

Estevan Marcelo Lopes

**Técnicas de Alocação Adaptativa
do Comprimento dos Filtros Digitais
de Equalizadores para Sistemas de
HDTV no Padrão ATSC**

2002

Inatel

Técnicas de Alocação Adaptativa do
Comprimento dos Filtros Digitais de
Equalizadores para Sistemas de HDTV
no Padrão ATSC

ESTEVAN MARCELO LOPES

Dissertação apresentada ao Instituto
Nacional de Telecomunicações, como
parte dos requisitos para obtenção do
Título de Mestre em Engenharia
Elétrica.

ORIENTADOR:

Professor Dr. Sandro Adriano Fasolo

Santa Rita do Sapucaí

2002

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em ____/____/____,

pela comissão julgadora:

Professor Dr Sandro Adriano Fasolo / INATEL - DTE

Professor Dr José Geraldo Chiquito / UNICAMP –FEEC - DECOM

Professor Dr Carlos Alberto Ynogutti / INATEL - DTE

Prof. Dr Adonias Costa da Silveira

Dedicatória

Com amor para minha esposa
Simone

Agradecimentos

Agradeço em primeiro lugar a Deus e a Santa Rita de Cássia, que com devoção e fé tudo pode transformar.

A empresa Ericsson do Brasil pelo apoio financeiro.

Agradeço aos professores e em especial ao professor Dr Sandro orientador e amigo, que muito enriqueceu a minha formação técnica e humana, aos colegas de turma, com quem tive o prazer de conviver durante esta etapa de minha vida.

Aos amigos Valter, Hélio, Weber, Eloisa, Edson e em especial ao professor Osvaldo, grande incentivador.

Aos meus pais Lauro e Martha, meus irmão Alexandre, Simone, meu cunhado André, e minha querida afilhada Laís.

Aos meus sogros Jaime e Maria do Carmo e minha cunhada Vanessa.

Aos meus padrinhos José Carlos e Zuma e aos meus tios e tias.

A todos muito obrigado pelo apoio, orações e carinho dispensados durante esta caminhada.

Índice

Índice	vi
Lista de Figuras	ix
Lista de Tabela.....	xiii
Lista de Abreviaturas e Siglas.....	xiv
Lista de Símbolos.....	xvii
Resumo.....	xxiii
Abstract.....	xxiv
1 Introdução.....	1
1.1 INTRODUÇÃO	1
1.2 PADRÕES PARA TELEVISÃO DIGITAL.....	3
1.3 SISTEMAS DE EQUALIZAÇÃO PARA TELEVISÃO DIGITAL	4
1.4 APRESENTAÇÃO DA TESE.....	6
2 Equalização.....	8
2.1 INTRODUÇÃO	8
2.2 CANAL DE BANDA LIMITADA E MÚLTIPLOS PERCURSOS	8
2.2.1 TRANSMISSÃO SEM DISTORÇÃO.....	11
2.2.2 CANAL COM MÚLTIPLO PERCURSO ESTÁTICO.....	12
2.3 CARACTERIZAÇÃO DOS EQUALIZADORES.....	13
2.4 DIAGRAMA DE OLHO.....	15

2.5	TIPOS DE EQUALIZADORES.....	17
2.5.1	EQUALIZADOR LINEAR (LE)	17
2.5.2	EQUALIZADOR COM DECISÃO REALIMENTADA (DFE)	18
2.6	AUTOMATIZAÇÃO NA EQUALIZAÇÃO.....	19
2.7	TAXA DE ATUALIZAÇÃO DO FILTRO	21
2.8	MÉTODOS DE ATUALIZAÇÃO DOS GANHOS DE TOMADA DO EQUALIZADOR.....	22
2.9	EQUALIZAÇÃO CEGA.....	26
2.9.1	CARACTERÍSTICAS DA EQUALIZAÇÃO CEGA PARA O PADRÃO ATSC.....	26
2.9.2	ALGORITMO GPEA-GODARD	28
2.10	CONCLUSÕES	29
3	Alocação Adaptativa do Comprimento do Equalizador	31
3.1	INTRODUÇÃO	31
3.2	MODELAGEM DO CANAL VARIANTE NO TEMPO	34
3.3	ALOCAÇÃO DO COMPRIMENTO E DA TOMADA PRINCIPAL DO EQUALIZADOR LINEAR.....	38
3.3.1	EQUALIZADOR LE ADAPTATIVO.....	39
3.3.2	PARÂMETROS NA SIMULAÇÃO	40
3.3.3	RESULTADO DA SIMULAÇÃO	41
3.4	ALOCAÇÃO AUTOMÁTICA DO COMPRIMENTO DO EQUALIZADOR DFE.....	45
3.4.1	EQUALIZADOR DFE ADAPTATIVO	46
3.4.2	PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO	47
3.4.3	RESULTADO DA SIMULAÇÃO	48

3.5	CONCLUSÕES	54
4	Alocação Adaptativa do Comprimento do Equalizador para Canais com Dispersão Esparsa	55
4.1	INTRODUÇÃO	55
4.2	MODELAGEM DO CANAL COM DISPERSÃO ESPARSA VARIANTE NO TEMPO	57
4.3	ESTIMAÇÃO DO CANAL.....	60
4.4	ALOCAÇÃO AUTOMÁTICA DO COMPRIMENTO DO EQUALIZADOR DFE PARA CANAIS COM DISPERSÃO ESPARSA	61
4.4.1	VARIAÇÃO DO PRÉ-ECO DO PACOTE PRINCIPAL.....	62
4.4.2	VARIAÇÃO DO PÓS-ECO DO PACOTE PRINCIPAL.....	62
4.4.3	VARIAÇÃO DO PACOTE ESPARSO	63
4.4.4	EQUALIZADOR DFE ADAPTATIVO PARA CANAIS COM DISPERSÃO ESPARSA	66
4.4.5	PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO	66
4.4.6	RESULTADO DA SIMULAÇÃO	67
4.5	CONCLUSÕES	69
5	Conclusão	72
	Apêndice 1.....	74
	Referências bibliográficas	93

Lista de Figuras

Figura 2.1 - Modelo de canal com múltiplos percursos.	9
Figura 2.2 - Sistema Linear.	9
Figura 2.3 – Modelo e resposta impulsiva de um canal com raio principal + múltiplo percurso.....	12
Figura 2.4 - Módulo e Fase de $H(f)$	12
Figura 2.5 - Diagrama de classificação dos equalizadores.....	15
Figura 2.6 - Características do diagrama de olho.	16
Figura 2.7 - Diagrama de olho Padrão ATSC – 8 VSB.	16
Figura 2.8 - Modelo do Equalizador Linear	17
Figura 2.9 - Modelo do equalizador DFE.....	19
Figura 2.10 - Modos básicos de operação de um equalizador adaptativo: (a) Sistema Direto, (b) Sistema Inverso, e (c) Predição Linear. Fonte: Mulgrew, Bernard e Cowan, Colin F.N., “ <i>Adaptive Filters and Equalizers</i> ”, Kluwer Academic Publishers, Massachusetts,1988.	20
Figura 2.11 - Modelo de equalizador utilizando um filtro FIR direto e um filtro FIR de retorno.	27
Figura 3.1 - Situações de equalização em canais.....	32
Figura 3.2 - As diferentes respostas impulsivas provocadas pelo canal no tempo...	35
Figura 3.3 – Variação do pré eco da resposta impulsiva do canal.....	37
Figura 3.4 - Variação do pós eco da resposta impulsiva do canal.	37
Figura 3.5 - Curva decrescente representando a resposta impusiva de um canal.....	38

Figura 3.6 - Variação do comprimento do equalizador LE.....	38
Figura 3.7 - Fluxograma do programa de simulação do Equalizador LE com comprimento adaptativo.	40
Figura 3.8 - Respostas impulsivas do canal e filtro FIR.	41
Figura 3.9 - (a) Resposta impulsiva final do filtro do equalizador e (b) diagrama de olho.....	42
Figura 3.10 - (a) Variação do comprimento do filtro do equalizador e (b) Amplitude das tomadas do filtro FIR ao longo da simulação.	43
Figura 3.11 - Variação das amplitude das tomadas do filtro FIR.....	44
Figura 3.12 – Variação da ISI com o tempo.....	44
Figura 3.13 - Variação do comprimento do equalizador DFE	46
Figura 3.14 - Fluxograma do programa de simulação do Equalizador DFE com comprimento adaptativo.	47
Figura 3.15 - Respostas impulsivas do canal A, filtro FIR e filtro FIR-1.....	48
Figura 3.16 - Respostas impulsivas do canal B, filtro FIR e FIR-1.....	48
Figura 3.17 - Respostas impulsivas do canal C, filtro FIR e FIR-1.....	49
Figura 3.18 - (a) Diagrama de olho, (b) Amplitude das tomadas do filtro FIR, e (c) Amplitude das tomadas do filtro FIR-1, ambos ao final da simulação.	50
Figura 3.19 - (a) Comportamento da variação do comprimento das tomadas dos filtros, Amplitude das tomadas do (b) filtro FIR e (c) filtro FIR-1, ao longo da simulação.	51
Figura 3.20 - Gráfico em três dimensões da amplitude das tomadas do (a) filtro FIR e (b) filtro FIR-1.....	52

Figura 3.21 - Variação da ISI com o tempo referente a tomada principal do filtro FIR.	53
Figura 3.22 – Variação da ISI com o tempo referente a primeira tomada do filtro FIR-1.....	53
Figura 4.1 - Valores dos ganhos de tomada de um canal com dispersão esparsa.....	55
Figura 4.2 - Esquema de um equalizador para canal com dispersão esparsa.	56
Figura 4.3 - As respostas impulsivas dos quatro canais utilizados.....	57
Figura 4.4 - Variação da resposta impulsiva do canal com dispersão esparsa, pré eco do pacote principal e porção esquerda do pacote esparsa.	59
Figura 4.5 - Variação da resposta impulsiva do canal com dispersão esparsa, pós eco do pacote principal e porção direita do pacote esparsa.	59
Figura 4.6 - Diagrama para determinar os múltiplos percursos em um canal com dispersão esparsa.	60
Figura 4.7 - Representação de um equalizador DFE, através de vetores.....	61
Figura 4.8 - Canal com dispersão esparsa.	62
Figura 4.9 - Variação do pré eco do pacote principal.	62
Figura 4.10 - Variação do pós eco do pacote principal.....	63
Figura 4.11 - Variação do pós eco do pacote esparsa.....	64
Figura 4.12 - (a) Intercâmbio entre o vetor de atraso e o filtro FIR-2, quando ocorrer pré eco, (b) Canal representado por pacotes no tempo.....	64
Figura 4.13 - Intercâmbio entre o vetor de atraso e o filtro FIR-2, quando ocorrer pré eco, (b) Canal representado por pacotes no tempo.....	65
Figura 4.14 - Fluxograma do programa de simulação do Equalizador DFE - Esparsa com comprimento adaptativo.....	66

- Figura 4.15** - Situação das amplitudes dos filtros do equalizador após a simulação. 67
- Figura 4.16** - Diagrama de olho..... 68
- Figura 4.17** - (a) Comportamento da variação das tomadas do equalizador, Amplitude das tomadas do (b) filtro FIR e (c) filtro FIR-1, (d) filtro FIR-2, ao longo da simulação..... 70
- Figura 4.18** - Gráfico em três dimensões da amplitude das tomadas do (a) filtro FIR, (b) filtro FIR1 e (c) filtro FIR-2. 71

Lista de Tabela

Tabela 2.1 - Comparação da Complexidade entre algoritmos LMS e RLS. (N - é o coeficiente do filtro FIR).Fonte: Mulgrew, Bernard e Cowan, Colin F.N., Adaptative Filters and Equalizers, Kluwer Academic Publishers, Massachusetts,1988.....	25
Tabela 3.1 - Configurações do Equalizador Linear.	31
Tabela 3.2 - Esquema de variação do canal durante a simulação.....	36
Tabela 4.1 - Esquema de variação do canal com dispersão esparsa na simulação... ..	58
Tabela 4.2 - Configuração do parâmetros da simulação	67

Lista de Abreviaturas e Siglas

AC-3	- Audio Compression – 3
A/D	- Conversor Analogico/Digital
AFC	- Automatic Forward Control
AGC	- Automatic Gain Control
ATSC	- American Television System Committee
ATV	- Advanced Television
BST	- Bandwidth Segmented Transmission
CATV	- Cable Television
CMA	- Constant Modulus Algorithm
COFDM	- Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex
DC	- Direct Current
DFE	- Decision Feedback Equalization
DVB-T	- Digital Video Broadcasting - Terrestrial
FEC	- Forward Error Correction
FCC	- Federal Comission Communication
FI	- Intermediate frequency
FIR	- Finite Impulse Response
FPF	- Filtro Passa Faixa
FPLL	- Frequency Phase Locked Loop

- Gbps* - Giga Bits Per Second
- GPEA-G - G- Pseudo Error Function Algorithm and Godard
- HDTV - High Definition Digital Television
- IIR - Infinite Impulse Response
- ISDB-T - Integrated Service Digital Broadcasting Transmission
- ISI - Inter Symbol Interference
- ITU-R - International Telecommunication Union – Radiocommunication Sector
- LE - Linear Equalization
- LMS - Least Mean Square
- Mbps* - Mega Bits Per Second
- MCM - Multiple Carrier Modulation
- MLSE - Maximum Likelihood Sequence Estimation
- MPEG-2 - Motion Picture Expert Group - 2
- MSE - Medium Square Error
- Msp*s - Mega Symbols Per Second
- ms* - Mili Seconds
- MUX - Multiplexing
- NTSC - National Television System Commitee
- OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplex
- OL - Local Oscilator

PAL	- Phase Alternating Line
PLL	- Phase Locked Loop
QAM	- Quadrature Amplitude Modulation
RF	- Radio Frequency
RLS	- Recursive Least Square
RS	- Reed Solomon
Rs	- Symbol Rate
SAW	- Surface Acoustic Wave
SFN	- Single Frequency Network
TCM	- Trellis Code Modulation
UHF	- Ultra High Frequency
VCO	- Voltage Controlled Oscillator
VHF	- Very High Frequency
VSB	- Vestigial Side Band

Lista de Símbolos

- $a(n)$ - Nível nominal do pulso com oito níveis ($\pm 7, \pm 5, \pm 3, \pm 1$)
- $a(n)$ - n -ésimo dado da seqüência de duração infinita
- B - Largura de faixa, em *Hertz*
- C - Capacitor
- C_k - Pesos dos coeficientes do equalizador
- C/N - Relação da potência da portadora pela potência do ruído
- D^* - Medida de distorção causada pela ISI
- dB - Decibel
- $d(n)$ - Seqüência de treinamento
- $e(n)$ - erro de adaptação
- $\varepsilon(n)$ - erro médio quadrático
- $e^G(n)$ - Função de erro do algoritmo de *Godard*
- $E\{ \cdot \}$ - Operador esperança matemática
- f - Frequência
- f_d - Frequência desejada
- f_h - Frequência horizontal

- f_o - Freqüência da portadora de RF
 f_{quadro} - Freqüência de quadro
 f_{seg} - Freqüência de segmento
 $\mathfrak{S}\{ \cdot \}$ - Operador da transformada de *Fourier*
 $h(t)$ - Resposta Impulsiva do Sistema
 $h_{CANAL}[n]$ - Resposta Impulsiva do canal
 $h_{FIR}[n]$ - Resposta Impulsiva do filtro FIR
 $h_{FIR-1}[n]$ - Resposta Impulsiva do filtro FIR-1
 $h_{FIR-2}[n]$ - Resposta Impulsiva do filtro FIR-2
 $h_{EQUALIZADOR}[n]$ - Resposta impulsiva do equalizador
 $H(f)$ - Função de transferência do sistema
 $H_c(f)$ - Função de transferência do canal
 $H_e(f)$ - Função de transferência do equalizador
 I - Componente em fase
 I_{ND} - Indutor
 $\{I_n\}$ - Vetor da seqüência de informação discreta de símbolos
 J - Comprimento do filtro de canal (número de múltiplos percursos)
 J_τ - Medida de *Jitter* Temporal
 k_1 - Constante de projeto do equalizador

- k_2 - Constante de projeto do equalizador
- L - Comprimento do vetor de atraso
- M^* - Medida da margem de ruído
- M - Comprimento do filtro de realimentação – FIR-1
- N - Comprimento do filtro FIR direto
- p_N - Vetor de correlação cruzada
- $p(t)$ - Pulso em banda básica
- P - Energia contida em um pulso $p(t)$
- $P_{ot}(dB)$ - Potência em decibéis
- Q - Componente em quadratura
- $r_i(t)$ - Pulso de RF da componente em fase
- $r_q(t)$ - Pulso de RF da componente em quadratura
- $r(t)$ - Sinal na saída do canal
- R_2 - Constante positiva de valor 37
- $R_r(t)$ - Pulso de RF
- $R(f)$ - Resposta em frequência do pulso $r(t)$
- $R_x(\tau)$ - Função de autocorrelação
- R_{NN} - Matriz de autocorrelação
- s_1 - Indica a variação das tomadas do filtro relativas ao pré-eco

- s_2 - Indica a variação das tomadas do filtro relativas ao pós-eco
- $s_1^{\#}$ - indica a variação das tomadas do filtro relativa ao pré-eco no pacote principal
- $s_2^{\#}$ - indica a variação das tomadas do filtro relativa ao pós-eco no pacote principal
- s_3 - indica a variação total das tomadas do filtro relativa ao pacote esparsos
- s_4 - indica a variação do atraso entre o pacote principal e o esparsos.
- S - Conjunto de pulsos a_n
- S_r - Taxa de Símbolos
- S_t - Sensibilidade de erro temporal
- $S_x(f)$ - Densidade espectral de potência do sinal de entrada
- $S_y(f)$ - Densidade espectral de potência do sinal de saída
- t - Especificação para o número de erros que o codificador RS pode corrigir
- T - Período
- T' - Tempo de espaçamento fracionário do equalizador
- U - Comprimento do filtro de realimentação FIR-2
- XOR - Lógica OU exclusivo
- $x_p(n)$ - n -ésima amostra do sinal recebido
- $x(t)$ - Sinal de entrada do sistema
- $x(n)$ - n -ésima amostra do sinal de entrada do sistema

- x_N^T - Vetor dos valores de entrada
- $x_N(n)$ - Vetor dos dados de entrada
- $X(f)$ - Resposta em frequência do sinal de entrada do sistema
- $y(t)$ - Sinal de saída do sistema
- $y(n)$ - n -ésima amostra do sinal de saída do sistema
- $\tilde{y}(n)$ - n -ésima amostra na saída do sistema – estimativa do símbolo
- $\hat{y}(n)$ - Saída do dispositivo de decisão
- $Y(f)$ - Resposta em frequência do sinal de saída do sistema
- $w_i(n)$ - i -ésimo ganho de tomada da n -ésima iteração do algoritmo
- $w_N(n)$ - Vetor dos ganhos de tomada do filtro da n -ésima iteração do algoritmo
- $w_N(n+1)$ - Vetor dos ganhos de tomada do filtro da próxima iteração do algoritmo
- $w_N^T(n)$ - Vetor dos ganhos de tomada do equalizador
- w_i - i -ésimo ganho de tomada do equalizador
- Z^{-1} - Elemento de atraso unitário
- α - Fator de *roll-off*, excesso de faixa
- β - Erro de fase
- μ - Tamanho do passo de equalização
- δ - Função delta de *Dirac* (*função impulso*)

ρ - Limiar mínimo da tomada do filtro FIR para que ocorra variação no comprimento do filtro FIR

ρ_1 - Limiar mínimo da tomada do filtro FIR-1 para que ocorra variação no comprimento do filtro FIR de realimentação

$\eta(t)$ - Ruído aditivo

σ_d - Desvio padrão

τ - Atraso temporal

$\theta(w)$ - Resposta em fase

$\Gamma(f)$ - Envelope de atraso

$\xi(\tau)$ - Função de Correlação Cruzada

Resumo

LOPES, E.M. Técnicas de Alocação Adaptativa do Comprimento dos Filtros Digitais de Equalizadores para Sistemas de HDTV no Padrão ATSC. Santa Rita do Sapucaí, 2001. Instituto Nacional de Telecomunicações.

A finalidade da presente tese é otimizar o desempenho do sistema de equalização em receptores de televisão digital do padrão ATSC (modulação 8 VSB), tornando-os mais eficientes e com uma menor carga de processamento. A idéia central é alterar os comprimentos dos filtros digitais FIR através de um processo automático e adaptativo, para que possam atuar somente em tomadas que tem importância para o processo de equalização do canal. A atualização dos ganhos de tomada é realizada com a técnica de equalização cega denominada de *GPEA-Godard*. Desenvolvemos um equalizador LE e DFE adaptativo, que poderá ser utilizado para implementar um receptor no padrão ATSC. Desenvolvemos também um equalizador para ser empregado em canais com dispersão esparsa. Mostramos, através de simulações, que o canal pode ser melhor equalizado se ocorrer a variação do comprimento dos filtros digitais.

Abstract

LOPES, E.M. Técnicas de Alocação Adaptativa do Comprimento dos Filtros Digitais de Equalizadores para Sistemas de HDTV no Padrão ATSC. Santa Rita do Sapucaí, 2001. Instituto Nacional de Telecomunicações.

The purpose of the present thesis is to optimize the performance of the equalization system in digital television in the standard ATSC (modulation 8 VSB). With this technique, the receivers become more efficient and require a less amount of processing. The main idea is to modify the lengths of the FIR filters using an automatic and adaptive process. This process guarantee that only the important taps are used to equalize the channel. The actualization of the tap gains are realized using a technique called *GPEA-Godard* blind equalization. We have developed an adaptive LE and DFE equalizer, witch can be used to implement a receiver in the standard ATSC. We have also developed an equalizer to be used in channels with sparse dispersion. The simulation has showed that with the variation of the length of the digital filters, the channel can be better equalized.

Capítulo I

Introdução

1.1 Introdução

Novamente, o mundo está passando por uma grande transformação com a introdução do sistema de televisão digital, como já ocorrera no passado com o advento do transistor e a mudança da televisão analógica do sistema preto e branco para o sistema em cores. Estas mudanças transformam o modo de pensar, influenciando toda uma sociedade. A televisão, por ser uma poderosa ferramenta de comunicação em massa, direcionando a opinião de populações, terá um novo impulso com a introdução do sistema de transmissão digital. A atualização do sistema analógico para o digital representa um grande passo para a melhoria da qualidade e também para a oferta de serviços, onde as grandes partes interessadas são o governo e as empresas. Quando o sistema estiver operando em sua plenitude será possível oferecer serviços, que antes não eram explorados pela impossibilidade tecnológica do sistema analógico. Como exemplo, podemos citar a situação de um telespectador que esteja assistindo a um filme e, de repente, observa algo que gostaria de adquirir. Através do controle remoto, esta pessoa poderia pedir informações sobre o produto e comprá-lo no ato, fazendo uso dos recursos oferecidos pela televisão digital.

Para que esta maravilha tecnológica possa ser instalada e funcione bem em ambiente urbano, suburbano, lugares fechados, e em condições adversas de clima, são necessárias algumas implementações de *hardware* e *software* que podem sofrer alterações de projeto conforme o padrão empregado. Esta dissertação irá estudar a parte do receptor que influencia o desempenho do sistema, que é o equalizador adaptativo, baseada na operação sobre o sistema americano.

O termo “equalizador adaptativo” ou “equalizador autodidata” refere-se, na literatura científica, ao equalizador que possui um algoritmo adaptativo para o ajuste

dos pesos dos coeficientes das tomadas do filtro (ganhos de tomada). As técnicas tradicionalmente utilizadas para a adaptação dos ganhos de tomada do equalizador para uma transmissão com múltiplos níveis compreendem: o algoritmo tradicional do gradiente estocástico, LMS (*Least-Mean-Square*) ou RLS (*Recursive-Least-Square*), e algumas técnicas de equalização cega, como o algoritmo GPEA (*G-Pseudo Error Function Algorithm*).

Estudos recentes [1] mostram que existe a necessidade de se fazer com que outros parâmetros do equalizador também sejam variáveis durante o processamento do equalizador:

- Comprimento do equalizador: de um modo geral, a resposta impulsiva do canal de transmissão, num ambiente de propagação terrestre, é variável com o tempo. O número de tomadas do filtro poderia ser alocado dinamicamente através de um algoritmo. Os algoritmos de ajuste dos ganhos de tomada são do tipo "iterativo". Isto significa que os valores dos coeficientes das tomadas ficam variando em torno de um valor médio de acordo com o tamanho do passo de ajuste. O ruído gerado devido esta variação das tomadas, denominado ruído de equalização, depende do tipo de algoritmo utilizado e aumenta conforme o incremento do número de tomadas do filtro equalizador. Por isso, é interessante ter um equalizador com um número mínimo de tomadas para equalizar o canal de transmissão.
- Tomadas ativas: ao invés de utilizarmos um equalizador com um elevado número de tomadas poderíamos substituí-lo por vários equalizadores com pequenos números de tomadas, conectados em série. Cada equalizador estaria encarregado de eliminar um "pacote de interferência de múltiplos percursos" proveniente da reflexão do sinal original nos obstáculos ao redor da região de transmissão. Um canal que possui vários ecos afastados por intervalos de tempos consideráveis é denominado de canal com dispersão esparsa.

O objetivo é conceber um equalizador onde sejam ajustáveis os ganhos de tomada e os comprimentos dos filtros adaptativos, seguindo uma função de custo. Em outras palavras, quando a resposta impulsiva do canal sofrer uma variação devido às condições de propagação, um programa de computador baseado na plataforma *Matlab* irá detectar e gerenciar a mudança, dimensionando novos valores para os comprimentos dos filtros digitais do equalizador, que se adaptarão a este novo ambiente de propagação.

1.2 Padrões Para Televisão Digital

Com o advento da televisão digital, vários padrões foram estudados e alguns estabelecidos por alguns países com tecnologia suficiente para desenvolvê-los. Até o momento, temos quatro padrões estabelecidos pelos EUA, Japão, Europa e China.

Os EUA através da Grande Aliança (*Digital HDTV – Grand Alliance*) – com os membros AT&T, GI, MIT, Philips, David Sarnoff Center, Thomson e Zenith e o ATSC (*Advanced Television System Committee*) do FCC (Federal Commission Communication) – basearam seu sistema em uma televisão digital de alta resolução, utilizando como características básicas do sistema uma codificação de vídeo baseada no padrão MPEG-2, produzindo uma taxa de dados de aproximadamente 20 *Mbit/s*. Emprega uma técnica de modulação denominada 8VSB (*Vestigial Side Band - 8 níveis*) para radiodifusão, ou 16VSB (*16 níveis*) para cabo, cuja transmissão pode ser acomodada num canal de 6 MHz.

O sistema europeu desenvolvido pelo DVB-T (*Digital Video Broadcasting - Terrestrial*) preferiu uma televisão digital de resolução padrão, embora este sistema também permite transmitir-se HDTV, que utiliza uma fração do canal de 8 MHz, através de uma técnica de modulação digital conhecida como COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex*). Este tipo de modulação, baseada em técnicas MCM (*Multiple Carrier Modulation*), aplicada a transmissão de dados digitais, tem grande capacidade de combater efeitos de múltiplos percursos, através de uma banda de guarda temporal. Devido a este potencial, de tolerar efeitos de múltiplos percursos, o padrão europeu está, a princípio, apto à implantação de uma

rede de frequência única ou SFN (*Single Frequency Network*), onde os sinais que chegam a um receptor de vários transmissores da rede aparecem como se fossem um sinal principal com ecos. Também, pela escolha dos parâmetros de transmissão (taxa de codificação, modulação e duração da banda de guarda temporal), o sistema pode ser modificado para trabalhar com diversos níveis de desempenho, podendo ser otimizado para uma certa região ou país. Assim, o público americano terá uma televisão digital com alta qualidade de imagem, enquanto o europeu obterá uma maior quantidade de programas.

O sistema Japonês é baseado na técnica denominada de BST-OFDM (*Bandwidth Segmented Transmission*) padronizado pelo ISDB-T (*Integrated Service Digital Broadcasting - Terrestrial*), que assume um compromisso maior entre qualidade e capacidade.

O Brasil está estudando propostas para implantação do seu sistema de televisão digital, que possivelmente irá adotar um destes três padrões. É esperado para o ano de 2003 a definição do padrão de TV digital, que abrirá uma nova etapa no processo de atualização das comunicações no Brasil.

1.3 Sistemas de Equalização para Televisão Digital

O sistema de equalização é de fundamental importância para o sistema de transmissão da televisão digital, principalmente no padrão americano que, diferentemente do europeu, não dispõe de um tempo de guarda para combater situações de múltiplos percursos.

O equalizador é um recurso que o projetista possui para tentar minimizar os efeitos das distorções impostas pelo sistema de transmissão, como perturbações por propagação em múltiplos percursos ou limitações da banda devido a efeitos de filtragem.

Uma idéia simples de equalização é o conceito de filtro inverso, $H_e(f)$, que apenas inverte a resposta em frequência do canal, $H_c(f)$, mostrado na eq. (1.1).

$$H_e(f) = \frac{1}{H_c(f)} \quad (1.1)$$

As formas de implementação mais simples do filtro inverso são realizadas por filtros transversais, que consistem basicamente de uma tomada de linha de atrasos em intervalos de T -segundos. Este tipo de filtro foi projetado por Wiener e Lee em 1935, e o primeiro foi descrito na literatura por Kallman em 1940.

Atualmente, existem equalizadores adaptativos mais elaborados, utilizando estruturas realimentadas como o DFE (*Decision Feedback Equalizer*), constituído por um filtro digital FIR (*Finite Impulse Response*) e um FIR de realimentação, que possui a capacidade de combater com maior eficiência efeitos de pré eco e pós eco do canal.

O receptor do protótipo da Grande Aliança se beneficia da tecnologia DFE, empregando um equalizador transversal com 64 tomadas e um filtro de decisão realimentada com 192 tomadas. A utilização de um equalizador unidimensional, é devido ao fato de a modulação VSB transportar toda a informação no eixo de modulação em fase, sendo a componente em quadratura ignorada pelo receptor. Este equalizador opera com amostras tomadas a cada período de símbolo.

Na última década, desde 1990, quando os Estados Unidos da América iniciaram o desenvolvimento de um sistema de televisão digital de alta definição, o circuito pesquisado com maior esforço foi o equalizador. Diferentemente do sistema DVB-T, que protege o sinal antes de o enviar, o sistema americano deixou para o receptor todo o trabalho de eliminar as interferências encontradas no canal de transmissão.

A quantidade de publicações e de pesquisadores dedicados a este campo do conhecimento técnico-científico cresceu de forma impressionante neste período. Entretanto, nos trabalhos publicados até o momento, não se encontrou notícia de estudos na direção proposta por este trabalho. Existe apenas uma breve referência sobre o desenvolvimento de equalizadores com alocação dinâmica das tomadas nas informações fornecidas pela empresa americana *NextWave*[2] que desenvolve e

comercializa circuitos de equalizadores. Entretanto, como esta empresa atua na fabricação e desenvolvimento de circuitos de equalizadores para fins comerciais, existe a dúvida se estes conhecimentos seriam disponibilizados para o público científico. Esta proposta de pesquisa, na qual pretendemos focar o desenvolvimento de um equalizador com alocação adaptativa do comprimento, visa principalmente as aplicações diretamente relacionadas com a transmissão de dados e podemos aplicar os resultados a qualquer tipo de comunicação que necessite de equalizador de canal (inclusive na telefonia móvel celular).

1.4 Apresentação da tese

A introdução relata alguns fatores sobre o panorama da televisão digital e a importância do equalizador. O objetivo foi apresentar a proposta da dissertação, para que nos próximos capítulos seja discutido como alcançar esta meta.

O segundo capítulo descreve uma abordagem sobre canais com múltiplos percursos mostrando a influência destes sobre o sinal recebido. O combate contra estas interferências será realizado através da utilização de equalizadores, onde é discutido os principais conceitos, tipos e diagramas em blocos. Será também apresentado um resumo sobre o algoritmo utilizado para atualização dos ganhos de tomada do equalizador empregado nas simulações desta dissertação.

O terceiro capítulo estabelece a idéia de alocação adaptativa do comprimento do equalizador LE. Foram realizadas simulações utilizando o programa *MATLAB* [3],[4], [5] mostrando o comportamento dos ganhos de tomada, a variação do comprimento, a variação do número de tomadas à direita e à esquerda da tomada principal do filtro FIR, relatando o ganho de desempenho que pode ser obtido, bem como a flexibilidade do equalizador frente a um canal variante no tempo. Utilizando um equalizador DFE, também simulado com o programa *MATLAB*, nas mesmas condições de canal que o LE, é apresentado o gráfico da adaptação dos ganhos de tomada do equalizador, e a alocação adaptativa do comprimento dos filtros FIR e FIR de realimentação da estrutura DFE. O equalizador, nesta configuração, combate

o pré eco com um filtro FIR e o pós eco com um filtro FIR de realimentação, que terão seus comprimentos alterados em função da resposta impulsiva do canal.

No quarto capítulo é apresentado uma forma de realizar a equalização adaptativa em canais esparsos, utilizando como base a teoria utilizada no 3º capítulo, fazendo com que o equalizador atue somente dentro da faixa em que ocorrem pacotes esparsos. O importante neste capítulo é encontrar um sistema equalizador que altere o comprimento de seus filtros, estabelecendo um sistema que não desperdice processamento e atue somente nos pontos de dispersão do canal, fornecendo uma equalização que se adapte as variações do canal.

No quinto capítulo apresentamos uma conclusão geral sobre os resultados obtidos, e propomos alguns trabalhos futuros que podem ser realizados sobre o assunto abordado.

No apêndice A incluímos uma visão geral do sistema 8VSB de acordo com a norma do ATSC [6].

Capítulo II

Equalização

2.1 Introdução

O processo de equalização [7], [8], [9] é utilizado para compensar a maior parte das degradações e perdas introduzidas pelo conjunto transmissor, canal, receptor, tais como, reatâncias do transmissor, atrasos por múltiplos percursos no canal, condições de variações temporais do canal, ruído e imperfeições generalizadas na resposta impulsiva do canal.

Será formalizada uma visão global dos equalizadores, referente aos tipos mais comuns, classificações, aspectos construtivos e algoritmos, para que possamos realizar simulações com estas caracterizações, visando a equalização de sinais em um sistema de televisão digital para o padrão da Grande Aliança.

O padrão da Grande Aliança foi escolhido neste estudo pois, o desenvolvimento realizado no projeto da televisão digital, reservou todo o trabalho de combate a múltiplos percursos para o equalizador.

2.2 Canal de Banda Limitada e Múltiplos Percursos

Em sistemas utilizando uma transmissão *broadcasting* ou *CATV* (*cable television*), o canal apresenta uma limitação de frequência em sua banda de operação, em virtude da legislação vigente ou de sua natureza física.

É importante destacarmos o canal de banda limitada, pois a transmissão de um sistema de televisão digital em qualquer padrão, utiliza um sistema *broadcasting* ou *CATV* como meio para propagar-se até o usuário final.

O canal de televisão, com largura de banda limitada B , normalmente é modelado por um filtro linear, conforme a Figura 2.1.

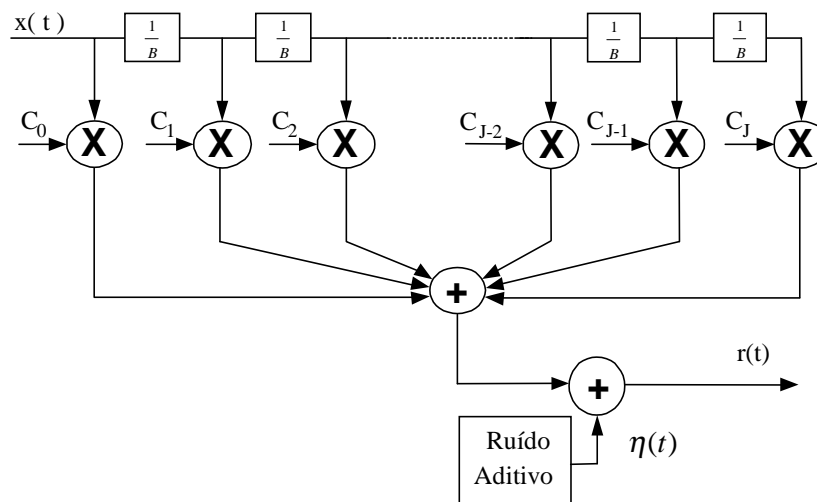


Figura 2.1 - Modelo de canal com múltiplos percursos.

$$r(t) = \sum_{k=0}^J C_k(t) x\left(t - \frac{k}{B}\right) + \eta(t) \quad (2-1)$$

Onde:

B - largura de faixa, em *Hertz*.

J - Comprimento do filtro de canal (número de múltiplos percursos).

$r(t)$ - sinal na saída do canal.

$x(t)$ - sinal de entrada do sistema.

$\eta(t)$ - ruído aditivo.

C_k - pesos dos coeficientes que representam os J diferentes atrasos.

O sistema da Figura 2.2 é utilizado para modelar, matematicamente, um canal de transmissão. A resposta impulsiva do sistema é representado por $h(t)$, o sinal de entrada por $x(t)$ e a saída resultante por $y(t)$.

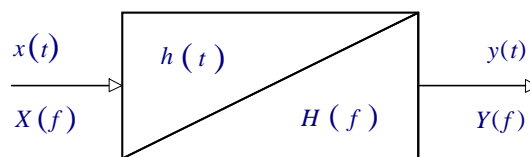


Figura 2.2 - Sistema Linear.

A saída $y(t)$ pode ser calculada no domínio do tempo pela integral de convolução definida por:

$$y(t) = x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau \quad (2-2)$$

ou, no domínio da frequência, pela equação

$$Y(f) = H(f)X(f) \quad (2-3)$$

A densidade espectral de potência do sinal de saída pode ser calculada pela função densidade espectral de potência do sinal de entrada multiplicada pelo módulo da função de transferência do sistema elevado ao quadrado.

$$S_y(f) = S_x(f) |H(f)|^2 \quad (2-4)$$

As densidades espectrais de potência são definidas como:

$$S_x(\omega) = \mathfrak{F}\{R_x(\tau)\} = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (2-5)$$

$$S_y(\omega) = \mathfrak{F}\{R_y(\tau)\} = \int_{-\infty}^{\infty} R_y(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (2-6)$$

Onde a função de autocorrelação é dada por

$$R_x(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot x(t - \tau) dt \quad (2-7)$$

ou

$$R_x(\tau) = E\{x(t) \cdot x(t - \tau)\} \quad (2-8)$$

Uma outra forma de analisarmos esta situação é através de uma representação no domínio da frequência.

O sinal de entrada e saída e seus pares da transformada de Fourier são:

$$x(t) \leftrightarrow X(f) \quad (2-9)$$

$$y(t) \leftrightarrow Y(f) \quad (2-10)$$

2.2.1 Transmissão sem Distorção

Seja um sistema com a saída $y(t) = k x(t - \tau)$. Usando a propriedade de deslocamento no tempo da transformada de Fourier, temos:

$$Y(f) = X(f) k e^{-j2\pi f\tau} \quad (2-11)$$

A função transferência do sistema é dada por:

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} = \frac{X(f) k e^{-j2\pi f\tau}}{X(f)} = k e^{-j2\pi f\tau} = k e^{-j\theta(\omega)} \quad (2-12)$$

Da equação (2-12) podemos fazer as seguintes observações: a magnitude da resposta em frequência da função transferência deve ser independente da frequência, ou seja, deve atenuar ou amplificar igualmente todas as componentes do sinal, $|H(f)| = k$. Além disso, todas as componentes espectrais do sinal devem possuir o mesmo atraso temporal, isto faz com que sejam somadas corretamente na saída produzindo um sinal com mesmo formato do sinal de entrada.

O deslocamento de fase deve ser proporcional a frequência para que o atraso temporal seja o mesmo para todas as frequências.

$$\theta(\omega) = 2\pi f\tau \quad (2-13)$$

Assim para obtermos uma transmissão sem distorção, é necessário que o canal atue como um amplificador ideal de fase linear.

2.2.2 Canal com Múltiplo Percurso Estático

Seja um canal com a seguinte resposta impulsiva, conforme a Figura 2.3.

$$h(t) = \delta(t) + k\delta(t - \tau) \quad (2-14)$$

Onde: $C_0 = 1$ e $C_1 = k$.

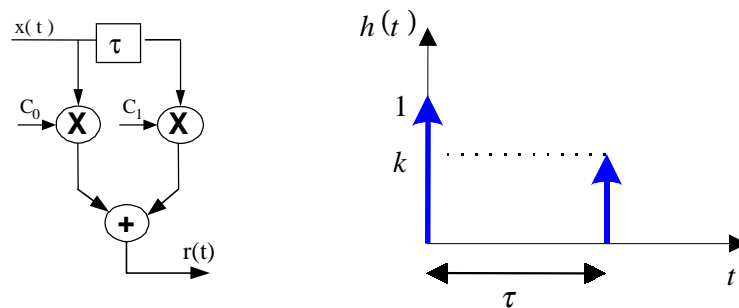


Figura 2.3 – Modelo e resposta impulsiva de um canal com raio principal + múltiplo percurso.

É fácil mostrar que a função de transferência do sistema é igual a:

$$H(f) = 1 + e^{-j2\pi f\tau} \quad (2-15)$$

A Figura 2.4 apresenta o gráfico do módulo e da fase da função $H(f)$ para $\tau = 5\mu s$ e $k = 1$.

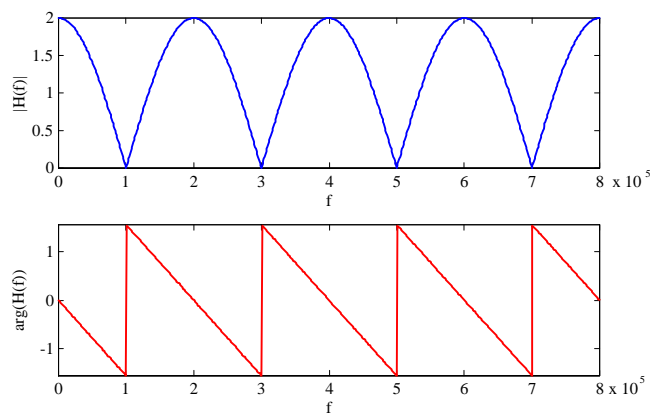


Figura 2.4 - Módulo e Fase de $H(f)$.

A resposta em frequência da Figura 2.4 possui nulos espectrais a cada 200 kHz. Dentro da banda de um sinal de 6MHz teremos 30 nulos espectrais, e desta forma, o canal se comportará como um canal seletivo em frequência. O símbolo recebido sofrerá influência de apenas um símbolo, neste exemplo dado. Este espalhamento causará uma interferência prejudicial, conhecida como interferência entre símbolos (ISI).

Para um sinal com banda de 30 kHz (exemplo, D-AMPS), teremos pouca ISI no símbolo recebido.

É conveniente exemplificarmos o problema que tal interferência pode oferecer em sistemas de televisão digital de alta definição. Imagine que dispomos de um canal com largura de faixa útil de 6 MHz, com uma resposta impulsiva com duração de $17 \mu s$, e por ele deveremos transmitir um sinal a uma taxa 10 Msp/s. Nestas condições existirá uma interferência entre símbolos que se estenderia sobre aproximadamente 170 símbolos e que necessitaria de uma técnica para mitigar este efeito.

Em sistemas de transmissão de televisão digital a propagação do sinal por múltiplos percursos origina canais com dispersão temporal e, portanto, produzem ISI. Quando o número de múltiplos percursos e o atraso relativo entre eles variam com o tempo os canais são denominados de canais variantes no tempo com múltiplos percursos, originando uma resposta em frequência também variante com o tempo.

Os efeitos de múltiplos percursos são combatidos no receptor utilizando equalizadores adaptativos, que conseguem estimar a resposta em frequência do canal e minimizar a ISI.

2.3 Caracterização dos Equalizadores

O equalizador proposto utiliza filtros para compensar os pulsos distorcidos. O detector estará trabalhando com uma seqüência de amostras em que o equalizador eliminou ou reduziu a ISI.

Os filtros podem ser descritos como lineares, contendo somente elementos diretos (equalizadores transversais), ou não lineares, contendo tanto elementos diretos como realimentados (equalizadores de decisão realimentada). Eles podem ser agrupados de acordo com a natureza automática de sua operação, a qual podem ser pré armados (*preset*) ou adaptativos[10]. Eles ainda podem ser agrupados de acordo com a taxa de atualização. Quando as amostras são espaçadas pela taxa de símbolos, eles são conhecidos como simbolicamente espaçados, e se existem múltiplas amostras sobre cada símbolo, eles são conhecidos como fracionalmente espaçados.

Em situações reais, a função de transferência do canal e sua resposta impulsiva não são conhecidas a priori para projetar um receptor que caminhe para nenhuma ISI.

Um fato utilizado por engenheiros em seus projetos é formatar as funções de transferência dos filtros transmissores e receptores como a raiz quadrada do coseno elevado o que conduz a uma situação de filtro casado sem ISI. Também nestas condições a função de transferência do equalizador precisa compensar as distorções introduzidas pelo canal, apenas pela simples inversão da função de transferência deste. Observando por esta ótica parece tudo simples, se não fosse as condições variantes do canal, característica que estamos tentando solucionar. Assim, a função transferência do equalizador, $H_e(f)$, deve ser igual ao inverso da função transferência do canal, $H_C(f)$, ou seja:

$$H_e(f) = \frac{1}{H_C(f)} \quad (2-16)$$

Algumas vezes, uma função de transferência do sistema manifestando ISI é propositadamente escolhida (por exemplo, filtro com função de transferência Gaussiana). A motivação para tal função de transferência é melhorar a eficiência da largura de faixa, comparada com a utilização de um filtro coseno levantado. Quando tal escolha de projeto é realizada, o papel do filtro equalizador não é somente para compensar a ISI introduzida pelo canal, mas também compensar a ISI resultante do filtro transmissor e filtro receptor.

Em síntese, podemos apresentar um quadro de classificação do equalizador, detalhada na Figura 2.5:

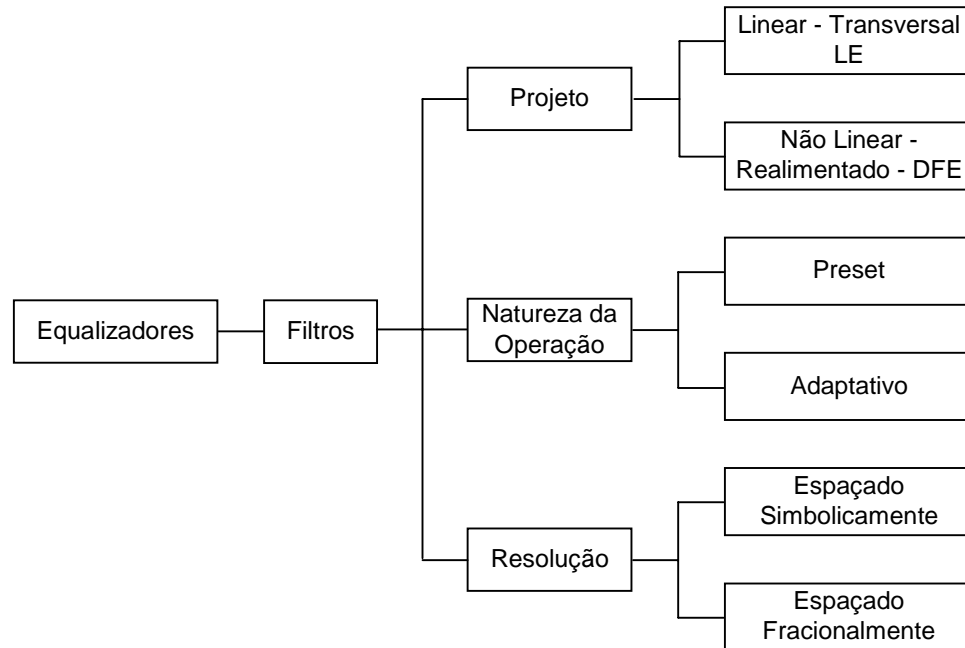


Figura 2.5 - Diagrama de classificação dos equalizadores.

2.4 Diagrama de Olho

Este recurso permite visualizar, de forma direta e rápida, as degradações causadas pela ISI na resposta de um sistema em banda básica. A Figura 2.6 mostra uma sinalização antipodal (pulso bipolar) com os principais parâmetros utilizados no diagrama de olho. A Figura 2.7 mostra uma sinalização característica da modulação 8 VSB, obtida de uma simulação no programa *MATLAB*. Observando que a largura do olho indica o tempo sobre o qual a amostragem para a detecção pode ser realizada, fica naturalmente estabelecido que o melhor tempo de amostragem corresponderá à abertura máxima do olho, mostrando assim uma grande proteção contra o ruído. Em geral, o uso mais freqüente do diagrama de olho é para determinar a extensão da ISI. Quando o olho fecha a ISI está aumentando, quando o olho abre, a ISI está decrescendo [11].

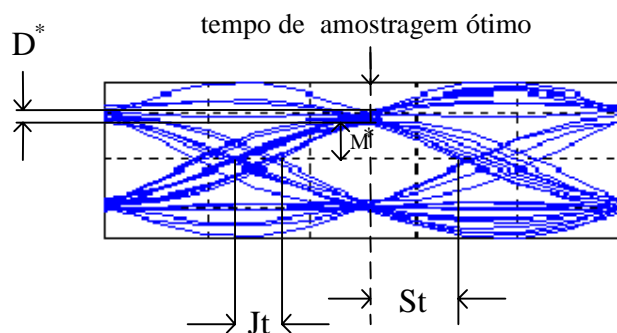


Figura 2.6 - Características do diagrama de olho.

Padrão ATSC - 8 VSB

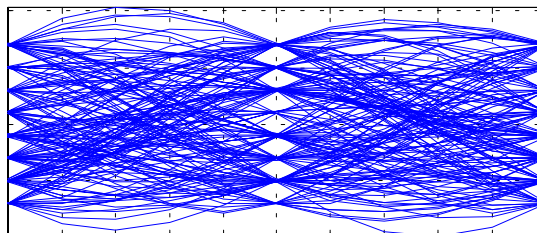


Figura 2.7 - Diagrama de olho Padrão ATSC - 8 VSB.

Onde:

D^* - medida de distorção causada pela ISI.

J_t - medida de *jitter* temporal.

M^* - medida da margem de ruído.

S_t - sensibilidade de erro temporal.

A título de curiosidade, caso não fosse realizada a filtragem no sistema, isto é, se a largura de banda correspondente para a transmissão destes pulsos de dados fosse infinita, então a resposta do sistema caminharía para um formato de pulso retangular ideal, neste caso o diagrama pareceria mais uma caixa do que um olho.

2.5 Tipos de Equalizadores

2.5.1 Equalizador Linear (LE)

O filtro linear, também chamado de filtro transversal [12], [13] [14], descrito na Figura 2.8, é a forma mais popular de implementação de um filtro para equalizador, consistindo de uma linha de atraso com tomadas espaçadas de T-segundos (onde T é a duração do símbolo). Em tal equalizador, o valor atual e os valores passados de um sinal recebido são linearmente ponderados através dos valores dos ganhos de tomada do filtro $\{w_i\}$ e somados para produzir uma saída.

Na Figura 2.8, a saída das tomadas são ponderadas, somadas e entregues a um dispositivo de decisão (*slicer*). Os ganhos de tomada $\{w_i\}$ são ajustados de modo a subtrair os efeitos da interferência provenientes de símbolos adjacentes. A Figura 2.8 mostra um filtro linear, onde:

$w_i(n)$ - i -ésimo ganho de tomada da n -ésima iteração do algoritmo.

i - 1, ..., N corresponde ao índice dos ganhos de tomada do filtro.

$x(n)$ - n -ésima amostra do sinal de entrada do sistema.

z^{-1} - elemento de atraso unitário.

$e(n)$ - erro de adaptação.

$\tilde{y}(n)$ - n -ésima amostra na saída do filtro – estimativa do símbolo.

$\hat{y}(n)$ - saída do dispositivo de decisão.

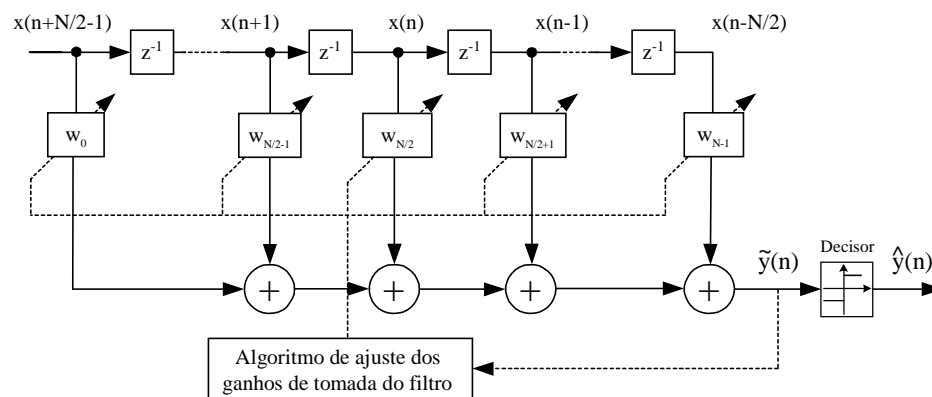


Figura 2.8 - Modelo do Equalizador Linear

2.5.2 Equalizador Com Decisão Realimentada (DFE)

Uma limitação básica de um equalizador linear é seu pobre desempenho para canais contendo nulos espectrais. Tais canais são freqüentemente encontrados em aplicações de rádio móvel e, também, em transmissões *broadcasting* de televisão digital.

A idéia do DFE é que se os valores dos símbolos detectados são previamente conhecidos e assumidos como corretos, então as ISI relativas a estes símbolos podem ser exatamente canceladas. As tomadas diretas e as de realimentação podem ser ajustadas simultaneamente para preencher um critério como uma minimização do MSE.

Quando somente um filtro direto é utilizado, a saída do filtro contém contribuição de ruído do canal proveniente de todas as amostras dentro do filtro. A vantagem de uma implementação DFE é que o filtro de retorno opera sobre amostras quantizadas, ou seja, não acrescenta ruído na amostra de saída do equalizador.

A Figura 2.9 mostra um diagrama de blocos de um equalizador DFE, possuindo um filtro direto e um filtro de realimentação, onde:

- $w_i(n)$ - i -ésimo ganho de tomada da n -ésima iteração do algoritmo.
- i - 1,....., N corresponde ao índice dos ganhos de tomada do filtro.
- N - comprimento do filtro FIR direto.
- M - comprimento do filtro de realimentação – FIR-1.
- $x(n)$ - n -ésima amostra do sinal de entrada do sistema.
- $\tilde{y}(n)$ - n -ésima amostra na saída do filtro – estimativa do símbolo.
- $\hat{y}(n)$ - saída do dispositivo de decisão.
- z^{-1} - elemento de atraso unitário.

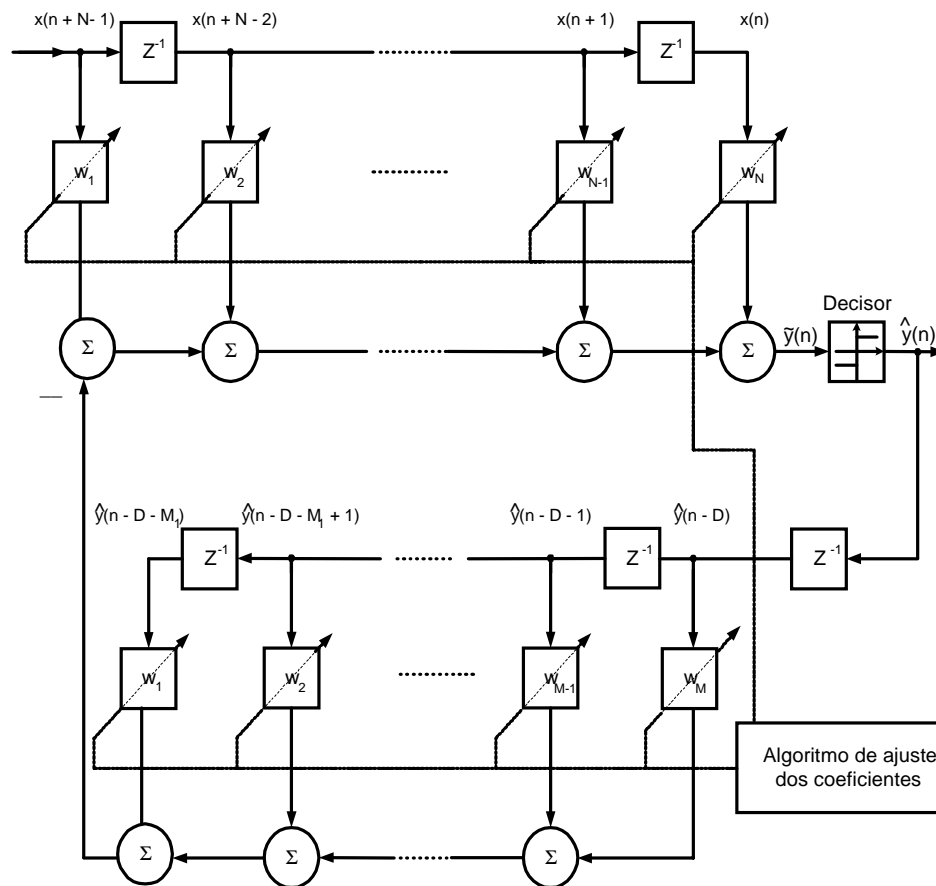


Figura 2.9 - Modelo do equalizador DFE.

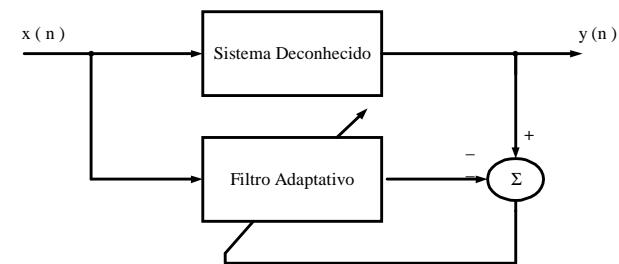
Ambos os filtros são implementados através de um filtro transversal. A não linearidade do ramo DFE é proveniente das características não lineares do detector que providencia uma entrada para o filtro de retorno.

2.6 Automatização na Equalização

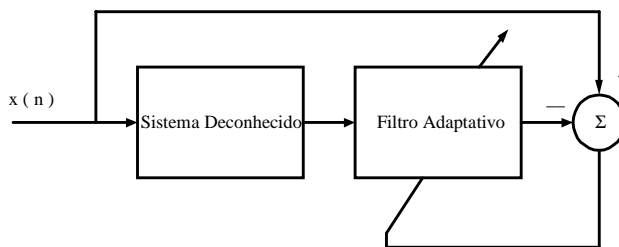
Para canais, onde as respostas em frequência são conhecidas e invariantes no tempo, suas características podem ser medidas e as ponderações das tomadas do filtro ajustadas de acordo. Se as ponderações permanecem fixas durante a transmissão de dados, a equalização é chamada de equalização *preset*. A desvantagem é que, em um canal variante no tempo, ocorre uma degradação no desempenho do sistema devido a ISI, pois, as ponderações das tomadas são fixas. No

caso de nossa proposta, para uma equalização de televisão digital, não seria uma escolha adequada.

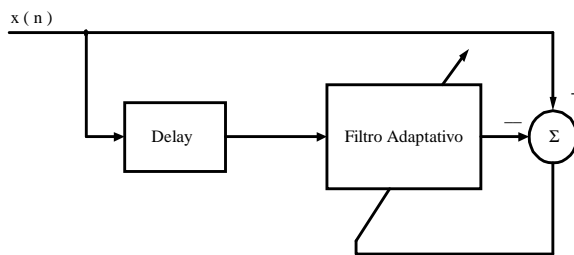
Um outro tipo de equalização, capaz de rastrear uma variação temporal da resposta impulsiva do canal, é conhecida como equalização adaptativa. Esta pode ser implementada para realizar ajustes dos ganhos de tomada periodicamente ou continuamente, e podemos subdividi-la em três estruturas básicas de operação, como é apresentado na Figura 2.10.



(a)



(b)



(c)

Figura 2.10 - Modos básicos de operação de um equalizador adaptativo: (a) Sistema Direto, (b) Sistema Inverso, e (c) Predição Linear. Fonte: Mulgrew, Bernard e Cowan, Colin F.N., “*Adaptive Filters and Equalizers*”, Kluwer Academic Publishers, Massachusetts, 1988.

O sistema da Figura 2.10(a) é denominado de sistema de identificação direta, onde a entrada do filtro adaptativo e do sistema desconhecido são as mesmas. A saída do sistema desconhecido torna-se a saída desejada $y(n)$ para o filtro adaptativo. Após a convergência, os ganhos de tomada do filtro adaptativo e do sistema desconhecido terão o mesmo valor, sendo possível sua identificação. Este sistema é utilizado como cancelador de eco[9].

A estrutura da Figura 2.10(b) é conhecida como sistema inverso, normalmente utilizada na implementação de equalizadores de canal. Neste caso, o sinal de entrada, $x(n)$, é a entrada do sistema desconhecido com a saída deste sistema sendo a entrada do filtro adaptativo. A saída desejada do filtro adaptativo é o sinal de entrada original, $x(n)$, ou mais usualmente a versão atrasada dele, $x(n-d)$. Assim, após a convergência, a função de transferência do filtro adaptativo aproxima-se do inverso da função de transferência do sistema desconhecido. Esta estrutura será utilizada nesta dissertação.

Finalmente a Figura 2.10(c) mostra uma estrutura utilizada na predição linear de códigos para voz. A entrada do filtro adaptativo é uma versão atrasada da saída desejada proveniente do próprio filtro, que é o filtro necessário para prever entradas futuras. Isto somente é possível se o sinal de entrada possuir um desvio significativo com relação ao espectro branco, neste caso os ganhos de tomada do filtro assumirão a mesma característica espectral do sinal de entrada.

2.7 Taxa de Atualização do Filtro

Os equalizadores também podem ser classificados pela taxa na qual o sinal de entrada é amostrado. Um filtro transversal com tomadas espaçadas por T segundos, onde T é o tempo de símbolo, é chamado de equalizador simbolicamente espaçado. Quando a taxa do filtro é maior do que a taxa de símbolos, os equalizadores são fracionalmente espaçados. Com um equalizador fracionalmente espaçado, as tomadas do filtro são espaçadas por:

$$T' \leq \frac{T}{(1+\alpha)} \quad (2-17)$$

onde α representa o excesso de largura de banda. Em outras palavras, a largura de banda do sinal recebido é:

$$B \leq \frac{(1+\alpha)}{T} \quad (2-18)$$

A meta é escolher T' tal que a função de transferência do equalizador, $H_e(f)$, torne-se suficientemente larga para acomodar todo o espectro do sinal. Note que o sinal para a saída do filtro equalizador é ainda amostrado a uma taxa de $1/T$, mas desde que os pesos das tomadas sejam espaçadas em T' segundos (o sinal de entrada do equalizador é amostrado a uma taxa $1/T'$), a ação de equalização opera sobre o sinal recebido antes de suas componentes de frequência serem sobrepostas.

A Grande Aliança optou em não utilizar uma equalização com espaçamento fracionário, pois o excesso de faixa é muito pequeno sendo da ordem de 11,5 %, e o uso de um sinal de sincronismo de quadro a cada 313 segmentos permite uma aquisição confiável do relógio de dados, além de sua implementação ser relativamente mais complexa.

2.8 Métodos de Atualização dos Ganhos de Tomada do Equalizador

Existem vários métodos para atualização dos ganhos de tomada do equalizador, no sentido de se obter uma variância mínima na ponderação das tomadas para a solução ótima em regime permanente.

Existe um método que procura minimizar os picos de distorção da ISI pela seleção dos ganhos de tomada $\{w_i\}$, tal que a saída do equalizador seja forçada para zero nos N pontos de amostragem sobre qualquer lado do pulso desejado. Entretanto, a minimização da distorção de pico é obtida somente se o diagrama de olho estiver inicialmente aberto, o que não será possível para transmissão de dados de alta velocidade como é o caso da televisão digital no padrão ATSC. Neste caso, os canais introduzem muito ISI devido as suas variações, e ocasionam um diagrama de olho

freqüentemente fechado antes da equalização. Esta equalização é denominada de “força a zero” e, também, não leva em conta os efeitos do ruído. Desta forma também não é a melhor solução para o sistema de televisão digital.

Para resolvermos estas limitações, um método mais robusto pode ser obtido se os ganhos de tomada do filtro forem escolhidos de maneira a minimizar o erro médio quadrático (MSE) de todos os termos da ISI mais a potência de ruído para a saída do equalizador.

O método MSE será definido por conveniência matemática e funcional, como:

$$\varepsilon(n) = E \{ e^2(n) \} \quad (2-19)$$

$$e^2(n) = [y(n) - \hat{y}(n)]^2 \quad (2-20)$$

onde $y(n)$ é a saída desejada e $\hat{y}(n)$ é a saída estimada dos símbolos.

$$\hat{y}(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n) x(n-i) = w_N^T(n) x(n) \quad (2-21)$$

onde

$w_N^T(n) = [w_0(n), \dots, w_{N-1}(n)]$, é o vetor dos ganhos de tomada do equalizador,

$x_N^T = [x(n), \dots, x(n-N+1)]$, é o vetor com os valores de entrada,

Realizando algumas substituições[7][8], chegamos ao erro:

$$\varepsilon(w_N) = \sigma_d^2 - 2 w_N^T p_N + w_N^T R_{NN} w_N \quad (2-22)$$

onde:

$$p_N = E\{y(n) x(n)\} \quad (2-23)$$

$$R_{NN} = E\{x_N(n) x_N^T(n)\} \quad (2-24)$$

p_N é vetor de correlação cruzada e R_{NN} é a matriz de autocorrelação.

Retomando a equação (2-21) e multiplicando ambos os lados por $x^T(n)$, teremos:

$$x^T y(n) = w_N^T(n) x(n) x^T \quad (2-25)$$

$$p_N = w_N^T(n) R_{NN} \quad (2-26)$$

$$w_N^T = R_{NN}^{-1} p_N \quad (2-27)$$

A equação (2-27) é um importante resultado conhecido como equação normal, ou solução de *Wiener*. Porém, esta equação possui um interesse mais teórico do que prático. O algoritmo conhecido como “método *Steepest descent*”, produz uma solução iterativa para equação (2-21), no sentido de se obter o ótimo valor para os ganhos de tomada.

Este método, baseado no gradiente estocástico, forma a base matemática para o desenvolvimento de alguns algoritmos adaptativos. O “método *Steepest descent*” requer o conhecimento das estatísticas de segunda ordem do sinal tal como a matriz de autocorrelação e o vetor de correlação. Em sistemas reais estas correlações podem apenas ser estimadas, e isto poderá causar erros. Assim foi desenvolvido um método alternativo chamado de LMS, que é baseado no gradiente estocástico o qual pode ser

aplicado em situações onde as estatísticas de segunda ordem do sinal são desconhecidas. A atualização das tomadas é realizada pela seguinte equação:

$$w_N(n+1) = w_N(n) + \mu e(n) x_N(n) \quad (2-28)$$

onde:

$w_N(n)$ - vetor dos ganhos de tomada do filtro da n -ésima iteração do algoritmo.

$w_N(n+1)$ - vetor dos ganhos de tomada do filtro da próxima iteração do algoritmo.

μ - tamanho do passo de equalização.

$e(n)$ - erro de adaptação.

$x_N(n)$ - vetor dos dados de entrada.

Este algoritmo é de grande importância para esta dissertação pois será uma das bases para atualização dos ganhos de tomada do equalizador, nas simulações do sinal com modulação 8VSB.

Existem outros algoritmos como o RLS [9] que apresenta resultado de convergência mais rápido que o LMS ao custo de uma maior carga computacional.

A seguir é mostrado uma tabela comparativa entre LMS e RLS, onde é possível verificar a carga computacional de ambos os algoritmos.

Tabela 2.1 - Comparação da Complexidade entre algoritmos LMS e RLS. (N - é o coeficiente do filtro FIR). Fonte: Mulgrew, Bernard e Cowan, Colin F.N., Adaptive Filters and Equalizers, Kluwer Academic Publishers, Massachusetts, 1988.

Algoritmo	Carga Computacional		
	Multiplicação	Soma/Subtração	Divisão
RLS	10 N + 1	9 N + 1	2
LMS	2 N	2 N	-

Os algoritmos LMS e RLS necessitam de uma seqüência de treinamento, o qual é fornecida pelo padrão ATSC.

2.9 Equalização Cega

Um dos motivos para que a equalização cega seja utilizada em nossa dissertação, é o fato de não necessitar de uma seqüência de treinamento, o que permite realizar a equalização durante todos os símbolos transmitidos.

É interessante observar que no sistema do padrão ATSC, com uma duração de quadro de 24ms e de segmento de dados treinamento a cada 77,3 μ s, se ocorrer alguma alteração nas características de propagação do canal durante a transmissão de 312 segmentos de dados (cada segmento contém 832 símbolos), existirá uma probabilidade de erro que não poderá ser compensada pelo equalizador utilizando um algoritmo baseado no gradiente estocástico LMS.

Assim, é importante que durante os segmentos de dados, ocorra um chaveamento para uma equalização que utilize algum algoritmo do tipo cego.

O algoritmo é denominado de cego pelo fato de usar o mínimo de informação sobre o canal ou o sinal transmitido, cujos dados são aleatórios, não sendo conhecidos previamente pelo receptor. Utilizaremos para esta tarefa o algoritmo GPEA-G [1], [15], [16], [17].

2.9.1 Características da Equalização Cega para o Padrão ATSC

Estabeleceremos nesta seção como é a constituição do equalizador neste padrão com suas particularidades.

Começaremos estabelecendo sua taxa de atualização que é espaçada simbolicamente, ou seja, as amostras são tomadas a cada período de símbolo.

O sistema ainda possui, como característica de construção, um equalizador DFE. Este equalizador é formado por dois filtros FIR, onde primeiro filtro é direto e, o segundo realimenta o sistema, possuindo sua entrada a partir do dispositivo de decisão, conforme mostra a Figura 2.11.

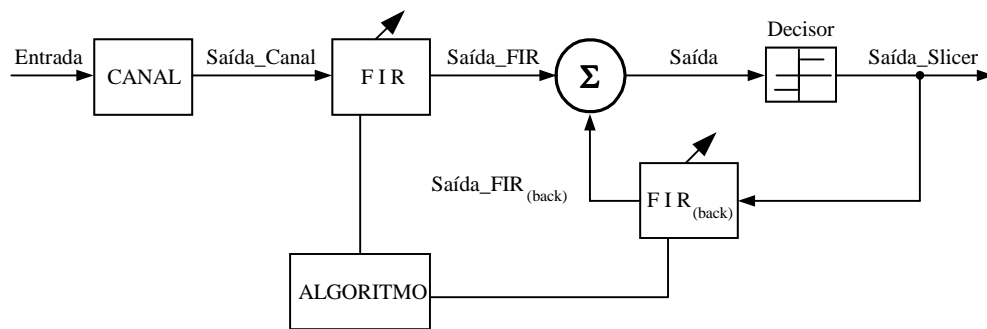


Figura 2.11 - Modelo de equalizador utilizando um filtro FIR direto e um filtro FIR de retorno.

É interessante destacarmos as seguintes características funcionais do equalizador LE e DFE, para o padrão da Grande Aliança em questão.

Equalizador LE:

- Pode combater interferência em símbolo precursora.
- Se a resposta em frequência do canal não for plana, pode introduzir reforço de ruído.
- Como o equalizador LE da grande aliança está projetado para 64 tomadas, não poderá compensar múltiplos percursos com dispersão maiores que 6 μ s, a uma taxa de 10,76 MHz, o que é prejudicial, pois a dispersão temporal típica das cidades está em torno de 10 μ s, daí o uso de um filtro FIR com decisão realimentada ser necessária e prevista.
- Deve possuir resposta impulsiva mais longa que a dispersão do canal para combater a distorção do canal.
- Não tem boa resposta para nulos espectrais na resposta do canal.

Equalizador DFE:

- Não pode ser utilizado para combater interferências entre símbolos precursoras.
- Um grande vantagem do filtro FIR de realimentação é poder corrigir interferência entre símbolos pós cursora de cauda muito longa.

- Possui uma grande capacidade de compensar ecos com caudas de até 17 μs , devido a padronização de um filtro FIR de realimentação de 192 tomadas.
- Uma desvantagem é que pode haver instabilidade e propagação de erro, devido à realimentação.

2.9.2 Algoritmo GPEA-Godard

Este algoritmo é uma junção do algoritmo de *Godard* [1] com o algoritmo LMS, resultando numa classe de equalizadores adaptativos conhecida como GPEA-*Godard*. Quando os ganhos de tomada estão distantes da resposta ideal, o algoritmo de equalização cega dirige a equalização. Quando os ganhos de tomada estão próximos da resposta ideal, o algoritmo comuta para o algoritmo LMS.

O algoritmo de *Godard* é concebido para transmissão do tipo QAM, 4 PSK conforme mostrado em [17]. Este algoritmo gerou a técnica conhecida nos dias de hoje como CMA (*Constant Modulus Algorithm*), muito utilizada para implementar receptores QAM. Embora este algoritmo tenha sido concebido para aplicação bidimensional, nada impede que o utilizemos com uma modulação unidimensional, como o VSB.

O sinal de erro utilizado pelo algoritmo de ajuste das tomadas resultará na seguinte função de erro:

$$e^{GPEA-G}(n) = k_1 e(n) + k_2 |e(n)| e^G(n) \quad (2-29)$$

onde:

k_1 e k_2 - são constantes de projeto.

$e^G(n)$ - função de erro do algoritmo de *Godard*, dada por:

$$e^G(n) = y(n) \left\{ |y(n)|^2 - R_2 \right\} \quad (2-30)$$

onde:

$y(n)$ - n -ésima saída do filtro.

R_2 - constante positiva. Para esta dissertação é assumido o valor $R_2 = 37$, pois tenta-se obter todos os ganhos de tomada do filtro transversal igual a zero, com exceção do ganho de tomada de referência, conforme detalhado por [7].

$e(n)$ - erro de adaptação, dado por:

$$e(n) = \tilde{y}(n) - \hat{y}(n) \quad (2-31)$$

onde:

$\tilde{y}(n)$ - n -ésima amostra na saída do filtro - estimativa do símbolo.

$\hat{y}(n)$ - saída do dispositivo de decisão.

O algoritmo de adaptação é dado por:

$$\hat{w}_i(n+1) = \hat{w}_i(n) - \mu x(n) e^{GPEA-G} \quad (2-32)$$

onde:

$\hat{w}_i(n)$ - i -ésimo ganho de tomada da n -ésima iteração do algoritmo.

$x(n)$ - n -ésima amostra do sinal de entrada do sistema.

μ - tamanho do passo de equalização.

O parâmetro μ deve ser escolhido para um compromisso adequado entre o erro de equalização e a velocidade de convergência, conforme detalhado em simulações realizadas em [1].

2.10 Conclusões

- A equalização cega se mostra muito útil para situações onde não dispomos do conhecimento prévio da seqüência de dados, não necessitando da seqüência de treinamento.
- Por ser o canal de TV um canal de banda larga, geralmente ocorrerá problemas por múltiplos percursos, necessitando de um equalizador para combater este problema.
- Em um sistema digital apenas um múltiplo percurso já poderia causar uma alta taxa de erro no sistema.

- O equalizador LE deve possuir resposta impulsiva mais longa que a dispersão do canal para combater distorções do canal. Pode introduzir reforço de ruído (noise enhancement).
- O equalizador LE não tem boa resposta para nulos espectrais na resposta do canal.
- O equalizador DFE não é utilizado para combater interferências entre símbolos pré cursoras.
- A grande vantagem do equalizador DFE é poder corrigir interferência entre símbolos pós cursora de cauda muito longa.
- O equalizador DFE pode apresentar instabilidade, devido à realimentação.

Capítulo III

Alocação Adaptativa do Comprimento do Equalizador

3.1 Introdução

Este capítulo mostra que em determinadas situações, a equalização realizada por um filtro, com comprimento e posição da tomada principal fixos, pode ser ineficiente. É detalhado um método desenvolvido para alocação adaptativa do comprimento dos filtros digitais do equalizador, quando este operar em um ambiente não estacionário.

O algoritmo de alocação adaptativa do comprimento é utilizado para se obter um valor para o comprimento do filtro e para a posição da tomada principal, tentando estabelecer um ponto ótimo de equalização de canal. Com isto, diminui-se o ruído de equalização [1] otimizando o processamento digital, obtido através de uma menor carga computacional. Além desta vantagem, é possível conseguir uma ligeira redução na taxa de erro de bit, pois, um aumento desnecessário no número de tomadas do equalizador eleva a taxa de erro de bit [1].

A Figura 3.1, com o auxílio da Tabela 3.1, mostra como um equalizador se comporta mediante a utilização de diferentes configurações em seu projeto, como a posição da tomada principal e o comprimento total do filtro.

Tabela 3.1 - Configurações do Equalizador Linear.

Equalizador	Localização da Tomada principal	Comprimento do Equalizador	Diagrama de Olho
B	80	100	Fechado
C	15	100	Fechado
D	20	40	Fechado
E	40	100	Aberto

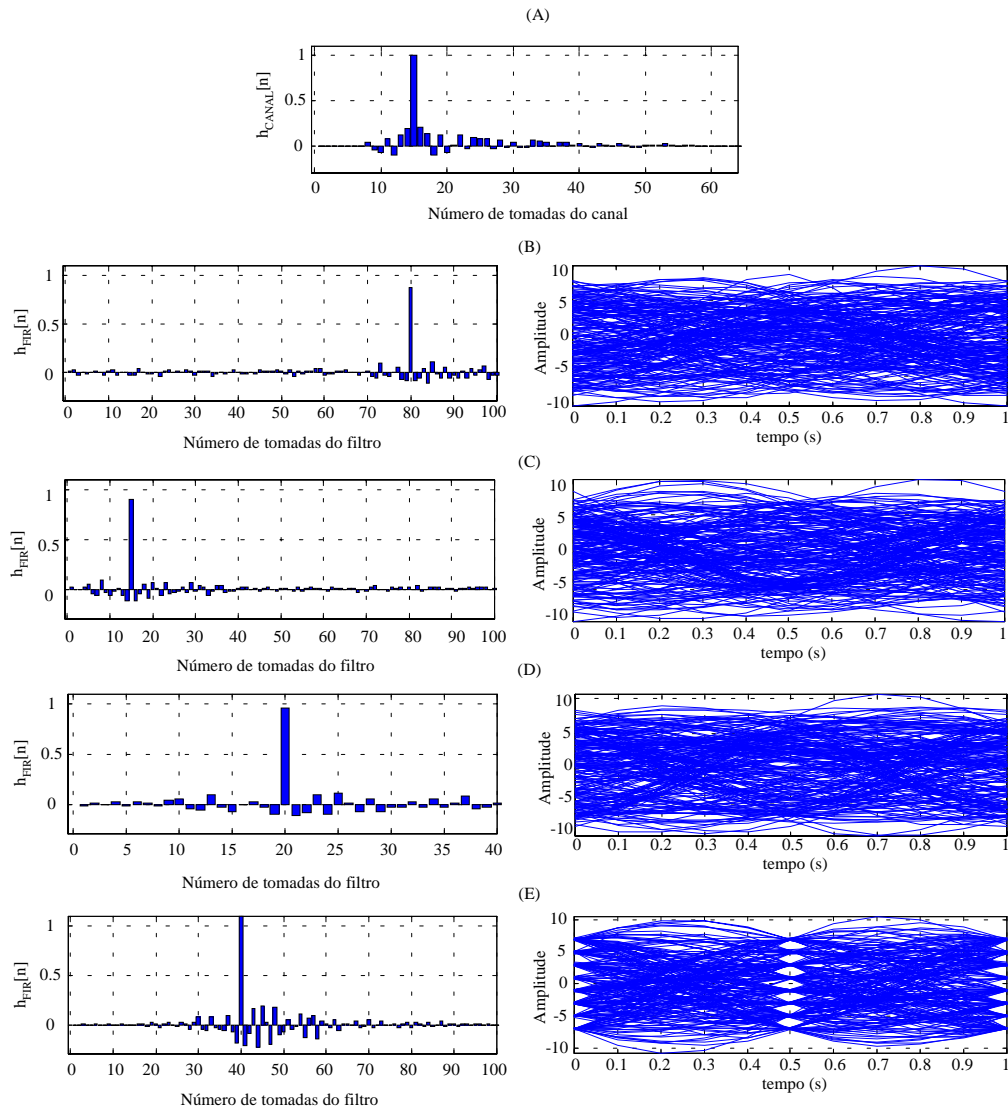


Figura 3.1 - Situações de equalização em canais

Para entender como um filtro de comprimento fixo e uma tomada principal em posição errada podem comprometer o desempenho da equalização de um canal, serão analisados os resultados obtidos na Figura 3.1, que detalha a resposta impulsiva de um canal e também mostra os valores das tomadas do equalizador em diferentes configurações:

- (A) - Resposta impulsiva do canal utilizado.

- (B) – O equalizador está projetado para atuar, preferencialmente, em uma situação de pré eco. Notamos que, apesar do filtro possuir um número razoável de tomadas, a localização da tomada principal torna o processo de equalização ineficiente, que pode ser observado pelo fechamento do diagrama de olho.
- (C) – O equalizador está projetado para atuar preferencialmente em uma situação de pós eco. Notamos que, apesar do filtro possuir um número razoável de tomadas, a localização da tomada principal torna o processo de equalização ineficiente, que pode ser observado pelo fechamento do diagrama de olho.
- (D) – O equalizador está projetado para atuar em uma situação de pré eco e pós eco, com a localização da tomada principal no centro do filtro. Porém, notamos que o filtro não apresenta um número suficiente de tomadas para que a equalização ocorra com sucesso. Novamente observamos que o diagrama de olho permanece fechado.
- (E) – Neste último caso, o equalizador está projetado para situações de pré eco e pós eco, possuindo um número razoável de tomadas e com a localização da tomada principal em uma posição mais adequada no filtro, possibilitando uma boa abertura do diagrama de olho.

O nosso objetivo é obter uma técnica de determinação do comprimento e da posição da tomada principal do filtro. Este procedimento deverá ter as seguintes características:

- 1) Processo adaptativo, estimado a partir da resposta atual do filtro do equalizador.
- 2) Parâmetros que permitam controlar o desempenho da técnica.
- 3) A estimação deve ser realizada em intervalos regulares.

A análise inicial será realizada utilizando um equalizador linear, o qual é composto apenas por um filtro não recursivo. Este filtro será elaborado utilizando um filtro digital FIR. Mostra-se alguns resultados sobre a adaptação do comprimento e a posição da tomada principal diante da variação da resposta impulsiva do canal.

Na seção seguinte é introduzido os mesmos princípios em um equalizador com decisão realimentada, tomando como base dois filtros digitais do tipo FIR.

Para o ajuste dos ganhos de tomada dos filtros dos equalizadores LE e DFE, é utilizado o método de *GPEA-Godard*, detalhado no 2º capítulo.

3.2 Modelagem do Canal Variante no Tempo

Para verificar o desempenho da técnica desenvolvida, é necessário o desenvolvimento de um canal variante no tempo, com controle absoluto do tamanho e valores dos ganhos de tomada. O procedimento desenvolvido foi o seguinte: toma-se um banco de canais pré estabelecido e inicia-se a simulação adotando um dos canais deste banco como canal de simulação, podendo deixar o canal fixo por um certo período de tempo. A partir de uma matriz de configuração, pode-se mudar o canal de simulação atual para qualquer um dos canais do banco de canais. Através de uma interpolação linear, alteramos os valores dos ganhos de tomadas. Os períodos de tempo são todos programáveis.

Para que possa ser verificada a alteração no comprimento do equalizador durante a simulação, serão apresentadas as respostas impulsivas de três canais denominados de $h_1[n]$, $h_2[n]$ e $h_3[n]$, mostrados na Figura 3.2. Um modelo tridimensional do canal detalhando o pré eco e o pós eco são mostrados na Figura 3.3 e Figura 3.4, respectivamente.

Como exemplo, a Tabela 3.2 mostra como o canal de simulação se comportará durante a simulação.

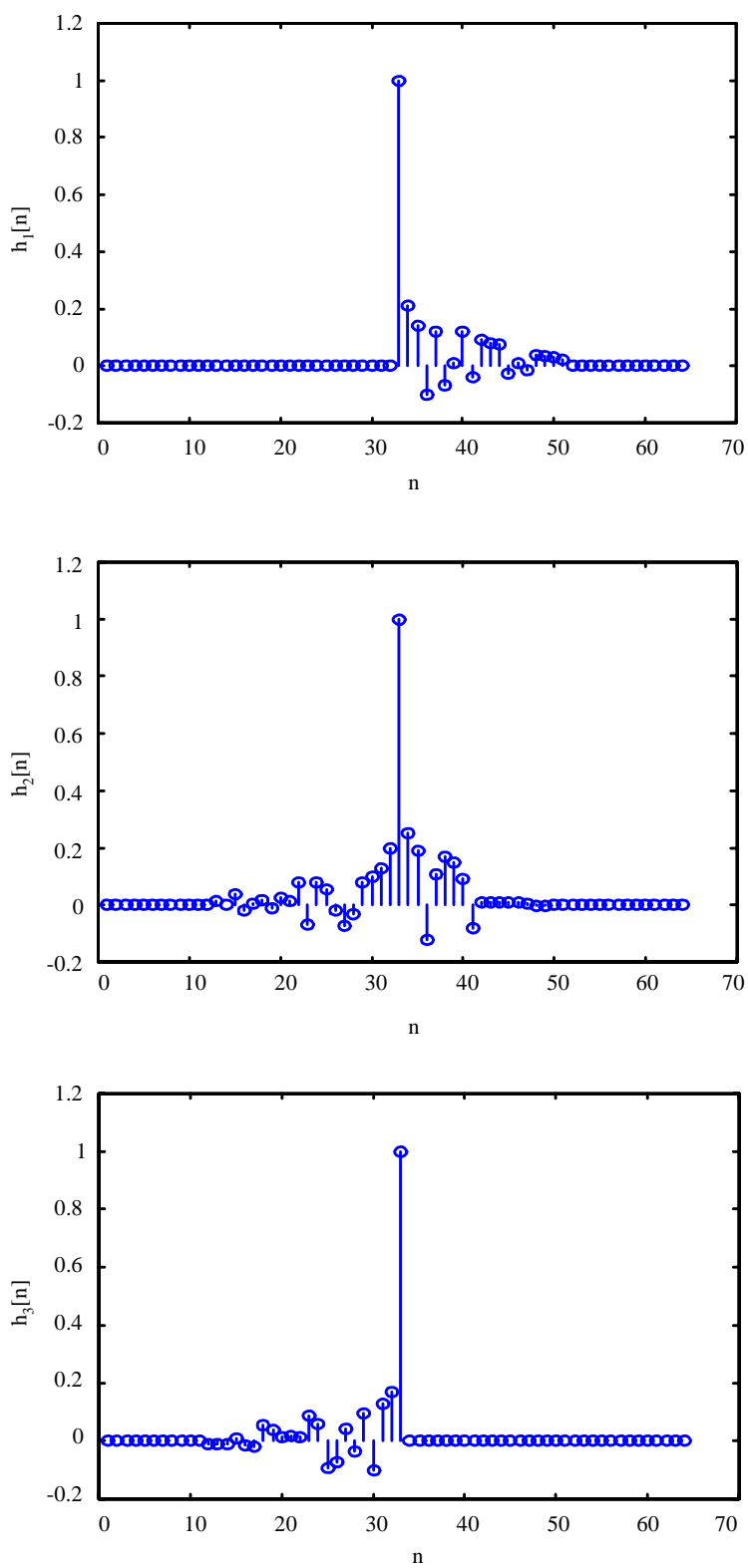


Figura 3.2 - As diferentes respostas impulsivas provocadas pelo canal no tempo.

Tabela 3.2 - Esquema de variação do canal durante a simulação

Iteração inicial	Iteração final	Canal A	Canal B	Situação
0	10000	1	1	Fixo
10000	13000	1	2	Variante
13000	25000	2	2	Fixo
25000	28000	2	3	Variante
28000	40000	3	3	Fixo
40000	43000	3	1	Variante
43000	60000	1	1	Fixo

A matriz da Tabela 3.2. mostra como será realizada a variação do canal durante a simulação, através dos seguintes passos:

- 1 - Inicia-se a simulação utilizando o canal 1 que permanece fixo até que 10000 iterações sejam completadas.
- 2 - Através de uma interpolação linear entre 10000 e 13000 iterações ocorre a mudança na resposta impulsiva do canal 1 comutando para o canal 2.
- 3 - Após 13000 iterações o canal 2 permanece fixo até 25000 iterações.
- 4 - Entre 25000 e 28000 iterações ocorre a mudança na resposta impulsiva do canal 2 comutando para o canal 3.
- 5 - Após 28000 iterações o canal 3 permanece fixo até 40000 iterações.
- 6 - Entre 40000 e 43000 iterações ocorre uma nova mudança na resposta impulsiva do canal 3 retornando para o canal 1.
- 7 - Finalmente entre 43000 e 60000 iterações a resposta impulsiva do canal 1 permanece inalterada, concluindo a simulação.

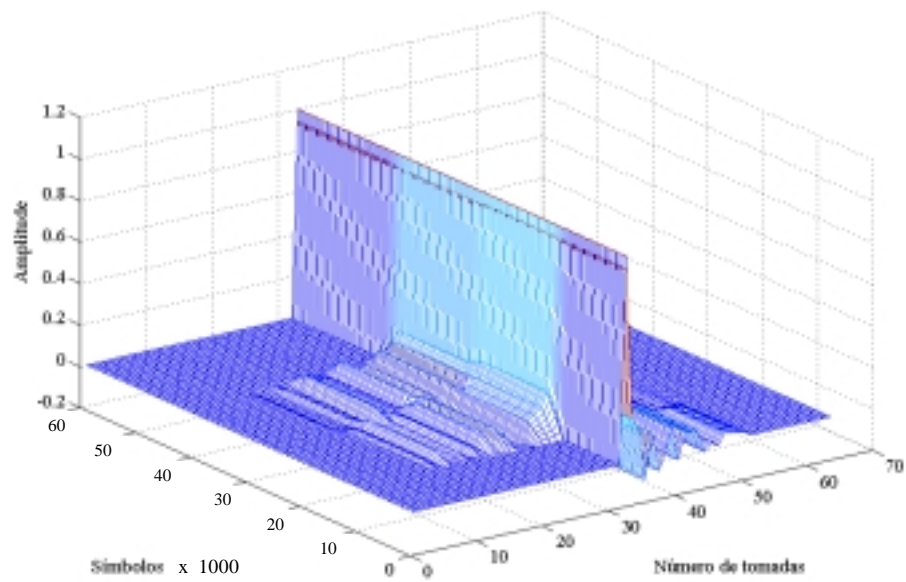


Figura 3.3 – Variação do pré eco da resposta impulsiva do canal.

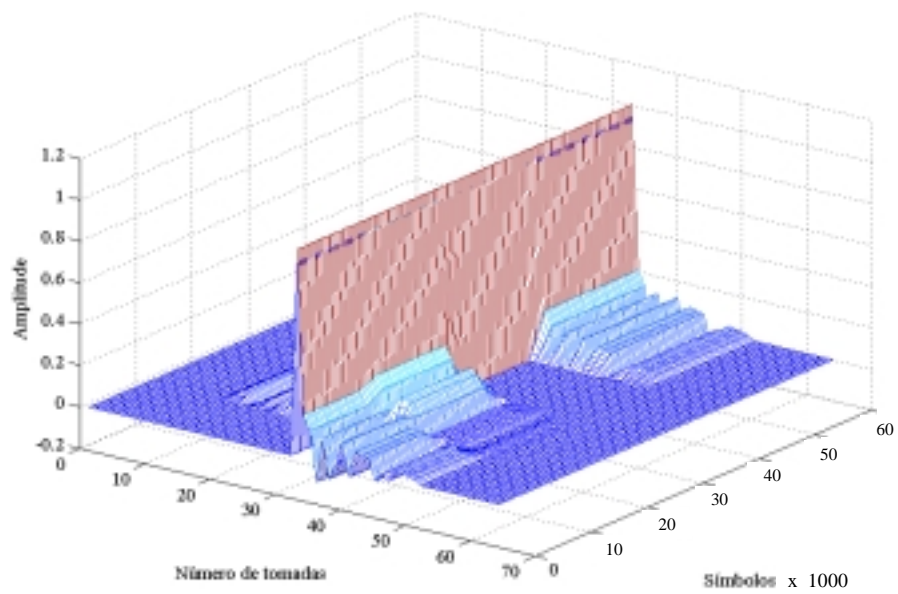


Figura 3.4 - Variação do pós eco da resposta impulsiva do canal.

3.3 Alocação do Comprimento e da Tomada Principal do Equalizador Linear

Considerando um canal que possa ser compensado pela resposta do equalizador, verifica-se na prática que a envoltória das amplitudes dos ganhos de tomada do filtro utilizado na modelagem do canal, possui a forma de uma curva monomodal, conforme Figura 3.5.

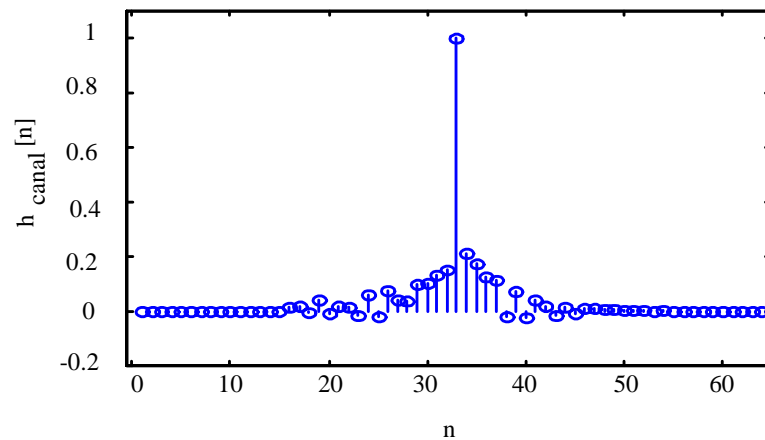


Figura 3.5 - Curva decrescente representando a resposta impulsiva de um canal.

Para o projeto do equalizador LE com tamanho adaptativo, utilizado para compensar um canal com resposta impulsiva variante no tempo, apresentamos na Figura 3.6 uma representação gráfica do método e, a seguir, o detalhamento do procedimento utilizado.

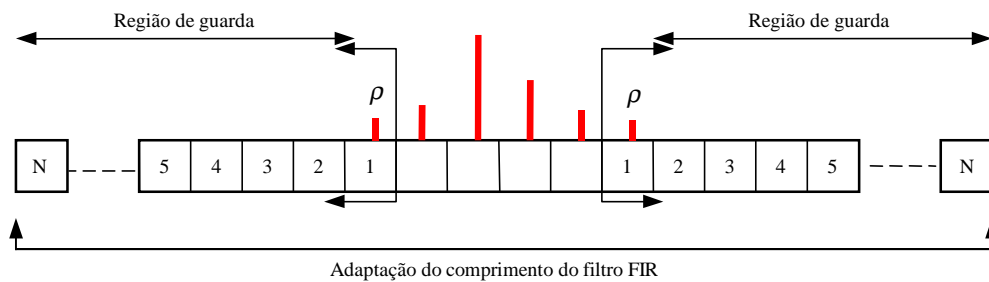


Figura 3.6 - Variação do comprimento do equalizador LE

1) Adota-se um limiar de amplitude mínimo:

ρ - limiar mínimo da tomada do filtro FIR para que ocorra a variação no comprimento do equalizador.

2) Partindo da tomada com maior amplitude, procuramos a última tomada que possua um valor em módulo absoluto acima do limiar adotado no passo 1, para ambas as extremidades do filtro.

3) Adota-se uma região de guarda.

4) A partir da tomada encontrada no item 2, adicionamos ou retiramos um número específico de tomadas de maneira que tenhamos sempre um certo número de tomadas entre esta tomada encontrada e a última tomada do filtro, criando uma região de guarda.

5) O procedimento é realizado em intervalos regulares, que pode ser configurado pelo programa gerenciador da equalização.

Em ambiente urbano a grande dispersão temporal, provocada por condições de propagação de múltiplos percursos, é devida à concentração de casas e prédios, e poderá ocasionar a inclusão de um número maior de tomadas no equalizador após a tomada com limiar mínimo, ρ . Porém, existe a situação oposta com um canal de baixa dispersão, normalmente encontrado em áreas suburbanas ou rurais com topografia plana, onde o número de tomadas acrescentadas ou retiradas pelo programa de gerenciamento do equalizador pode ser menor.

3.3.1 Equalizador LE Adaptativo

A Figura 3.7 mostra o algoritmo implementado no simulador do equalizador LE. O bloco de configuração apresenta todos os parâmetros da simulação. O canal se comporta como um filtro, onde ocorre a convolução entre os ganhos de tomada e os dados provenientes de um gerador de números pseudo aleatórios. Os dados obtidos na saída do canal são introduzidos em um equalizador linear com um algoritmo de atualização dos ganhos de tomada pelo algoritmo GPEA-*Godard*. O bloco seguinte realiza a simulação da variação da resposta impulsiva do canal. A seguir ocorre o

ajuste no comprimento do equalizador, e os dados obtidos são expressos no formato de gráficos. Finalmente, quando o número de interações estiver completo, a simulação é encerrada.

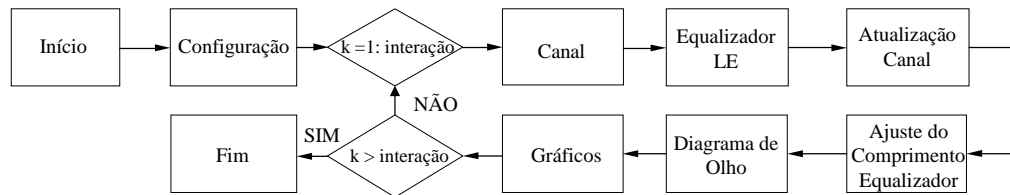


Figura 3.7 - Fluxograma do programa de simulação do Equalizador LE com comprimento adaptativo.

3.3.2 Parâmetros na Simulação

Ambas as simulações são realizadas utilizando um gerador de números pseudo aleatórios que fornecerá os símbolos pertencentes a constelação 8 VSB ($\pm 7, \pm 5, \pm 3$ ou ± 1). O ruído do canal foi desconsiderado. O algoritmo de atualização do ganho das tomadas é baseado no método GPEA-*Godard*, com tamanho do passo de adaptação igual a 10^{-5} , $k_1 = 10$, $k_2 = 0,1$, passo $lms = 10^{-4}$. Estes valores foram obtidos em [1], para que ocorra uma convergência adequada do equalizador. Serão realizadas dois tipos de simulações : canais fixos e canais variáveis:

I Canais fixos

O objetivo é verificar se o equalizador, inicialmente com um comprimento menor que o necessário e com a tomada principal em uma posição inadequada, consegue adaptar-se a este canal. A resposta impulsiva do canal não varia com o tempo. A região de guarda e o limiar da tomada estão detalhadas nas Figura 3.8(a), (b) e(c). A Figura 3.8 detalha a resposta impulsiva de cada canal com a respectiva resposta impulsiva do equalizador após o término da simulação.

II Canais variáveis

O objetivo é verificar se o equalizador acompanha as variações do canal. A taxa de símbolos de 10,67MHz, no sistema ATSC, corresponderá a uma dispersão

temporal máxima de $6\mu\text{s}$. A região de guarda para este canal possui um valor de 13 tomadas. Estabelecemos um limiar de 0,05 para o filtro FIR.

3.3.3 Resultado da Simulação

I Canais fixos

Esta simulação mostrará a resposta impulsiva do canal e a resposta impulsiva do equalizador após a adaptação ter sido alcançada para três situações distintas do canal, e a abertura do diagrama de olho.

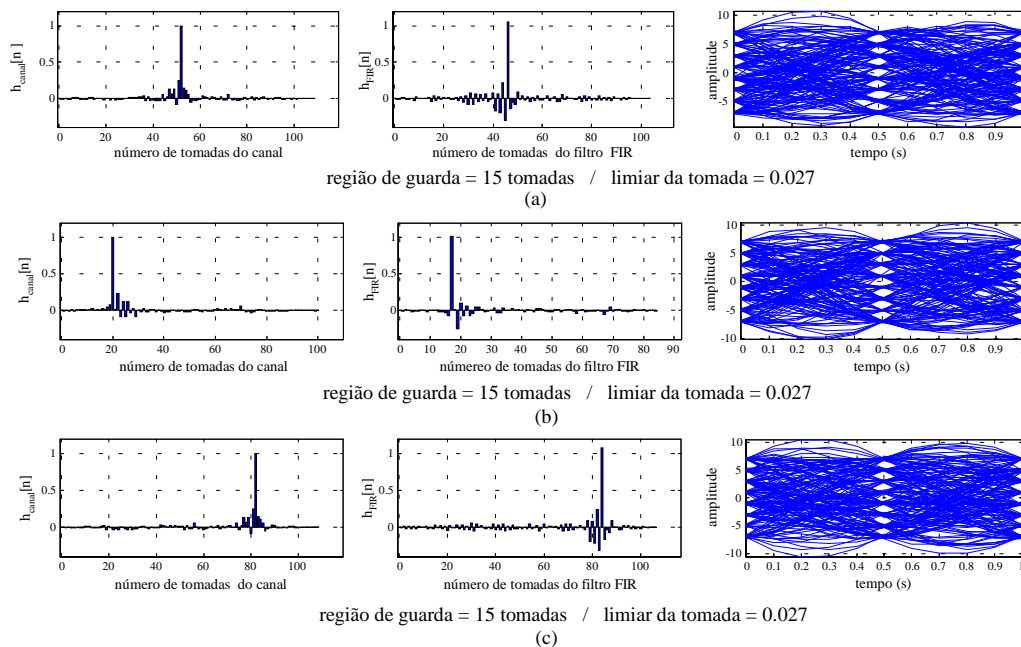


Figura 3.8 - Respostas impulsivas do canal e filtro FIR.

O estado inicial do filtro do equalizador possui um comprimento de dez tomadas e a tomada principal localizada na quinta posição do filtro. Após a adaptação observou-se pelo abertura do diagrama de olho que a utilização do algoritmo com o comprimento e a localização da tomada principal adaptativa proporciona uma equalização eficiente do canal.

II Canais variáveis

Os canais utilizados nesta simulação estão apresentados na Figura 3.2, e a Tabela 3.2 detalha como ocorrerá a variação dos canais durante a simulação.

Após a simulação estar completa, a Figura 3.9(a) detalha o ganho de tomada do filtro do equalizador. Na Figura 3.9(b) pode ser visto o diagrama de olho, onde sua abertura comprova o resultado positivo da equalização do canal.

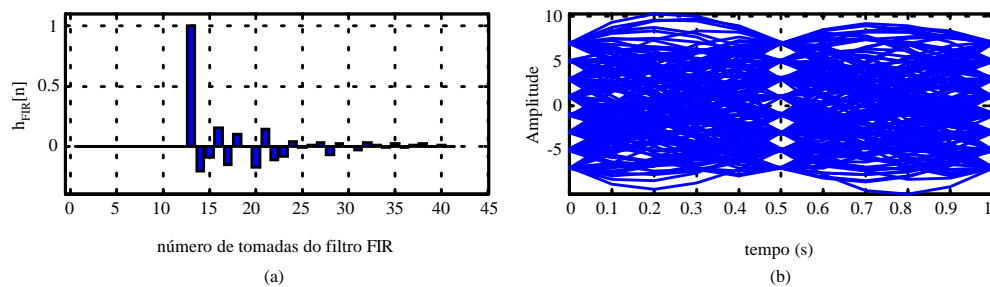


Figura 3.9 - (a) Resposta impulsiva final do filtro do equalizador e (b) diagrama de olho.

A Figura 3.10(a) mostra o comportamento da variação do número de tomadas, ou seja, o comprimento do equalizador LE seguindo as mudanças no canal ao longo da simulação. A Figura 3.10(b) detalha o comportamento dos ganhos de tomada do equalizador durante a simulação, onde:

s_1 - indica a variação das tomadas do filtro relativa ao pré eco.

s_2 - indica a variação das tomadas do filtro relativa ao pós eco.

É importante observar que na última variação do canal ocorre somente pós eco. Na Figura 3.10(a) isto fica bem claro, pois o equalizador contém somente tomadas a direita da tomada principal e exatas 13 tomadas a esquerda do pulso principal com valores zero, mostrando que o equalizador está operando como projetado, variando seu comprimento, alocando 13 tomadas além do limiar de decisão.

Para uma melhor visualização de como estes ganhos de tomada sofrem variação, um versão em três dimensões da Figura 3.10(b) é mostrada na Figura 3.11.

A Figura 3.12 mostra como a variação da interferência entre símbolos, afeta a tomada principal durante a simulação realizada sobre um equalizador LE.

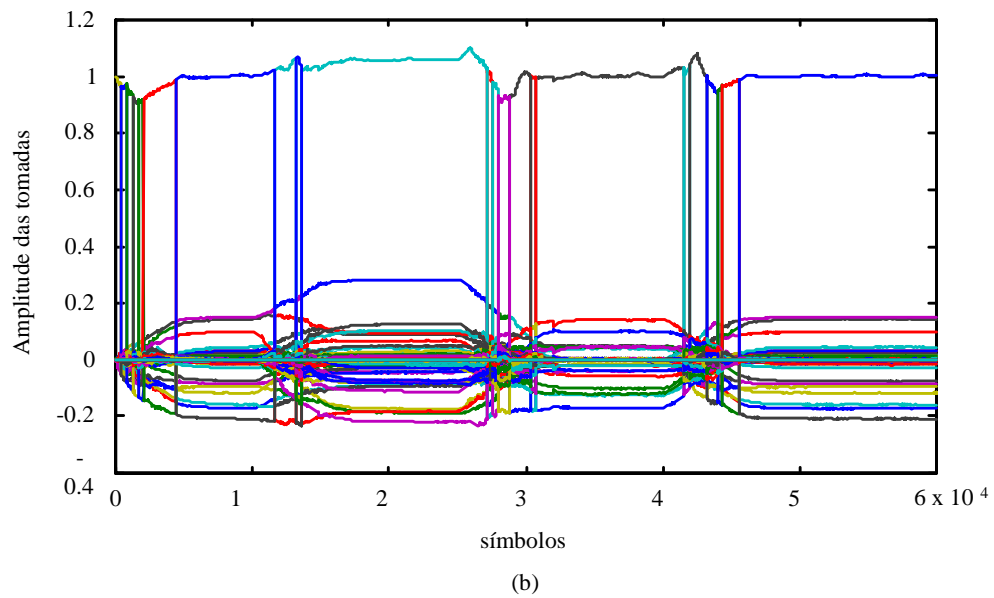
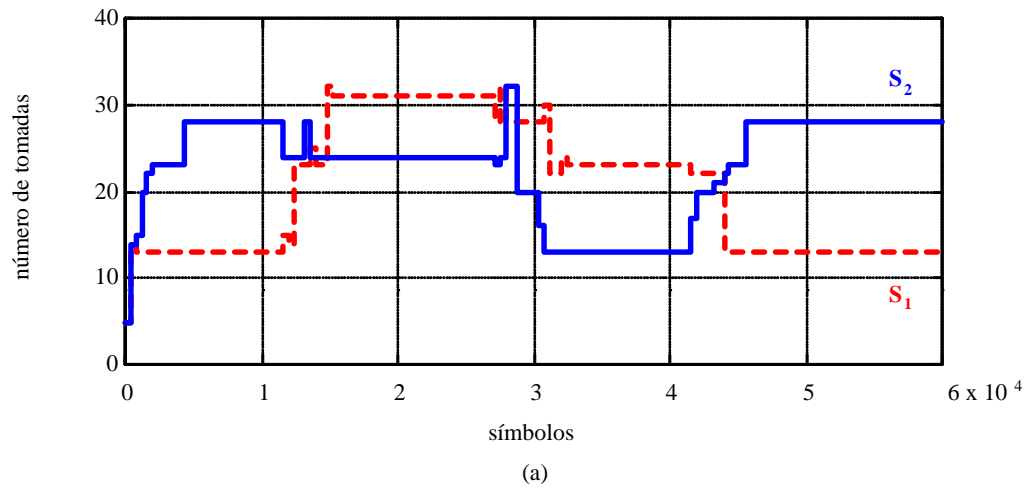


Figura 3.10 - (a) Variação do comprimento do filtro do equalizador e (b) Amplitude das tomadas do filtro FIR ao longo da simulação.

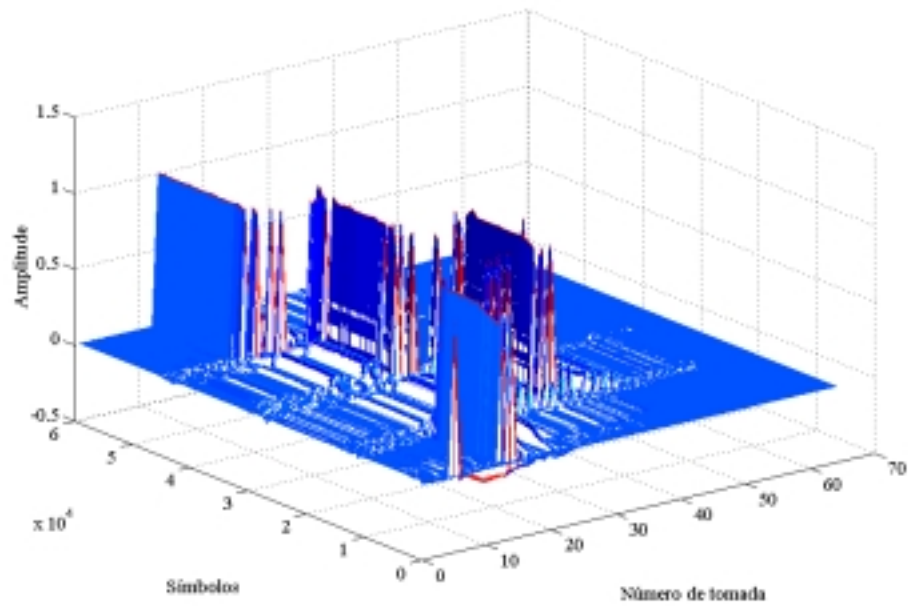


Figura 3.11 - Variação das amplitude das tomadas do filtro FIR.

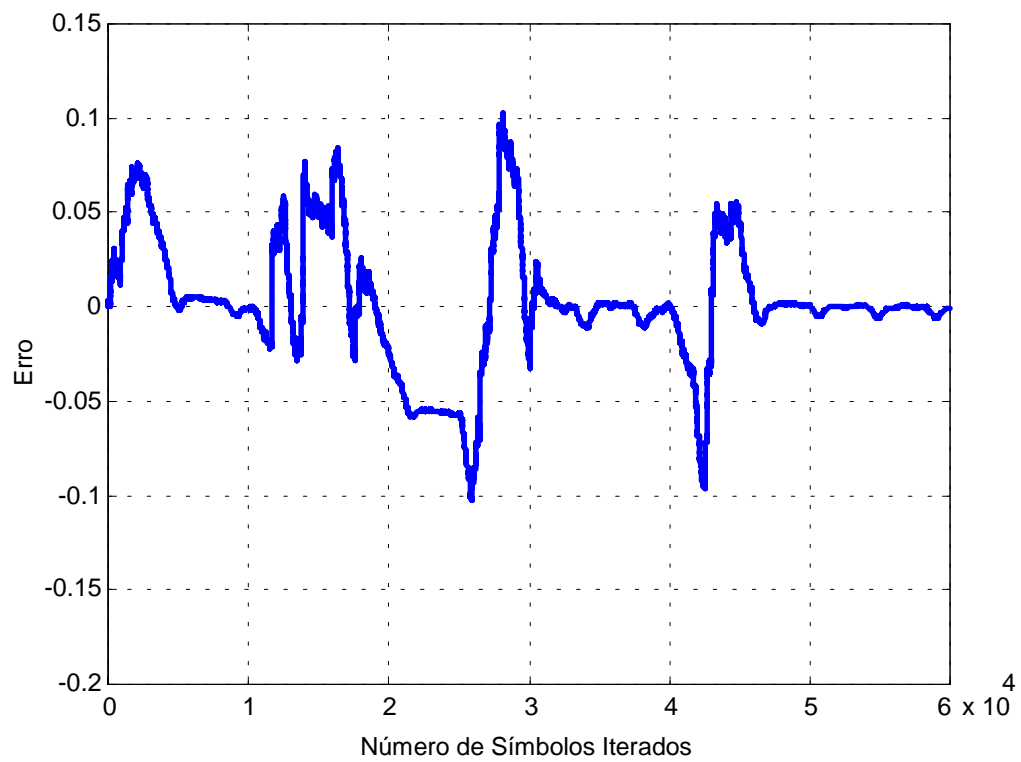


Figura 3.12 – Variação da ISI na tomada principal com o tempo.

3.4 Alocação Automática do Comprimento do Equalizador DFE

O equalizador DFE é composto por um filtro FIR, utilizado para combater pré eco, e um filtro FIR-1, para combater pós eco. O algoritmo do equalizador DFE possui um procedimento análogo ao realizado para o equalizador LE, com duas diferenças fundamentais:

a) A última tomada do filtro FIR é sempre a predominante, de maneira que para alterar a capacidade de correção do pré eco do filtro basta acrescentar ou retirar as tomadas iniciais.

b) O filtro FIR-1 fica após o FIR, de modo que para compensar o pós eco temos apenas que aumentar ou diminuir o tamanho do filtro FIR-1 alterando as tomadas finais.

A Figura 3.13 mostra uma representação gráfica do método que utiliza a seguinte técnica:

1) Adota-se dois limiares de amplitude mínima:

ρ - limiar mínimo da tomada do filtro FIR para que ocorra a variação no comprimento do equalizador.

ρ_1 - limiar mínimo da tomada do filtro FIR-1 para que ocorra a variação no comprimento do equalizador.

2) Para o FIR, partindo da tomada com maior amplitude, procuramos a última tomada que possua um valor acima do limiar adotado no passo 1.

3) Para o FIR-1, partindo da primeira tomada, procuramos a última tomada que possua um valor acima do limiar adotado no passo 1.

4) Adota-se uma região de guarda para ambos os filtros.

5) Adicionamos ou retiramos um número específico de tomadas em ambos os filtros, de maneira a ajustar a região de guarda.

6) O procedimento também é realizado em intervalos regulares.

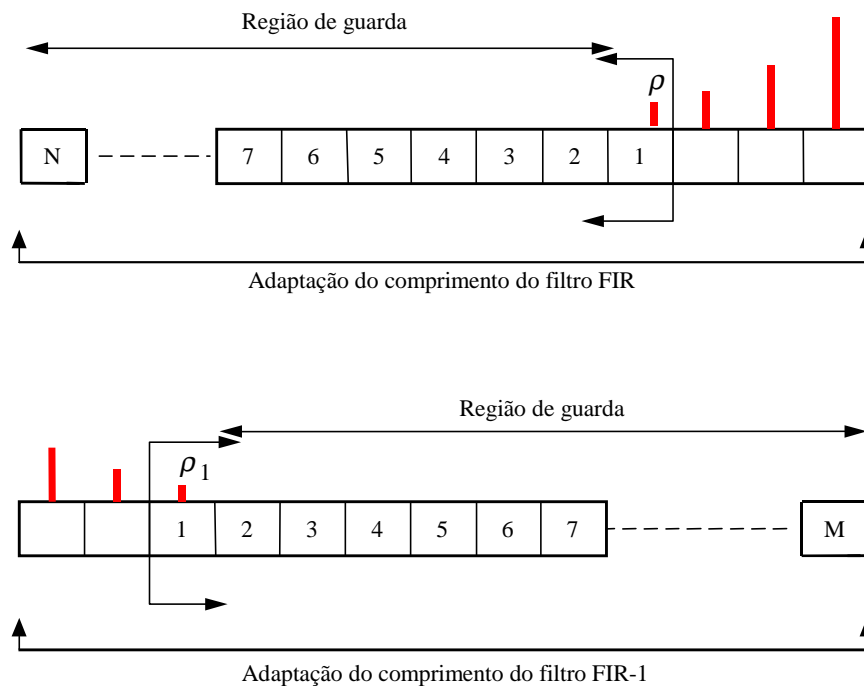


Figura 3.13 - Variação do comprimento do equalizador DFE

Na Figura 3.13 o limiar de variação do comprimento dos filtros do equalizador DFE dependerá dos mesmos fatores comentados na seção 3.3. O limiar mínimo ρ , para variação do comprimento do equalizador, pode apresentar valores diferentes para os filtro FIR e FIR-1, dependendo das condições morfológicas (obstáculos naturais – montanhas, ou artificiais - edifícios, casas) e de propagação do meio ambiente onde o receptor é inserido.

3.4.1 Equalizador DFE Adaptativo

A Figura 3.14 mostra o fluxograma utilizado na simulação do equalizador DFE. O bloco de configuração apresenta todos os parâmetros da simulação. Os dados obtidos na saída do canal são introduzidos em um equalizador com decisão realimentada, utilizando o algoritmo GPEA-*Godard* para atualização dos ganhos de tomada. O bloco seguinte realiza a simulação da variação da resposta impulsiva do canal. A seguir, ocorre o ajuste no comprimento do equalizador, e os dados obtidos

são expressos no formato de gráficos. Finalmente, quando o número de iterações estiver completo, a simulação é encerrada.

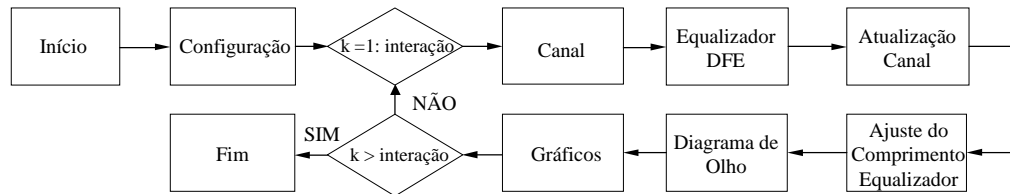


Figura 3.14 - Fluxograma do programa de simulação do Equalizador DFE com comprimento adaptativo.

3.4.2 Parâmetros da Simulação

Ambas as simulações são realizadas utilizando um gerador de números pseudo aleatórios que fornecerão os símbolos pertencentes a constelação 8 VSB ($\pm 7, \pm 5, \pm 3$ ou ± 1). O ruído do canal foi desconsiderado. O algoritmo de atualização das tomadas é baseado no método GPEA-*Godard*, com tamanho do passo de adaptação igual a 10^{-5} , $k_1 = 10$, $k_2 = 0,1$, passo $lms = 10^{-4}$.

I Canais fixos

O objetivo é verificar se o equalizador, inicialmente com um comprimento menor que o necessário e com a tomada principal em uma posição inadequada, consegue adaptar-se a este canal. A resposta impulsiva do canal não varia com o tempo. A região de guarda e o limiar da tomada estão detalhadas nas Figura 3.15, Figura 3.16 e Figura 3.17. A simulação detalha a resposta impulsiva de cada canal com a respectiva resposta impulsiva do equalizador após o término da simulação.

II Canais variáveis

O objetivo é constatar se o equalizador acompanha as alterações do canal. Variando os ganhos de tomada através de uma interpolação linear, criamos um canal variante no tempo, onde as respostas impulsivas dos três canais possuem 64 tomadas. A região de guarda para este canal possui um valor de 13 tomadas. Estabelecemos um limiar de 0,05 para o filtro FIR e de 0,03 para o filtro FIR-1.

3.4.3 Resultado da Simulação

I Canais fixos

Esta simulação mostrará a resposta impulsiva do canal e a resposta impulsiva do equalizador para três tipos de canal.

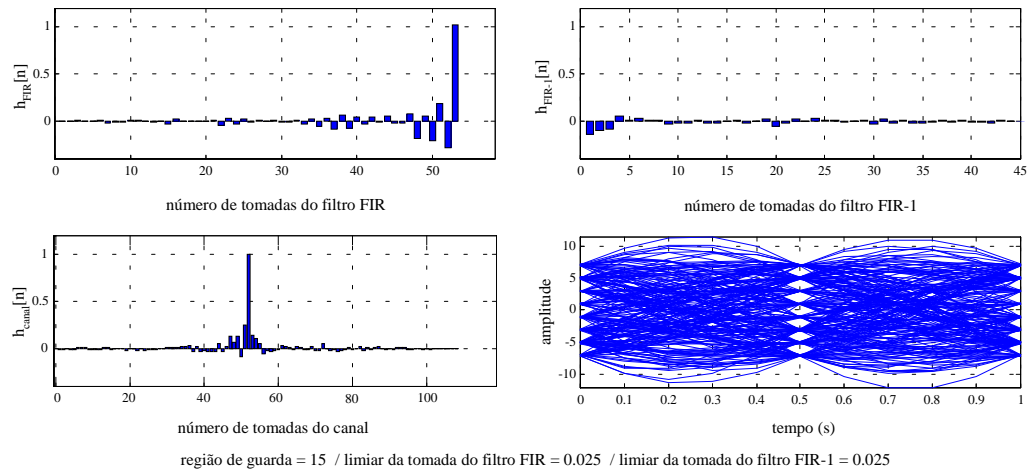


Figura 3.15 - Respostas impulsivas do canal A, filtro FIR e filtro FIR-1.

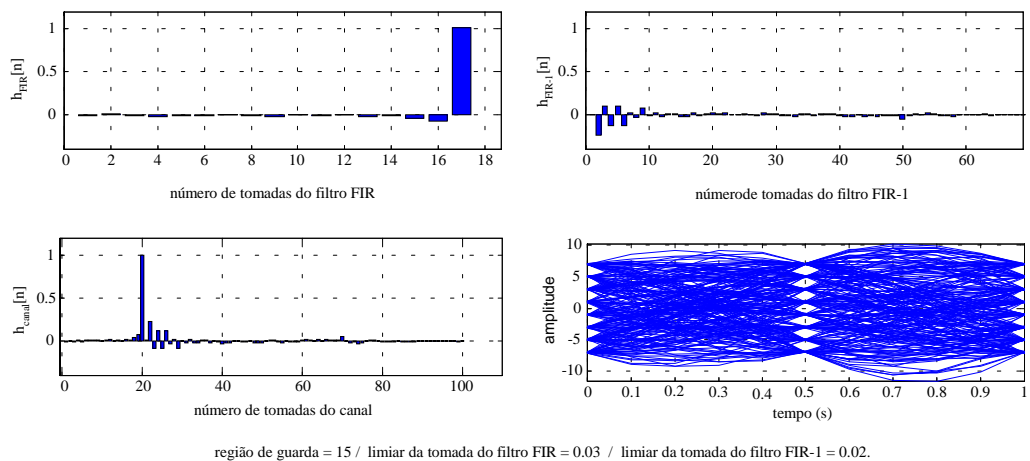


Figura 3.16 - Respostas impulsivas do canal B, filtro FIR e filtro FIR-1.

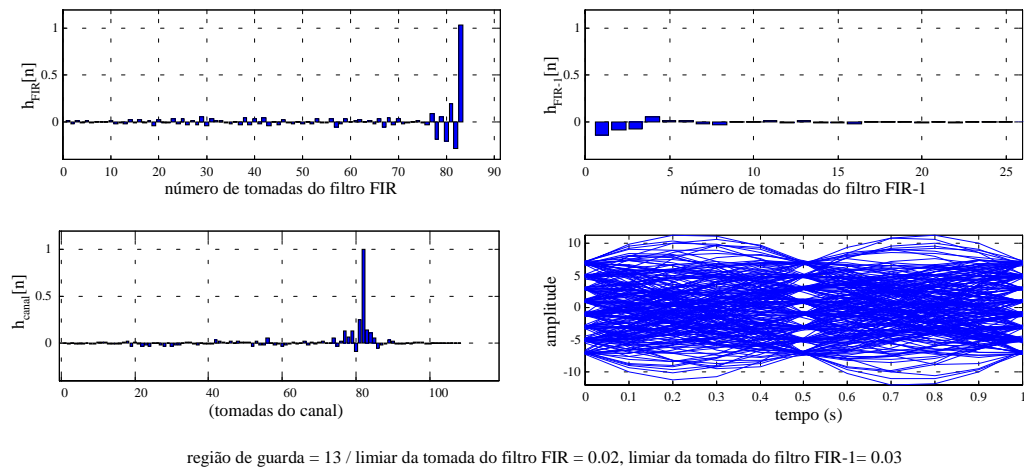


Figura 3.17 - Respostas impulsivas do canal C, filtro FIR e FIR-1.

Os canais com configurações distintas, foram equalizados com sucesso utilizando filtros de comprimentos adaptativos.

II Canais variáveis

A simulação utiliza os canais da Figura 3.2 e a matriz de configuração da Tabela 3.2.

Após a simulação ser completada, a Figura 3.18 mostra a abertura do diagrama de olho, comprovando a equalização do canal e as amplitudes finais dos ganhos de tomada do filtro FIR e do filtro FIR-1.

Uma importante observação na Figura 3.18 é com relação as tomadas do filtro FIR e FIR-1. Como o último canal apresenta somente pós eco, fica bem evidente que o filtro FIR não apresenta tomadas ponderadas pelo canal, utilizando o mínimo comprimento possível, já o filtro FIR-1 é a única porção do equalizador que apresenta tomadas acima do limite estabelecido para a variação do comprimento do equalizador que nesta simulação é de 13 tomadas.

A Figura 3.19(a) mostra como o comprimento dos filtros varia de acordo com a simulação, onde s_1 representa a variação do comprimento do filtro FIR e s_2 variação do comprimento do filtro FIR-1.

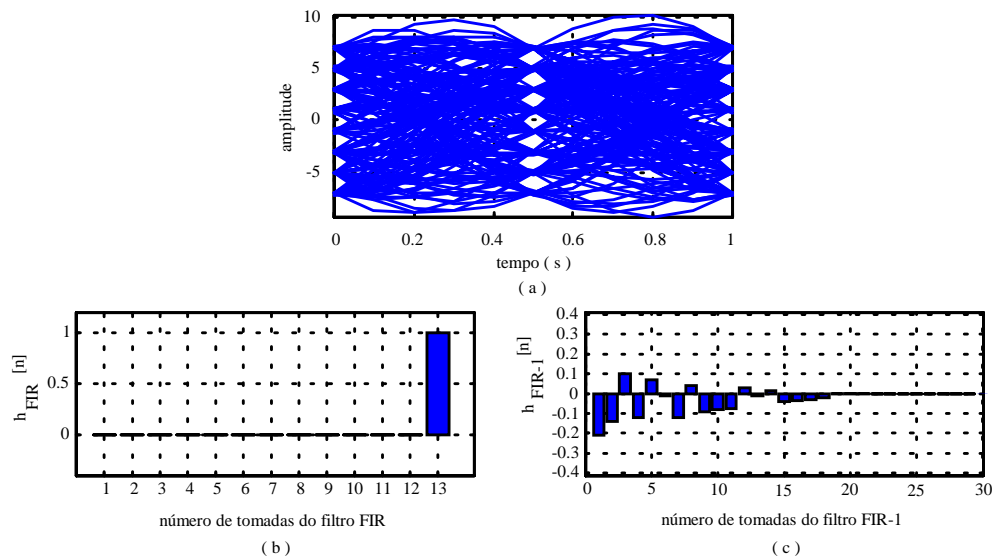


Figura 3.18 - (a) Diagrama de olho, (b) Amplitude das tomadas do filtro FIR, e (c) Amplitude das tomadas do filtro FIR-1, ambos ao final da simulação.

A Figura 3.19(b) e (c), mostram como ocorre a mudança dos ganhos de tomada dos filtros FIR e FIR-1 no equalizador, durante a simulação.

Podemos notar que o filtro FIR mostrado na Figura 3.19(b) não apresenta mudanças bruscas de valor na amplitude da última tomada, pois o algoritmo usado sempre considera a última tomada do filtro como principal, independente da resposta impulsiva do canal.

O filtro FIR-1 na Figura 3.19(c) mostra que as amplitudes das tomadas variam de acordo com a resposta impulsiva do canal, ou seja, quando ocorrer o pré-eco, os ganhos de tomadas serão nulos, caso contrário se a situação for de pós eco, existirá um ganho para as tomadas.

A versão tridimensional dos gráficos dos ganhos de tomada é mostrada na Figura 3.20(a) e Figura 3.20(b). A ordenada representativa da cota no gráfico, revela a informação da amplitude do ganho de determinada tomada ao longo da simulação.

As Figura 3.21 e a Figura 3.22 mostram como se comporta a interferência entre símbolos na tomada principal e na primeira tomada dos filtros FIR e FIR-1 respectivamente ao longo da simulação utilizando um equalizador DFE. É verificado que a interferencia entre símbolos não é tão grande quando ocorre a adaptação no

comprimento do equalizador. A ISI permanece em um patamar suficientemente baixo a ponto de não comprometer o sucesso da equalização.

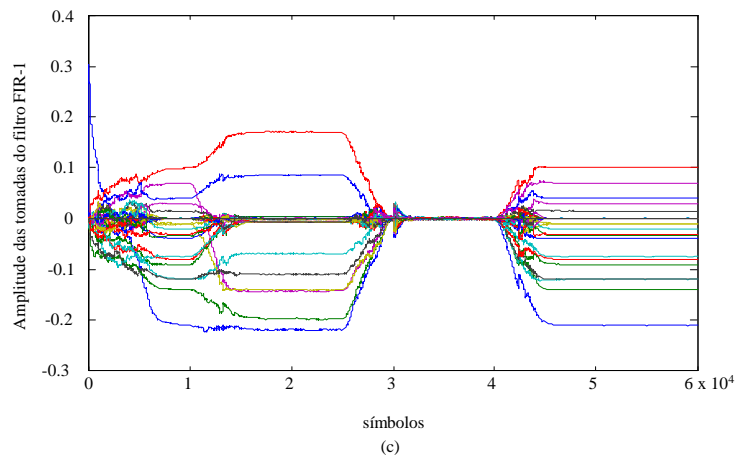
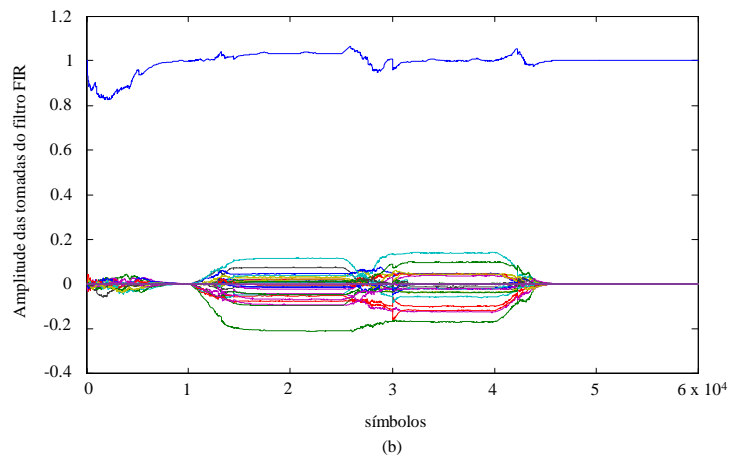
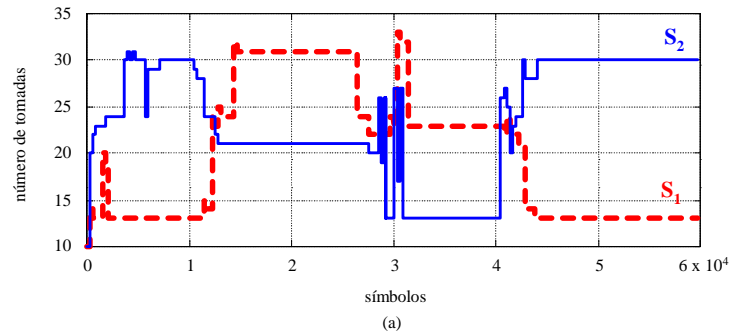
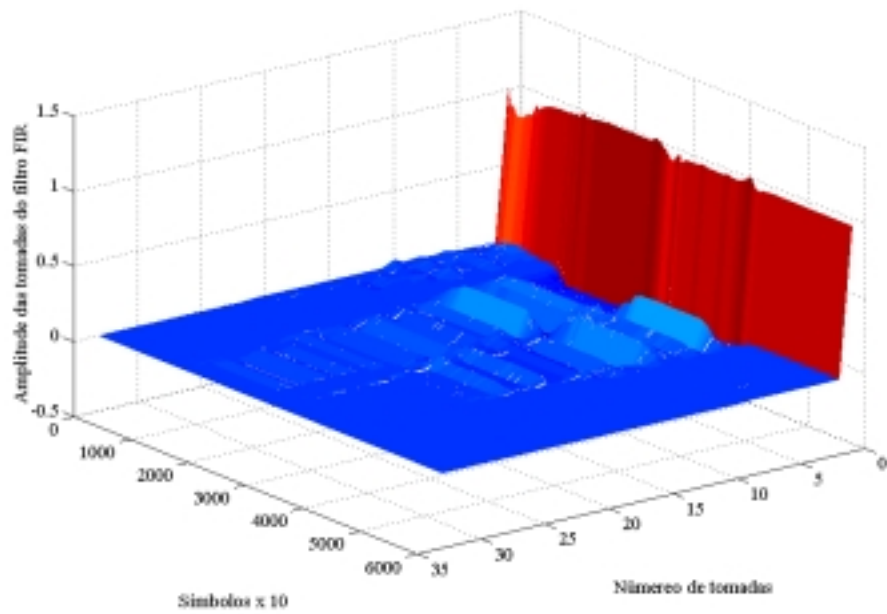
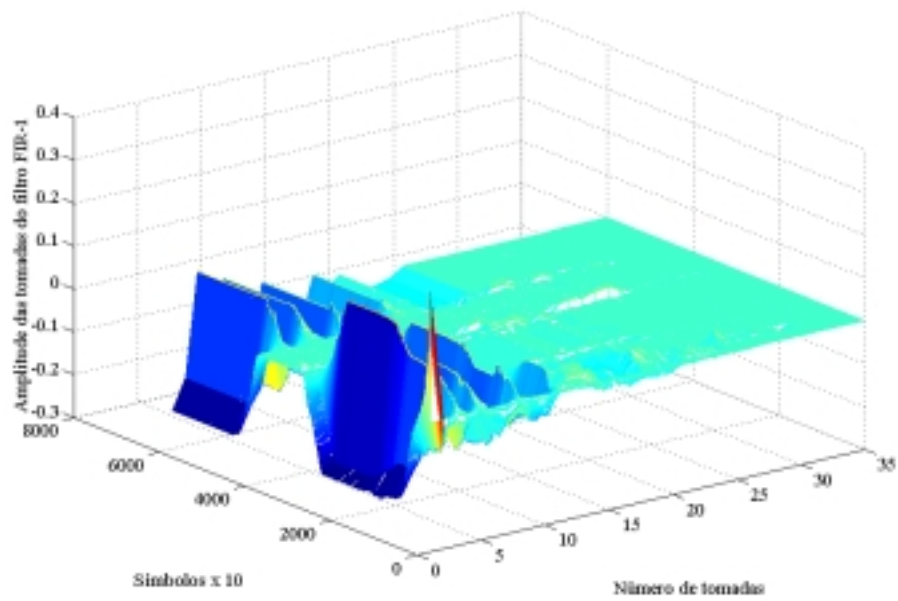


Figura 3.19 - (a) Comportamento da variação do comprimento das tomadas dos filtros, Amplitude das tomadas do (b) filtro FIR e (c) filtro FIR-1, ao longo da simulação.



(a)



(b)

Figura 3.20 - Gráfico em três dimensões da amplitude das tomadas do (a) filtro FIR e (b) filtro FIR-1.

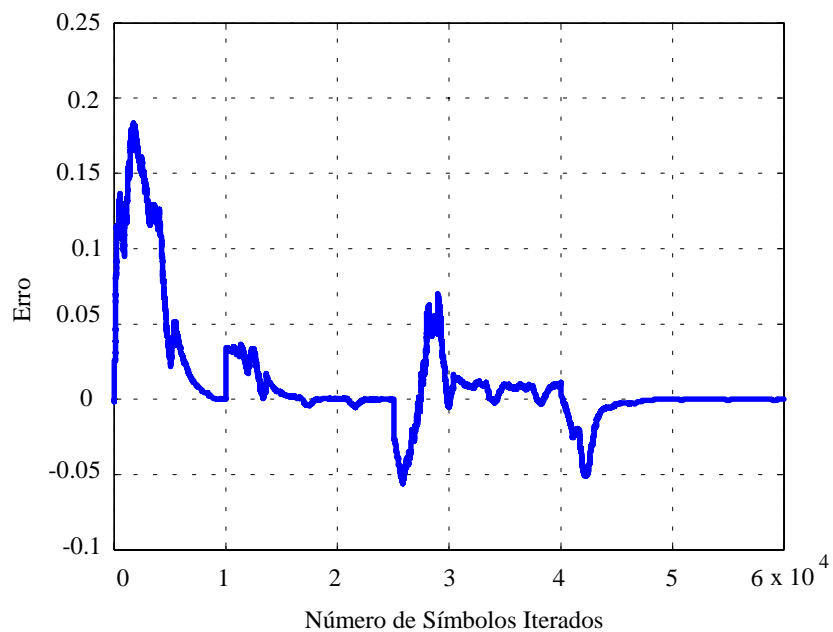


Figura 3.21 - Variação da ISI com o tempo referente a tomada principal do filtro FIR.

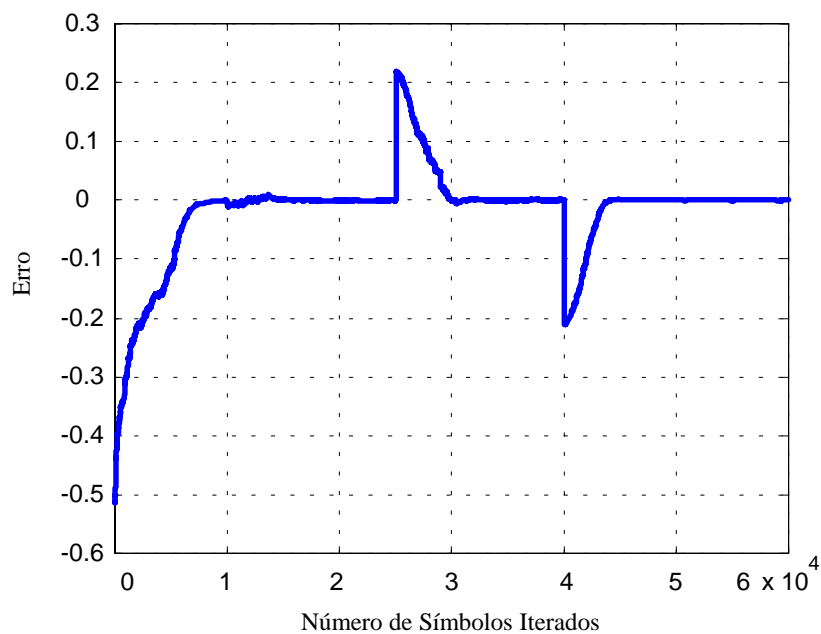


Figura 3.22 – Variação da ISI com o tempo referente a primeira tomada do filtro FIR-1

3.5 Conclusões

- O método utilizado para a escolha do número de tomadas é simples e eficiente. Possui apenas dois parâmetros de configuração: limiar de tomada e número de tomadas na região de guarda.
- O comprimento do filtro é inversamente proporcional ao limiar de tomada escolhido, ou seja, quando o valor do limiar for alto, o comprimento do filtro possuirá um valor pequeno, caso contrário, para um valor baixo do limiar, o comprimento do filtro será maior.
- O número de tomadas adotado para região de guarda, implicará no comprimento e na capacidade do equalizador de capturar múltiplos percursos.
- Múltiplos percursos que ocorrerem além do valor da região de guarda, podem não ser compensados pelo equalizador.
- Com a alocação adaptativa, verifica-se que ocorre a abertura do diagrama de olho, o que indica um número otimizado de tomadas.
- A variação do comprimento do filtro digital proporciona uma melhor utilização dos recursos computacionais.
- Independentemente do ambiente em que o receptor for introduzido, o equalizador gerenciará melhor o problema de dispersão causado por múltiplos percursos.
- O equalizador DFE com comprimento adaptativo apresentou uma operação mais eficiente quando comparado com um equalizador LE.
- A taxa de atualização do comprimento do filtro deve ser lenta o suficiente para que aconteça a convergência do equalizador antes que ocorra uma nova modificação em seu comprimento.
- Verificou-se em algumas simulações, que uma alta taxa de atualização do comprimento do filtro prejudica a convergência do equalizador.

Capítulo IV

Alocação Adaptativa do Comprimento do Equalizador para Canais com Dispersão Esparsa

4.1 Introdução

Após ser realizada a abordagem sobre a obtenção de um valor para o comprimento do filtro e a posição da tomada principal, será pesquisado um sistema de equalização com alocação adaptativa em canais com dispersão esparsa.

Definiremos um canal com dispersão esparsa como aquele formado por pacotes de múltiplos percursos, onde o atraso entre os pacotes é grande, os atrasos dos múltiplos percursos dentro de um pacote são pequenos e os pacotes são separados por regiões sem energia considerável, conforme mostra a Figura 4.1.

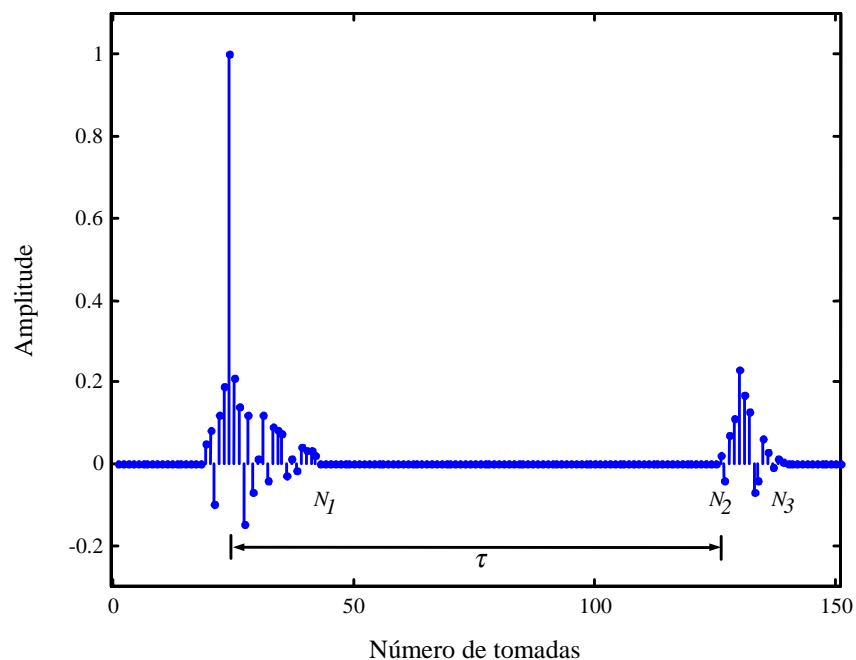


Figura 4.1 - Valores dos ganhos de tomada de um canal com dispersão esparsa.

O número de tomadas de um equalizador está relacionado com a dispersão temporal total, porém, quando o canal apresenta dispersão esparsa muitos ganhos de tomada serão nulos. Como podemos visualizar na Figura 4.1 a maior parte dos ganhos de tomada dentro do intervalo $(N1, N2)$ são nulos ou com amplitudes desprezíveis.

Explorando a característica do canal com dispersão esparsa e empregando o método de alocação adaptativa do comprimento dos filtros, é possível reduzir bastante a complexidade e o custo do equalizador. Assim, é possível substituir um equalizador com grande comprimento adaptativo por vários equalizadores de pequeno comprimento, cada qual associado a um pacote de dispersão.

Um esquema para este equalizador é apresentado na Figura 4.2 onde um filtro linear compensa o pré eco e um segundo filtro FIR-1, com decisão realimentada, compensa o pós eco do primeiro pacote de dispersão do canal. O “pacote” seguinte é compensado apenas por um filtro FIR-2 com decisão realimentada, cujos coeficientes são dados pela convolução do respectivo pacote de dispersão com a resposta do equalizador linear.

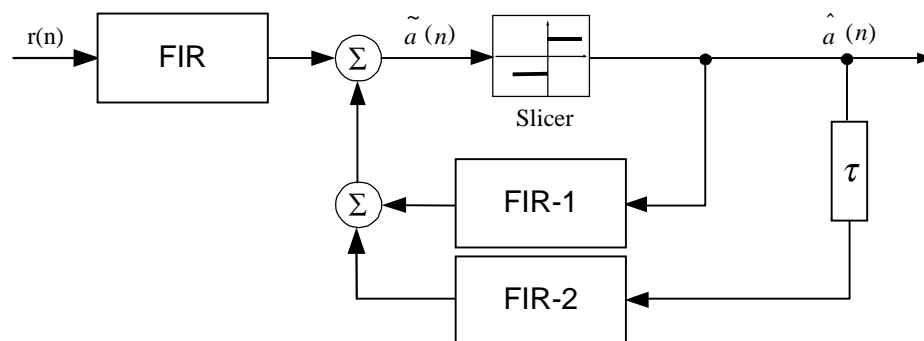


Figura 4.2 - Esquema de um equalizador para canal com dispersão esparsa.

O objetivo é aplicarmos as técnicas do capítulo anterior na determinação dos comprimentos ótimos dos filtros FIR, FIR-1 e FIR-2. Os atrasos entre os pacotes serão determinados utilizando a seqüência de treinamento do padrão ATSC e suas propriedades de correlação.

4.2 Modelagem do Canal com Dispersão Esparsa Variante no Tempo

Será utilizado um canal com dispersão esparsa variante no tempo para verificar o desempenho da técnica desenvolvida. O procedimento consiste em escolher um banco de canais para teste, iniciando a simulação adotando um dos canais e deixando este fixo por um período de tempo. A partir da matriz de configuração, muda-se o canal de simulação atual para qualquer um dos canais do banco de canais. A transição entre um canal e outro é realizado através de uma interpolação linear alteramos os valores dos ganhos de tomada.

Para que possa ser verificada a alteração no comprimento do equalizador durante a simulação, serão apresentadas as respostas impulsivas de quatro canais denominados de $h_1[n]$, $h_2[n]$, $h_3[n]$, $h_4[n]$, ilustrados na Figura 4.3.

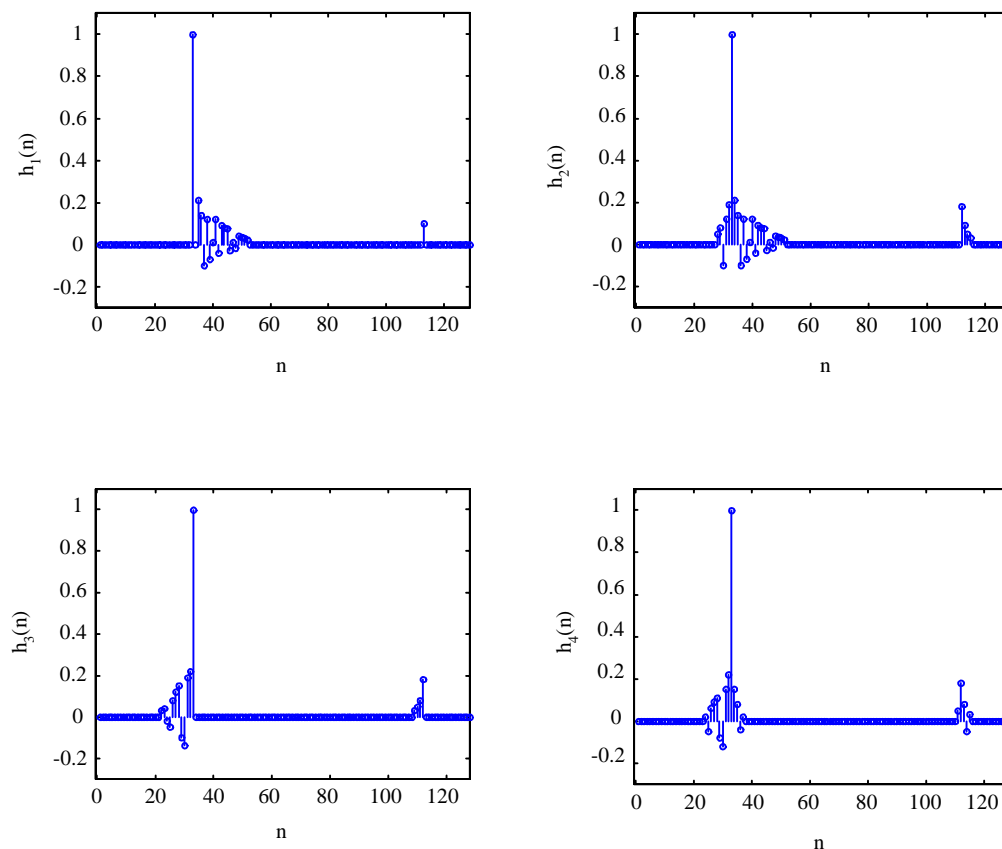


Figura 4.3 - As respostas impulsivas dos quatro canais utilizados.

A Tabela 4.1 mostra como o canal com dispersão esparsa se comportará durante a simulação.

Tabela 4.1 - Esquema de variação do canal com dispersão esparsa na simulação.

Iteração inicial	Iteração final	Canal A	Canal B	Situação
0	20000	1	1	Fixo
20000	22000	1	2	Variante
22000	45000	2	2	Fixo
45000	48000	2	3	Variante
48000	70000	3	3	Fixo
70000	74000	3	4	Variante
74000	100000	4	4	Fixo

A matriz da Tabela 4.1. mostra como será realizada a variação do canal durante a simulação, seguindo os seguintes passos:

- 1 - Inicia-se a simulação utilizando o canal 1 que permanece fixo até que 20000 iterações sejam completadas.
- 2 - Através de uma interpolação linear entre 20000 e 22000 iterações ocorre a mudança na resposta impulsiva do canal 1 comutando para o canal 2.
- 3 - Após 22000 iterações o canal 2 permanece fixo até 45000 iterações.
- 4 - Entre 45000 e 48000 iterações ocorre a mudança na resposta impulsiva do canal 2 comutando para o canal 3.
- 5 - Após 48000 iterações o canal 3 permanece fixo até 70000 iterações.
- 6 - Entre 70000 e 74000 iterações ocorre uma nova mudança na resposta impulsiva do canal 3 para o canal 4.
- 7 - Finalmente entre 74000 e 100000 iterações a resposta impulsiva do canal 4 permanece inalterada, concluindo a simulação.

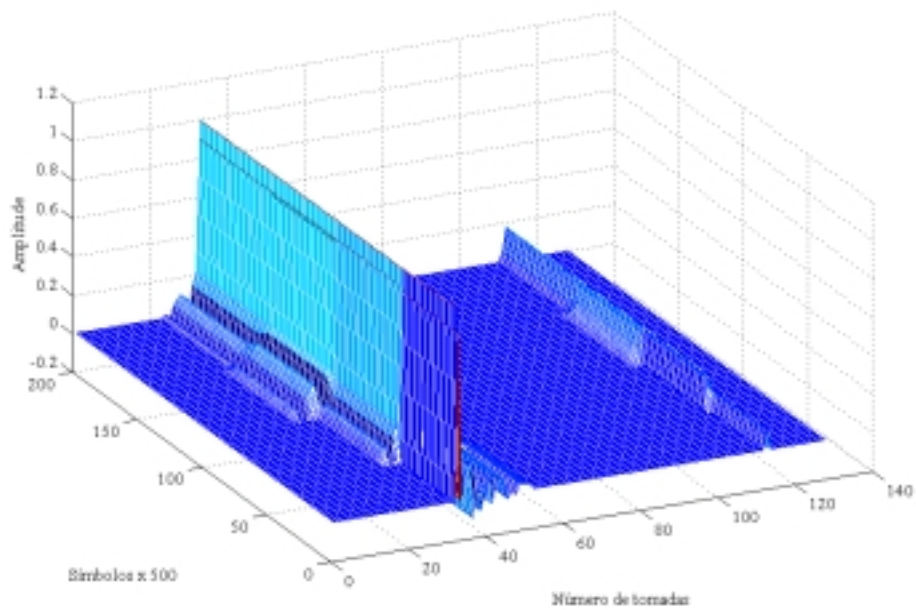


Figura 4.4 - Variação da resposta impulsiva do canal com dispersão esparsa, pré eco do pacote principal e porção esquerda do pacote esparsa.

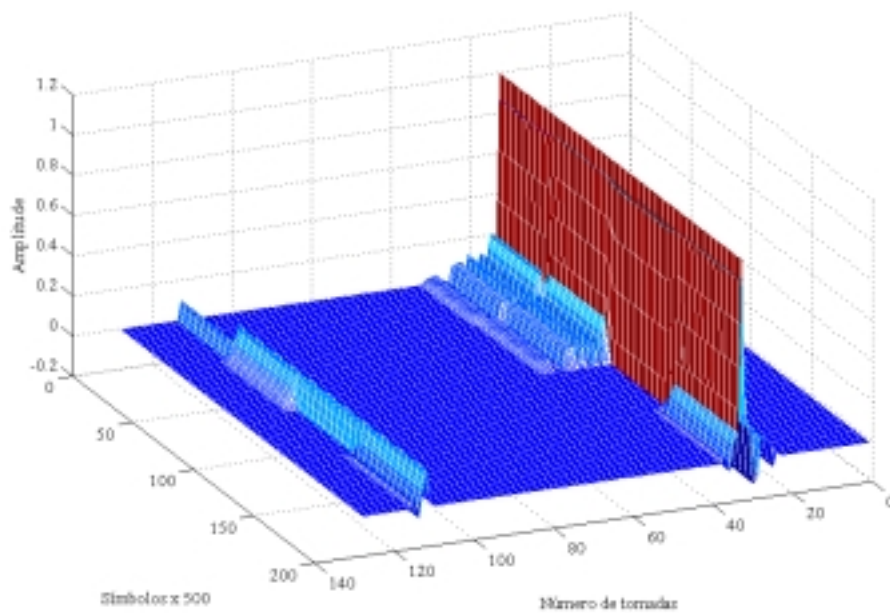


Figura 4.5 - Variação da resposta impulsiva do canal com dispersão esparsa, pós eco do pacote principal e porção direita do pacote esparsa.

4.3 Estimativa do Canal

Para estimar o canal serão empregadas técnicas de correlação entre sinais, para que seja possível determinar os pontos onde ocorrem os pacotes esparsos, e então utilizar um equalizador com comprimento adaptativo para obter a equalização do canal. O diagrama em blocos mostrado na Figura 4.6 é utilizado para o entendimento do processo de estimativa dos atrasos.

Este processo de determinação do atraso poderia ser programado para atuar quando recebesse a seqüência de treinamento, no caso do padrão americano ATSC de televisão digital, a cada 313 segmentos. O sinal estimado na saída deste algoritmo, será utilizado para servir de referência ao equalizador no intuito de atualizar a posição em que o pacote esparsos está ocorrendo. Caso o atraso não seja estimado corretamente a equalização do canal não será obtida.

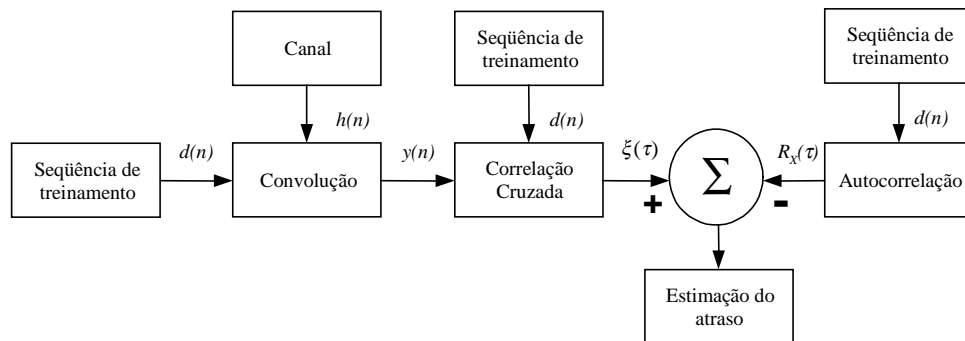


Figura 4.6 - Diagrama para determinar os múltiplos percursos em um canal com dispersão esparsa.

Onde:

$d(n)$ – Seqüência de treinamento.

$\xi(\tau)$ - Função de correlação cruzada.

$h(n)$ – Resposta impulsiva do canal.

$y(n)$ - n -ésima amostra do sinal na saída do sistema.

$R_x(\tau)$ – Função de auto correlação.

4.4 Alocação Automática do Comprimento do Equalizador DFE para Canais com Dispersão Esparsa

O projeto do filtro com comprimento adaptativo, utilizado na equalização de canais com dispersão esparsa, é apresentado na Figura 4.7.

Sua representação será realizada através de vetores que auxiliarão no entendimento do método de alocação adaptativa das tomadas.

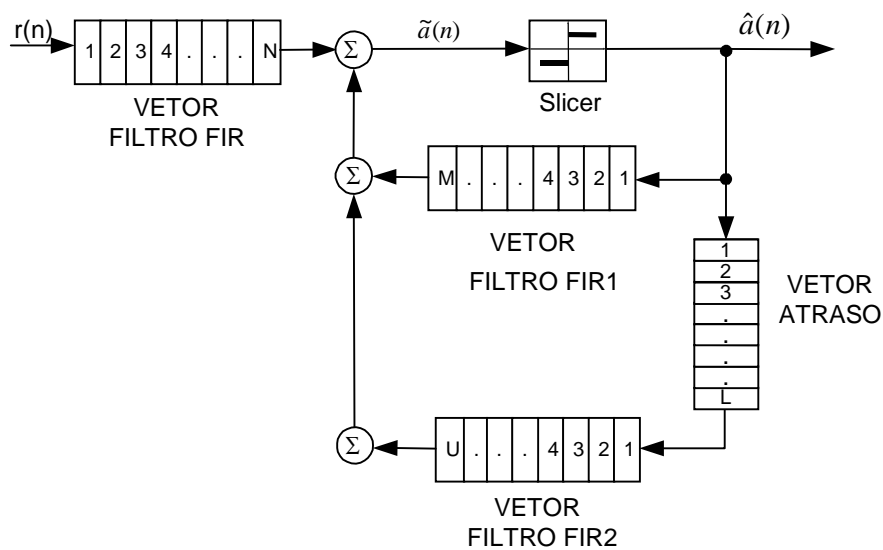


Figura 4.7 - Representação de um equalizador DFE, através de vetores.

Onde:

L - Comprimento do vetor de atraso.

N - Comprimento do filtro FIR direto.

M - Comprimento do filtro de realimentação FIR-1.

U - Comprimento do filtro de realimentação FIR-2.

Cada filtro da Figura 4.7 é responsável por eliminar especificamente uma parte da interferência provocada pelo canal, conforme mostra a Figura 4.8.

O próximo item detalha cada uma das partes do canal e sua influência no equalizador.

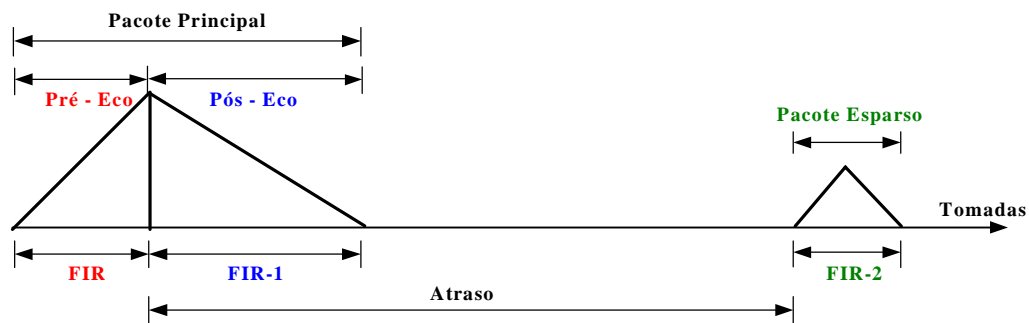


Figura 4.8 - Canal com dispersão esparsa.

4.4.1 Variação do Pré-Eco do Pacote Principal

A variação do pré eco no pacote principal do canal não interfere no processo de equalização do pacote esparsa, pois o vetor de atraso não trocará posições com o vetor do filtro FIR-2. O filtro FIR apenas sofrerá uma variação em seu comprimento aumentando ou diminuindo o número N de tomada utilizando o método estabelecido no capítulo 3. A Figura 4.9 mostra a variação do pré-eco do pacote principal.



Figura 4.9 - Variação do pré eco do pacote principal.

4.4.2 Variação do Pós-Eco do Pacote Principal

A variação do pós-eco do canal principal, também pode ser realizada de um modo simples, aumentando ou diminuindo o número M de tomadas do filtro FIR-1. O cuidado que deve ser levado em consideração é que este filtro não pode sobrepor a região de atuação do filtro FIR-2, responsável pela compensação do pacote esparsa. A Figura 4.10 detalha a variação do pós eco do pacote principal.

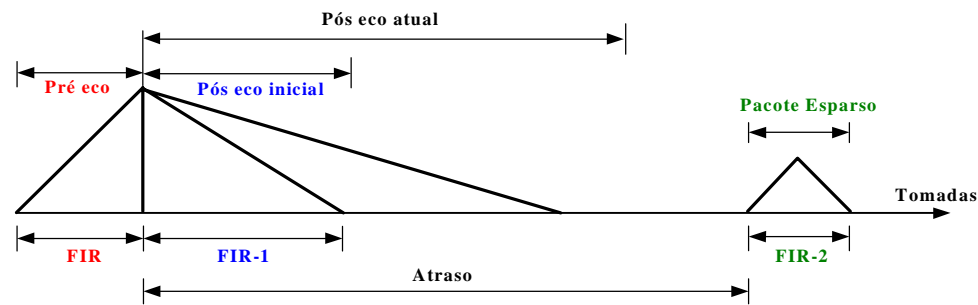


Figura 4.10 - Variação do pós eco do pacote principal.

4.4.3 Variação do Pacote Esparsos

Quando ocorrer uma variação no pacote esparsos, o algoritmo de atualização de comprimento do equalizador DFE, atuará de forma parecida com o que foi proposto no capítulo 3. Entretanto, o atraso entre a tomada principal e o pacote esparsos deve ser estimado se for encontrada uma variação da porção esquerda do filtro FIR-2. Assim, pode-se ter duas situações:

- a- Se o vetor representando o pacote esparsos possuir uma variação à sua direita, o programa não precisa alterar o vetor de atraso, porque que não haverá influência deste sobre o atraso, conforme mostra a Figura 4.11.
- b- Se ocorrer uma variação no comprimento do filtro FIR-2 em direção à porção esquerda, o atraso influenciará o vetor de alocação do filtro FIR-2, como mostram as Figura 4.12, e Figura 4.13. Neste momento tem-se duas situações:
 - 1 Quando ocorrer um decréscimo no atraso entre o pacote principal e o esparsos, devido a um aumento da parte esquerda do pacote esparsos, o procedimento de ajuste é detalhado na Figura 4.12(a) na forma de vetores e na Figura 4.12(b) através de um sistema de pacotes distribuídos no tempo.
 - 2 Quando ocorrer um acréscimo no atraso entre os pacotes, devido a uma diminuição da parte esquerda do pacote esparsos, o procedimento de ajuste

é mostrado na Figura 4.13(a) pela representação de vetores e na Figura 4.13(b) através de um desenho dos pacotes de dispersão no tempo.

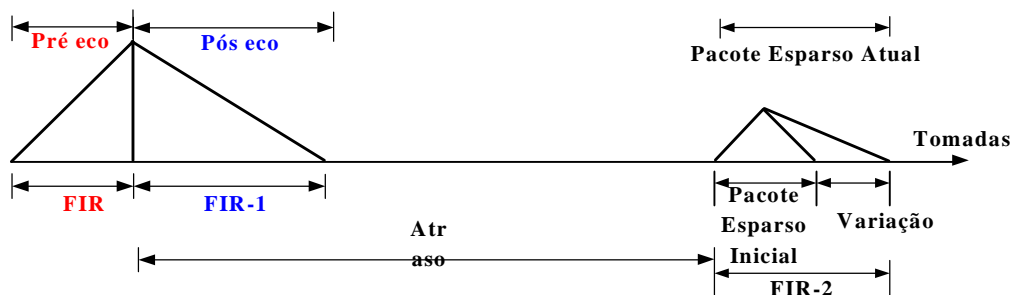


Figura 4.11 - Variação do pós eco do pacote esparsos.

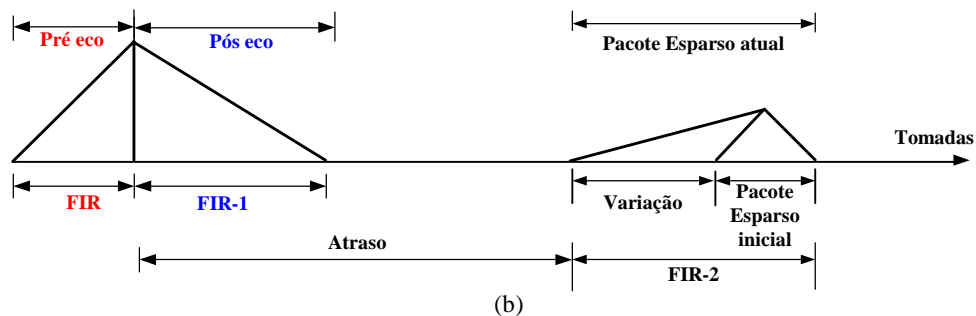
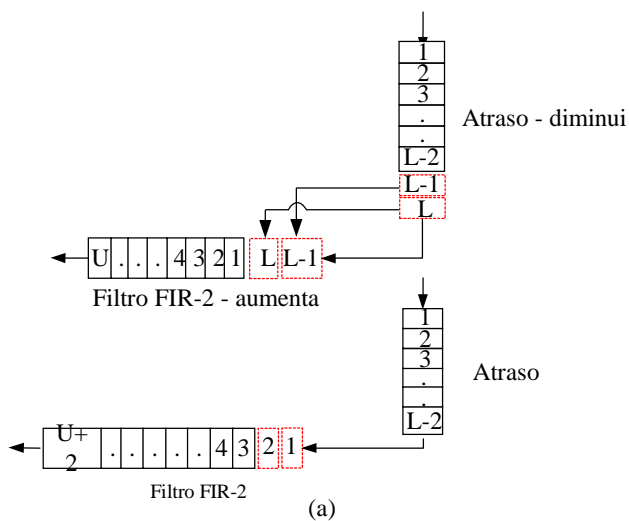


Figura 4.12 - (a) Intercâmbio entre o vetor de atraso e o filtro FIR-2, quando ocorrer pré eco, (b) Canal representado por pacotes no tempo.

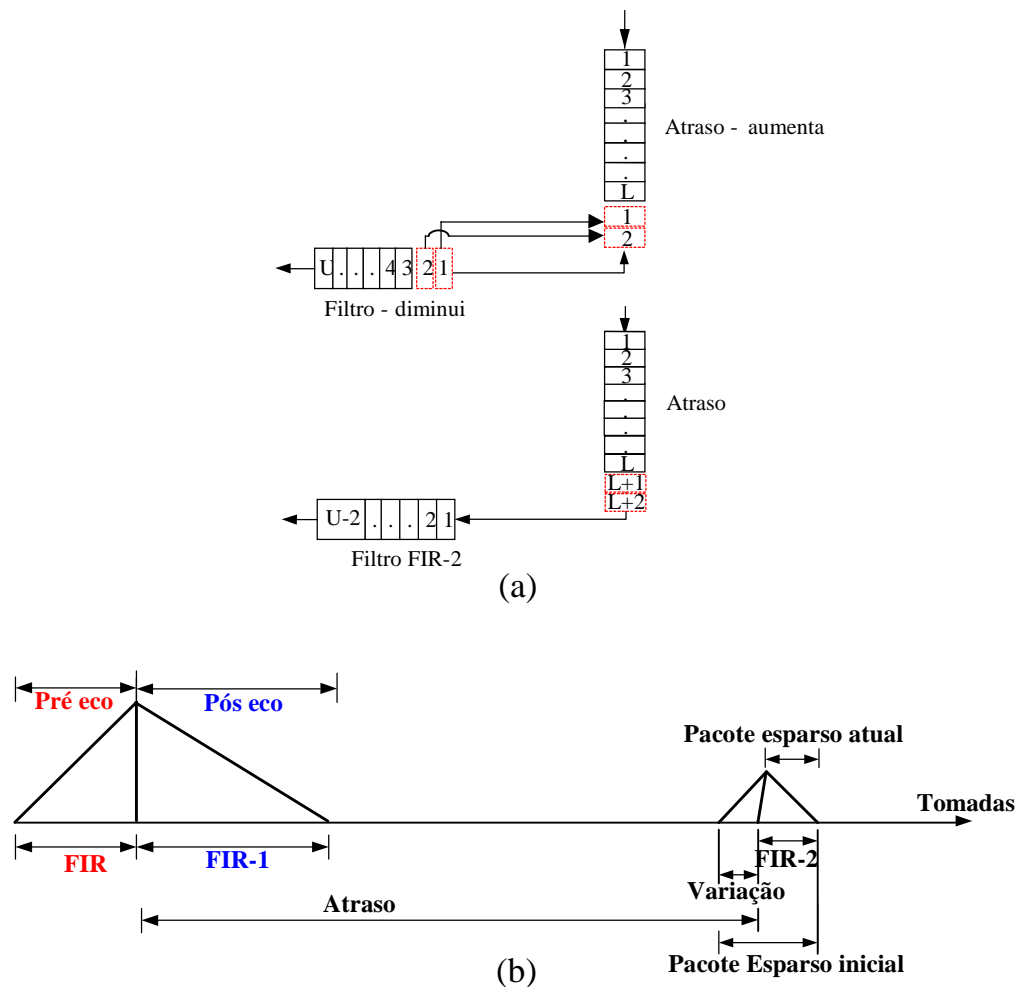


Figura 4.13 - Intercâmbio entre o vetor de atraso e o filtro FIR-2, quando ocorrer pré eco, (b) Canal representado por pacotes no tempo.

O algoritmo funciona com o objetivo de transferir o conteúdo dos vetores entre eles de modo que não ocorra perda de posições. Quando for necessário aumentar o número de tomadas à esquerda do filtro FIR-2, o vetor de atraso deverá ter o número de suas tomadas subtraídas pelo mesmo número de tomadas adicionadas no filtro FIR-2. Quando o número de tomadas à esquerda do filtro FIR-2 diminuir, o vetor de atraso deverá receber um número de tomadas igual ao valor retirado do filtro FIR-2.

Após encontrar o atraso entre os pacotes, o programa começa a executar o algoritmo proposto modificando os filtros para que seja feita a equalização.

4.4.4 Equalizador DFE Adaptativo para Canais com Dispersão Esparsa

A Figura 4.14 mostra um diagrama em blocos do simulador do equalizador DFE, proposto para canais esparsos. O bloco de configuração apresenta todos os parâmetros que são necessários para a simulação. Após o canal os dados são introduzidos em um equalizador DFE esparsa. O bloco seguinte realiza a simulação da variação do canal, importante para que possa ser obtido o efeito da variação no comprimento do equalizador. Após isto é realizado o ajuste do comprimento do equalizador, necessário para a nova situação do canal. O diagrama e os demais gráficos contendo diversas informações sobre a simulação são mostrados e, finalmente, se o número de interações foi completado, a simulação é encerrada.

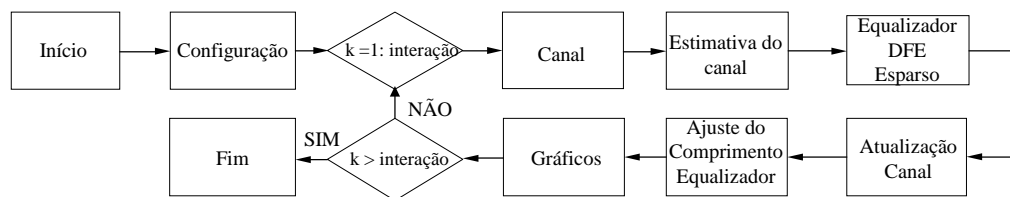


Figura 4.14 - Fluxograma do programa de simulação do Equalizador DFE - Esparsa com comprimento adaptativo.

4.4.5 Parâmetros da Simulação

Serão utilizadas as respostas impulsivas $h_1[n]$, $h_2[n]$, $h_3[n]$ e $h_4[n]$ em cada instante de tempo pré determinado como mostra a Figura 4.3, a simulação deste sistema. O ruído do canal foi desconsiderado. Embora ocorram variações nos valores das tomadas do canal, estabelece-se que todas as respostas impulsivas possuam um limite de 128 tomadas. Se elas forem analisadas a uma taxa de símbolos de 10,67 MHz no sistema ATSC, corresponderá a uma dispersão temporal de $12\mu\text{s}$. O algoritmo de atualização dos ganhos de tomada é baseado no método GPEA-*Godard*, com tamanho do passo de adaptação igual a 10^{-5} , $k_1 = 10$, $k_2 = 0,1$, passo $\text{lms} = 10^{-4}$. Os limites máximos de variação das tomadas do equalizador DFE esparsa estão configurados conforme a Tabela 4.2.

Tabela 4.2 - Configuração do parâmetros da simulação

	Limite - Tomada	Limiar de variação do filtro
Filtro – FIR	10	0,05
Filtro – FIR-1	5	0,035
Filtro – FIR-2	10	0,04

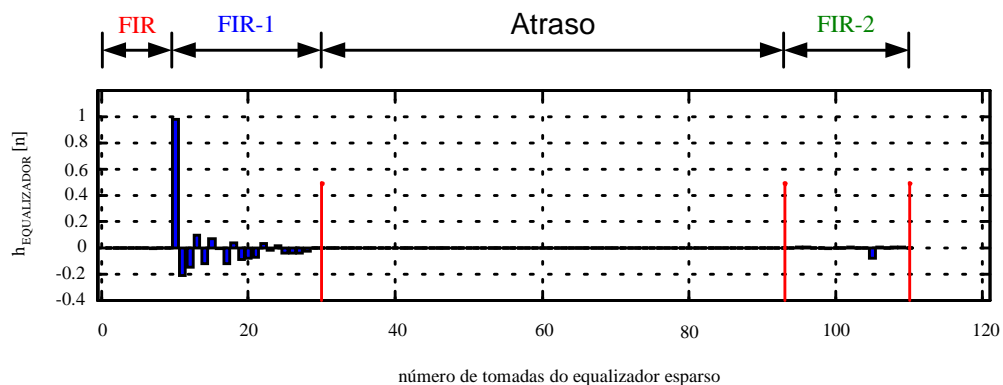
O programa de simulação primeiro chama uma rotina para configurar todos os parâmetros, a seguir será gerada uma seqüência de treinamento, utilizada para estimar o canal. Com o atraso do canal estabelecido, o equalizador inicia a equalização do canal no pacote principal e no pacote esparsos. Assim, entram em ação os algoritmos de adaptação dos coeficientes e comprimento dos filtros que constituem o equalizador.

4.4.6 Resultado da Simulação

Após a simulação ser finalizada, dispomos de algumas informações sobre o comportamento dos filtros que serão expostas a seguir na forma de gráficos.

A Figura 4.15 mostra o comportamento do equalizador após o último canal da Tabela 4.1 ser simulado, sendo também detalhadas as posições das tomadas dos filtros FIR, FIR-1 e FIR-2 no equalizador. A abertura do diagrama de olho na

Figura 4.16 confirma o sucesso da equalização do canal.

**Figura 4.15** - Situação das amplitudes dos filtros do equalizador após a simulação.

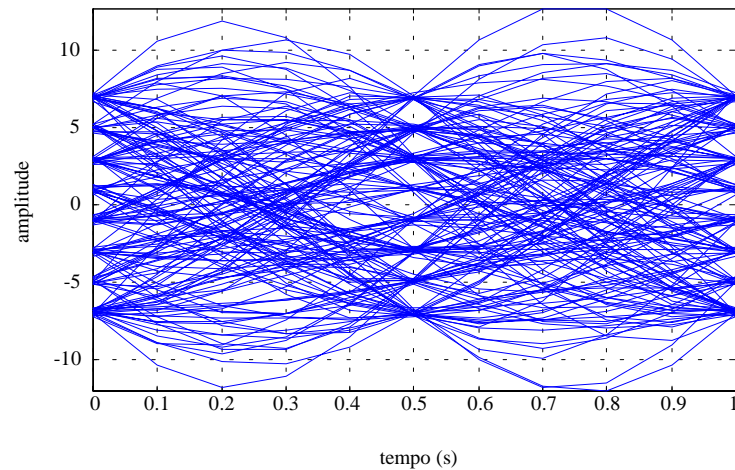


Figura 4.16 - Diagrama de olho.

O estado final do canal na simulação apresenta somente pós eco no pacote principal e uma única tomada no pacote esparsos. Assim, os filtros do equalizador apresentam a seguinte situação:

- (a) O filtro FIR não apresenta tomadas ponderadas pelo canal e possui o mínimo comprimento possível. Nesta simulação este parâmetro foi configurado com o valor de 10 tomadas.
- (b) O filtro FIR-1 apresenta os ganhos de tomada ponderadas que invertem a resposta impulsiva do canal possibilitando a equalização. Apresenta uma adaptação em seu comprimento maior que o número mínimo de tomadas configurados para a região de guarda.
- (c) O filtro FIR-2 é responsável em equalizar o pacote esparsos. O filtro conseguiu inverter a resposta impulsiva do canal como notamos ao final da simulação.

A Figura 4.17(a) mostra as variações dos comprimentos dos filtros digitais durante a simulação, onde:

$s_1^{\#}$ - indica a variação das tomadas do filtro relativa ao pré eco no pacote principal.

$s_2^{\#}$ - indica a variação das tomadas do filtro relativa ao pós eco no pacote principal.

s_3 - variação total das tomadas do filtro relativa ao pacote esparsos.

s_4 - indica a variação do atraso entre o pacote principal e o esparsos.

As Figura 4.17(b), (c), (d) mostram como ocorre a mudança dos ganhos de tomada dos filtros FIR, FIR-1 e FIR-2 no equalizador, durante a simulação.

O filtro FIR-1 na Figura 4.17(c), mostra que as amplitudes das tomadas variam de acordo com a resposta impulsiva do canal. A ocorrência de pré eco, implica que os ganhos de tomadas deste filtro serão nulos, e na situação de pós eco, é obtido um ganho para as tomadas do filtro.

A versão tridimensional dos gráficos dos ganhos de tomada, é mostrada na Figura 4.18(a), Figura 4.18(b) e Figura 4.18(c). A ordenada que representa a cota do gráfico revela a informação da amplitude do ganho de determinada tomada.

A seguir apresentamos alguns resultados interessantes sobre a simulação realizada, com suas respectivas análises.

4.5 Conclusões

- Mostrou-se que a técnica adaptativa para o controle do número de tomadas também foi eficiente para equalizadores de canais com dispersão esparsa.
- O procedimento de ajuste dos comprimentos dos filtros continua simples.
- O equalizador para canais com dispersão esparsa pode seguir o pacote esparsos, simplesmente alterando o atraso.
- O conceito de equalizadores para canais com dispersão esparsa mostrou que podemos substituir um equalizador com comprimento grande por vários equalizadores com comprimento menores.
- Esta técnica também pode ser usada em transmissões com um único transmissor para eliminar um eco isolado afastado do pulso principal.

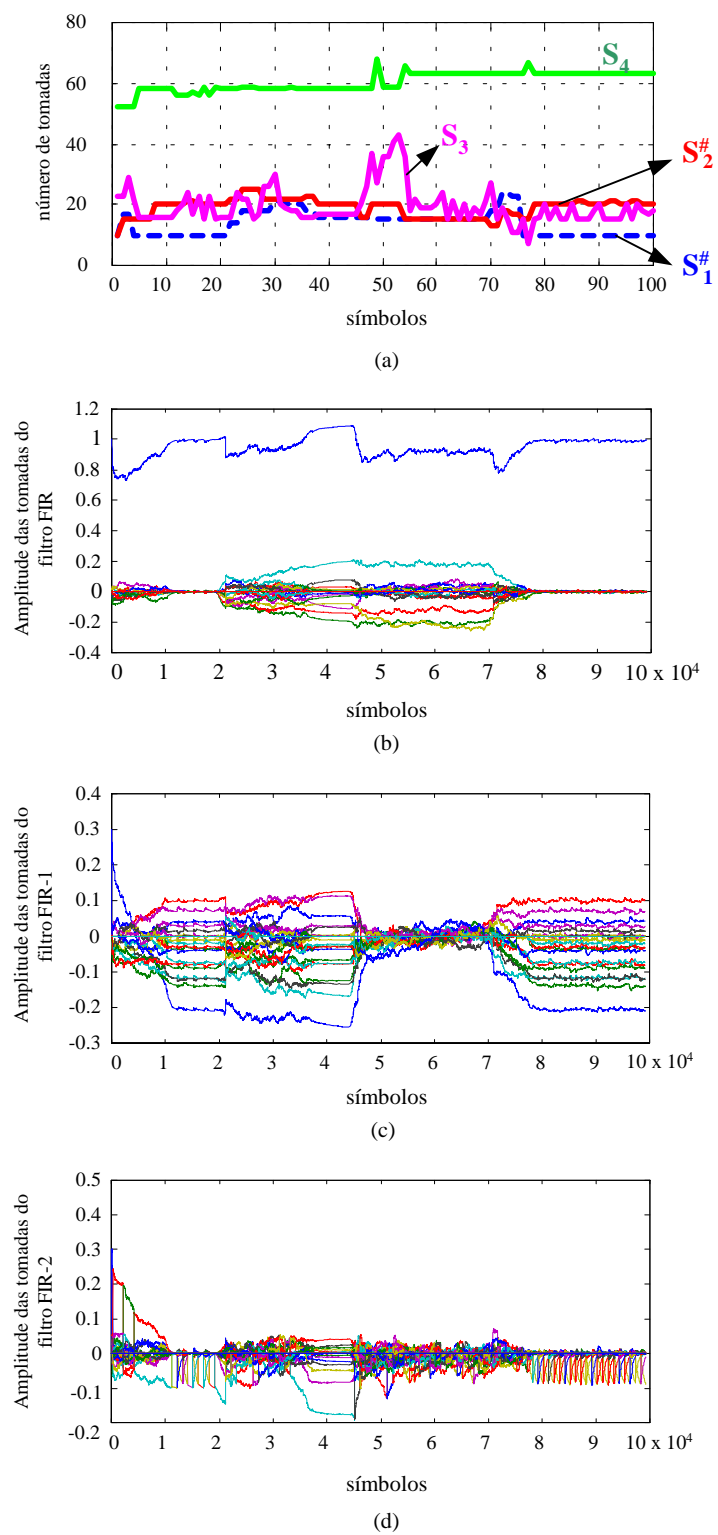
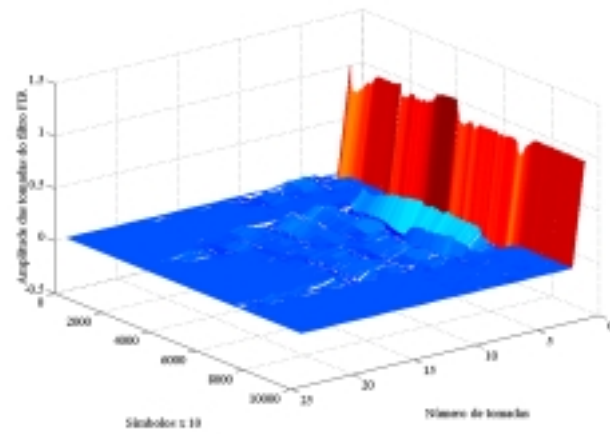
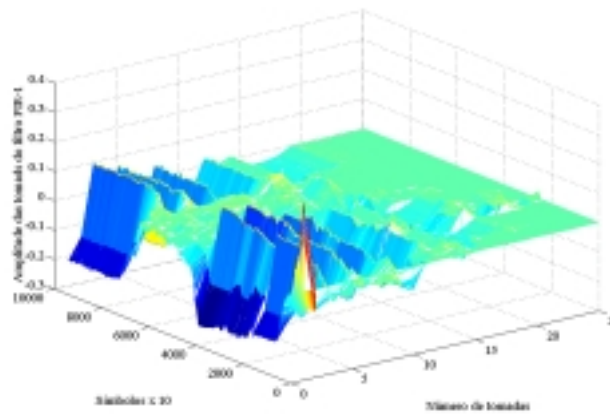


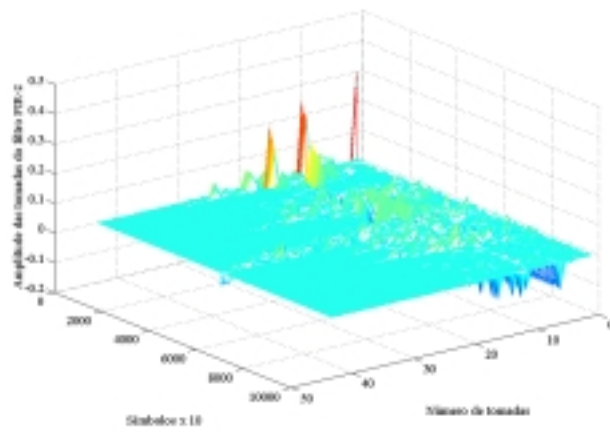
Figura 4.17 - (a) Comportamento da variação das tomadas do equalizador, Amplitude das tomadas do (b) filtro FIR e (c) filtro FIR-1, (d) filtro FIR-2, ao longo da simulação.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.18 - Gráfico em três dimensões da amplitude das tomadas do (a) filtro FIR, (b) filtro FIR1 e (c) filtro FIR-2.

Capítulo V

Conclusão

A idéia de tentar implementar um equalizador com comprimento adaptativo nos pareceu atraente pelos diversos fatos já mencionados: redução da carga computacional e otimização da resposta impulsiva do filtro do equalizador. Em pesquisas realizadas, antes e durante o processo de elaboração da dissertação, não foi encontrado quase nenhuma referência sobre esse assuntos. A única exceção é um artigo comercial [2] que faz alguma citação sobre este tema. A notícia tem por base a pesquisa e implementação de um equalizador que possui a capacidade de determinar dinamicamente as tomadas que serão utilizadas pelo equalizador. Apenas alguns trechos fornecem algumas dicas:

“The NEXT2000 uses an adaptative-allocation algorithm that places a subset of taps across 528 positions. ”

“The location of the active subset of taps among the possible 528 positions is done adaptively.”

“Hence, the tap-allocation algorithm sense channel time variations and re-allocate the active taps across the 528 positions. ”

Estas indicações mostram a possibilidade de implementar um equalizador com comprimento adaptativo. Esta empresa, a *Next Wave*, atua no mercado norte americano fornecendo equalizadores para as empresas integradoras de tecnologia para televisão digital nos Estados Unidos.

Nesta dissertação, o objetivo era verificar a estabilidade do equalizador quando na troca do comprimento. As simulações mostraram que se a atualização dos comprimentos forem feitas numa taxa adequada (tem-se que esperar a convergência do equalizador antes de mudar novamente o seu comprimento), o equalizador consegue obter uma resposta impulsiva otimizada.

Pesquisando equalizadores LE e DFE com comprimento adaptativo foi possível constatar que o algoritmo proposto é simples e apresenta bons resultados quando inseridos em condições diversas de propagação, em relação ao combate de canais com múltiplos percursos variáveis.

A aplicação deste algoritmo em equalizadores para canais com dispersão esparsa também mostrou-se eficiente. Inclusive, o algoritmo tem a capacidade de “seguir” o deslocamento do pacote esperso.

A contribuição desta tese foi relevante, visto que apartir desta idéia pode ser vislumbrado um caminho para que novos sistemas sejam desenvolvidos com maior racionalidade e inteligência. Outra contribuição foi a verificação de que é possível controlar comprimentos de filtros digitais tornando o equalizador um processo totalmente automatizado.

Como sugestões para trabalhos futuros, temos: a implementação adaptativa dos vários parâmetros utilizados na variação das tomadas: região de guarda e o limiar de atuação do filtro digital, desenvolver um algoritmo que consiga gerenciar vários pacotes de múltiplos percursos, desenvolvimento de um modelo estocástico para variação dos ganhos de tomada do canal e pesquisar a adequação deste algoritmo para sistemas de comunicações móveis.

Apêndice 1

Sistema ATSC

Introdução

Este apêndice tem por finalidade descrever as características de transmissão e recepção do sistema de televisão digital em alta definição[18], proposta para o padrão norte americano através da Grande Aliança [6].

A transmissão de sinais de vídeo e áudio em formato digital com alta qualidade de definição, utiliza uma banda de operação igual a 6MHz, semelhante ao proposto para televisão analógica NTSC ou PAL-M (Brasil). A proposta determina um compromisso entre o desempenho do sistema e a facilidade de implementação.

Sistema Básico de Televisão Digital

É apresentado um diagrama em blocos com as principais partes do sistema de televisão digital baseado na adoção do ITU-R (*International Telecommunication Union, Radiocommunication Sector*), Task Group 11/3 (*Digital Terrestrial Television Broadcasting*). O sistema pode ser constituído de três subsistemas: 1) Compressão e codificação da fonte; 2) Serviço de multiplexação e transporte; e 3) Transmissão de RF.

O termo “compressão e codificação da fonte“ refere-se aos métodos de redução da taxa de bits (compressão de dados de vídeo), áudio, e dados de controle, de acesso condicional, e dados associados com o programa de áudio e serviços de vídeo, tal como legenda (*close captioning*). Estas compressões são importantes pois a taxa de bits necessária para representar um sinal de HDTV sem compressão é da ordem de 1 Gbps, e a taxa de bits que pode ser realmente transmitida dentro do padrão ATSC em um canal de 6 MHz é 20 Mbps. Isto implica na necessidade de reduzir a taxa de bits por um fator de no mínimo 50 vezes, sendo que para isso o sistema de televisão digital emprega para codificação de vídeo no padrão MPEG-2 e

para codificação de áudio a compressão digital padrão AC-3, a qual são constituídas de algoritmos flexíveis e internacionalmente aceitas. A Figura A 1 mostra como seria o diagrama em blocos deste sistema para transmissão RF com uma pequena alteração visual mostrando também a transmissão por cabo, que não será aqui detalhada.

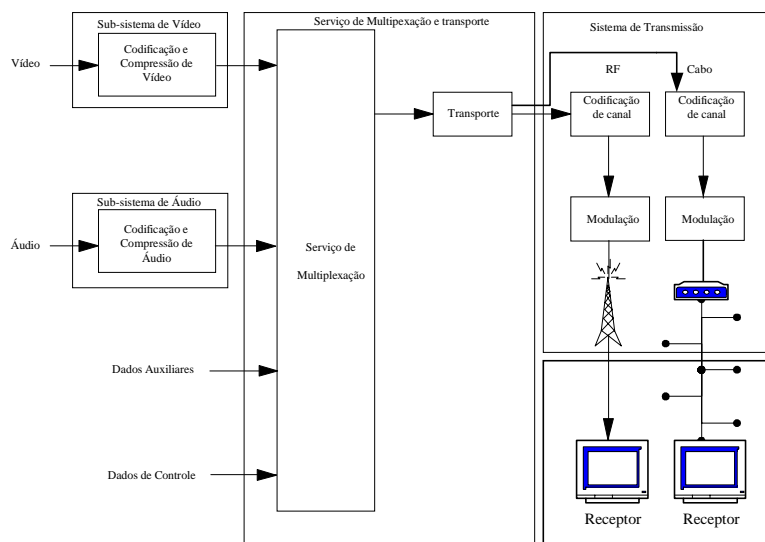


Figura A 1 - Modelo para radiodifusão terrestre e a cabo de televisão digital.

O “Serviço de multiplexação e transporte” refere-se ao método de dividir o fluxo digital em pacotes de informações, com o objetivo de identificar cada tipo de pacote, e os métodos apropriados de multiplexar dados de vídeo, áudio, dados auxiliares e dados de controle em um único fluxo de dados. O “sistema RF de transmissão “ refere-se à codificação de canal e a modulação. O subsistema de modulação utiliza o fluxo de dados digitais de informações para modular o sinal transmitido.

Características da Modulação para o Sistema de RF de Transmissão

Apresentaremos nesta seção as características de modulação do sub-sistema de RF de transmissão, Este sub-sistema oferece dois modo: Modo de radiodifusão terrestre (8 VSB) e Modo cabo de alta taxa de dados (16 VSB).

Características do Sistema de Transmissão em Radiodifusão Terrestre

O sistema VSB com transmissão por radiodifusão, é projetado para suportar,

uma taxa de $19,28 \text{ Mbits/s}$ em um canal de 6 MHz de largura de banda. Um diagrama em blocos detalhando as partes do transmissor ATSC é mostrado na Figura A 2.

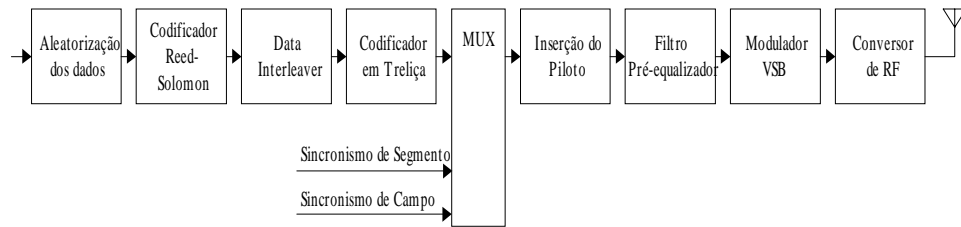


Figura A 2- Diagrama em blocos do transmissor ATSC.

A entrada do sub-sistema de transmissão são os dados montados pelo sub-sistema de transporte numa taxa de $19,392658 \text{ Mbit/s}$. Estes dados consistem em pacotes de 188 bytes MPEG compatíveis, 184 bytes de carga útil e 4 bytes de cabeçalho, como mostra a Figura A 3.

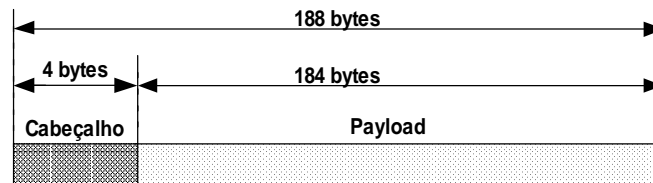


Figura A 3 - Formato do Pacote de transporte.

Existe um byte de sincronismo e 187 bytes de dados que representam uma taxa efetiva total de dados de $19,28 \text{ Mbit/s}$. Os pacotes de 188 bytes, junto com os bits introduzidos para correção de erros FEC (*Forward Error Correction*), serão convertidos em segmentos de 832 símbolos (4 símbolos de sincronismo e 828 símbolos de dados) com 8 níveis possíveis.

O critério de organização destes segmentos para a transmissão é detalhada na Figura A 4. A cada conjunto de 312 segmentos de dados é acrescentado um segmento de sincronismo de campo, que contém uma seqüência de treinamento do equalizador do receptor. Um campo de dados é composto por 313 segmentos.

Os quatro primeiros símbolos de cada segmento são transmitidos na forma binária (níveis ± 5). Estes 4 símbolos correspondem ao primeiro byte do pacote MPEG - compatível de 188 bytes enviados pelo sub-sistema de transporte.

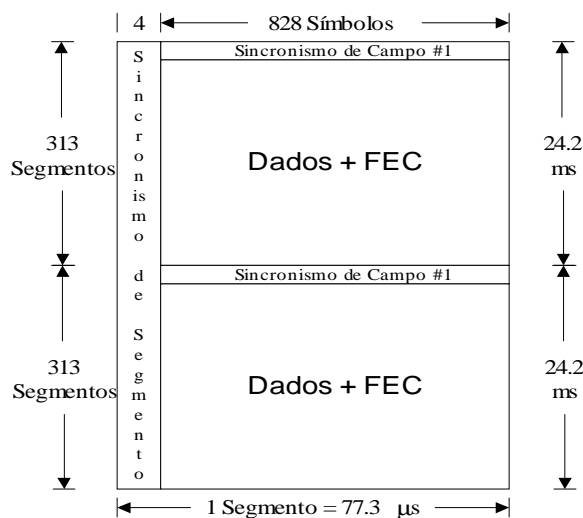


Figura A 4 - Quadro de dados.

Tabela A 1 – Parâmetros do modo de transmissão VSB.

Parâmetro	Modo Terrestre	Modo Cabo
Largura de Banda do Canal	6 MHz	6 MHz
Excesso de Largura de Banda	11,5 %	11,5 %
Taxa de Símbolos	10,76 <i>M símbolos/s</i>	10,76 <i>M símbolos/s</i>
Bits por Símbolo	3	4
TCM	2/3 taxa	Não Utilizada
Reed-Solomon FEC	t = 10(207,187)	T = 10(207,187)
Comprimento de Segmento	832 símbolos	832 símbolos
Sincronismo de Segmento	4 símbolos	4 símbolos
Sincronismo de Quadro	1 por 313 segmentos	1 por 313 segmentos
Taxa de Dados	19,28 <i>M bit/s</i>	38,57 <i>M bit/s</i>
Filtro de Rejeição co-canal NTSC	Sim	Não
Contribuição de Potência do Piloto	0,3 dB	0,3 dB
C/N threshold	14,9 dB	28,3 dB

A Tabela A 1 apresenta os parâmetros utilizados para transmissão VSB nos dois modos: radiodifusão terrestre e cabo de alta taxa de dados.

Cada pacote MPEG - compatível possui 187 bytes efetivos mais 1 byte de sincronismo, que após o decodificador Reed-Solomon, será somado a mais 20 bytes resultando em um pacote de 207 bytes efetivos. Logo este pacote na saída do decodificador Reed-Solomon terá:

$$187 + 20 = 207 \text{ bytes efetivos} \quad (\text{A-1})$$

$$207 \text{ bytes} \times 8 \text{ bits/byte} = 1656 \text{ bits efetivos}$$

O codificador em treliça irá associar 1 símbolo de 8 níveis a cada 2 bits de forma que cada pacote de 187 bytes resultará e.

$$1656 / 2 = 828 \text{ símbolos} \quad (\text{A-2})$$

Estes 828 símbolos, mais os 4 símbolos binários de sincronismo, compõe um segmento de 832 símbolos, e estes ocorrerão a uma taxa de:

$$S_r = \frac{4,5 \text{ MHz}}{286} \times 684 = 10,76 \text{ MHz} \quad (\text{A-3})$$

Em termos de frequência de varredura horizontal da TV no padrão NTSC e PAL-M (Brasil), fica:

$$f_h = \frac{4,5 \text{ MHz}}{286} = 15,734 \text{ kHz} \quad (\text{A-4})$$

$$S_r = f_h \times 684 = 10,76 \text{ MHz} \quad (\text{A-5})$$

A frequência em que ocorrem os segmentos é dada por:

$$f_{seg} = \frac{S_r}{832} = 12.953,38 \text{ segmentos / s} \quad (\text{A-6})$$

A frequência em que ocorrem os quadros é dada por:

$$f_{quadro} = \frac{f_{seg}}{626} = 20,663 \text{ quadro} / s \quad (\text{A-7})$$

A taxa efetiva de bits gerada pelo sub-sistema de transporte será dada por:

$$\text{taxa efetiva de bits} = S_r \times \frac{312}{313} \times \frac{188}{208} \times 2 = 19,3926 \text{ Mbit} / s \quad (\text{A-8})$$

onde:

$\frac{312}{313}$ → a cada 312 segmentos de dados acrescenta-se um segmento de sincronismo de campo.

$\frac{188}{208}$ → 20 bytes acrescentados do RS a cada pacote de 188 bytes.

2 → Codificador em treliça, cada 2 bits resulta em um símbolo de 8 níveis.

Os símbolos com 8 níveis combinados com os dados de sincronismo de segmento e os dados de sincronismo de campo serão utilizados para modular uma portadora simples com portadora suprimida caracterizando uma modulação VSB. É interessante que o espectro do sinal possua uma resposta o mais plana possível dentro da banda do canal, e a característica global do transmissor e receptor seja do tipo coseno levantado, em ambas as extremidades. Assim a resposta é dividida igualmente entre o transmissor e o receptor, de modo que o transmissor possua uma resposta do tipo raiz quadrada de um coseno levantado, conforme a Figura A 5. É adicionado um tom piloto com potência adequada ao sinal, 310 kHz a partir do limite inferior do espectro.

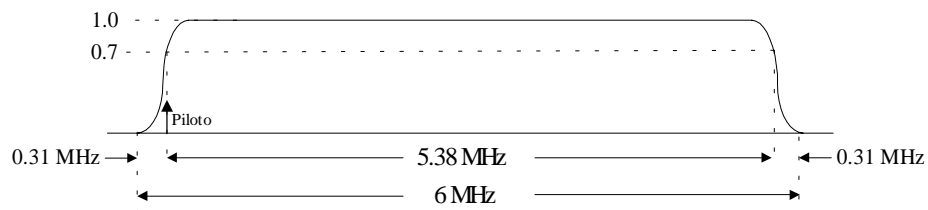


Figura A 5 - Resposta do transmissor (ou receptor).

Sincronismo de Segmento

O sincronismo de segmento é formado utilizando uma seqüência de 4 símbolos binários (níveis ± 5) no início de cada Segmento de dados, sendo que esta seqüência deve substituir o byte de sincronismo do pacote MPEG, conforme mostra a Figura A 6. O segmento completo passará a conter 832 símbolos, onde 828 símbolos são dados e 4 símbolos de paridade.

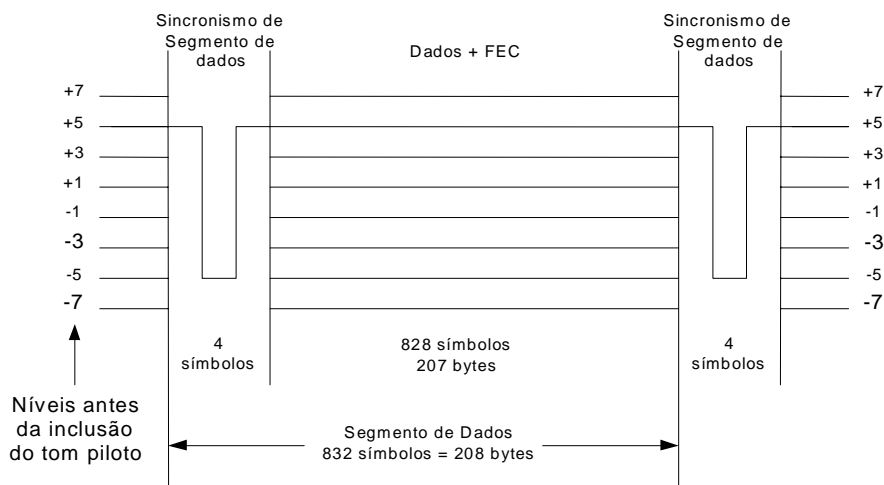
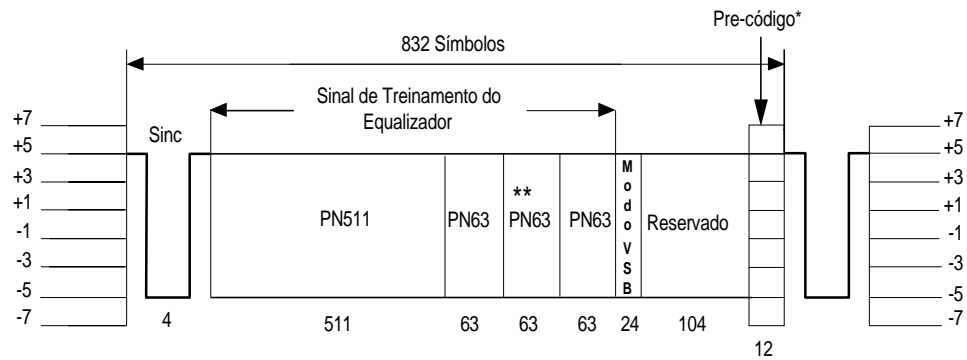


Figura A 6 - Sincronismo de Segmento de dados.

Sincronismo de Campo de Dados

O sincronismo de campo de dados é constituído de 312 segmentos de dados mais um segmento de sincronismo. O segmento de sincronismo, conforme desenho da Figura A 7, é composto por várias seqüências de símbolos binários, que não sofrem codificação RS ou em treliça, nem sofrem o processo de entrelaçamento.

O segmento de sincronismo de campo tem este nome porque marca o início de um campo de dados, sendo composto pelas seguintes partes, especificadas na Figura A 7.



* Para treliça codificada com transmissão terrestre 8VS os últimos 12 símbolos do segmento anterior são duplicado nos últimos 12 símbolos reservados no campo de sincronismo.

** Esta seqüência PN63 é invertida sobre campos alternados.

Figura A 7 - Sincronismo de campo de dados.

Sinc - seqüência 1001.

PN511 - seqüência pseudo - aleatória com 511 bits ($2^9 - 1$) gerada a partir do polinômio $X^9 + X^7 + X^4 + X^1 + 1$, com semente igual a 010000000.

PN63 - seqüência pseudo - aleatória com 63 bits ($2^8 - 1$) gerada a partir do polinômio $X^6 + X^1 + 1$, com semente igual a 100111.

Os geradores das seqüências PN511 e PN63 estão mostrados na Figura A 8 a e Figura A 8 b respectivamente.

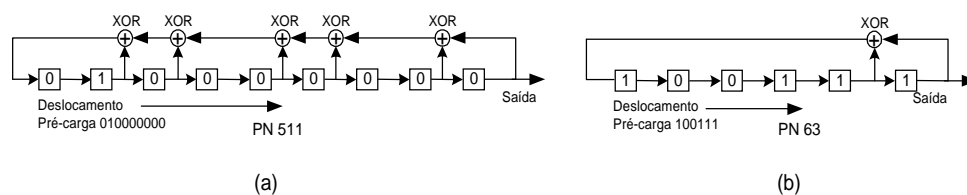


Figura A 8 - Gerador da seqüência pseudo aleatória (a) PN511(b) PN63.

Os 24 bits do Modo VSB determinam o modo de transmissão. Para radiodifusão terrestre 8VSB utiliza-se o padrão 000011010010111100101101. Os últimos 104 são reservados. Sugere-se que sejam preenchidos com a continuação da seqüência PN63

Processo de Modulação 8 VSB - Sistema ATSC

Os níveis nominais de entrada do modulador VSB em radiodifusão terrestre para televisão digital, obtidos após o mapeamento da saída do codificador em treliça mostrados na Figura A 2, são dados por $-7, -5, -3, -1, +1, +3, +5, +7$. Os níveis de sincronismo de segmento e sincronismo de campo são representados por -5 e $+5$. Um valor de $1,25$ também deve ser adicionado a cada nível nominal com a função de criar um tom piloto de pequena amplitude. Antes da adição do nível DC de $1,25$ para geração do tom piloto, o sinal enviado ao modulador VSB será dado por :

$$x_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n p(t - nT) \quad (\text{A-9})$$

onde:

a_n - nível nominal $(-7, -5, -3, -1, +1, +3, +5, +7)$ do pulso $p(t)$.

$$T = \frac{1}{S_r} = \frac{1}{10,762 \text{ MHz}} = 92,917 \text{ ns}.$$

A potência média de $x_p(t)$ será dada por $\langle x_p(t)^2 \rangle > P/T$, onde P é a energia de $p(t)$. O acréscimo deste tom piloto transforma $x_p(t)$ em:

$$x_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [a_n + 1,25] p(t - nT) \quad (\text{A-10})$$

Considerando que a_n possui média zero, $x(t)$ terá uma potência média igual a $\langle x(t)^2 + 1,25^2 \rangle > P/T$, assim a potência média aumentará por um fator de:

$$\frac{(7^2 + 5^2 + 3^2 + 1^2)/4 + (1,25^2)}{(7^2 + 5^2 + 3^2 + 1^2)/4} = 1,0744 \quad (\text{A-11})$$

$$Pot_{dB} = 10 \cdot \log(1,0744) = 0,311659997 \text{ dB} \quad (\text{A-12})$$

Ocorrendo assim um pequeno aumento de 0,31 dB na potência transmitida. A relação entre a potência do tom piloto e a potência anterior de $x(t)$ será representada por:

$$\frac{(1,25^2)}{(7^2 + 5^2 + 3^2 + 1^2) / 4} = 0,0744 \rightarrow -11,28 \text{ dB} \quad (\text{A-13})$$

O tom piloto será utilizado pelo receptor para a recuperação da portadora.

Análise da Modulação VSB

Realizaremos agora uma resumida análise no processo de modulação VSB. Considere que a seqüência de símbolos digitais que saem do codificador em treliça seja representado por:

$$S = \{a_n\}, \quad \text{onde} \quad a_n = \{\pm 7, \pm 5, \pm 3, \pm 1\} \quad (\text{A-14})$$

A modulação VSB com múltiplos níveis consiste em transformar cada termo da seqüência de dados, em pulsos de RF denominados de $R_f(t)$. Devido a simetria espectral, os pulsos $R_f(t)$ podem ser considerados como resultado da modulação de uma portadora numa freqüência $(f_0 + S_r / 4)$ por pulsos em banda básica, chamados de $p(t)$. Sua representação espectral está mostrada na Figura A 9.

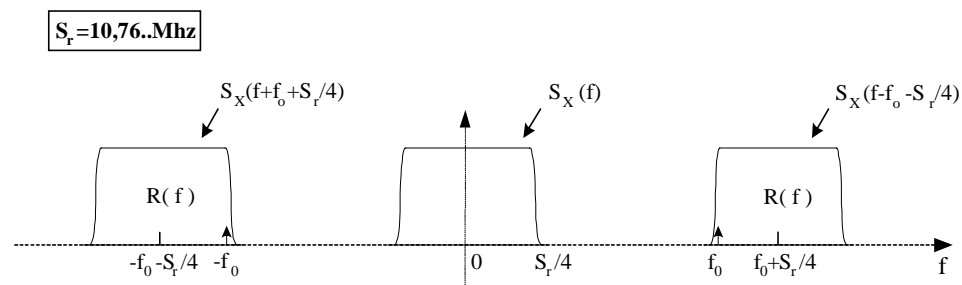


Figura A 9 - Espectro de $p(t)$ e $r(t)$.

No domínio temporal, o pulso será representado por:

$$R_f(t) = p(t) * \cos[2\pi(f_0 + S_r/4)t] \quad (\text{A-15})$$

onde:

f_0 - frequência da portadora de RF.

$p(t)$ - pulso do tipo coseno levantado representado por:

$$p(t) = \frac{\text{sen}(2\pi\Delta ft)}{2\pi\Delta ft} \times \frac{\cos(2\pi\alpha \Delta ft)}{1 - (4\alpha \Delta ft)^2} \quad (\text{A-16})$$

onde:

$$\Delta f = S_r/4 = 2,690\text{MHz}$$

α - fator de *roll-off* com valor, $\alpha = 0.31\text{MHz} / 2,690\text{MHz} = 0,11524$

Substituindo a equação (A-16) em (A-15) e desenvolvendo para encontrar $R_f(t)$, obteremos como resultado a equação (A-17), conforme é demonstrada em:

$$R_f(t) = r_I(t) \cos(2\pi f_0 t) - r_Q(t) \text{sen}(2\pi f_0 t) \quad (\text{A-17})$$

onde:

$$r_I(t) = \frac{\text{sen}(4\pi\Delta ft)}{4\pi\Delta ft} \times \frac{\cos(2\pi\alpha \Delta ft)}{1 - (4\alpha \Delta ft)^2} \quad (\text{A-18})$$

$$r_Q(t) = \frac{\text{sen}(2\pi\Delta ft)}{2\pi\Delta ft} \times \frac{\cos(2\pi\alpha \Delta ft)}{1 - (4\alpha \Delta ft)^2} \quad (\text{A-19})$$

A Figura A 10 mostra o gráfico das componentes em fase e quadratura do sinal VSB.

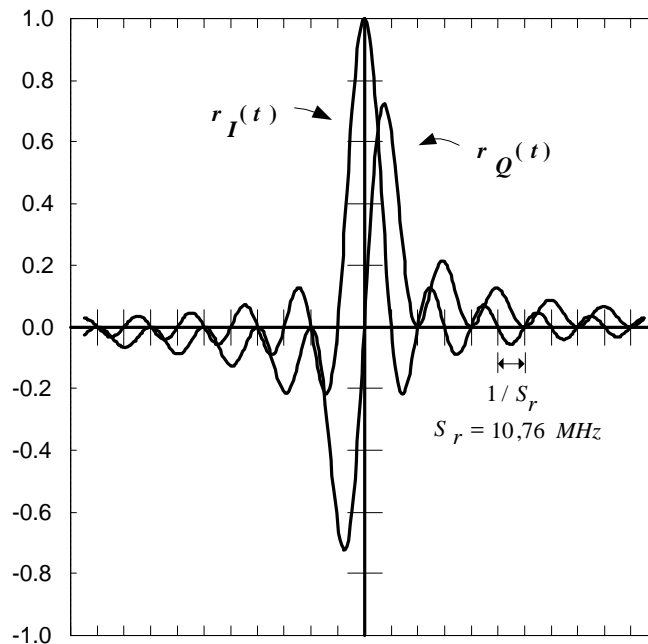


Figura A 10 - As componentes em fase e quadratura do sinal VSB.

As componentes em fase e quadratura modulam as respectivas portadoras defasadas de 90° , gerando bandas laterais que se cancelam, completa ou parcialmente, de modo a gerar o espectro da Figura A 9.

A expressão para uma seqüência de símbolos, mais a componente do tom piloto será dada por:

$$x_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n [r_I(t) \cos(2\pi f_0 t) - r_Q(t) \sin(2\pi f_0 t)] + 1,25 \cos(2\pi f_0 t) \quad (\text{A-20})$$

A equalização pode ser feita apenas sobre o canal I, já que o sinal do canal Q serve apenas para cancelamento das bandas laterais, e é ignorado pelo receptor.

Características do Sistema de Recepção de RF

O receptor deve realizar um processamento relativamente complexo, para recuperar os dados originais, especialmente no que se refere ao sistema de equalização. O diagrama em blocos do receptor pode ser analisado na Figura A 11.

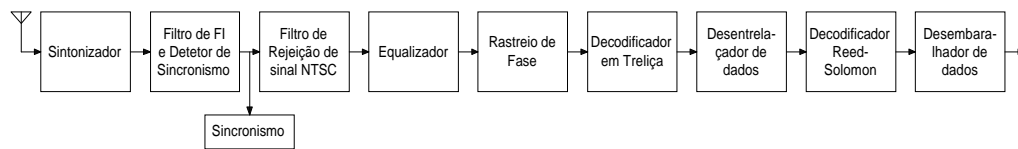


Figura A 11 - Diagrama em Blocos do receptor.

Sintonizador de Canais

O seletor de canais proposto pela Grande Aliança detalhado na Figura A 12. O receptor utiliza dupla conversão com a primeira frequência intermediária (FI) em 920 MHz. Esta faixa selecionada para a primeira FI é razoavelmente alta para que ocorra uma minimização do problema da irradiação do sinal deste oscilador local via antena de recepção e suficiente para que um filtro passa faixa (FPF) rejeite o sinal do primeiro oscilador local (978-1723 MHz). Porém, a faixa, é baixa suficiente para evitar a segunda harmônica dos canais de UHF (470 – 806 MHz) que caem acima do primeiro filtro de FI. O filtro de entrada é um filtro passa faixa cobrindo a banda de 50-800 MHz.

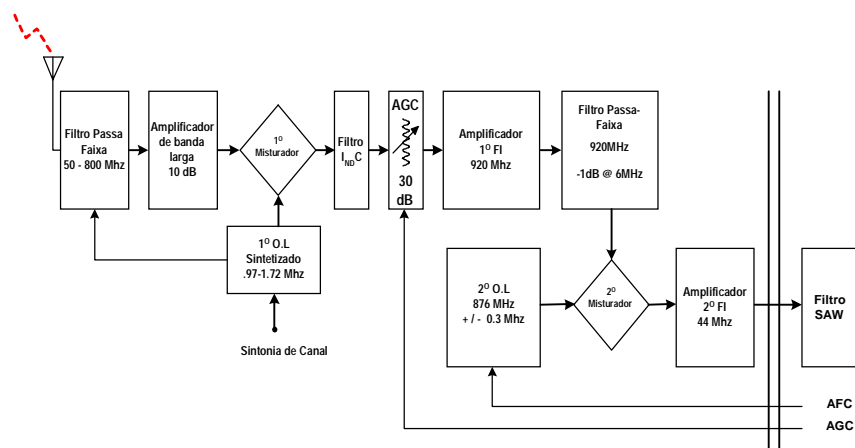


Figura A 12 - Diagrama de blocos do sintonizador de canais.

Filtragem de Canal e Recuperação da Portadora VSB

A recuperação da portadora é realizada usando-se o tom piloto transmitido junto com o sinal VSB por um circuito FPLL, conforme ilustra a Figura A 13. Para essa tarefa utiliza-se um 3º oscilador local como oscilador de referência, operando em 44 MHz. Qualquer desvio de frequência ou fase será compensado no 2º

oscilador local. A faixa de captura da malha de frequência é de $\pm 100\text{ kHz}$, enquanto o PLL possui uma banda inferior a 2 kHz. Essa faixa de 2 kHz implica que o ruído de fase de baixa frequência (no máximo 2 kHz) da portadora seja praticamente removido, o que é de grande importância para diminuição da taxa de erros na detecção dos símbolos, e para a correta operação do equalizador adaptativo. Entretanto o ruído de fase acima de 2 kHz, será removido por uma malha de rastreamento de fase.

Uma importante consideração é o fato que, diferente do restante dos circuitos que processam somente a componente em fase (I), durante a aquisição da frequência, a malha de frequência utiliza ambas componentes do sinal piloto (componente em fase(I) e em quadratura(Q)),

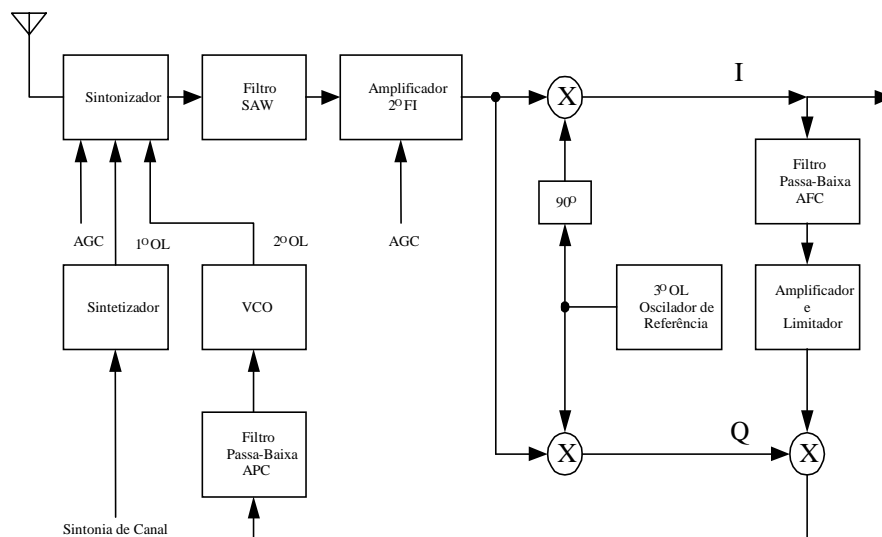


Figura A 13 - Sintonizador, FI e FPLL.

Recuperação do Sincronismo de Segmento e Relógio de Símbolos

No padrão da Grande Aliança, a recuperação do sincronismo de dados é obtida, através de um simples processo de filtragem, devido sua natureza ser repetitiva. A recuperação do relógio de símbolos permite a implementação de um AGC síncrono para controle dos amplificadores de FI e sintonizador de canal. Para gerar uma frequência de relógio limpa para o receptor um PLL é utilizado.

A aquisição do relógio de símbolos não significa que conseguimos a aquisição do sincronismo de segmento, assim para obter o sincronismo de segmento utiliza-se um correlator que compara cada quatro símbolos recebidos com o padrão do sincronismo de segmento. Após atingir um limiar de confiança, através de um contador de coincidências, procede-se à habilitação dos circuitos subseqüentes do receptor.

Caso não ocorra erro de fase na recuperação da portadora, o sinal enviado para o conversor A/D seria apenas a componente em fase (I). Entretanto, com erro de fase, a componente em quadratura (Q) da modulação VSB aparecerá combinada com a componente em fase (I), prejudicando o processo de reconhecimento dos símbolos. Será visto em outra seção um circuito de rastreamento de fase para controlar a interferência da componente em quadratura (Q) sobre a componente em fase (I). A Figura A 14 detalha um diagrama em blocos para recuperação do sincronismo de segmento e do relógio de dados com AGC.

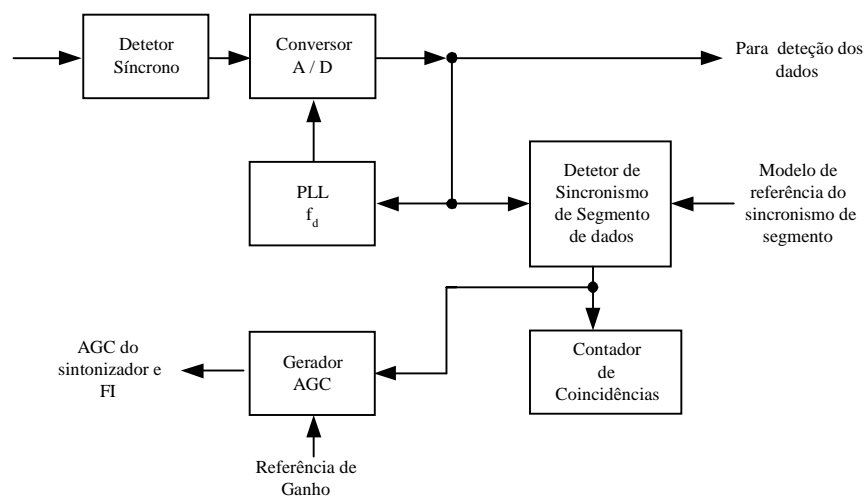


Figura A 14 - Recuperação do sincronismo de segmento e do relógio de dados com AGC.

Controle Automático de Ganho - AGC

No sentido de evitar a saturação do conversor analógico - digital, antes da sincronização do relógio e recuperação da portadora, utiliza-se um controle de ganho automático não síncrono. Após a recuperação do relógio e do sincronismo de segmento entra em operação o AGC síncrono que utiliza os níveis bipolares da

palavra de sincronismo(-5,+5) para controle do ganho do amplificador de FI e sintonizador.

Sincronismo de Campo

Este sincronismo é obtido pela identificação de sincronismo de campo #1 e campo #2, através da comparação símbolo a símbolo de um sinal de referência, como mostra a Figura A 15.

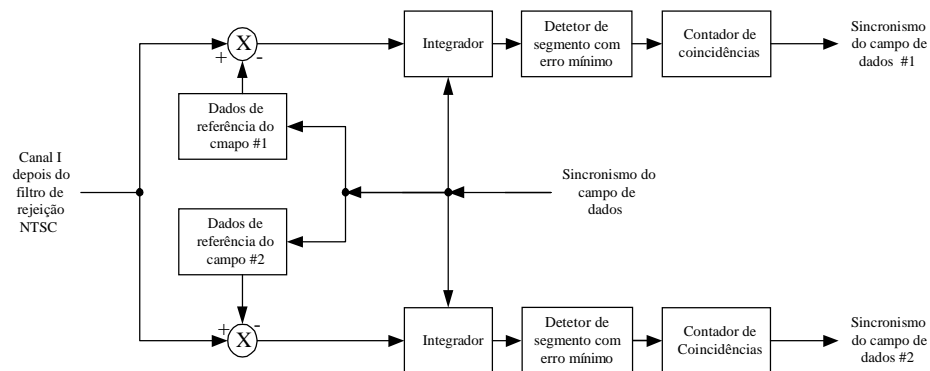


Figura A 15 - Recuperação do sincronismo de campo.

O sincronismo de campo de dados, com 828 símbolos, está disponível através da utilização de um contador de coincidências. A polaridade da seqüência pseudo aleatória *PN63* do meio é utilizada para saber se é o campo #1 ou o campo #2 que foi detectado. Como a detecção do sincronismo de campo é realizada antes da equalização do sinal, indicando que pode ocorrer interferência entre símbolos, o contador de coincidências terá seu trabalho prejudicado. Porém como as seqüências *PN511* e *PN63* são binárias, pode ser tolerado um nível de interferência maior que durante o processo de identificação dos símbolos de oito níveis utilizados nos segmentos de dados. Este esquema torna a detecção do sincronismo de campo robusta, mesmo na presença de forte ruído, interferência ou condições de sinais fantasmas.

Equalizador de Canal

Nesta seção é mostrado aspectos gerais do equalizador do receptor VSB, proposto pela Grande Aliança.

A princípio podemos estabelecer que o receptor utiliza um equalizador de canal que compensa as distorções lineares do canal, tais como variações na resposta em frequência causadas por imperfeições do transmissor ou receptor, e reflexões do sinal produzidas por morros, prédios, aviões, etc. O equalizador emprega o algoritmo do gradiente estocástico (LMS – *Least Mean Square*)], e pode se adaptar tanto a uma seqüência de dados de treinamento quanto a uma seqüência de dados aleatórios. Este processo adaptativo realiza o ajuste dos ganhos das tomadas de um filtro transversal até reduzir ao mínimo o erro presente no sinal de saída do equalizador, para que seja mínima ou nula a interferência entre símbolos.

A operação do algoritmo da equalização pode ser realizada de três maneiras distintas: utilizando uma seqüência de treinamento; utilizando os próprios dados aleatórios quando o olho estiver aberto; ou utilizando os dados quando o olho estiver fechado. A principal diferença entre os métodos está no processo de como o erro é estimado.

No método de adaptação por meio de uma seqüência de treinamento, transmite-se um padrão binário fixo, conhecido pelo receptor, que calcula exatamente o erro fazendo a subtração com a seqüência de treinamento, gerada localmente, do sinal na saída do equalizador. As seqüências de treinamento são transmitidas dentro do sincronismo de campo (*PN511* e *PN63*). Estas seqüências de treinamento são transmitidas com uma taxa de 41 Hz, o que significa que as variações rápidas produzidas pelo canal como as causadas por aviões, não podem ser compensadas. Sendo assim, o equalizador deve optar pela utilização de uma seqüência de dados aleatórios para estimar o erro.

Existem casos em que o diagrama de olho pode se fechar completamente devido a efeitos reflexivos muito fortes, falhando assim o método de estimação descrito acima. Nesta situação, emprega-se o método de equalização cega (*blind equalization*)[1]. O equalizador tentará estimar o erro, modelando o sinal de múltiplo nível recebido como se fosse um sinal binário mais ruído. Qualquer nível DC do sinal deve ser removido para não prejudicar o algoritmo de adaptação, e é feito por subtração.

No projeto deste equalizador um cuidado deve ser tomado na opção do filtro digital FIR ou IIR. Em equalizadores implementados com o filtro FIR a atração é sua estabilidade, sendo capaz de cancelar pré e pós eco. Infelizmente, no processo de cancelamento de fantasmas, eles acabam gerando um fantasma secundário com duas vezes o atraso do original, mas com uma amplitude menor. Este fantasma secundário por sua vez é então cancelado de forma similar, com um terceiro fantasma sendo gerado. Este processo continua até que o n^{th} fantasma gerado seja tão pequeno quanto a perda por ruído do sinal, ou seja o filtro FIR necessita de um grande número de coeficientes ou tomadas para que possa efetivamente cancelar o longo. Já os filtros IIR cancelam fantasmas sem gerar outros, assim cancelam longas cadeias com poucos coeficientes ou tomadas. Isto é realizado com a ajuda de um decisor (*slicer*) colocado dentro do caminho de retorno (*decision feedback*), assumindo que após o decisor não ocorra nenhum erro. O grande problema é sua instabilidade. Por isso torna-se importante estabelecer um compromisso entre estes dois tipos de filtro de modo que seja utilizado o menor número de tomadas, garantindo uma estabilidade ao conjunto.

Observando este compromisso a Grande Aliança estabeleceu para o filtro equalizador duas partes: Um filtro transversal FIR com 64 tomadas seguido de um filtro IIR com decisão realimentada de 192 tomadas. O equalizador opera diretamente na taxa de símbolos de 10,76 MHz (equalizador T-integral). A saída do filtro FIR e a do filtro IIR são somadas para produzir a saída equalizada que é encaminhada a um circuito de decisão com 7 limiares de comparação (14 limiares se estiver usando o filtro pente anti NTSC), ou a um circuito de decisão binária se o olho estiver fechado. A Figura A 16 mostra o diagrama de blocos do equalizador do receptor VSB.

Referências bibliográficas

- [1] Fasolo, Sandro Adriano; "*Equalização Em Receptores de Televisão Digital De Alta Definição Utilizando Modulação 8 VSB*", Tese de Doutorado, DECOM\FEEC\UNICAMP, Março de 2001".
- [2] Electronic Design "VSB/QAM Receiver Cracks The Code To Indoor And Mobile Reception"*Fundamentals of Signals and Systems Using the Web and MATLAB*", 2ª Edição, Prentice Hall, New Jersey, 2000.", Agosto 1999.
- [3] Kamen, Edward W., Heck Bonnie S.; "*Fundamentals of Signals and Systems Using the Web and MATLAB*", 2ª Edição, Prentice Hall, New Jersey, 2000.
- [4] The MathWorks, Inc., "*MATLAB Reference Guide: High-Performance Numeric computation and Visualization Software*", South Natick, MA, 1984-1994.
- [5] The MathWorks, Inc., "*The Student Edition of MATLAB*", Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, version 4 edition, 1995.
- [6] ATSC Document A-54; "*Guide to the Use of the ATSC Digital Television Standard*", 1995.
- [7] Widrow, Bernard e Stearns, Samuel D.; "*Adaptative Signal Processing*", Prentice-Hall, New Jersey, 1985.
- [8] Alexander, S Thomas; "*Adaptative Signal Processing*", Springer-Verlag, New York, 1996.
- [9] Mulgrew, Bernard, Cowan, Colin F. N; "*Adaptative Filters and Equalisers*", Kluwer Academic Publishers, Massachusetts, 1988.
- [10] Haykin, S.; "*Adaptative Filter Theory*", 3ª Edição, Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall, 1996.

- [11] Sklar, Bernard; “*Digital Communications Fundamentals and Applications*”, 2ª Edição, Prentice Hall, PTR Inc., 2001.
- [12] Proakis, Jhon G.; “*Digital Communications*”, Fourth Edition, McGraw-Hill, New York, 2001.
- [13] Haykin, Simon; “*Introduction To Adaptive Filters*“, Macmillan Publishing Company, New York, 1984.
- [14] Proakis, Jhon G., Monolakis, Dimitris G.; “*Digital Signal Processing, Principles, Algorithms and Applications*“, 3ª Edição, McGraw Hill, New York, 1996.
- [15] Benveniste, A and Goursat, M.; “*Blind Equalizers*”, IEEE Transactions on Communication, vol. COM-32, pag. 871-883, Agosto, 1984.
- [16] Ghosh, Monisha; “*Blind Decision Feedback Equalization for Terrestrial Television Receivers*”, Proceedings of the IEEE, vol. 86, n° 10, pág. 2070-2081, Outubro 1998.
- [17] Johnson JR, C. Richard; Schniter, Philip, Endres, Thomas J; Behm, James D.; Brown, Donald R.; Casa, Raúl A.; “*Blind Equalization Using the Constant Modulus Criterion: A review*“, Proceedings of the IEEE, vol. 86, n° 10, pág. 1927-1950. Outubro 1998.
- [18] Chiquito, José Geraldo; “*Parte de RF do Sistema HDTV*”, Publicação FEEC 008/96, Universidade Estadual de Campinas, SP, Abril de 1997.