Ho, J.E. Mazo, "Passband equalization of differentially phase-modulated data signals", *The Bell System Technical Journal*, vol. 52, No. 2, pp. 219-238, February, 1973
- [53] S.M. Kay, *Modern spectral estimation : theory and application*, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1988.
- [54] K. Feher, C-L. Liu, "Performance of non-coherent $\pi/4$ -QPSK in a frequency-selective fast Rayleigh fading channel", *Proc. IEEE Int. Conf. Communication*, 1990, pp. 335.7.1-335.7.5,