

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES

NOVAS INVESTIGAÇÕES
COMPARATIVAS DE ARQUITETURAS
PARA REDUÇÃO DA TAXA DE BITS DE
SINAIS DE TV PAL-M EM $4f_{sc}$ USANDO
MODELO DE CAMPO QUINCUNX

autor: Ayres Mardem Almeida do Nascimento

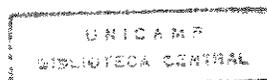
orientador: Prof. Dr. Yuzo Iano

Este exemplar corresponde à versão final da tese
defendida por Ayres Mardem Almeida do
Nascimento ... avaliada pela Comissão
Ju'gadora em 29 07 94.

Yuzo Iano
Orientador

Dissertação apresentada à Faculdade de
Engenharia Elétrica da Universidade Es-
tadual de Campinas - UNICAMP, como
parte dos requisitos para a obtenção do
Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

julho 1994



Resumo

Neste trabalho, apresentam-se estudos relacionados com a redução da taxa de bits de transmissão do sinal digital de televisão *PAL - M* (Phase Alternation Line-Padrão *M*), adotado no Brasil, através da simulação em computador, de um sistema de redução de taxa que usa a técnica *MCPD* (Modulação por Código de Pulso Diferencial), baseado em uma arquitetura de dois canais, utilizando o padrão de campo quincunx. Foram implementados alguns preditores baseados no mosaico de fase das amostras, obtido com a frequência de amostragem $f_a = 4f_{sc}$, (f_{sc} é a frequência da subportadora de cor), com o objetivo de se fazer a previsão correta em áreas uniformes e alcançar a taxa desejada de 34 e 68 Mbit/s compatíveis com a terceira hierarquia MCP padronizado pelo CCIR. Foram estudados também, alguns quantizadores não lineares eficientes. São apresentados ainda, aspectos relevantes relacionados com os filtros digitais do tipo *FIR* (*Finite Impulse Response*) utilizados na composição e decomposição de sinais de Televisão. Outros modelos foram também estudados para efeito comparativo. Realizou-se simulações com os modelos, utilizando-se sinais padronizados pelo CCIR e pela SMPTE, para análises objetivas e subjetivas dos resultados, principalmente em termos de entropia, taxa de bits, relação sinal/ruído e visualização dos sinais recuperados.

Agradecimentos

Ao Prof. Dr. Yuzo Iano, pela amizade, apoio e orientação eficaz deste trabalho.

Aos Professores Afonso e Yabu-Uti, da equipe PDI/DECOM/FEE e ao professor Celso Almeida, pelas consultas e apoio.

Ao Professor Hélio da Universidade do Amazonas pela amizade e apoio.

Aos Colegas do curso de Mestrado pelo apoio e amizade.

Aos Colegas da EMBRATEL, setor satélite, em especial ao amigo Assis Freire pelo apoio, incentivo e amizade.

Ao amigo, Wilson de Oliveira da EMBRATEL Belém, pela amizade e valioso apoio.

Aos Funcionários da FEE, pelo auxílio.

À Universidade do Amazonas, pela oportunidade oferecida para a realização deste curso.

Às pessoas que, de alguma maneira, contribuíram nesta empreitada.

finalmente,

Graças a Deus por tudo.

Dedico este trabalho a minha esposa Rosário,
a meus filhos Thiago, Caroline e Matheus e aos
meus pais e irmãos pelo apoio espiritual.

Conteúdo

1	INTRODUÇÃO	1
1.0	Considerações Iniciais	1
1.1	Objetivos, vantagens e desvantagens	3
2	MODELO PROPOSTO	7
2.1	INTRODUÇÃO	7
2.2	SINAIS DE ENTRADA/SAÍDA	9
2.3	PROCESSAMENTO DO SINAL DE VÍDEO	10
2.3.1	Pré/Pós Processamento Analógico	10
2.3.2	Digitalização do Sinal de Vídeo	10
2.3.3	Algoritmo de codificação	14
2.4	CONSIDERAÇÕES	19
3	MODELAMENTO PARA A SIMULAÇÃO	20
3.1	INTRODUÇÃO	20
3.2	OBTENÇÃO DOS SINAIS DE ENTRADA	21
3.2.1	sinais CCIR	21
3.2.2	sinais da SMPTE	23
3.3	OBTENÇÃO DOS SINAIS DE SAÍDA	28
3.4	MODELO DOS FILTROS USADOS	32
3.4.1	Modelamento para a simulação	33
3.4.2	Especificações para os filtros	41

3.4.3	Implementação e resultados	44
3.5	MODELAMENTO PARA A SIMULAÇÃO	48
3.5.1	Algoritmos de predição	48
3.6	QUANTIZAÇÃO	72
3.6.1	Condições para a taxa de bits	77
4	SIMULAÇÃO E RESULTADOS	82
4.1	INTRODUÇÃO	82
4.2	AVALIAÇÃO DO SISTEMA	83
4.2.1	Avaliação objetiva	83
4.2.2	Avaliação subjetiva	87
4.3	SIMULAÇÕES	88
4.3.1	Considerações iniciais	88
4.4	RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES	91
4.4.1	Escolha dos preditores	91
4.4.2	Resultados das simulações	92
4.5	COMENTÁRIOS	118
5	CONCLUSÕES	130

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

1.0 Considerações Iniciais

Na última década, os sistemas de processamento e transmissão digital cresceram consideravelmente em relação aos sistemas analógicos. Isso ocorreu, devido as vantagens oferecidas pelo primeiro em relação ao segundo, tais como: facilidade de armazenamento e recuperação, confiabilidade, maior alcance espacial devido a imunidade a ruídos, facilidade para proteção com códigos secretos, compatibilidade com redes digitais, uso conjunto com computadores e etc. [1].

Os sinais digitais de voz e dados foram os primeiros a serem implantados aproveitando a infra-estrutura já existente para sistemas analógicos. Porém, os serviços para televisão, tem encontrado novos campos de aplicação, através da digitalização dos sinais de vídeo. O processamento digital de vídeo, tem sido objeto de estudos nos mais diversos centros de pesquisa em todo o mundo, visando as mais variadas aplicações como: tratamento de sinais em estúdio, videofone, fac-símile, teleconferência, TV comercial a cores, reconhecimento de padrões, enriquecimento de imagens, como por exemplo, as recebidas por satélite, aplicadas na mineração, meteorologia, estudos estatísticos de poluição, desmatamento, áreas cultivadas e etc. utilizadas para análise e interpretação.

Uma das limitações da transmissão analógica ou digital da informação de vídeo é a grande capacidade do canal requerida para a recuperação de uma imagem de alto padrão de qualidade. De fato, tomando-se a largura de faixa em banda base do sinal de TV padrão M adotado no Brasil, que é de 4.2 Mhz e, usando a frequência de amostragem super-Nyquist de 10 Mhz e uma quantização uniforme de 8 bits/amostra, obtem-se a taxa de bits codificados de 80 Mbit/s, sem incluir bits de paridade e de sincronismo. Comparando essa taxa com a do sistema digital MCP ("Modulação por Código de Pulso") 1ª hierarquia, com capacidade para 30 canais de voz de telefonia, conclui-se que elas representam mais de 1100 canais de voz. Conclui-se, portanto, que há necessidade da redução da taxa de bits de transmissão para sinais digitalizados de TV. Com esse propósito, vários trabalhos tem sido publicado nas duas últimas décadas, visando fornecer subsídios teórico/práticos para implementação física de sistemas de redução da taxa de bits de transmissão mantendo uma qualidade aceitável para radiodifusão [2] e [3]. Isso mostra que a transmissão digital do sinal de TV será vantajoso caso se tenha uma técnica de codificação eficiente, que de alguma forma, remova as informações redundantes bem como as irrelevantes contidas no sinal de TV para minimizar a taxa de bits de transmissão.

Várias técnicas tem sido propostas para a codificação de sinais de imagens visando a redução da taxa de bits. Essas técnicas exploram a correlação entre as amostras do sinal, em geral, utilizando a correlação temporal e espacial das amostras vizinhas de uma mesma linha, de linhas adjacentes do mesmo campo ou de outros campos em um quadro de TV. Algumas delas fazem uso do MCP ("Modulação por Código de Pulso"), da modulação "Delta" e do MCPD ("Modulação por Código de Pulso Diferencial") outras utilizam os recursos chamados de "Transformadas" (Haar, Hadamard, Slant, Seno, Cosseno, Karhunen-Loeve etc.) [4] [5] e [6], e outras utilizam técnicas denominadas "Preenchimento Condicional ou Sistemático" [7], "Compensação de Movimentos" [8], "Codificação de Blocos", "Codificação Subbanda", "Quantização Vetorial" [7], "Modulação com Predição e Quantização" [9], [10], [11] e [12] etc.

Para codificação em altas taxas, tem-se utilizado de combinações de métodos co-

mo "Modulação MCPD + DCT", "Modulação MCPD + MC", etc. com o objetivo de aumentar a eficiência da redução da taxa de bits. Obviamente esses métodos tem uma maior complexidade de implementação quando comparados com o método MCPD, além de exigirem uma grande quantidade de memória, já que usam amostras de um ou mais quadros sucessivos. Devido à eficiência, esses métodos tem tido aplicação em projetos de transmissão de sinais de vídeo com faixa estreita como no caso de videofone e imagens paradas [13] e [14]. No caso de sinais de TV de faixa larga como é o caso da TV comercial, tem tido aceitação, sistemas que usam o método MCPD e Transformadas.

1.1 Objetivos, vantagens e desvantagens

O presente trabalho, tem por objetivo, o estudo da redução da taxa de bits de transmissão do sinal de televisão sistema PAL-M (Phase Alternation Line - Padrão M), adotado no Brasil, digitalizado na frequência de amostragem $f_a = 4f_{sc}$ (f_{sc} é a frequência da subportadora de cor 3.57561149) \approx 14.3 Mhz e com qualidade comercial. Pretende-se que essa qualidade seja alcançada com uma taxa real de 34 Mbit/s que corresponde ao do sistema de 3ª hierarquia MCP, padronizada pelo CCIR. Para que essa taxa seja alcançada, torna-se necessário o uso de codificação eficiente que explore ao máximo as redundâncias da imagem. Dentre os vários métodos existentes, optou-se por um codificador de vídeo baseado em uma arquitetura de dois canais que emprega a estrutura básica do MCPD. Esta estrutura, está baseada em um codificador de vídeo proposto pela NORTHERN TELECOM INCORPORATED para o sistema M-NTSC usado no CANADA, com uma taxa DS3 (45 Mbit/s) [33]. A idéia foi reestudada para aplicação no sistema Brasileiro.

Pretende-se estudar várias possibilidades de uso de canal, com esta arquitetura, assim como estudar outras arquiteturas, tendo esta como base, para efeito comparativo.

A qualidade subjetiva da imagem reproduzida é um fator fundamental para a avaliação do desempenho dos sistemas como um todo. Como a imagem original é codificada

uniformemente com 8 bit/amostra, espera-se que, durante o processo de redução de faixa, ocorra uma degradação na qualidade da imagem reproduzida. Com o objetivo de manter essa degradação dentro de certos limites, procurou-se, durante o processo de codificação, um bom compromisso entre a eficiência da redução e a qualidade da imagem processada. Para tanto, são feitas medidas de avaliação objetiva da Relação Sinal Ruído da imagem recuperada no decodificador local, da Entropia do sinal na saída do quantizador além da taxa de bits de transmissão.

O sinal de TV pode ser processado digitalmente na forma composta ou de componente. A forma de componente pode ser dividida em: componentes primárias E'_R, E'_G, E'_B e componentes de luminância E'_Y e sinais diferença de cor E'_U, E'_V [15], [16] e [17]. Os métodos de componentes, tem a vantagem para trocas internacionais, pelo fato de não haver necessidade de transcodificação entre os sistemas PAL-M, SECAM e NTSC, fazendo-se necessário apenas o ajuste de faixa das componentes, que são diferentes entre os sistemas.

O processamento digital na forma composta, codifica todo o sinal composto em banda base ($E'_Y + E'_U + E'_V$). Esse método tem sido difundido, pelo fato de o mesmo apresentar vantagens em relação aos demais (devido a compatibilidade com o sinal de TV em Preto e Branco), enquanto a rede de transmissão não for totalmente digitalizada. Simplicidade de implementação dos CODEC'S digitais e evitar os problemas de manter o balanço de cor, são algumas das vantagens de processamento do sinal composto [18].

No presente trabalho, optou-se pela codificação do sinal PAL-M na forma composta ($E'_Y + E'_U + E'_V$). A rigor, o sinal composto inclui pulsos de sincronismo e outras informações, entretanto, neste trabalho, preocupou-se apenas com a informação da parte ativa do sinal.

São propostos diversos tipos de preditores lineares, baseados em modelos matemáticos do sinal de vídeo na forma composta. Esses preditores, deverão ser capazes de prever corretamente em áreas uniformes ou de pouca variação nos sinais componentes de cor ao longo das linhas de varredura. Os preditores usados, são do tipo intercampo (interlinha e intra-linha) sem TAF (Técnica de Amarração de Fase), recurso que permite utilizar amostras

em linhas com sinais opostos de chaveamento PAL.

Serão estudados vários quantizadores em combinação com preditores, em busca da melhor combinação. As palavras código associadas ao quantizador tem comprimento variável de 1 a 12 bits/palavra código, cujo objetivo principal é diminuir a entropia do sinal diferença quantizado a fim de se atingir a taxa de transmissão desejada da saída do sistema.

Serão apresentados também aspectos relevantes relacionados aos filtros digitais do tipo FIR (Finite Impulse Response), utilizados na composição e decomposição de sinais de televisão do sistema PAL-M, a partir das componentes primárias RGB e no sinal composto respectivamente.

Como a frequência de amostragem utilizada nesse trabalho é de $4f_{sc}$, e muito diferente da frequência de amostragem original que é de 10 Mhz, as componentes primárias deverão, primeiramente, ser reamostradas para a frequência de $4f_{sc}$. Isso é conseguido através do processo de interpolação utilizando-se de filtros digitais do tipo FIR com um número N par de amostras.

Como tem sido feito mundialmente, principalmente em situações que envolvem várias alternativas como é o caso do presente trabalho, a parte experimental do sistema de dois canais é realizada através de simulações em computador (SUN/RISC/C).

No critério de avaliação objetiva, dá-se ênfase à degradação da Relação Sinal Ruído quando se usa um quantizador não uniforme. Nestas simulações, utiliza-se dois tipos de sinais: determinísticos e estatísticos. Os sinais determinísticos usados foram aqueles padronizados pelo CCIR do tipo gerado eletronicamente para diversos tipos de testes em sistemas analógicos tais como: CCIR-I, CCIR-II e BARRAS COLORIDAS. Os sinais estatísticos usados são os obtidos pela digitalização de imagens padrão da SMPTE ("Society of Motion Picture and Television Engineers"). Existe um total de quinze imagens digitalizadas com frequência de amostragem 10 Mhz. Cada imagem é composta de três arquivos com 512 colunas (amostras) e 512 linhas, alinhadas verticalmente, correspondente às componentes primárias R, G e B e armazenadas em fitas magnéticas. Essas imagens formam um conjunto representativo das cenas normalmente encontradas. Nesse trabalho serão

utilizadas as imagens: 01 PRAIA, 02 SALA, 08 SALA ESCURA e 15 COZINHA, pois essas imagens apresentam muitas variações de detalhes de fundo e localizado, variações de luz, variações de ambiente etc.

A avaliação subjetiva é realizada utilizando sistemas de tratamento de imagens como: KHOROS (The KHOROS Group. University of New Mexico. E.U.A.) e XV (Version 2.21. John Bradley, University of Pennsylvania, 1992), disponíveis no ambiente de trabalho das Workstations SUN e de domínio público.

Capítulo 2

MODELO PROPOSTO

2.1 INTRODUÇÃO

O presente capítulo descreve uma proposta para codificação do sinal de televisão no sistema PAL-M com uma taxa meta de 34 Mbit/s, tendo como base um codificador de vídeo citado no Capítulo 1. Esse codificador servirá de base para outras arquiteturas que serão também estudadas, com objetivo de comparação quanto ao desempenho e as várias possibilidades de uso de canal.

A primeira proposta, está baseada em uma arquitetura de dois canais de codificação como mostrado na Fig 2.1.

A operação básica dessa arquitetura é a seguinte: o sinal de vídeo analógico de entrada é filtrado, limitado e amostrado em $4f_{sc}$. O sinal resultante é sub-amostrado em $2f_{sc}$ usando um padrão de campo quincunx (QC), gerando dois fluxos de sinais, cada fluxo será processado por um canal correspondente. O primeiro canal processará o sinal QC, e o segundo, processará o sinal de correção. Ambos usarão técnicas MCPD com predição e quantização. O sinal de correção é obtido pela subtração do sinal QCC (quincunx complementar) do segundo fluxo com um sinal recuperado localmente e filtrado por um filtro interpolador.

Os sinais de áudio são codificados separadamente resultando em um fluxo F1. Pela norma CCIR, o fluxo F1 é convertido em uma palavra de 11/12 bits paralelos no codificador.

Os sinais de informação codificada QC, de correção e fluxo F1 são multiplexados por divisão de tempo para gerar um único fluxo H3 de 34 Mbit/s.

No decodificador, o fluxo H3 é demultiplexado. Os sinais QC e de correção, são decodificados com a mesma técnica usada no codificador. Um sinal de reconstituição é gerado do sinal QC recuperado, usando um filtro interpolador. O sinal de correção recuperado é adicionado ao sinal de reconstituição gerando o sinal de saída. O fluxo F1 sofre um atraso programável para garantir o sincronismo labial; em seguida é decodificado e reconvertido para a forma serial.

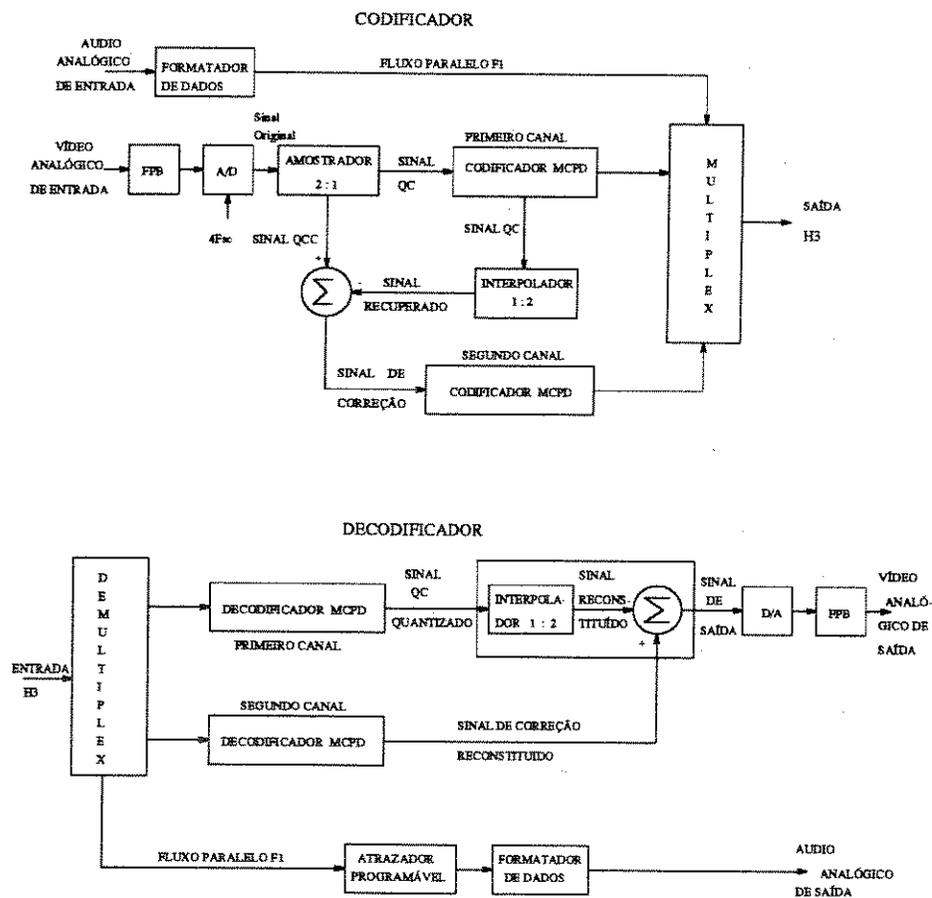


Figura 2.1: Diagrama de Bloco da Arquitetura de Dois Canais, sistema 1

A segunda proposta, está baseada na arquitetura anterior, como mostra a Fig.2.2, sendo que o segundo canal processará a informação quincunx complementar QCC. A operação básica desse sistema é semelhante à do sistema anterior.

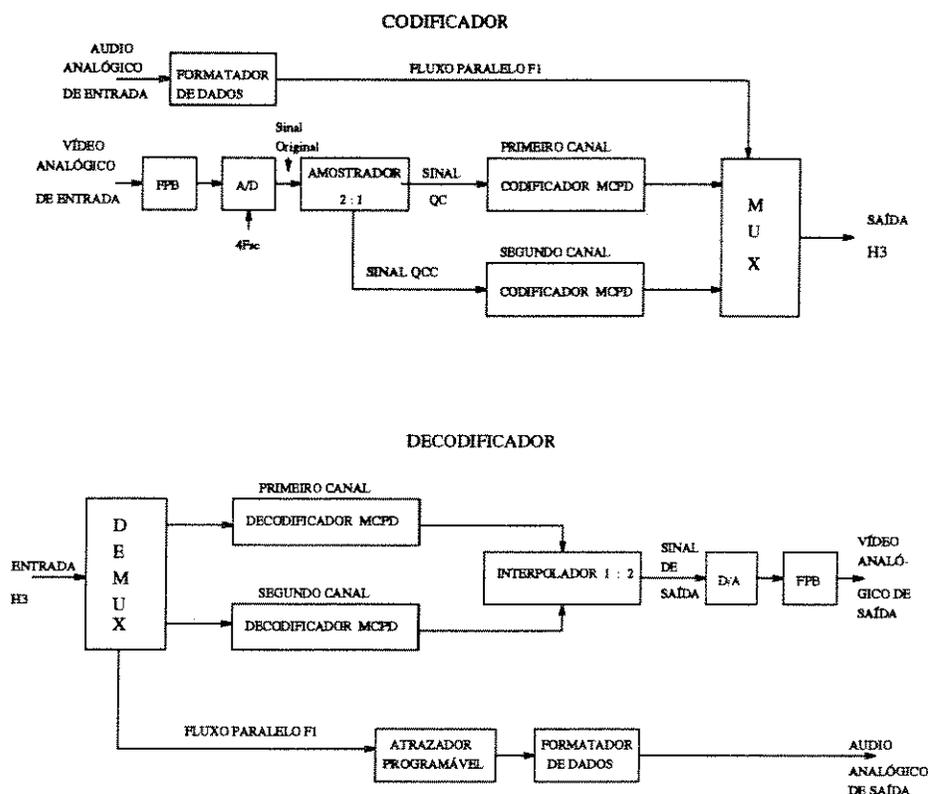


Figura 2.2: Diagrama de Bloco da Arquitetura de Dois Canais, sistema 2

A terceira proposta, está baseada em uma arquitetura simples de apenas um canal MCPD, como mostra a Fig. 2.3, que processará o sinal com padrão de campo normal.

2.2 SINAIS DE ENTRADA/SAÍDA

O sinal de vídeo analógico de entrada/saída do sistema corresponde ao sistema PAL-M, 525 linhas, sistema entrelaçado 2:1 e o sinal de entrada/saída do codec corresponde a um padrão H3 assíncrono.

O canal F1, corresponde a um padrão de 1.216 Mbit/s equivalente a $3 \times 384 \text{ Kbit/s} \pm 20 \text{ ppm} + 64 \text{ Kbit/s} \pm 20 \text{ ppm}$ e tem o propósito de conduzir os sinais de áudio codificados (Estéreo direito, Estéreo esquerdo, SAP e Canal de serviço). Neste trabalho não será descrito o processamento do canal de áudio.

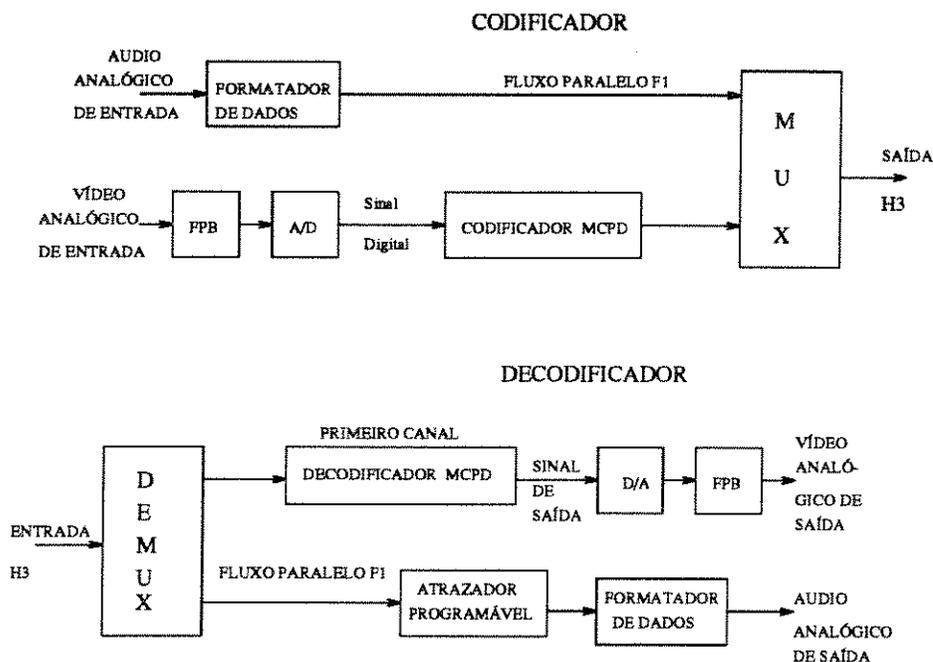


Figura 2.3: Diagrama de Bloco da Arquitetura de Um Canal, sistema 3

2.3 PROCESSAMENTO DO SINAL DE VÍDEO

2.3.1 Pré/Pós Processamento Analógico

Antes da digitalização, o sinal analógico de entrada é filtrado para remover as altas frequências ($> 7.16 \text{ Mhz}$) que poderão causar "aliasing" na recepção. Um filtro passa-baixas apropriado deverá ter as seguintes características:

freq. de corte	: $> 4.7 \text{ Mhz}$
ripple de resp. freq.	: $< 0.1\text{dB}$ pico-a-pico de 100Khz à freq. de corte
atraso de grupo	: $< 15\text{ns}$ abaixo de 4.0 Mhz
atenuação fora de faixa	: $> 45 \text{ dB}$ de 5.36 Mhz à 100 Mhz

No receptor, um filtro equivalente com compensação $\text{sen}(x)/x$ é requerido após o conversor D/A para correção de efeito de abertura.

2.3.2 Digitalização do Sinal de Vídeo

Os parâmetros básicos envolvidos no processo de digitalização do sinal de vídeo (frequência de amostragem + quantização) devem estabelecer de maneira precisa uma

correlação entre os domínios de representação analógica e digital desses sinais.

Frequência de Amostragem

Não é objetivo deste trabalho abordar maiores detalhes sobre estudos de critérios de escolha da frequência de amostragem, visto que, já foi bastante estudado e apresentado os resultados em outros trabalhos [19]. Mas, considerando que na escolha da frequência de amostragem f_a devem ser levados em conta três fatores:

1. O valor de f_a deve ser maior do que duas vezes a máxima frequência do sinal composto em banda base, isto é:

$$f_a > 8.4Mhz \quad (2.1)$$

desde que não se deseje utilizar métodos de sub-amostragem.

2. O valor de f_a deve ser da forma:

$$f_a = \frac{r}{s} f_H \quad (2.2)$$

onde r e s são inteiros positivos tais que permitam a existência de amostras de mesmo valor absoluto entre pontos próximos: intercampo (interlinha e intralinha) e intracampo (interquadro e intraquadros).

3. O valor de f_a deve ser tal que possa ser obtido por multiplicação ou por divisão da sub-portadora de cor f_{sc} , isto é:

$$f_a = \frac{k}{l} f_{sc} \quad (2.3)$$

onde k e l são inteiros.

A frequência de amostragem f_a usada no modelo proposto é de $4f_{sc}$, portanto tem-se:

$$f_{sc} = \frac{909}{4} f_H \quad (2.4)$$

$$f_a = 4f_{sc} \quad (2.5)$$

$$f_a = 909f_H \quad (2.6)$$

tem-se que:

$$T_H = 909T_A \quad (2.7)$$

conclui-se portanto, que utilizando a frequência de amostragem $f_a = 4f_{sc}$, tem-se um total de 909 amostras por linha de varredura.

A relação temporal entre a duração da linha ativa e a duração da linha de varredura horizontal T_H , é mostrado na Fig 2.4.

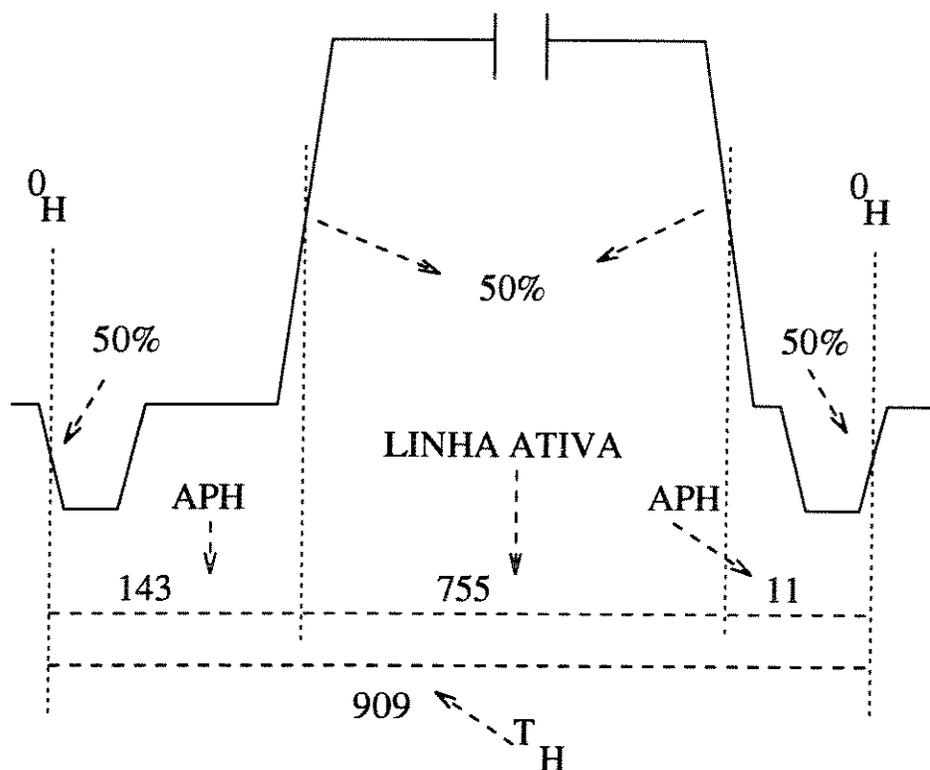


Figura 2.4: Relação temporal entre a linha ativa e a linha de varredura horizontal

Observa-se que a estrutura das amostras formadas com a escolha dessa frequência de amostragem, obedece um padrão de campo ortogonal como está mostrado na Fig.2.5.

Portanto, os parâmetros básicos para a digitalização do sinal de vídeo analógico de entrada, referentes a frequência são:

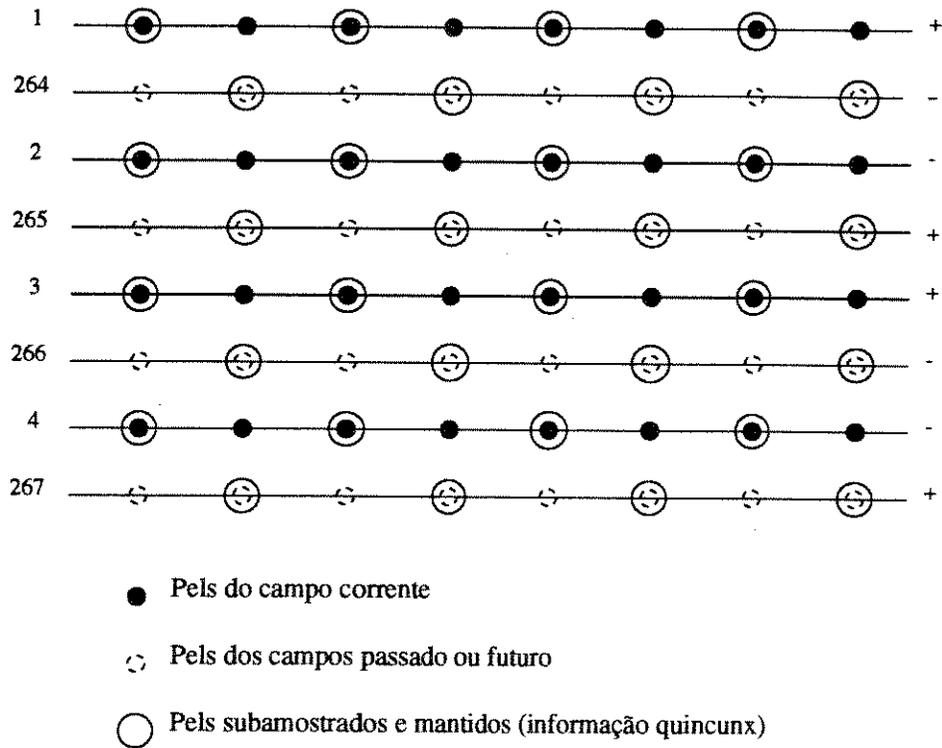


Figura 2.5: Estrutura de Amostragem e Sub-amostragem do Sinal de Vídeo

Freq. de amostragem	: 4fsc (fsc - subportadora de cor)
Estrutura de amostragem	: Ortogonal
Número de amostras por linha	: 909
Número de amostras na área ativa	: 755
Número de amostras no intervalo APH	: 154
Fase das amostras	: $\text{sen}(U), \text{cos}(V)$

Quantização para digitalização

Foi estabelecido uma conversão A/D linear com precisão de 8 bits efetivos para o sinal de vídeo composto analógico de entrada, resultando assim em $2^8 = 256$ níveis de quantização utilizados para a representação da amplitude do sinal de vídeo composto.

A relação entre os níveis do sinal de vídeo (valores nominais) e os níveis de quantização de 8 bits utilizando o sinal de teste BARRAS COLORIDAS com amplitude de 75% padronizada pelo CCIR é mostrado na Fig 2.6.

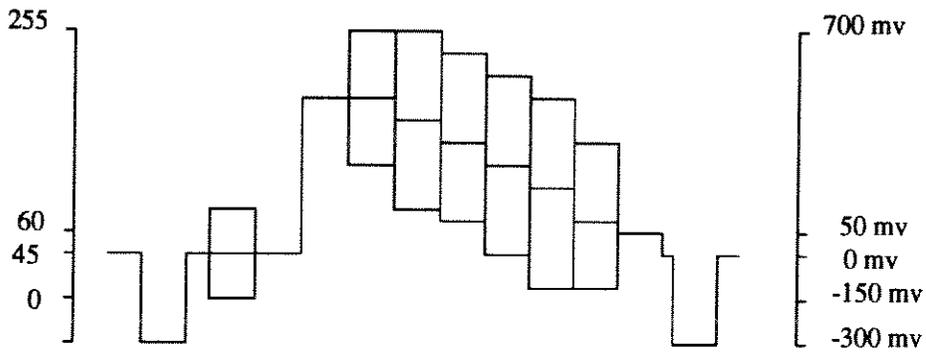


Figura 2.6: Relação de níveis de quantização com 8 bits por amostra

Nível inferior da salva (-150 mV)	: 0
Nível de apagamento (0 mV)	: 45
Nível de preto (50 mV)	: 60
Nível de branco (700 mV)	: 255
Nível do amarelo 70% de amplitude (700mV)	: 255

Outros níveis poderão ser obtidos pela equação:

$$Nível\ MCP\ de\ 8\ bits \approx \frac{(nível\ mV + 150) * 255}{850} \quad (2.8)$$

2.3.3 Algoritmo de codificação

O algoritmo de codificação da Fig. 2.1, usa técnica MCPD preditivo para alcançar a compressão de faixa requerida. Os principais componentes dessa arquitetura são:

- funções de pré e pós processamento digital;
- o primeiro canal (MCP com técnica MCPD preditivo);
- o segundo canal (técnica MCPD preditivo).

Pré/Pós Processamento Digital

As funções de pré-processamento são: as sub-amostragens quincunx do campo 2:1, filtragem de interpolação 1:2 e a computação de um sinal diferença. As funções do pós-processamento são: a filtragem de interpolação 1:2 e a computação do sinal de saída.

- Dizimação QC

O sinal de vídeo digitalizado com frequência de amostragem de $4f_{sc}$ é sub-amostrado horizontalmente em 2:1 usando um padrão de campo quicunx (QC). Os padrões gerados pelo processo da sub-amostragem são apresentados na Fig. 2.5.

Em um campo, os pels conservados pelo dizimador são alinhados verticalmente, produzindo um padrão ortogonal. De campo para campo, as fases amostradas são compensadas de um pel. Dessa forma, os pels conservados em um campo são alinhados com os pels descartados dos outros campos (passado ou futuro). A fase da sub-amostragem muda de um campo para outro, gerando um padrão de campo quincunx. Os pels pares (0, 2, 4, ... 908) de cada linha são mantidos nos campos I e III e os pels ímpares (1, 3, 5, ... 907) de cada linha são mantidos nos campos II e IV. Dois fluxos de $2f_{sc}$ são gerados pela sub-amostragem 2:1. O primeiro fluxo é a informação QC (de pels conservados) e o segundo fluxo é a informação QC complementar (QCC) (dos pels descartados). A informação QC é codificada e transmitida através do primeiro canal. A diferença entre o sinal recuperado localmente e informação QCC é codificada e transmitida pelo segundo canal, no caso do sistema 1 ou a informação QCC é codificada e transmitida diretamente pelo segundo canal, no caso do sistema 2.

- Filtro de Interpolação

No codificador e no decodificador do sistema 1, é usado um filtro de interpolação para recuperar as informações QCC durante a parte visível do sinal de vídeo. Inicialmente, as amostras recuperadas localmente são filtradas por um filtro passa-tudo do tipo FIR que introduz um atraso de $(\frac{1}{2})T_a$. As amostras na saída desse filtro assumem posições espaciais equivalentes às das amostras QCC originais. Para tanto, é necessário que as amostras QCC originais sejam deslocadas de $\tau + \frac{1}{2}T_a$ amostras onde:

$$\tau = \lfloor \frac{N-1}{2} \rfloor \quad \text{intervalos } T_a \quad (2.9)$$

onde N é o número de amostras em frequência escolhido. Na Fig.2.7 é ilustrado o que foi

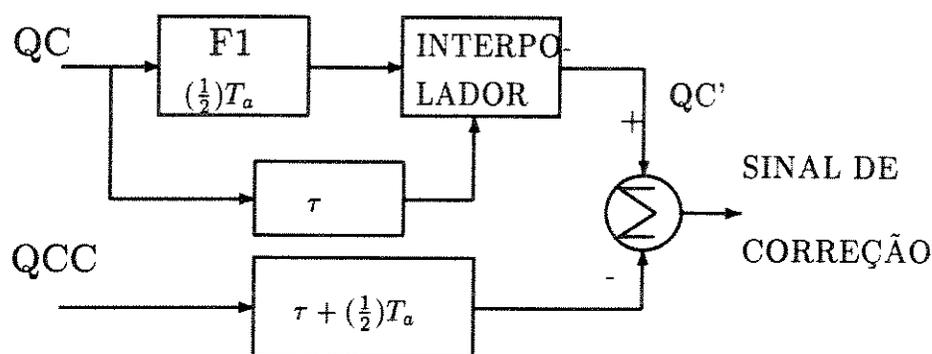


Figura 2.7: Esquema para a obtenção do sinal de correção

dito.

- Correção do sinal

No codificador, a informação QCC recuperada é subtraída da informação QCC original resultando em um sinal de correção. O sinal de correção é codificado e transmitido através do segundo canal.

Primeiro Canal: Codificação MCP e MCPD

O primeiro canal codifica a informação usando as técnicas MCP e MCPD. O intervalo de apagamento horizontal é sempre codificado em MCP.

O sinal QC é codificado em MCPD e os erros de predição são quantizados com leis de quantização não uniforme. Como garantia contra erros na transmissão, um reset é dado no início de cada linha ativa, setando para zero o valor de predição das duas primeiras amostras da linha a ser codificada em MCPD. cujo diagrama de bloco básico é mostrado na Fig. 2.8.

Na Fig. 2.8, tem-se:

x = sinal de entrada a ser codificado;

\hat{x} = sinal previsto;

d = sinal diferença;

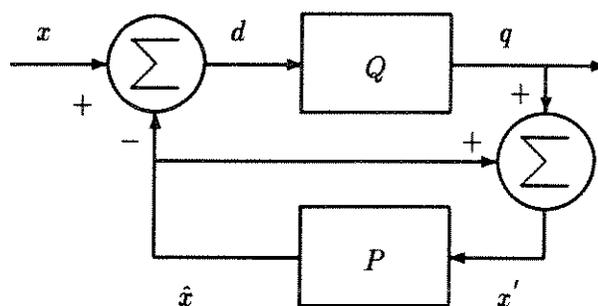


Figura 2.8: Diagrama de Bloco do sistema MCPD de transmissão

q = sinal diferença quantizado;

x' = sinal recuperado localmente, réplica do de entrada;

Σ = somador;

P = preditor;

Q = quantizador.

Como se pode observar na Fig. 2.8, \hat{x} é um sinal previsto, que é subtraído do sinal original x , resultando em um sinal diferença d , na saída do subtrator. Os sinais x e \hat{x} têm os mesmos intervalos de variação, portanto, quanto maior for a eficiência do preditor, menor será o valor do sinal diferença d , e maior será a concentração deste em torno do valor zero, diminuindo assim sua entropia. Como os sinais que serão processados por esse sistema, tem características aleatórias, a diminuição do valor da diferença d , desses sinais, é conseguida através da extração da redundância dos mesmos, e esta extração, esta a cargo do preditor. O que se busca, é a máxima concentração possível dos valores do sinal diferença, em torno do zero, implicando na máxima retirada de redundância e consequentemente menor entropia do sinal d .

O quantizador tem a função de controlar a taxa de bits na saída do sistema MCPD e, portanto, na linha de transmissão. A quantização do sinal diferença, é feita, dividindo-se o intervalo de variação de d , em vários subintervalos de comprimentos variáveis, de acordo com a posição deste dentro do intervalo, uma vez que existem regiões de maior ou menor importância quanto à qualidade final da imagem recuperada. As áreas de maior

importância, encontram-se próximas do valor zero, visto que nessa região, encontra-se o maior número de acertos do preditor.

A taxa de bits na linha é controlada, associando-se a cada nível de quantização, uma palavra código de comprimento variável, sendo que, as palavras de menor comprimento são associadas aos níveis de q , de maior ocorrência.

Na recepção, o sistema MCPD, apresenta o diagrama de bloco mostrado na Fig. 2.9.

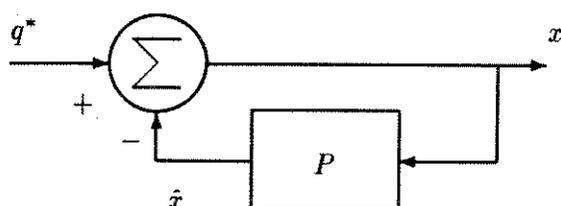


Figura 2.9: Diagrama de Bloco de do sistema MCPD de recepção

Na Fig. 2.9, tem-se:

q^* = sinal diferença, quantizado, recebido;

\hat{x} = sinal previsto;

x' = sinal recuperado de saída;

Σ = somador;

P = preditor;

O algoritmo de predição do receptor, tem que ser idêntico ao do transmissor. Somente assim, conseguiu-se recuperar no receptor, o sinal original.

Segundo Canal: Codificação MCPD

No sistema 1, o sinal de correção, é codificado pelo segundo canal. No sinal de correção, metade dos pels são relacionados à informação QC e outra metade, são relacionados à informação QCC. Os pels relacionados à informação QC contém erros MCPD e não são

codificados pelo segundo canal (no decodificador, zeros são inseridos para gerar a correção do sinal reconstituído). No sistema 2, a informação QCC é codificada diretamente.

O esquema de transmissão e recepção desse canal, para ambos os sistemas, é idêntico ao esquema mencionado na seção anterior.

2.4 CONSIDERAÇÕES

Procurou-se mostrar de maneira sucinta, aspectos relacionados com o funcionamento do codificador redutor de redundância de dois canais. Existem outros aspectos que constituem fatores importantes no sistema como um todo, como: manuseio do intervalo de apagamento horizontal e vertical, dos pulsos de equalização e de sincronismo, manuseio das linhas de 10 a 21 e de 273 a 284, dos tipos de códigos usados para o sinal de vídeo e de áudio, da estrutura da informação do primeiro e segundo canal e do protocolo de comunicação. Estes aspectos fogem ao escopo deste trabalho e serão objetos de estudos em tempo oportuno. Assim, neste trabalho, dar-se ênfase ao estudo da redução da redundância propriamente dita. Nos capítulos subsequentes, serão abordados os modelos usados e os resultados obtidos.

Capítulo 3

MODELAMENTO PARA A SIMULAÇÃO

3.1 INTRODUÇÃO

Com o objetivo de avaliar o desempenho do esquema de redução de taxa de bits do sinal de vídeo composto, torna-se necessário pré-processar os sinais que serão utilizados para a avaliação do mesmo, uma vez que, os sinais de teste disponíveis, são do tipo gerado eletronicamente, padronizados pelo CCIR para diversos testes em sistemas analógicos, ou imagens padrão da SMPTE, disponíveis na forma de componentes primárias RGB, digitalizadas uniformemente em 8 bits por amostra a uma taxa de 10Mhz, com as amostras alinhadas na vertical.

Os sinais padronizados pelo CCIR, serão gerados em computador através de programas desenvolvidos em linguagem C e baseados em modelos matemáticos dos mesmos. Para a geração de um quadro desses sinais na forma composta, é necessário a realização de vários processos como: amostragem com uma frequência $f_a = 4f_{sc}$ (f_{sc} é a frequência da subportadora de cor) ≈ 14.3 Mhz, conversão A/D, filtragem, composição etc.

Para a obtenção de um quadro, na forma composta, das imagens padrão da SMPTE, primeiramente, faz-se necessário a reamostragem das componentes primárias RGB, da frequência de amostragem original que é de 10 Mhz para a frequência de amostragem atual que é de $f_a = 4f_{sc}$. Essa frequência, difere muito daquela, portanto, é necessário a criação de amostras, entre as amostras originais, a fim de obter a taxa desejada. Isso

é conseguido através do processo de interpolação utilizando-se de filtros digitais do tipo FIR com um número N par de amostras, em seguida, a modulação das mesmas.

3.2 OBTENÇÃO DOS SINAIS DE ENTRADA

3.2.1 sinais CCIR

Os sinais de teste padronizados pelo CCIR foram obtidos de acordo com seus modelos matemáticos. Não é objetivo deste trabalho mostrar os modelos matemáticos usados, visto que, estes já foram feitos em outros trabalhos [21] e [10].

Os quadros dos sinais de teste, foram obtidos diretamente na forma composta (uma vez que seus modelos matemáticos já dão o resultado nessa forma) ou na forma de componentes (através da demodulação do sinal original).

No processo de composição de um quadro, o sinal é primeiramente amostrado na forma composta, em níveis analógicos, com uma frequência de amostragem de $f_a = 4f_{sc}$, em seguida, é feita a conversão analógica/digital A/D com codificação uniforme de 8 bits/amostra. A Fig 4.2 mostra o modelo usado para a obtenção de um quadro dos sinais de teste.

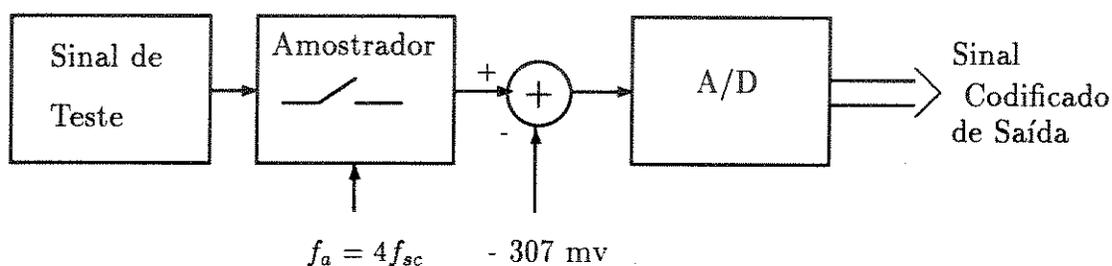


Figura 3.1: Modelo para obtenção de um quadro do sinal de teste padronizado pelo CCIR

Na codificação A/D, é simulado um conversor ADC-820T da Tektronix, que opera

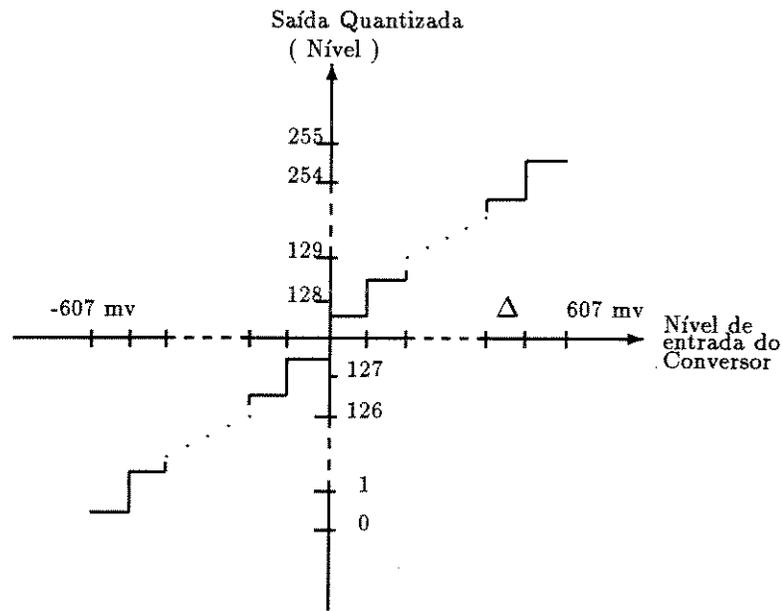


Figura 3.2: Curva de Quantização do conversor A/D

na faixa de -607mv a $+607\text{mv}$. Esse intervalo é suficiente para sinais de testes que variam de -300mv a 910mv , bem como para os sinais de radiodifusão que, em geral, variam entre -300mv a 700mv . Para isso, faz-se necessário o deslocamento do nível do sinal de vídeo padronizado de um valor de -307mv . A Fig 3.2 mostra a curva de quantização usado no conversor A/D [21].

Pela curva de quantização, pode-se observar que o passo de quantização do conversor A/D de 8 bits com variação de pico de 1214mv é dado por:

$$\Delta = \frac{1214}{255} \approx 4.76 \text{ mv} \quad (3.1)$$

Seja VD o valor analógico do sinal decodificado, correspondente a um nível digital N (onde N é um número inteiro entre 0 e 255) então o valor de VD é dado por:

$$VD = (N - 127.5) \cdot \Delta + 307.0 \text{ mv} \quad (3.2)$$

onde $127.5mv$ é o nível médio de quantização e $307.0mv$ é o valor do deslocamento de nível correspondente ao conversor.

3.2.2 sinais da SMPTE

Os sinais de teste padronizados pela SMPTE estão disponíveis na forma de componentes RGB amostrados em 10 Mhz e gravadas em fitas magnéticas no formato BYTE. Para que esses sinais possam ser utilizados nos testes do sistema proposto, é necessário que se faça primeiro a conversão do formato BYTE para o formato INTEIRO e em seguida uma reamostragem dos mesmos, com a frequência de amostragem de $f_a = 4f_{sc}$. A Fig 3.3 mostra, como estão posicionadas as amostras com relação à fase da f_{sc} , com o instante inicial de amostragem baseada no cruzamento de zero do cosseno, de derivada positiva, quando é usado a frequência de amostragem de 10 Mhz, e como deverão ficar posicionadas, quando forem reamostradas em $4f_{sc}$.

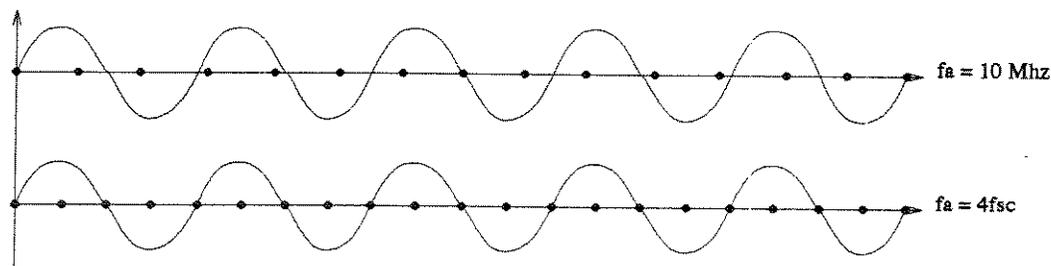


Figura 3.3: Posicionamento das amostras em relação ao cruzamento de zero do cosseno de derivada positiva para as frequências de amostragem de 10 Mhz e $4f_{sc}$ respectivamente

Reamostragem

Para a obtenção de um quadro, amostrado em $4f_{sc}$, foi usado o processo de interpolação, através de uso de filtros digitais do tipo FIR com número de amostras N par. O esquema adotado para a interpolação está mostrado na Fig 3.4.

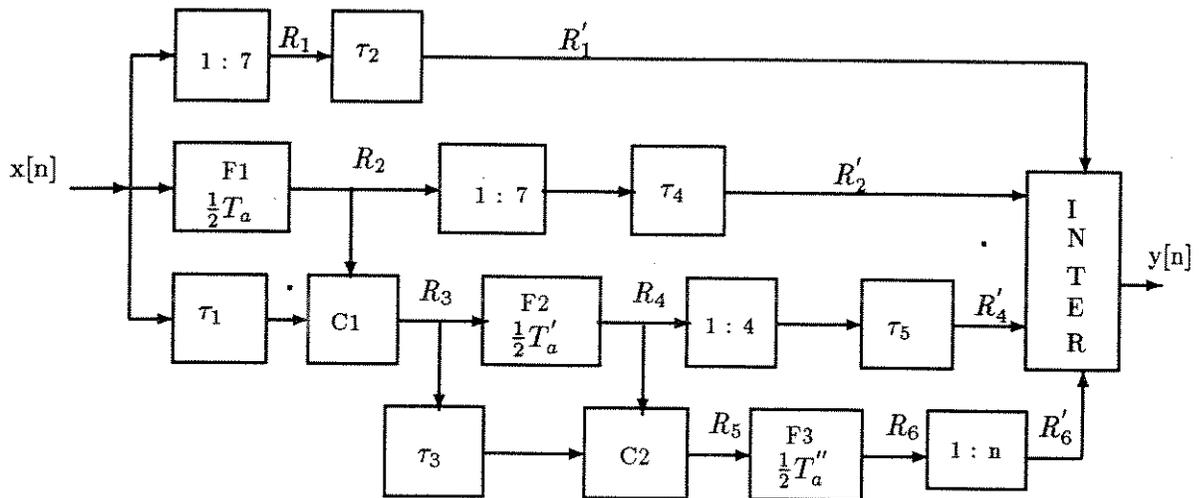


Figura 3.4: Esquema de interpolação para a composição de um quadro com frequência de amostragem de $4f_{sc}$

onde $x[n]$ são as amostras do quadro com $f_a = 10\text{MHz}$ e $y[n]$ são as amostras do quadro com $f_a = 4f_{sc}$.

As amostras resultantes desse processo, não estão nas posições exatas, que estariam, se tivessem sido amostradas diretamente em $f_a = 4f_{sc}$, mas ocupam posições muito próximas, podendo ser consideradas, sem se incorrer em erros significativos. Os mosaicos resultantes do processo de interpolação, são usados para a obtenção do mosaico de sinal de vídeo composto.

Obtenção do Sinal Composto

Não são abordados aqui, maiores detalhes sobre os modelos matemáticos dos sinais, quanto ao espectro de frequência, pois esses estudos já foram realizados em outro trabalho [20].

Neste trabalho, as simulações são realizadas com o sinal de vídeo composto em banda base, digitalizado com 8 bits/amostra. Os sinais disponíveis, estão na forma de componentes primárias RGB, digitalizadas em 8 bits/amostra. Portanto, é necessário obter as amostras do sinal de vídeo composto ativo a partir das componentes primárias RGB. A

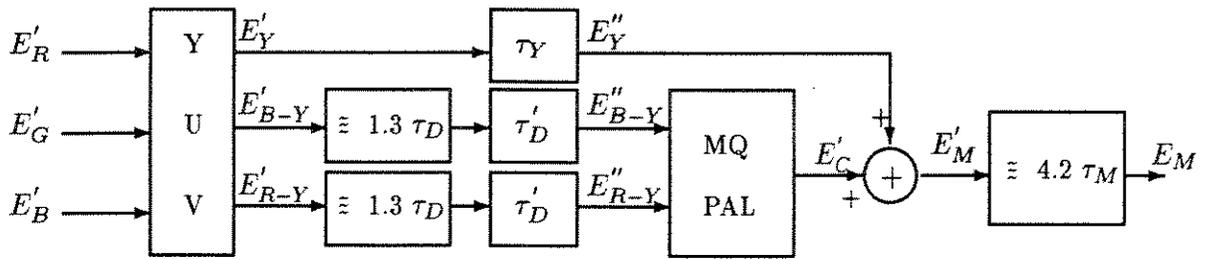


Figura 3.5: Modelo usado para a obtenção do sinal composto

Fig 3.5, mostra o modelo usado para a obtenção desse sinal.

Durante o processamento para a obtenção do sinal composto, primeiramente obtém-se o sinal de luminância E'_Y e os sinais diferença de cor E'_{R-Y} e E'_{B-Y} , em seguida, o sinal de crominância E'_C . Para isso, torna-se necessário a realização de filtragens digitais que simulem as filtragens dos processos analógicos. Essas filtragens tem o objetivo de modelar e limitar a faixa do espectro de frequência dos sinais durante as várias etapas do processo.

Os sinais E'_Y , E'_{R-Y} e E'_{B-Y} são dados por:

$$E'_Y = 0.299E'_R + 0.587E'_G + 0.114E'_B \quad (3.3)$$

$$E'_{R-Y} = 0.877(E'_R - E'_Y) \quad (3.4)$$

$$E'_{B-Y} = 0.493(E'_B - E'_Y) \quad (3.5)$$

Os sinais diferença de cor E'_{R-Y} e E'_{B-Y} são filtrados por um filtro passa-baixas com largura de faixa de aproximadamente 1.3 Mhz. Esses filtros implementam um atraso

de grupo representado por τ_D . Para manter a precisão de registro da cena ponto a ponto, é necessário atrasar de τ_Y o sinal de luminância E'_Y de forma a compensar o atraso sofrido pelos sinais diferença de cor. Esses atrasos devem obedecer às especificações do CCIR. Os sinais resultantes dessa filtragem, E''_{R-Y} e E''_{B-Y} , são modulados em quadratura para a abtenção do sinal de crominância E'_C dado por:

$$E'_C = E''_{B-Y} \text{sen}\omega_{sc}(t) + E''_{R-Y} m(t) \text{cos}\omega_{sc}(t) \quad (3.6)$$

onde $\omega_{sc} = 2\pi f_{sc}$, f_{sc} é a frequência da subportadora de cor e $m(t)$ corresponde ao chaveamento PAL do sistema PAL-M adotado no Brasil.

Somando-se os sinais E''_Y com E'_C obtém-se o sinal de vídeo composto E'_M dado por:

$$E'_M = E''_Y + E''_{B-Y} \text{sen}\omega_{sc}(t) + E''_{R-Y} m(t) \text{cos}\omega_{sc}(t) \quad (3.7)$$

O sinal composto, é filtrado por um filtro passa-baixas de aproximadamente 4.2 Mhz de largura de faixa, com o objetivo de evitar a sobreposição de espectro do sinal composto amostrado.

Do ponto de vista da simulação em computador, o filtro para atrasar τ_Y o sinal de luminância E'_Y pode ser dispensado, uma vez que as amostras do sinal estão armazenadas e o deslocamento pode ser feito através da renumeração das mesmas. Os demais filtros serão considerados mais na frente.

Conversão do Sinal de Saída

Durante o processo para a obtenção do sinal composto, conforme o modelo apresentado na Fig 3.5, trabalhou-se com os sinais RGB digital, convertidos para o formato real, variando entre 0.0 e 255.0. Evitando-se assim, sucessivas conversões D/A e A/D. Os sinais RGB com variações dentro do intervalo acima, podem ser dados por:

$$E'_X = aX + b \quad (3.8)$$

onde, a e b são constantes de decodificação e $X = R, G$ ou B .

Das equações 3.3 a 3.7 pode-se verificar que o sinal composto resultante das operações pode ser dado por:

$$EL'_M = aE'_M + b \quad (3.9)$$

O valor do sinal resultante EL'_M não está necessariamente dentro do intervalo de 0 a 255. Portanto, durante o processo de conversão dos níveis de real para inteiro, na saída do modulador, deve-se trazê-los para dentro desse intervalo. Isso é conseguido através de equações que relacione os intervalos de variação real com o intervalo inteiro de 0 a 255. O sinal IL'_M resultante da conversão real/inteiro é dado por:

$$IL'_M = \alpha E_M + \beta \quad (3.10)$$

onde α e β são constantes de conversão reais e IL'_M é o valor resultante em inteiro, variando no intervalo de 0 a 255.

Para a determinação dos valores de α e β , foi realizado estudos [21] com o objetivo de maximizar o intervalo de variação de IL'_M tomando-se como referência, as variações máximas e mínimas das cores amarela e azul do sinal de vídeo composto ativo. Chegou-se a seguinte conclusão:

$$\alpha = \frac{255}{\alpha_1 + \alpha_2} \quad (3.11)$$

e

$$\beta = \alpha \cdot \alpha 2 \quad (3.12)$$

onde

$$\alpha 1 = -\frac{17}{50} n_p + 341 \quad (3.13)$$

e

$$\alpha 2 = -\frac{67}{50} n_p + 86 \quad (3.14)$$

sendo, α o fator de normalização, $\alpha 1$ e $\alpha 2$ constantes de translação e n_p o valor mínimo de preto. Para as imagens da SMPTE, o valor mínimo de preto obtido durante a digitalização foi igual ao nível 60. Esse valor foi usado nas equações acima e também na simulação.

3.3 OBTENÇÃO DOS SINAIS DE SAÍDA

A saída do sistema redutor de redundância fornece o sinal de vídeo IL'_M digital na forma composta. Para a visualização do sinal resultante desse processo, torna-se necessário a decomposição do sinal IL'_M nas componentes primárias E''_R , E''_G e E''_B . Isso é conseguido através da simulação de um sistema que efetue processamentos similares aos efetuados nos aparelhos receptores de TV comercial. A Fig 3.6 mostra o sistema utilizado para a decomposição desse sinal.

Antes de iniciar o processo de decomposição, o sinal digital IL'_M na da saída do sistema redutor de redundância, é convertido para o formato REAL, em seguida, é recolocado dentro do intervalo de níveis, que tinha na saída do moduador, utilizando o inverso da equação 3.10 dada por:

$$EL_M = \frac{IL'_M - \beta}{\alpha} \quad (3.15)$$

α e β foram discutidos anteriormente.

O sinal composto EL_M é filtrado por um filtro passa-faixa com característica vestigial em torno da 3.58 Mhz para a extração do sinal de crominância. O sinal resultante dessa filtragem ainda está contaminado com sinal de luminância. Porém o efeito causado pela presença do sinal de luminância dentro do espectro de crominância é imperceptível ao olho humano devido às relações entre a frequência de varredura horizontal f_H da linha e a frequência F_{sc} da subportadora de cor, dada por [20]:

$$f_{sc} = \frac{909}{4} f_H \quad (3.16)$$

O sinal EL_C resultante da filtragem de 3.58 Mhz, é demodulado por um decodificador PAL que usa um detetor síncrono e duas linhas de retardo. A vantagem de se usar duas linhas de retardo ao invés de apenas uma, como nos decodificadores convencionais, está no fato de se poder obter as componentes E'_U e E'_V ainda em RF, livres de interferência de baixa visibilidade caso a correlação entre duas linhas do mesmo campo seja perfeita [20].

Como mostra a Fig 3.6, os atrasos das linhas são dados por:

$$T_{H1} = T_H - \frac{1}{4} T_{sc} \quad (3.17)$$

e

$$T_{H2} = T_H + \frac{1}{4} T_{sc} \quad (3.18)$$

sabe-se que $T_H = 909T_a$ e $T_{sc} = 4T_a$ portanto:

$$T_{H1} = 908T_a \quad (3.19)$$

e

$$T_{H2} = 910T_a \quad (3.20)$$

com isso podemos obter os sinais:

$$U(t) = EL_C(t) - EL_C(t - 910T_a) \quad (3.21)$$

e

$$V(t) = EL_C(t) - EL_C(t - 908T_a) \quad (3.22)$$

Como o número de atrasos das amostras em $f_a = 4f_{sc}$ é de $908T_a$ para E'_V e $910T_a$ para E'_U , sendo portanto um número inteiro, então não há necessidade de passar o sinal EL_C pelo filtro atrasador para obter os retardos desejados, basta considerar a numeração das amostras da linha anterior para a obtenção dos sinais. As equações 3.21 e 3.22 resultam portanto em:

$$U = EL_C - U_L \quad (3.23)$$

e

$$V = EL_C - V_L \quad (3.24)$$

Os filtros passa-baixas de 1.3 Mhz servem para eliminar as componentes de alta frequência presentes nos sinais U e V decodificados.

Os sinais EL_U e EL_V resultantes das filtragens de 1.3 Mhz são usados juntamente com o sinal composto EL_M para a obtenção do sinal de luminância EL_Y livre da interferência do sinal de crominância no caso da correlação perfeita entre as linhas adjacentes do mesmo campo.

Os sinais EL_U , EL_V e EL_Y são usados para a obtenção dos sinais EL_R , EL_G e EL_B dados por:

$$EL_R = EL_Y + \frac{EL_V}{0.877} \quad (3.25)$$

$$EL_B = EL_Y - 0.5808EL_V - 0.3939EL_U \quad (3.26)$$

$$EL_B = EL_Y + \frac{EL_U}{0.493} \quad (3.27)$$

que, filtrados por um filtro passa-baixas de 4.2 Mhz obtém-se os sinais E''_R, E''_G e E''_B que são uma réplica das componentes primárias E'_R, E'_G e E'_B .

Esses sinais são então usados para a avaliação subjetiva do sistema proposto.

3.4 MODELO DOS FILTROS USADOS

No processo de composição, as componentes primárias E'_R, E'_G e E'_B passam por um processo de filtragem para a obtenção de um quadro de sinal amostrado em $4f_{sc}$, os sinais diferença de cor E'_{R-Y} e E'_{B-Y} , são filtrados por um filtro passa-baixas com largura de faixa de aproximadamente 1.3 Mhz para limitar a faixa do sinal de crominância. O sinal composto E'_M , é filtrado por um filtro passa-baixas de aproximadamente 4.2 Mhz de largura de faixa com o objetivo de evitar a sobreposição de espectro do sinal composto amostrado.

No processo de decomposição do sinal para a obtenção das primárias RGB, o sinal composto EL_M é filtrado por um filtro passa-faixa com característica vestigial em torno da 3.58 Mhz com o objetivo da extração do sinal de crominância; os sinais diferença de cor ULL e VLL , são filtrados por um filtro passa-baixas de 1.3 Mhz de largura de faixa para eliminar as componentes de alta frequência e as componentes EL_R, EL_G e EL_B de saída são filtradas por um filtro passa-baixas de 4.2 Mhz para limitar a largura de faixa do sinal de saída.

Dentre as várias técnicas existentes para projetos de filtros digitais, escolheu-se a FIR (Finite Impulse Response) por esta apresentar a possibilidade de obtenção de filtros com características de fase linear, o que é uma exigência básica para sinais de vídeo,

evitando assim distorções lineares dos mesmos e interpretação incorreta das cores, uma vez que a matiz e a saturação estão na amplitude e fase do vetor RF de crominância de TV.

Os modelos apresentados foram usados no processamento de imagens digitalizadas na frequência de amostragem $f_a = 4f_{sc}$ (f_{sc} é a frequência da subportadora de cor 3.57561149) ≈ 14.3 Mhz.

3.4.1 Modelamento para a simulação

Existem várias técnicas de implementação do filtro FIR; neste trabalho, escolheu-se o método de amostragem em frequência, por este apresentar simplicidade para simulação, como também de minimização das amplitudes dos lóbulos fora da faixa de passagem para um determinado número de amostras N . Essa técnica é aplicada para um número finito de amostras da transformada Z de um filtro, avaliada em qualquer parte do plano Z . Para o estudo em questão, será analisado o caso em que as amostras estão igualmente espaçadas sobre a circunferência de raio unitário e os valores das amostras representam os valores da resposta em frequência contínua do filtro. Para se obter a característica de amplitude desejada e uma característica de fase linear, procurou-se obter uma resposta em frequência que fosse puramente real, a menos de um deslocamento linear de fase. Para alcançar esse objetivo foram levadas em consideração o parâmetro N e as posições específicas das amostras em frequência. Com relação ao posicionamento das amostras, pode-se aplicar o teorema da amostragem para 4 casos como segue:

caso 1 - quando N é par e as amostras estão em:

$$\text{a) } f(k) = \frac{k}{NT} \quad k = 0, 1, \dots, N - 1$$

$$\text{b) } f(k) = \frac{(k+1/2)}{NT} \quad k = 0, 1, \dots, N - 1$$

caso 2 - quando N é ímpar e as amostras estão em:

$$\text{a) } f(k) = \frac{k}{NT} \quad k = 0, 1, \dots, N - 1$$

$$\text{b) } f(k) = \frac{(k+1/2)}{NT} \quad k = 0, 1, \dots, N - 1$$

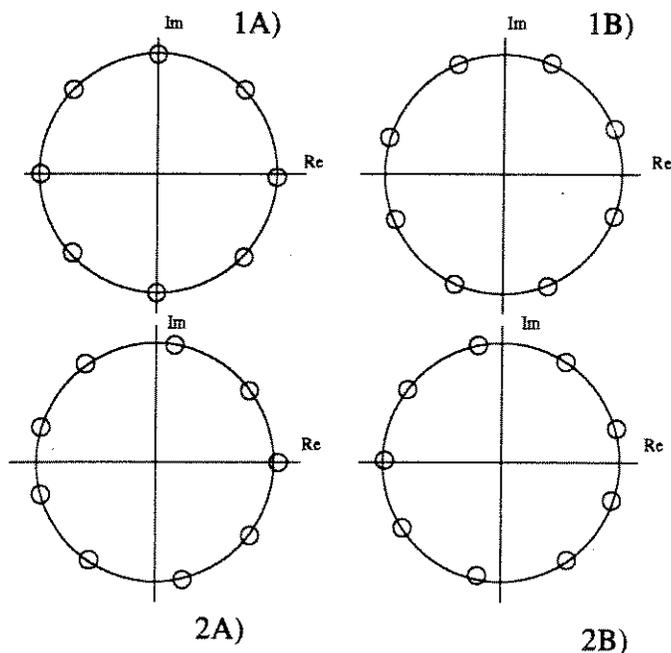


Figura 3.7: Orientação para amostras em frequência espaçadas uniformemente

onde $1/NT$ é o espaçamento de frequência entre as amostras e T é o período de amostragem.

A Fig 3.7 mostra esses casos para N igual a 8 e 9 amostras.

Neste trabalho serão estudados os casos 1a) e 2a), para N ímpar e par, respectivamente.

Para sistema causal, um filtro com resposta impulsiva de duração finita $h(0), \dots, h(N-1)$, a transformada Z da função de transferência desse filtro é dada por:

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)z^{-n} \quad (3.28)$$

onde N é um número inteiro finito positivo. Uma vez que $h(n)$ é de duração finita, ela pode ser representada em termos de sua transformada discreta de Fourier (TDF) $H(k)$, $k = 0, 1, \dots, N-1$ como:

$$h(n) = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H(k) e^{j\frac{2\pi}{N}nk} & ; 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & ; n \geq N \end{cases} \quad (3.29)$$

onde

$$H(k) = H(z) \Big|_{z=e^{j\frac{2\pi}{N}k}} \quad (3.30)$$

$H(k)$ é chamada de amostra em frequência uma vez que ela é, simplesmente, amostra da resposta em frequência do filtro e portanto periódica com período 2π .

A resposta ao impulso unitário do filtro FIR com característica de fase linear tem a propriedade que:

$$h(n) = h(N - 1 - n) \quad (3.31)$$

Substituindo a equação 3.31 na equação 3.28 obtem-se:

1 - para N considerado par:

$$H(z) = \sum_{n=0}^{\left(\frac{N}{2}\right)-1} h(n)[z^{-n} + z^{-(N-1-n)}] \quad (3.32)$$

2 - para N considerado ímpar:

$$H(z) = h\left(\frac{N-1}{2}\right)z^{-\left(\frac{N-1}{2}\right)} + \sum_{n=0}^{\left(\frac{N-1}{2}\right)-1} h(n)[z^{-n} + z^{-(N-1-n)}] \quad (3.33)$$

desenvolvendo as equações 3.32 e 3.33 para $z = e^{jw}$ obtem-se:

para N par:

$$H(e^{jw}) = e^{-jw\left(\frac{N-1}{2}\right)} \sum_{n=0}^{\left(\frac{N}{2}\right)-1} 2h(n)\cos\left(w\left(n - \frac{N-1}{2}\right)\right) \quad (3.34)$$

para N ímpar:

$$H(e^{jw}) = e^{-jw(\frac{N-1}{2})} \left\{ h\left(\frac{N-1}{2}\right) + \sum_{n=0}^{\frac{N-3}{2}} 2h(n)\cos\left(w\left(n - \frac{N-1}{2}\right)\right) \right\} \quad (3.35)$$

como pode ser visto nas equações 3.34 e 3.35 os somatórios são reais, implicando em um deslocamento linear de fase correspondente a um atraso de fase τ_F e de grupo τ_G de:

$$\tau_F = \tau_G = \frac{N-1}{2} \quad (3.36)$$

Neste trabalho escolheu-se N ímpar para implementação dos filtros passa-baixas e passa-faixa, para que o atraso correspondesse a um número inteiro de amostras e N par para o filtro interpolador, visto que, o atraso de grupo provocado por este é dado por:

$$\tau_G = \left\lfloor \frac{N-1}{2} \right\rfloor + \frac{1}{2} \quad \text{amostras} \quad (3.37)$$

onde $\lfloor \cdot \rfloor$ é o maior inteiro do argumento. Como pode ser constatado na equação 3.36.

Substituindo a equação 3.29 na equação 3.28, trocando o somatório e desenvolvendo para n , obtém-se:

$$H(z) = \frac{(1-z^{-N})}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{H(k)}{1-z^{-1}e^{j\frac{2\pi}{N}k}} \quad (3.38)$$

Em geral, as amostras em frequência $H(k)$ são complexas, com também $e^{j\frac{2\pi}{N}k}$. Portanto, a realização do filtro FIR como mostrado na equação 3.38 requer operações aritméticas complexas. Entretanto, se as amostras da resposta impulsiva $h(n)$ forem reais, as amostras em frequência expressas na forma polar satisfaz a seguinte condição de simetria:

$$|H(k)| = |H(N - k)| \quad (3.39)$$

$$\Theta(k) = -\Theta(N - k) \quad k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (3.40)$$

como

$$H(k) = H(e^{j\omega}) \Big|_{\omega = \frac{2\pi}{N}k} = |H(k)| e^{j\Theta(k)} \quad (3.41)$$

substituindo a equação 3.41 em 3.29 obtém-se:

$$h(n) = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |H(k)| e^{j(\frac{2\pi}{N}nk + \Theta(k))} & ; 0 \leq n \leq N - 1 \\ 0 & ; n \geq N \end{cases} \quad (3.42)$$

substituindo as condições 3.39 e 3.40 em 3.42 e desenvolvendo obtém-se:

para N ímpar:

$$h(n) = \frac{1}{N} \left\{ |H(0)| + \sum_{k=1}^{\left(\frac{N-1}{2}\right)} |H(k)| 2 \cos\left(\frac{2\pi}{N}nk + \Theta(k)\right) \right\} \quad (3.43)$$

$$\Theta(k) = -\frac{2\pi}{N}k\left(\frac{N-1}{2}\right) \quad (3.44)$$

$$h(n) = \frac{1}{N} \left\{ |H(0)| + \sum_{k=1}^{\left(\frac{N-1}{2}\right)} 2 |H(k)| \cos\left(\frac{2\pi}{N}k\left(n - \frac{N-1}{2}\right)\right) \right\} \quad (3.45)$$

para N par:

$$h(n) = \frac{1}{N} \left\{ |H(0)| + \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} |H(k)| e^{j(\frac{2\pi}{N}nk + \Theta(k))} + \left| H\left(\frac{N}{2}\right) \right| e^{j(\frac{2\pi}{N}n(\frac{N}{2}) + \Theta(\frac{N}{2}))} + \sum_{k=\frac{N}{2}+1}^{N-1} |H(k)| e^{j(\frac{2\pi}{N}nk + \Theta(k))} \right\} \quad (3.46)$$

impondo a condição dada nas equações 3.39 e 3.40 tem-se:

$$h(n) = \frac{1}{N} \left\{ |H(0)| + \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} |H(k)| \left[e^{j(\frac{2\pi}{N}nk + \Theta(k))} + e^{-j(\frac{2\pi}{N}nk + \Theta(k))} \right] \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} + \left| H\left(\frac{N}{2}\right) \right| e^{j(\frac{2\pi}{N}n(\frac{N}{2}) + \Theta(\frac{N}{2}))} \right\} \quad (3.47)$$

como pode ser observado na equação 3.47 para que $h(n)$ seja real, deve-se impor a condição:

$$H\left(\frac{N}{2}\right) = 0 \quad (3.48)$$

obtendo-se portanto

$$h(n) = \frac{1}{N} \left\{ |H(0)| + \sum_{k=1}^{\frac{N-2}{2}} 2|H(k)| \cos\left(\frac{2\pi}{N}k\left(n - \frac{N-1}{2}\right)\right) \right\} \quad (3.49)$$

das equações 3.36 e 3.41, concluímos que:

$$\Theta(k) = \begin{cases} -w\frac{N-1}{2} & ; w < \pi \\ -w\frac{N-1}{2} + \pi(N-1) & ; \pi < w < 2\pi \end{cases} \quad (3.50)$$

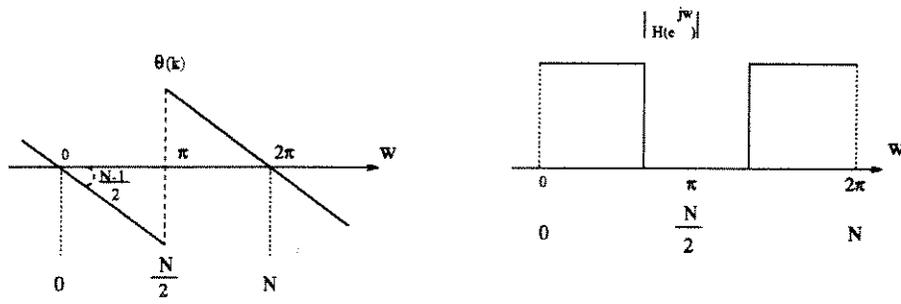


Figura 3.8: Características de fase e de amplitude do filtro digital passa-baixas

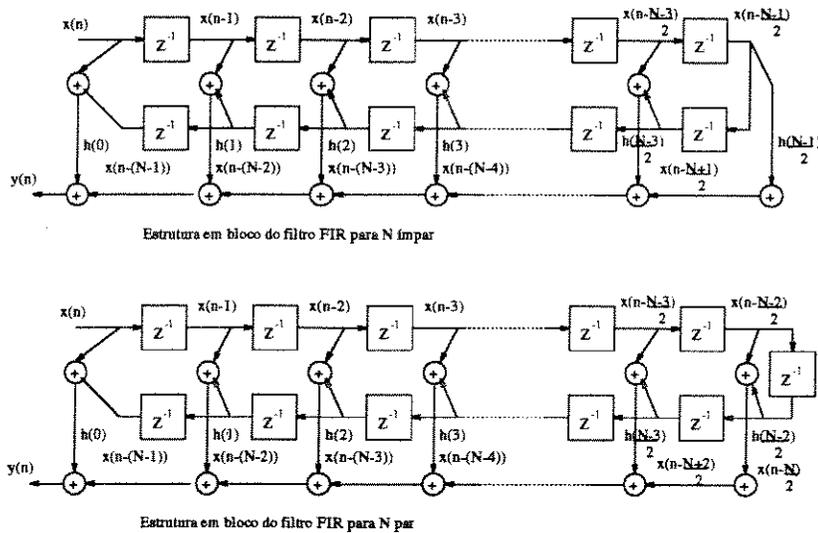


Figura 3.9: Estruturas dos filtros FIR para N ímpar e par

As características de fase e de amplitude de um filtro digital passa-baixas segundo as relações dadas nas equações 3.39 e 3.40 são mostradas na Fig 3.8.

Como pode ser visto nas equações 3.45 e 3.49 [22], a implementação dos filtros FIR pelas amostras da resposta impulsiva não requerem operações aritméticas complexas uma vez que envolvem apenas números reais. Portanto, estas estruturas serão usadas como modelo para a implementação dos filtros cujas estruturas são mostradas na Fig 3.9.

Para a visualização das características de resposta de amplitude e fase dos filtros FIR, toma-se como base a equação 3.28. Fazendo $z = e^{jw}$ tem-se:

$$H(e^{jw}) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)e^{jwn} \quad (3.51)$$

que desenvolvendo, obtêm-se as seguintes equações:

$$H(e^{jw}) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)\cos(wn) + j \sum_{n=0}^{N-1} h(n)\sen(wn) \quad (3.52)$$

$$H(e^{jw}) = R + jIm \quad (3.53)$$

portanto teremos:

$$|H(e^{jw})| = (R^2 + Im^2)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{módulo}) \quad (3.54)$$

$$\Theta(k)_{rad} = -tg^{-1}\left(\frac{Im}{R}\right) \quad (\text{radianos}) \quad (3.55)$$

$$|H(e^{jw})|_{dB} = 20\log|H(e^{jw})| \quad (dB) \quad (3.56)$$

$$\Theta(k)_{graus} = \left(\frac{\Theta(k)}{\pi}\right)180 \quad (\text{graus}) \quad (3.57)$$

para se determinar a frequência no ponto de amostragem, utilizou-se das relações:

$$w = \frac{2\pi}{N}k \quad w = \frac{2\pi}{fa}f \quad f = \frac{wfa}{2\pi} \quad (3.58)$$

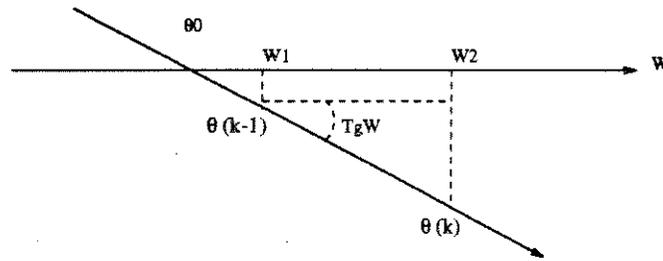


Figura 3.10: Atraso em número de amostras

onde f_a é a frequência de amostragem e f é a frequência no ponto amostrado (em Mhz).

O atraso em número de amostras da característica de fase é dada por:

$$tg(w) = -\frac{(\Theta(k) - \Theta(k-1))}{\Delta w} \quad (3.59)$$

o atraso em μs é dado por:

$$tg(w)_{\mu s} = tg\left(\frac{w}{f_a}\right) \quad (\mu s) \quad (3.60)$$

a posição k das amostras é dada por:

$$k = \frac{wN}{2\pi} \quad (3.61)$$

3.4.2 Especificações para os filtros

Filtros Passa-Baixas

Os filtros digitais passa-baixas são utilizados nos sinais diferença de cor e nos sinais de vídeo composto, com largura de faixa de, aproximadamente, 1.3 e 4.2 Mhz, respectivamente. Segundo a CCIR, as especificações para os filtros de crominância (1.3 Mhz) e sinais de vídeo composto (4.2Mhz) dadas no Vol. XI, Rep. 624-1 tabela II e Vol. XII, Rec 567, D.3.5.4 [23] e [24], são dadas a seguir.

- Filtro de 1.3 Mhz

$$|A(f)| = \begin{cases} < 2 \text{ dB} & \text{em } 1.3 \text{ Mhz} \\ > 20 \text{ dB} & \text{em } 3.6 \text{ Mhz} \end{cases} \quad (3.62)$$

onde $|A(f)|$ é o ganho do filtro dos sinais diferença de cor $E'_U(t)$ e $E'_V(t)$, cuja máscara é mostrada na Fig 3.11.

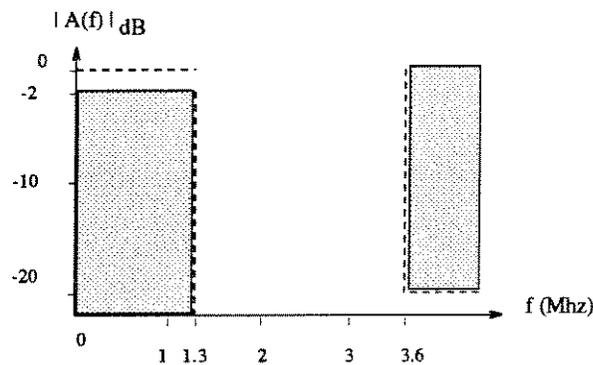


Figura 3.11: Máscara do filtro para sinais diferença de cor analógico

- Filtro de 4.2 Mhz

As máscaras mostradas nas Fig 3.11 e 3.12 apresentam os limites que não podem ser excedidos. O fato do sistema obedecer essas especificações não garante que as especificações para sinais de teste utilizados nas emissoras de TV sejam satisfeitos. Por isso, procurou-se apertar mais as especificações de tolerância para a resposta de amplitude (não se preocupando com o atraso, visto que o filtro é de fase linear).

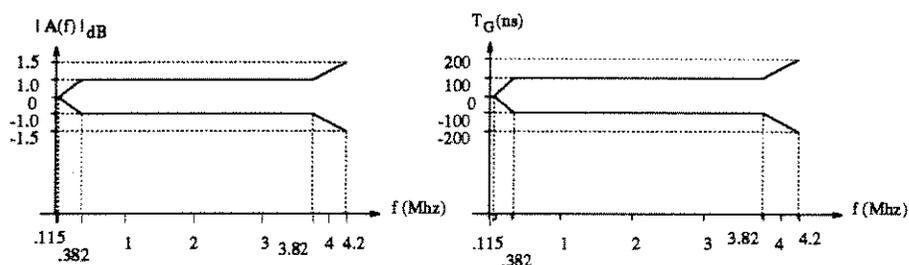


Figura 3.12: Máscara das características de amplitude e atraso de grupo para o sistema PAL-M

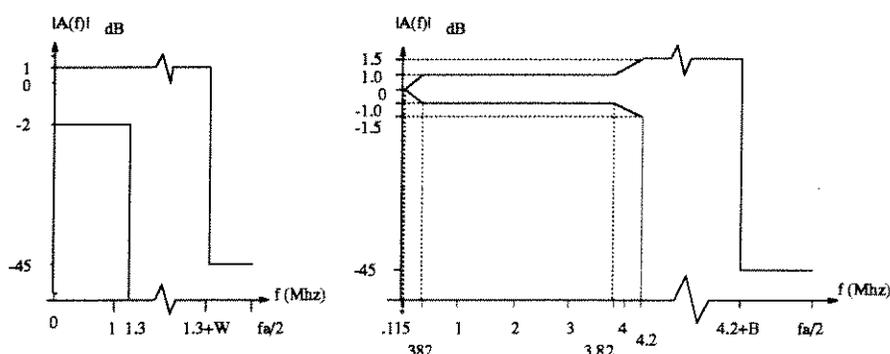


Figura 3.13: Características de amplitude para os filtros passa-baixas de 1.3 e 4.2 Mhz

Por outro lado, os filtros comerciais usados na conversão A/D de sinais de vídeo apresentam uma atenuação superior àquelas exigidas pela CCIR fora da faixa de passagem. Considerando as especificações da CCIR e as oferecidas por filtros comerciais, optou-se neste trabalho por uma máscara que apresentasse ambos limites de tolerância com relação as características de amplitude, para ambos os filtros passa-baixas, chegando-se às máscaras mostradas na Fig 3.13.

onde $W + B = BG$, (BG é a banda de guarda do espectro do sinal composto amostrado) como visto na Fig 3.14.

Para a frequência de amostragem de $4f_{sc}$, a banda de guarda BG , do espectro do sinal composto amostrado, é de $\approx 4.55\text{MHz}$, apresentando, portanto, uma boa distância

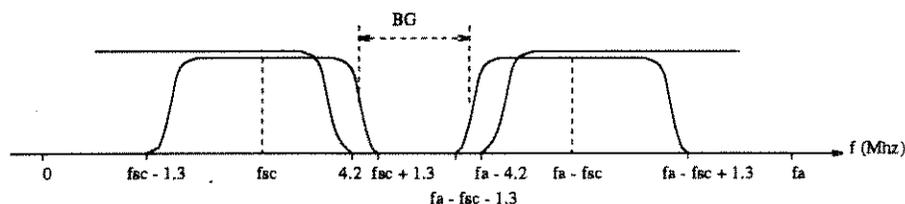


Figura 3.14: Banda de Guarda do espectro do sinal composto amostrado

entre os espectros das amostras. Com isso, os filtros passa-baixas de 4.2MHz e interpolador, podem ser projetados com certa folga em relação às suas larguras de faixa, e o filtro passa-faixa com característica vestigial pode ser projetado como um filtro passa-faixa simétrico. Dessa forma, os sinais de luminância e de crominância, podem ser melhor explorados com relação à degradação por perda de informação.

Filtros Passa-Faixa e Atrasadores

Para o projeto do filtro passa-faixa foram utilizadas as mesmas equações dos filtros passa-baixas.

Para o projeto do filtro atrasador foi utilizada a equação 3.49, considerando N par.

3.4.3 Implementação e resultados

Estudos feitos por Rabiner et al. [25] mostraram que as características de amplitude fora de faixa, dos filtros, podem ser melhoradas com a aplicação de amostras de transição e que as variações dos valores destas amostras afetam, consideravelmente, a amplitude dos lóbulos laterais. Portanto, neste trabalho optou-se por usar duas amostras de transição nos filtros passa-baixas e atrasador. No filtro passa-faixa, a característica vestigial em torno de f_{sc} é conseguida usando quatro amostras de transição para corte das altas frequências. Para frequências baixas, foram usadas duas amostras de transição.

Utilizando alguns dados obtidos por Rabiner et al., procurou-se valores para as amostras de transição tal que fosse minimizado o máximo valor dos lóbulos laterais.

As Fig 3.15 e 3.16 mostram os esquemas usados para a obtenção da resposta em frequência dos filtros propostos.

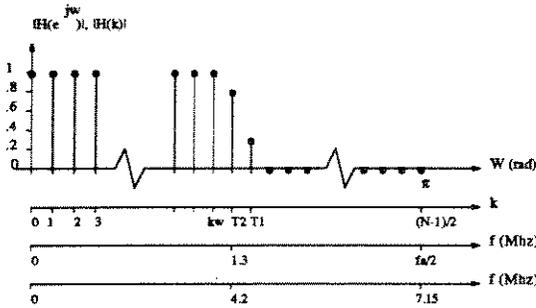


Figura 3.15: Característica da resposta em frequência para o projeto dos filtros passa-baixas desejados

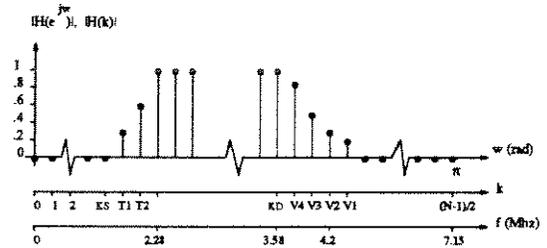


Figura 3.16: Característica da resposta em frequência para o projeto dos filtros passa-faixa vestigial desejados

As figuras seguintes mostram os resultados obtidos para os filtros propostos.

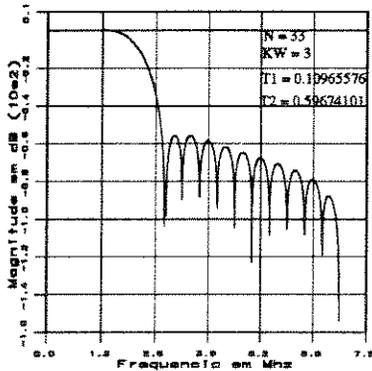


Figura 3.17: Resposta em frequência do filtro de 1.3 Mhz

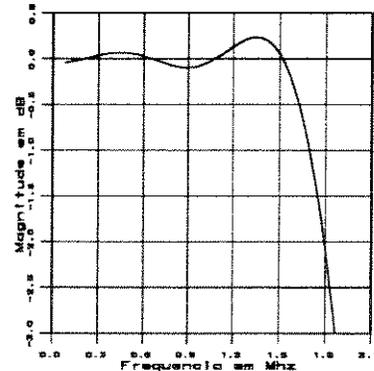


Figura 3.18: Resposta em frequência da faixa de passagem do filtro de 1.3 Mhz

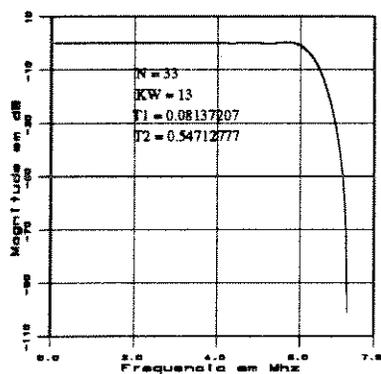


Figura 3.19: Resposta em frequência do filtro de 4.2 Mhz

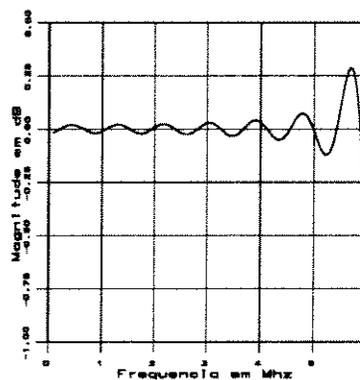


Figura 3.20: Resposta em frequência da faixa de passagem do filtro de 4.2 Mhz

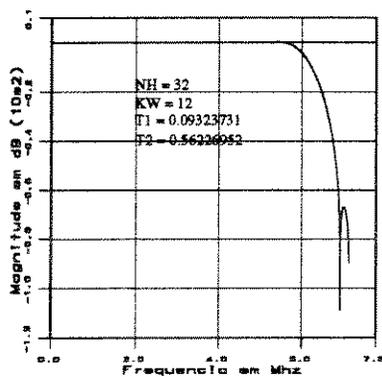


Figura 3.21: Resposta em frequência do filtro interpolador

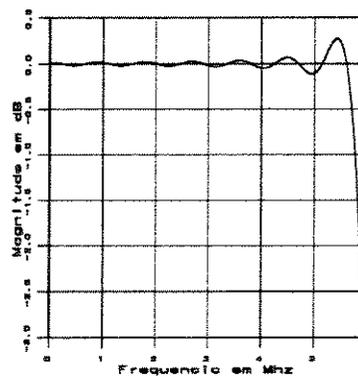


Figura 3.22: Resposta em frequência da faixa de passagem do filtro interpolador

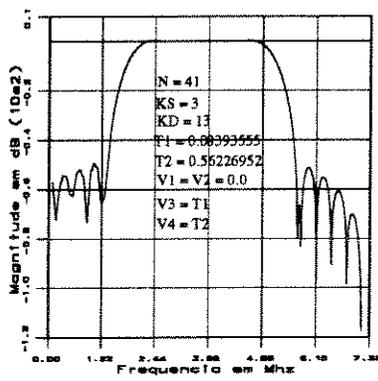


Figura 3.23: Resposta em frequência do filtro passa-faixa

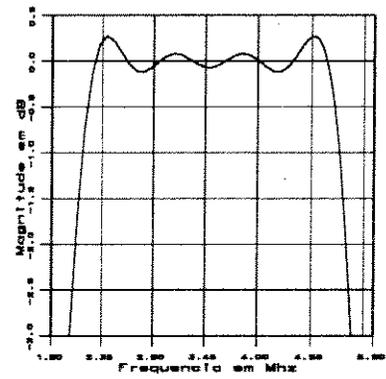


Figura 3.24: Resposta em frequência da faixa de passagem do filtro passa-faixa

3.5 MODELAMENTO PARA A SIMULAÇÃO

3.5.1 Algoritmos de predição

Como foi visto anteriormente, o sinal de vídeo composto PAL-M, requer uma grande capacidade do canal para a recuperação da imagem com alto padrão de qualidade. Conclui-se portanto, que há necessidade de redução da taxa de bits de transmissão para sinais digitalizados de TV. Isso é conseguido, através da remoção de redundâncias, bem como, de informações irrelevantes contidas no sinal de TV.

Nos sistemas que usam a técnica MCPD para a redução da taxa de bits de transmissão, o algoritmo de predição tem importância fundamental para a compressão da faixa do sinal de vídeo. Porém, não é possível obter um único algoritmo de predição que seja eficiente para qualquer tipo de cena, visto que, o sinal de vídeo tem como principal característica a variação aleatória.

Apesar da aleatoriedade da variação do sinal de vídeo, o mesmo apresenta muitas áreas que são uniformes ou quase uniformes, ou seja, regiões onde os brilhos primários (B_R , B_G e B_B) são constantes ou variam lenta e linearmente. Portanto, serão estudados alguns preditores (unidimensionais e bidimensionais) capazes de prever corretamente nessas áreas, aumentando assim, a eficiência do algoritmo de predição. Para isso, é necessário impor algumas condições ao modelo matemático do sinal de vídeo composto PAL-M válido em áreas uniforme. Um outro fator que deve ser considerado, é as distâncias entre as amostras que compõem o algoritmo de predição, visto que, quanto mais próximas, maior será a correlação entre elas. Por isso, são consideradas no estudo, as amostras mais próximas possíveis.

A avaliação do desempenho dos preditores será estudada no capítulo seguinte, com a utilização de algumas imagens padrão da SMPTE, durante as simulações e avaliadas quanto ao erro de predição e a entropia do mesmo, com o objetivo da escolha do melhor preditor para o sistema proposto.

Modelos para o sinal de vídeo composto

Vários autores tem proposto o estudo dos preditores para áreas uniformes, visto que, para áreas não uniformes, o comportamento dos mesmos fica difícil e complexo de ser estudado analiticamente.

Nas regiões onde os brilhos primários B_R, B_G e B_B variam lenta e linearmente num pequeno intervalo de tempo Δt os mesmos são dados por:

$$B_L(t + \Delta t) = B_L(t) + K_L \Delta t \quad (3.63)$$

onde $L = R, G$ ou B , K_L são as constantes dos brilhos primários.

Sabe-se que [20]:

$$E_L = K_1 B_L^{\gamma_1} \quad (3.64)$$

onde $L = R, G$ ou B , K_1 é a constante de cada um dos três tubos, supostas iguais, γ_1 é o fator gama dos tubos das câmeras. Sendo, $0.6 < \gamma_1 < 0.7$ para tubo Vidicon e $0.8 < \gamma_1 < 1$ para tubos Orthicon e Plumbicon aproximadamente. Sabe-se também que:

$$E'_L = E_L^{\frac{1}{\gamma}} \quad (3.65)$$

onde $L = R, G$ ou B e γ é a pré-correção gama feita usualmente na estação transmissora (geralmente na própria câmera). O valor de γ adotado comercialmente no Brasil, para o PAL-M é de $\gamma = 2.2$.

Por outro lado, o sinal de vídeo composto PAL-M para variações lentas de E'_U e E'_V é dado por:

$$E'_M(t) \cong E'_Y(t) + E'_U(t) \text{sen} w_{sc}(t) + m(t) E'_V(t) \text{cos} w_{sc}(t) \quad (3.66)$$

onde, considerando as equações 3.64 e 3.65:

$$E'_Y(t) = K_1^{\frac{1}{\gamma}} [0.299B_R(t)^{\frac{21}{\gamma}} + 0.587B_G(t)^{\frac{21}{\gamma}} + 0.114B_B(t)^{\frac{21}{\gamma}}] \quad (3.67)$$

$$E'_U(t) = 0.493[B_B(t)^{\frac{21}{\gamma}} - E'_Y(t)] \quad (3.68)$$

$$E'_V(t) = 0.877[B_R(t)^{\frac{21}{\gamma}} - E'_Y(t)] \quad (3.69)$$

Desse modo, supondo-se a condição da equação 3.63, a equação 3.66 pode ser escrita como:

$$E'_M(t + \Delta t) \cong E'_Y(t + \Delta t) + E'_U(t + \Delta t)\text{sen}w_{sc}(t + \Delta t) + m(t + \Delta t)E'_V(t + \Delta t)\text{cos}w_{sc}(t + \Delta t) \quad (3.70)$$

supondo-se que a amostragem do sinal seja feita nos instantes t_q dados por:

$$t_q = t_0 + qT_a \quad (3.71)$$

onde t_0 é o instante inicial da amostragem, T_a é a período da amostragem e $q = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Para o instante $t = t_q + \Delta t$, a equação 3.70 resulta em:

$$E'_M(t_0 + qT_a + \Delta t) \cong E'_Y(t + qT_a + \Delta t) + E'_U(t + qT_a + \Delta t)\text{sen}w_{sc}(t + qT_a + \Delta t) + \\ + m(t + qT_a + \Delta t)E'_V(t + qT_a + \Delta t)\text{cos}w_{sc}(t + qT_a + \Delta t) \quad (3.72)$$

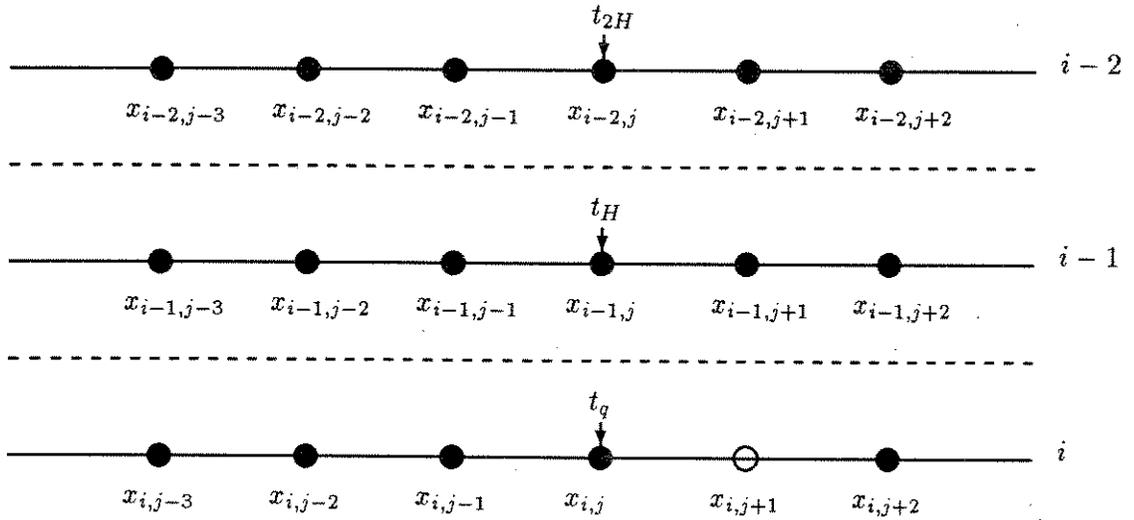


Figura 3.25: Região considerada uniforme, abrangendo três linhas do mesmo campo

Fazendo-se a associação da equação 3.72 com a numeração das amostras dadas na Fig 3.25, que representa uma região considerada uniforme, de um campo normal, abrangendo três linhas do mesmo campo. Pode-se concluir que:

$$x_{i,j} = E'_M(t_0 + qT_a) \tag{3.73}$$

e

$$x_{i,j-k} = E'_M(t_0 + qT_a - kT_a) \tag{3.74}$$

onde $x_{i,j}$ representa o valor da amostra na i -ésima linha e j -ésima coluna.

Portanto, as amostras do sinal composto na i -ésima linha são dadas por:

$$\begin{aligned} x_{i,j-k} \cong & E'_Y(t + qT_a - kT_a) + E'_U(t + qT_a - kT_a) \operatorname{sen} w_{sc}(t + qT_a - kT_a) + \\ & + m(t + qT_a - kT_a) E'_V(t + qT_a - kT_a) \operatorname{cos} w_{sc}(t + qT_a - kT_a) \end{aligned} \tag{3.75}$$

Considerando as equações 3.63, 3.67, 3.68, 3.69, 3.71 e 3.75 pode-se verificar que:

$$E'_Y(t_0 + qT_a - kT_a) = K_1^{\frac{1}{\gamma}} \{0.299[B_R(t_0 + qT_a) - kK_RT_a]^\alpha + 0.587[B_G(t_0 + qT_a) + kK_GT_a]^\alpha + 0.114[B_B(t_0 + qT_a) - kK_BT_a]^\alpha\} \quad (3.76)$$

$$E'_U(t_0 + qT_a - kT_a) = 0.493\{K_1^{\frac{1}{\gamma}}[B_B(t_0 + qT_a) - kK_BT_a]^\alpha - E'_Y(t_0 + qT_a - kT_a)\} \quad (3.77)$$

$$E'_V(t_0 + qT_a - kT_a) = 0.877\{K_1^{\frac{1}{\gamma}}[B_R(t_0 + qT_a) - kK_RT_a]^\alpha - E'_Y(t_0 + qT_a - kT_a)\} \quad (3.78)$$

onde $\alpha = \frac{\eta}{\gamma}$.

Por outro lado, a equação 3.63 aparece elevada à potência $\alpha = \frac{\eta}{\gamma}$ nas expressões de 3.76 a 3.78. Nas equações resultantes do desenvolvimento dessas potências se forem desprezados os termos que contêm potência em Δt maiores ou igual a 2 considerando-se apenas os termos lineares, as equações de 3.76 a 3.78 resultam em:

$$E'_Y(t_0 + qT_a - kT_a) \cong K_1^{\frac{1}{\gamma}} \{0.299[B_R^\alpha(t_0 + qT_a) - \alpha kK_RT_a B_R^{(\alpha-1)}(t_0 + qT_a)] + 0.587[B_G^\alpha(t_0 + qT_a) - \alpha kK_GT_a B_G^{(\alpha-1)}(t_0 + qT_a)] + 0.114[B_B^\alpha(t_0 + qT_a) - \alpha kK_BT_a B_B^{(\alpha-1)}(t_0 + qT_a)]\} \quad (3.79)$$

$$E'_U(t_0 + qT_a - kT_a) \cong 0.493\{K_1^{\frac{1}{\gamma}}[B_B^\alpha(t_0 + qT_a) - \alpha kK_BT_a B_B^{(\alpha-1)}(t_0 + qT_a)] + E'_Y(t_0 + qT_a - kT_a)\} \quad (3.80)$$

$$E'_V(t_0 + qT_a - kT_a) \cong 0.877\{K_1^{\frac{1}{\gamma}}[B_R^\alpha(t_0 + qT_a) - \alpha kK_RT_a B_R^{(\alpha-1)}(t_0 + qT_a)] + E'_Y(t_0 + qT_a - kT_a)\} \quad (3.81)$$

Com essas aproximações, a equação 3.75 pode ser reescrita da forma:

$$x_{i,j-k} \cong E'_Y(t_0 + qT_a) - kK_Y T_a + [E'_U(t_0 + qT_a) - kK_U T_a] \text{sen} w_{sc}(t_0 + qT_a - kT_a) + \\ + m(t_0 + qT_a - kT_a)[E'_V(t_0 + qT_a) - kK_V T_a] \text{cos} w_{sc}(t_0 + qT_a - kT_a) \quad (3.82)$$

os coeficientes K_Y , K_U e K_V são constantes reais dentro do intervalo kT_a e são dados por:

$$K_Y = \alpha K_1^{\frac{1}{\gamma}} \{0.299 K_R B_R^{\alpha-1}(tq) + 0.587 K_G B_G^{\alpha-1}(tq) + 0.114 K_B B_B^{\alpha-1}(tq)\} \quad (3.83)$$

$$K_U = 0.493 \alpha K_1^{\frac{1}{\gamma}} \{0.886 K_B B_B^{\alpha-1}(tq) - 0.299 K_R B_R^{\alpha-1}(tq) - 0.587 K_G B_G^{\alpha-1}(tq)\} \quad (3.84)$$

$$K_V = 0.877 \alpha K_1^{\frac{1}{\gamma}} \{0.701 K_R B_R^{\alpha-1}(tq) - 0.587 K_G B_G^{\alpha-1}(tq) - 0.114 K_B B_B^{\alpha-1}(tq)\} \quad (3.85)$$

Da equação 3.82 verifica-se que para a suposição de que B_R , B_G e B_B variam lenta e linearmente equivale supor que as componente de Luminância E'_Y e de diferença de cor E'_U e E'_V também variam lenta e linearmente dentro do intervalo de tempo Δt . Dessa forma, os coeficientes K_Y , K_U e K_V representam as inclinações das componentes E'_Y , E'_U e E'_V respectivamente. Além disso, supõe-se que, na equação 3.82:

$$|E'_L| > |kK_L T_a| \quad (3.86)$$

dentro do intervalo Δt considerado, onde $L = U$ ou V .

Preditores

Serão estudados neste trabalho, alguns preditores unidimensionais e bidimensionais. Os preditores bidimensionais são aqueles que aproveitam a correlação das amostras vizinhas na mesma linha e em linhas adjacentes e os preditores unidimensionais aproveitam apenas a correlação na mesma linha, sendo portanto um caso particular dos bidimensionais.

Embora os algoritmos de predição possam ser determinados em termos de amostras prévias do mesmo campo, de campo adjacente do mesmo quadro ou de campos pertencentes a outros quadros, o estudo em questão, se restringe aos preditores que contém amostras do mesmo campo (intracampo). Os preditores unidimensionais serão vistos como um caso particular dos preditores bidimensionais.

Preditores usando a 2ª linha prévia

Considere os mosaicos mostrados nas Figuras 3.25 e 3.26 que indicam as disposições das amostras correspondente à frequência de amostragem $f_a = 4f_{sc}$. Esse mosaico é considerado como sendo uma região uniforme, onde não haja variação dos sinais de luminância e de diferenças de cor, ou que haja uma variação lenta e linear no tempo em torno das linhas envolvidas e da amostra a ser prevista.

Tomando-se arbitrariamente as posições das amostras, e considerando a amostra $x_{i,j+1}$ a ser prevista na linha atual. A expressão geral para o preditor bidimensional é dado por:

$$\hat{x}_{i,j} = \sum_{k=n}^N A_k \cdot x_{i,j-k} + \sum_{l=m}^M B_l \cdot x_{i-2,j+l} = x'_{i,j+1} + x''_{i,j+1} \quad (3.87)$$

onde A_k e B_l são os coeficientes das amostras envolvidas na predição e n, N, m e M deter-

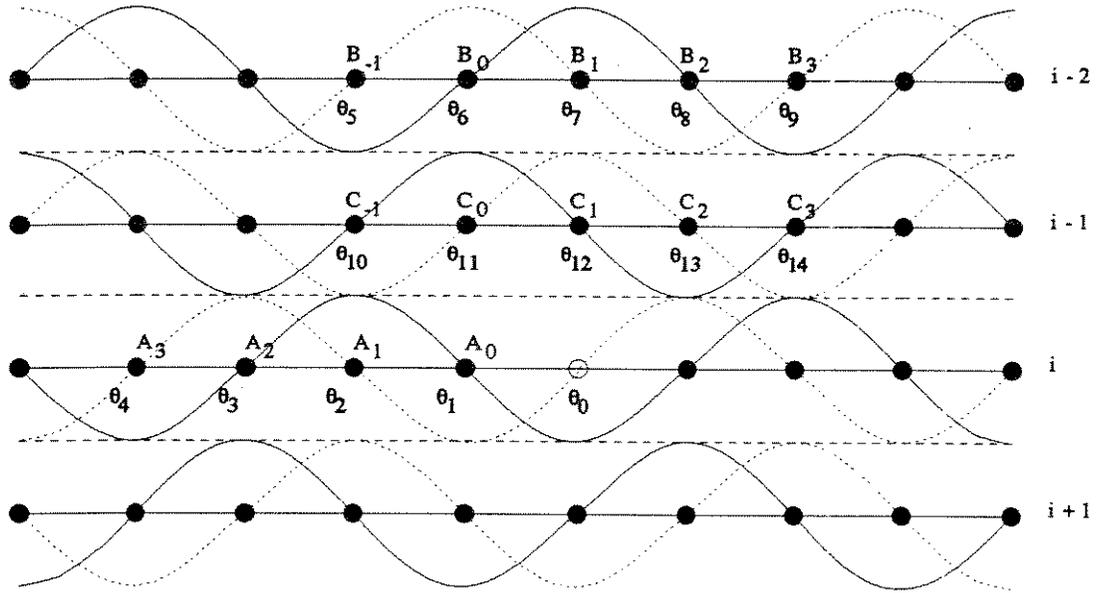


Figura 3.26: Disposição das amostras para a frequência de amostragem de $4f_{sc}$

minimam o número de amostras consideradas no algoritmo de predição, i e j representam a linha e coluna atual, respectivamente.

Serão consideradas ao todo 9 amostras envolvidas na predição, sendo 4 amostras prévias na linha atual e 5 amostras prévias na linha anterior (2ª linha prévia).

Na Fig 3.26, analisando apenas a linha atual, podemos concluir que as equações das amostras nessa linha são dadas por:

$$x_{i,j+1} = E'_{Y0} + E'_{U0} \text{sen} \Theta_0 + m_0 E'_{V0} \text{cos} \Theta_0 \quad (3.88)$$

e

$$x_{i,j-k} = E'_{Y0} - kK_Y T_a + [E'_{U0} - kK_U T_a] \text{sen} \Theta_{k+1} + m_0 [E'_{V0} - kK_V T_a] \text{cos} \Theta_{k+1} \quad (3.89)$$

onde:

$$E'_{L0} = E'_L(t_0 + qT_a) \quad (L = Y, U \text{ ou } V) \quad (3.90)$$

$$\Theta_0 = \omega_{sc}(t_0 + qT_a) = \omega_{sc}(t_q) \quad (3.91)$$

$$\Theta_k = \Theta_0 - k2\pi\left(\frac{f_{sc}}{f_a}\right) = \omega_{sc}(t_q - kT_a) \quad (3.92)$$

$$m_0 = m(t_q) \quad (3.93)$$

Analisando apenas a primeira parte do lado direito da equação 3.87 podemos observar que a equação da amostra a ser prevista (valor da amostra futura) considerando apenas a linha atual é dada por:

$$x'_{i,j+1} = \sum_{k=0}^3 A_k \{ E'_{Y0} - kK_Y T_a + [E'_{U0} - kK_U T_a] \text{sen} \Theta_{k+1} + m_0 [E'_{V0} - kK_V T_a] \text{cos} \Theta_{k+1} \} \quad (3.94)$$

Por outro lado, a relação de fase entre as amostras de uma mesma linha para a frequência considerada, apresenta as seguintes características:

$$\Theta_1 = (\Theta_0 - \frac{\pi}{2})$$

$$\Theta_2 = (\Theta_0 - \pi)$$

$$\Theta_3 = (\Theta_0 - \frac{3\pi}{2})$$

$$\Theta_4 = \Theta_0 \quad (3.95)$$

portanto,

$$\text{sen} \Theta_1 = -\text{cos} \Theta_0 \quad \text{cos} \Theta_1 = \text{sen} \Theta_0$$

$$\text{sen} \Theta_2 = -\text{sen} \Theta_0 \quad \text{cos} \Theta_2 = -\text{cos} \Theta_0$$

$$\text{sen} \Theta_3 = \text{cos} \Theta_0 \quad \text{cos} \Theta_3 = -\text{sen} \Theta_0$$

$$\text{sen}\Theta_4 = \text{sen}\Theta_0 \quad \text{cos}\Theta_4 = \text{cos}\Theta_0 \quad (3.96)$$

Desenvolvendo a equação 3.94 e considerando as condições das equações 3.96 chega-se à equação:

$$\begin{aligned} x'_{i,j+1} = & E'_{Y0} \sum_{k=0}^3 A_k - K_Y T_a \sum_{k=0}^3 k A_k + (-A_1 + A_3)[E'_{U0} \text{sen}\Theta_0 + m_0 E'_{V0} \text{cos}\Theta_0] + \\ & + (-A_0 + A_2)[E'_{U0} \text{cos}\Theta_0 - m_0 E'_{V0} \text{sen}\Theta_0] + (-2A_2)[K_U T_a \text{cos}\Theta_0 + \\ & - m_0 K_V T_a \text{sen}\Theta_0] + (A_1 - 3A_3)[K_U T_a \text{sen}\Theta_0 + m_0 K_V T_a \text{cos}\Theta_0] \end{aligned} \quad (3.97)$$

Para análise das amostras na 2ª linha prévia, conforme a Fig 3.26, deve-se levar em consideração as observações feitas anteriormente, ou seja: não há variação dos sinais de Luminância e de Crominância dentro da região considerada ou que haja uma variação lenta e linear no tempo, dos sinais de Luminância e de Crominância em torno de t_q e t_{2H} horizontalmente, sendo que os coeficientes K_Y , K_U e K_V são considerados iguais nas duas linhas envolvidas. Essas considerações levam a seguinte conclusão:

$$E'_L(t_{2H}) = E'_L(t_q) \quad (3.98)$$

e

$$E'_L(t_{2H} + \Delta t) = E'_L(t_{2H}) + K_L \Delta t = E'_L(t_q) + K_L \Delta t \quad (3.99)$$

onde, $L = Y, U$ ou V e $\Delta t = kT_a$.

Portanto, com as considerações acima, pode-se concluir que a equação da amostra no tempo, correspondente a vertical, na 2ª linha prévia, é dada por:

$$E'_M(t_{2H} - \Delta t) \cong E'_Y(t_{2H} - \Delta t) + E'_U(t_{2H} - \Delta t) \text{sen} \omega_{sc}(t_{2H} - \Delta t) + \\ + m(t_{2H} - \Delta t) E'_V(t_{2H} - \Delta t) \text{cos} \omega_{sc}(t_{2H} - \Delta t) \quad (3.100)$$

que por analogia com as equações 3.82 e 3.89 e usando as condições das equações 3.98 e 3.99, tem-se:

$$x_{i-2,j+k} \cong E'_Y(t_0 + qT_a) - kK_Y T_a + [E'_U(t_0 + qT_a) - kK_U T_a] \text{sen} \omega_{sc}(t_0 + qT_a + \\ - (k+6)T_a) + m(t_0 + qT_a) [E'_V(t_0 + qT_a) - kK_V T_a] \text{cos} \omega_{sc}(t_0 + qT_a + \\ - (k+6)T_a) \quad (3.101)$$

Analisando apenas a segunda parte do lado direito da equação 3.87, podemos observar que a equação da amostra a ser prevista na linha atual (valor da amostra futura), considerando apenas a 2ª linha prévia é dada por:

$$x''_{i,j+1} = \sum_{k=-1}^3 B_k \{ E'_{Y0} - kK_Y T_a + [E'_{U0} - kK_U T_a] \text{sen} \Theta_{k+6} + m_0 [E'_{V0} - kK_V T_a] \text{cos} \Theta_{k+6} \} \quad (3.102)$$

Por outro lado, a relação de fase entre as amostras da 2ª linha prévia com as da linha atual para a frequência considerada, apresenta as seguintes características:

$$\Theta_5 = \Theta_0$$

$$\Theta_6 = \left(\Theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right)$$

$$\Theta_7 = (\Theta_0 - \pi)$$

$$\Theta_8 = \left(\Theta_0 - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$\Theta_9 = \Theta_0 \quad (3.103)$$

portanto,

$$\text{sen}\Theta_5 = \text{sen}\Theta_0 \quad \text{cos}\Theta_5 = \text{cos}\Theta_0$$

$$\text{sen}\Theta_6 = \text{cos}\Theta_0 \quad \text{cos}\Theta_6 = -\text{sen}\Theta_0$$

$$\text{sen}\Theta_7 = -\text{sen}\Theta_0 \quad \text{cos}\Theta_7 = -\text{cos}\Theta_0$$

$$\text{sen}\Theta_8 = -\text{cos}\Theta_0 \quad \text{cos}\Theta_8 = \text{sen}\Theta_0$$

$$\text{sen}\Theta_9 = \text{sen}\Theta_0 \quad \text{cos}\Theta_9 = \text{cos}\Theta_0 \quad (3.104)$$

Desenvolvendo a equação 3.102 e considerando as condições das equações 3.104 chega-se à equação:

$$\begin{aligned} x''_{i,j+1} = & E'_{Y0} \sum_{k=-1}^3 B_k - K_Y T_a \sum_{k=-1}^3 k B_k + (B_{-1} - B_1 + B_3)[E'_{U0} \text{sen}\Theta_0 + \\ & + m_0 E'_{V0} \text{cos}\Theta_0] + (B_0 - B_2)[E'_{U0} \text{cos}\Theta_0 - m_0 E'_{V0} \text{sen}\Theta_0] + (B_{-1} + B_{-1} + \\ & - 3B_3)[K_U T_a \text{sen}\Theta_0 + m_0 K_V T_a \text{cos}\Theta_0] + (2B_2)[K_U T_a \text{cos}\Theta_0 + \end{aligned}$$

$$- m_0 K_V T_a \text{sen} \Theta_0] \quad (3.105)$$

O erro de predição $\varepsilon_{i,j}$ para o sistema MCPD é dado por:

$$\varepsilon_{i,j} = x_{i,j} - \hat{x}_{i,j} \quad (3.106)$$

Portanto, de acordo com as equações 3.87 3.88 3.97 3.105 e 3.106 o valor do erro de predição é dado por:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{i,j} = & E'_{Y0} \left[1 - \sum_{k=0}^3 A_k - \sum_{l=-1}^3 B_l \right] + K_Y T_a \left[\sum_{k=0}^3 k A_k + \sum_{l=-1}^3 l B_l \right] + \{ 1 - [(-A_1 + A_3) + \\ & + (B_{-1} - B_1 + B_3)] \} [E'_{U0} \text{sen} \Theta_0 + m_0 E'_{V0} \text{cos} \Theta_0] - \{ (-A_0 + A_2) + \\ & + (B_0 - B_2) \} [E'_{U0} \text{cos} \Theta_0 - m_0 E'_{V0} \text{sen} \Theta_0] - \{ (A_1 - 3A_3) + (B_{-1} + B_1 + \\ & - 3B_3) \} [K_U T_a \text{sen} \Theta_0 + m_0 K_V T_a \text{cos} \Theta_0] - \{ (-2A_2) + (2B_2) \} [K_U T_a \text{cos} \Theta_0 + \\ & - m_0 K_V T_a \text{sen} \Theta_0] \end{aligned} \quad (3.107)$$

Analisando a equação 3.107 podemos observar que: para que o erro de predição seja nulo, para as condições impostas e analisadas, é necessário que sejam satisfeitas as condições:

$$1. \sum_{k=0}^3 A_k + \sum_{l=-1}^3 B_l = 1 \quad (3.108)$$

$$2. \sum_{k=0}^3 kA_k + \sum_{l=-1}^3 lB_l = 0 \quad (3.109)$$

$$3. (-A_1 + A_3) + (B_{-1} - B_1 + B_3) = 1 \quad (3.110)$$

$$4. (-A_0 + A_2) + (B_0 - B_2) = 0 \quad (3.111)$$

$$5. (A_1 - 3A_3) + (B_{-1} + B_1 - 3B_3) = 0 \quad (3.112)$$

$$6. (-2A_2) + (2B_2) = 0 \quad (3.113)$$

Em regiões uniformes onde não haja variação do sinal de vídeo composto, as equações 3.109, 3.112 e 3.113 são nulas, visto que K_Y , K_U e K_V são iguais a zero. Considerando-se também que será analisado apenas as amostras que compõem o campo quincunx, somente as condições das equações 3.108 e 3.110 serão analisadas, visto que a equação 3.111 contém apenas amostras do campo quincunx complementar.

Existe muitas soluções possíveis para o sistema formado pelas equações 3.108 e 3.110 para a previsão da amostra $x_{i,j+1}$ com erro nulo em áreas uniformes. Algumas das possíveis soluções encontradas foram as seguintes:

Para preditor intralinha (unidimensional).

$$x_{i,j+1} = x_{i,j-1} \quad (3.114)$$

Para preditores interlinha (bidimensional) com a 2ª linha prévia.

$$1. x_{i,j+1} = x_{i-2,j} \quad (3.115)$$

$$2. x_{i,j+1} = x_{i-2,j+2} \quad (3.116)$$

$$3. x_{i,j+1} = \frac{1}{2}x_{i-2,j} + \frac{1}{2}x_{i-2,j+2} \quad (3.117)$$

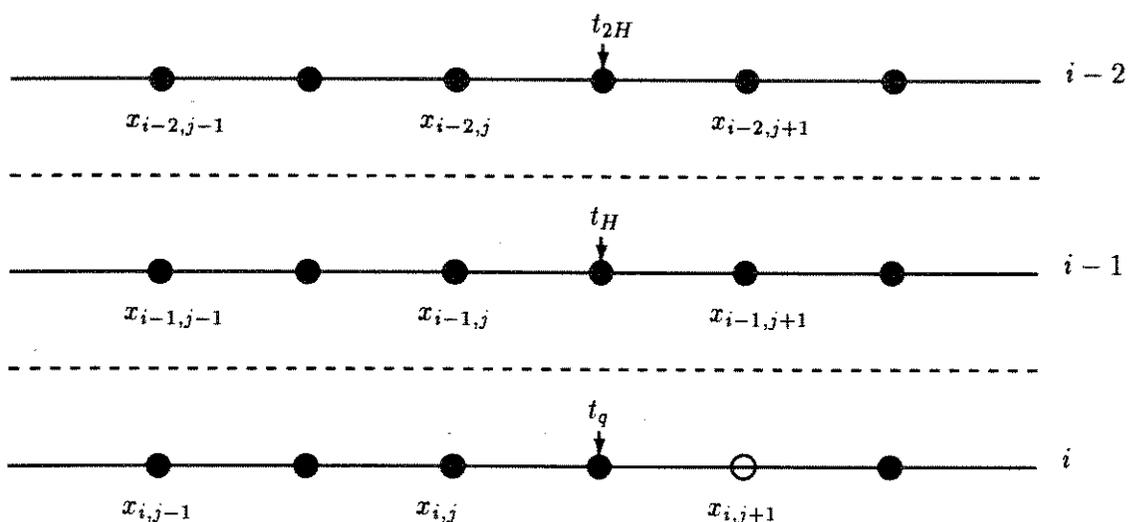


Figura 3.27: Região considerada uniforme, abrangendo três linhas do mesmo campo

$$4. \quad x_{i,j+1} = x_{i,j} + x_{i-2,j} - x_{i-2,j+1} \quad (3.118)$$

$$5. \quad x_{i,j+1} = -x_{i,j} + x_{i-2,j} + x_{i-2,j+1} \quad (3.119)$$

$$6. \quad x_{i,j+1} = x_{i,j} - x_{i-2,j+1} + x_{i-2,j+2} \quad (3.120)$$

$$7. \quad x_{i,j+1} = -x_{i,j} + x_{i-2,j+1} + x_{i-2,j+2} \quad (3.121)$$

$$8. \quad x_{i,j+1} = -x_{i,j} + x_{i,j-1} - x_{i-2,j} + x_{i-2,j+1} + x_{i-2,j+2} \quad (3.122)$$

$$9. \quad x_{i,j+1} = x_{i,j} + x_{i,j-1} - x_{i-2,j} - x_{i-2,j+1} + x_{i-2,j+2} \quad (3.123)$$

Os índices das equações dos preditores, foram atualizados de acordo com a Figura 3.27, que representa uma área considerada uniforme, abrangendo três linhas do mesmo campo, com padrão de campo quincunx.

Procurou-se analisar preferencialmente os preditores que apresentassem coeficientes inteiros, pela facilidade de cálculo e de implementação.

Preditores usando a 1ª linha prévia

Considerando-se novamente os mosaicos mostrados nas Figuras 3.25 e 3.26, como visto na seção anterior. Para análise das amostras na 1ª linha prévia do mesmo campo, na previsão correta da amostra futura $x_{i,j+1}$, deve-se considerar o chaveamento PAL. Daí a necessidade do uso da TAF (Técnica de Amarração de Fase) quando no algoritmo de predição envolve amostras da 1ª linha prévia. Entretanto, analisando o mosaico da Fig 3.26, observa-se que, as amostras das linhas ímpares tem a mesma correlação com relação às amostras das linhas pares e vice-versa. Portanto, para esse mosaico, é possível desenvolver um algoritmo para a previsão das amostras nas linhas ímpares e outro para as amostras nas linhas pares, sem o uso da TAF.

Para a previsão da amostra futura $x_{i,j+1}$ na linha atual, usando as amostras da 1ª linha prévia, deve-se levar em consideração as observações feitas na seção anterior, ou seja: não há variação dos sinais de Luminância e de Crominância dentro da região considerada ou que haja uma variação lenta e linear no tempo, dos sinais de Luminância e de Crominância em torno de t_q e t_H horizontalmente, sendo que os coeficientes K_Y , K_U e K_V são considerados iguais nas duas linhas envolvidas. Essas considerações levam às conclusões seguintes:

$$E'_L(t_H) = E'_L(t_q) \quad (3.124)$$

e

$$E'_L(t_H + \Delta t) = E'_L(t_H) + K_L \Delta t = E'_L(t_q) + K_L \Delta t \quad (3.125)$$

onde, $L = Y, U$ ou V e $\Delta t = kT_a$.

Portanto, com as considerações acima, pode-se concluir que a equação da amostra no tempo, correspondente a vertical, na 1ª linha prévia, é dada por:

$$E'_M(t_H - \Delta t) \cong E'_Y(t_H - \Delta t) + E'_U(t_H - \Delta t) \text{sen} \omega_{sc}(t_H - \Delta t) +$$

$$+ m(t_H - \Delta t)E'_V(t_H - \Delta t)\cos\omega_{sc}(t_H - \Delta t) \quad (3.126)$$

que por analogia com as equações 3.82 e 3.89 e usando as condições das equações 3.124 e 3.125, tem-se:

$$\begin{aligned} x_{i-1,j+k} \cong & E'_Y(t_0 + qT_a) - kK_Y T_a + [E'_U(t_0 + qT_a) - kK_U T_a]\text{sen}\omega_{sc}(t_0 + qT_a + \\ & - (k + 11)T_a) + m(t_0 + qT_a)[E'_V(t_0 + qT_a) + kK_V T_a]\cos\omega_{sc}(t_0 + qT_a + \\ & - (k + 11)T_a) \end{aligned} \quad (3.127)$$

Analisando apenas a segunda parte do lado direito da equação 3.87, podemos observar que a equação da amostra a ser prevista na linha atual (valor da amostra futura) considerando apenas a 1ª linha prévia é dada por:

$$x''_{i,j+1} = \sum_{k=-1}^3 C_k \{ E'_{Y0} - kK_Y T_a + [E'_{U0} - kK_U T_a]\text{sen}\Theta_{k+11} + m_0 [E'_{V0} - kK_V T_a]\cos\Theta_{k+11} \} \quad (3.128)$$

Por outro lado, a relação de fase entre as amostras da 1ª linha prévia com as amostras da linha atual para a frequência considerada, apresenta as seguintes características:

Para as linhas ímpares.

$$\text{sen}\Theta_{10} = \cos\Theta_0 \quad \cos\Theta_{10} = \text{sen}\Theta_0$$

$$\text{sen}\Theta_{11} = -\text{sen}\Theta_0 \quad \cos\Theta_{11} = \cos\Theta_0$$

$$\begin{aligned}
\operatorname{sen}\theta_{12} &= -\operatorname{cos}\theta_0 & \operatorname{cos}\theta_{12} &= -\operatorname{sen}\theta_0 \\
\operatorname{sen}\theta_{13} &= \operatorname{sen}\theta_0 & \operatorname{cos}\theta_{13} &= -\operatorname{cos}\theta_0 \\
\operatorname{sen}\theta_{14} &= \operatorname{cos}\theta_0 & \operatorname{cos}\theta_{14} &= \operatorname{sen}\theta_0
\end{aligned} \tag{3.129}$$

Para as linhas pares.

$$\begin{aligned}
\operatorname{sen}\theta_{10} &= -\operatorname{cos}\theta_0 & \operatorname{cos}\theta_{10} &= -\operatorname{sen}\theta_0 \\
\operatorname{sen}\theta_{11} &= -\operatorname{sen}\theta_0 & \operatorname{cos}\theta_{11} &= \operatorname{cos}\theta_0 \\
\operatorname{sen}\theta_{12} &= \operatorname{cos}\theta_0 & \operatorname{cos}\theta_{12} &= \operatorname{sen}\theta_0 \\
\operatorname{sen}\theta_{13} &= \operatorname{sen}\theta_0 & \operatorname{cos}\theta_{13} &= -\operatorname{cos}\theta_0 \\
\operatorname{sen}\theta_{14} &= -\operatorname{cos}\theta_0 & \operatorname{cos}\theta_{14} &= -\operatorname{sen}\theta_0
\end{aligned} \tag{3.130}$$

Desenvolvendo a equação 3.128 para as amostras das linhas ímpares e considerando as condições das equações 3.129, chega-se à equação:

$$\begin{aligned}
x''_{i,j+1} &= E'_{Y0} \sum_{k=-1}^3 C_k - K_Y T_a \sum_{k=-1}^3 k C_k + (-C_0 + C_2)[E'_{U0} \operatorname{sen}\theta_0 - m_0 E'_{V0} \operatorname{cos}\theta_0] + \\
&+ (C_{-1} - C_1 + C_3)[E'_{U0} \operatorname{cos}\theta_0 + m_0 E'_{V0} \operatorname{sen}\theta_0] + (-2C_2)[K_U T_a \operatorname{sen}\theta_0 +
\end{aligned}$$

$$- m_0 K_V T_a \cos \Theta_0] + (C_{-1} + C_1 - 3C_3)[K_U T_a \cos \Theta_0 + m_0 K_V T_a \sin \Theta_0] \quad (3.131)$$

e desenvolvendo a equação 3.128 para as amostras das linhas pares e considerando as condições das equações 3.130 chega-se à equação:

$$\begin{aligned} x''_{i,j+1} = & E'_{Y0} \sum_{k=-1}^3 C_k - K_Y T_a \sum_{k=-1}^3 k C_k + (-C_0 + C_2)[E'_{U0} \sin \Theta_0 - m_0 E'_{V0} \cos \Theta_0] + \\ & + (-C_{-1} + C_1 - C_3)[E'_{U0} \cos \Theta_0 + m_0 E'_{V0} \sin \Theta_0] + (-2C_2)[K_U T_a \sin \Theta_0 + \\ & - m_0 K_V T_a \cos \Theta_0] + (-C_{-1} - C_1 + 3C_3)[K_U T_a \cos \Theta_0 + m_0 K_V T_a \sin \Theta_0] \quad (3.132) \end{aligned}$$

Portanto, de acordo com as equações 3.87, 3.88, 3.97, 3.106, 3.131 e 3.132, o valor do erro de predição é dado por:

Para as linhas ímpares.

$$\begin{aligned} \varepsilon_{i,j} = & E'_{Y0} [1 - \sum_{k=0}^3 A_k - \sum_{l=-1}^3 C_l] + K_Y T_a [\sum_{k=0}^3 k A_k + \sum_{l=-1}^3 l C_l] + \{1 - [-A_1 + \\ & + A_3]\} [E'_{U0} \sin \Theta_0 + m_0 E'_{V0} \cos \Theta_0] - \{-A_0 + A_2\} [E'_{U0} \cos \Theta_0 - m_0 E'_{V0} \sin \Theta_0] + \\ & - \{-C_0 + C_2\} [E'_{U0} \sin \Theta_0 - m_0 E'_{V0} \cos \Theta_0] - \{C_{-1} - C_1 + C_3\} [E'_{U0} \cos \Theta_0 + \\ & + m_0 E'_{V0} \sin \Theta_0] - \{A_1 - 3A_3\} [K_U T_a \sin \Theta_0 + m_0 K_V T_a \cos \Theta_0] + \\ & - \{-2C_2\} [K_U T_a \sin \Theta_0 - m_0 K_V T_a \cos \Theta_0] - \{C_{-1} + C_1 - 3C_3\} [K_U T_a \cos \Theta_0 + \\ & + m_0 K_V T_a \sin \Theta_0] - \{-2A_2\} [K_U T_a \cos \Theta_0 - m_0 K_V T_a \sin \Theta_0] \quad (3.133) \end{aligned}$$

Para as linhas pares.

$$\begin{aligned}
\varepsilon_{i,j} = & E'_{Y0} \left[1 - \sum_{k=0}^3 A_k - \sum_{l=-1}^3 C_l \right] + K_V T_a \left[\sum_{k=0}^3 k A_k + \sum_{l=-1}^3 l C_l \right] + \{ 1 - [-A_1 + \\
& + A_3] \} [E'_{U0} \text{sen} \Theta_0 + m_0 E'_{V0} \text{cos} \Theta_0] - \{ -A_0 + A_2 \} [E'_{U0} \text{cos} \Theta_0 - m_0 E'_{V0} \text{sen} \Theta_0] + \\
& - \{ -C_0 + C_2 \} [E'_{U0} \text{sen} \Theta_0 - m_0 E'_{V0} \text{cos} \Theta_0] - \{ -C_{-1} + C_1 - C_3 \} [E'_{U0} \text{cos} \Theta_0 + \\
& + m_0 E'_{V0} \text{sen} \Theta_0] - \{ A_1 - 3A_3 \} [K_U T_a \text{sen} \Theta_0 + m_0 K_V T_a \text{cos} \Theta_0] + \\
& - \{ -2C_2 \} [K_U T_a \text{sen} \Theta_0 - m_0 K_V T_a \text{cos} \Theta_0] - \{ -C_{-1} - C_1 + 3C_3 \} [K_U T_a \text{cos} \Theta_0 + \\
& + m_0 K_V T_a \text{sen} \Theta_0] - \{ -2A_2 \} [K_U T_a \text{cos} \Theta_0 - m_0 K_V T_a \text{sen} \Theta_0] \quad (3.134)
\end{aligned}$$

Para que o erro de predição da amostra futura na linha atual seja nulo, é necessário que nas equações 3.133 e 3.134 sejam satisfeitas as seguintes condições:

Para as linhas ímpares.

$$1. \quad \sum_{k=0}^3 A_k + \sum_{l=-1}^3 C_l = 1 \quad (3.135)$$

$$2. \quad \sum_{k=0}^3 k A_k + \sum_{l=-1}^3 l C_l = 0 \quad (3.136)$$

$$3. \quad -A_1 + A_3 = 1 \quad (3.137)$$

$$4. \quad -A_0 + A_2 = 0 \quad (3.138)$$

$$5. \quad -C_0 + C_2 = 0 \quad (3.139)$$

$$6. \quad C_{-1} - C_1 + C_3 = 0 \quad (3.140)$$

$$7. A_1 - 3A_3 = 0 \quad (3.141)$$

$$8. 2C_2 = 0 \quad (3.142)$$

$$9. C_{-1} + C_1 - 3C_3 = 0 \quad (3.143)$$

$$10. 2A_2 = 0 \quad (3.144)$$

Para as linhas pares.

$$1. \sum_{k=0}^3 A_k + \sum_{l=-1}^3 C_l = 1 \quad (3.145)$$

$$2. \sum_{k=0}^3 kA_k + \sum_{l=-1}^3 lC_l = 0 \quad (3.146)$$

$$3. -A_1 + A_3 = 1 \quad (3.147)$$

$$4. -A_0 + A_2 = 0 \quad (3.148)$$

$$5. -C_0 + C_2 = 0 \quad (3.149)$$

$$6. -C_{-1} + C_1 - C_3 = 0 \quad (3.150)$$

$$7. A_1 - 3A_3 = 0 \quad (3.151)$$

$$8. 2C_2 = 0 \quad (3.152)$$

$$9. -C_{-1} - C_1 + 3C_3 = 0 \quad (3.153)$$

$$10. 2A_2 = 0 \quad (3.154)$$

Como visto na seção anterior, nas regiões uniformes, não há variação do sinal de vídeo composto, assim as equações 3.136, 3.141, 3.142, 3.143, e 3.144 para as linhas ímpares e 3.146, 3.151, 3.152, 3.153 e 3.154 para as linhas pares, são nulas, visto que, para essa consideração, K_Y , K_U e K_V são iguais a zero.

Como serão analisadas apenas as amostras que compõem o campo quincunx, as equações 3.138 e 3.139 para as linhas ímpares e 3.148 e 3.149 para as linhas pares, também

serão nulas, pois elas contém apenas amostras do campo quincunx complementar. Portanto, serão analisadas apenas as equações 3.135, 3.137, e 3.140, para previsão nas linhas ímpares e 3.145, 3.147 e 3.150 para previsão nas linhas pares.

Existe muitas soluções possíveis para os sistemas formados pelas equações acima mencionadas, para a previsão da amostra $x_{i,j+1}$ com erro nulo em áreas uniformes. Procurou-se analisar apenas aquelas soluções que fossem comuns a ambos os sistemas de equações e que apresentassem preferencialmente coeficientes inteiros pelos mesmos motivos expostos na seção anterior. Algumas das possíveis soluções, comuns a ambos os sistemas encontradas, foram as seguintes: para preditores interlinha (bidimensional) com a

1ª linha prévia.

$$1. x_{i,j+1} = -x_{i,j} + x_{i-1,j+1} + x_{i-1,j+2} \quad (3.155)$$

$$2. x_{i,j+1} = -x_{i,j} + x_{i-1,j} + x_{i-1,j+1} \quad (3.156)$$

$$3. x_{i,j+1} = x_{i,j-1} - x_{i-1,j} + x_{i-1,j+2} \quad (3.157)$$

$$4. x_{i,j+1} = x_{i,j-1} + x_{i-1,j} - x_{i-1,j+2} \quad (3.158)$$

$$5. x_{i,j+1} = x_{i,j} + 2x_{i,j-1} - x_{i-1,j+1} - x_{i-1,j+2} \quad (3.159)$$

$$6. x_{i,j+1} = x_{i,j} + 2x_{i,j-1} - x_{i-1,j} - x_{i-1,j+1} \quad (3.160)$$

$$7. x_{i,j+1} = x_{i,j} + 2x_{i,j-1} - \frac{1}{2}x_{i-1,j} - x_{i-1,j+1} - \frac{1}{2}x_{i-1,j+2} \quad (3.161)$$

Da mesma forma anterior, os índices das equações dos preditores, foram atualizados de acordo com a Figura 3.27, pelo mesmo motivo.

Foi realizado o mesmo estudo, com as mesmas restrições, para a determinação dos preditores unidimensional e bidimensional, com o padrão de campo normal. São mostrados alguns preditores obtidos para esse padrão de campo.

Para preditor intralinha (unidimensional), campo normal.

$$1. x_{i,j+1} = x_{i,j-3} \quad (3.162)$$

$$2. x_{i,j+1} = -x_{i,j} - x_{i,j-1} + x_{i,j-2} \quad (3.163)$$

$$3. x_{i,j+1} = -x_{i,j} + x_{i,j-1} + x_{i,j-2} \quad (3.164)$$

Para preditores interlinha (bidimensional) com a 2ª linha prévia, campo normal.

$$1. x_{i,j+1} = x_{i-2,j-1} \quad (3.165)$$

$$2. x_{i,j+1} = x_{i-2,j+3} \quad (3.166)$$

$$3. x_{i,j+1} = \frac{1}{2}x_{i-2,j-1} + \frac{1}{2}x_{i-2,j+3} \quad (3.167)$$

$$4. x_{i,j+1} = x_{i,j} - x_{i-2,j+2} + x_{i-2,j+3} \quad (3.168)$$

$$5. x_{i,j+1} = x_{i,j} + x_{i-2,j-1} - x_{i-2,j+2} \quad (3.169)$$

$$6. x_{i,j+1} = -x_{i,j} + \frac{1}{2}x_{i-2,j-1} + x_{i-2,j+2} + \frac{1}{2}x_{i-2,j+3} \quad (3.170)$$

$$7. x_{i,j+1} = x_{i,j} - x_{i-2,j-1} + x_{i-2,j+2} + 2x_{i-2,j+3} \quad (3.171)$$

$$8. x_{i,j+1} = -x_{i,j} + 2x_{i-2,j-1} + x_{i-2,j+2} - x_{i-2,j+3} \quad (3.172)$$

$$9. x_{i,j+1} = -x_{i,j} + x_{i,j-1} + x_{i-2,j-1} - x_{i-2,j} + x_{i-2,j+3} \quad (3.173)$$

Para preditores interlinha (bidimensional) com a 1ª linha prévia, campo normal.

$$1. x_{i,j+1} = -x_{i,j-1} + x_{i-1,j+1} + x_{i-1,j+2} \quad (3.174)$$

$$2. x_{i,j+1} = -x_{i,j-1} + x_{i-1,j-1} + x_{i-1,j+1} \quad (3.175)$$

$$3. x_{i,j+1} = x_{i,j-3} - x_{i-1,j-1} + x_{i-1,j+3} \quad (3.176)$$

$$4. x_{i,j+1} = x_{i,j-3} + x_{i-1,j-1} - x_{i-1,j+3} \quad (3.177)$$

$$5. x_{i,j+1} = x_{i,j-1} + 2x_{i,j-3} - x_{i-1,j+1} - x_{i-1,j+3} \quad (3.178)$$

$$6. x_{i,j+1} = x_{i,j-1} + 2x_{i,j-3} - x_{i-1,j-1} - x_{i-1,j+1} \quad (3.179)$$

$$7. x_{i,j+1} = x_{i,j-1} + 2x_{i,j-3} - x_{i-1,j+1} - \frac{1}{2}x_{i-1,j-1} - \frac{1}{2}x_{i-1,j+3} \quad (3.180)$$

Da mesma forma que anterior, os índices das equações dos preditores, foram atualizados de acordo com a Figura 3.25.

3.6 QUANTIZAÇÃO

O quantizador atua diretamente sobre o sinal resultante da diferença entre os valores da amostra atual $x_{i,j}$ e seu valor previsto $\hat{x}_{i,j}$ com o objetivo de reduzir a entropia do sinal diferença quantizado " H_q " e dessa forma reduzir a taxa de bits na linha de transmissão.

O sinal $x_{i,j}$ na entrada do sistema MCPD é digital e está codificado uniformemente com K bits, portanto, esse sinal tem seu valor máximo dado por $N_1 = 2^k$. O sinal previsto $\hat{x}_{i,j}$, também está codificado uniformemente com K bits e seus valores apresentam os mesmos intervalos de variação do sinal $x_{i,j}$, porém o sinal resultante da diferença entre $x_{i,j}$ e $\hat{x}_{i,j}$ apresenta um intervalo de variação que é igual ao dobro do intervalo do sinal de entrada, sendo necessário $(K + 1)$ bit para representá-lo, tendo portanto, $N_2 = 2^{k+1}$ níveis possíveis. O sinal resultante da quantização (diferença quantizada) também apresenta N_2 níveis possíveis. Com essa condição, não se verifica a redução da taxa de bits na saída do sistema MCPD.

Para se conseguir a redução da taxa de bits na saída do sistema MCPD, deve-se analisar a entropia do sinal diferença quantizado. Essa entropia será tanto menor quanto mais precisa for a previsão feita pelo preditor, que por sua vez, depende do quantizador. Portanto, a função do quantizador é reduzir o número de níveis de quantização de N_{in} na entrada para um número N_{out} na saída do mesmo, de tal forma a reduzir a entropia do sinal diferença quantizado e conseqüentemente reduzir a taxa de bits na saída do sistema.

A redução do número de níveis de quantização na saída do quantizador é conseguida através da divisão do intervalo de variação do sinal diferença de entrada em vários sub-intervalos com diferentes níveis de decisão, como mostra a Fig 3.28.

A maneira mais simples seria dividir o intervalo entre $-A$ e $+A$ em sub-intervalos de tamanhos iguais ou seja:

$$|d_{i+1} - d_i| = |d_i - d_{i-1}| \quad (3.181)$$

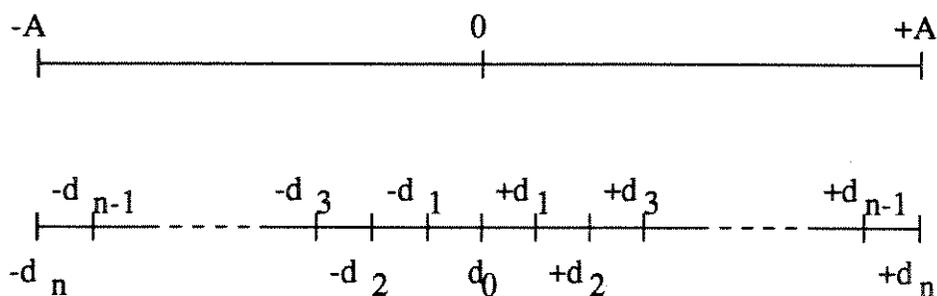


Figura 3.28: Distribuição do intervalo de variação do sinal diferença

porém, como foi visto anteriormente, preditores eficientes distribuem as amplitudes do sinal diferença não uniformemente dentro do intervalo entre $-A$ e $+A$, sendo que haverá uma maior concentração de amplitudes do sinal diferença em torno do zero, resultando em uma função densidade de probabilidade (*pdf*) do sinal diferença, com as características mostradas na Fig 3.29, válida para a maioria dos sistemas MCPD. Com essa distribuição, o quantizador com as sub-divisões mostradas acima, não aproveita de maneira eficiente os níveis de quantização disponíveis do ponto de vista da qualidade da imagem recuperada. Isso sugere a utilização de quantizadores cuja lei de quantização, seja tal que, o tamanho dos sub-intervalos dentro do intervalo entre $-A$ e $+A$ varie de acordo com sua posição dentro do intervalo de variação da amplitude do sinal diferença " d ", sendo menores para regiões próximas do zero e maiores para as regiões mais afastadas do zero.

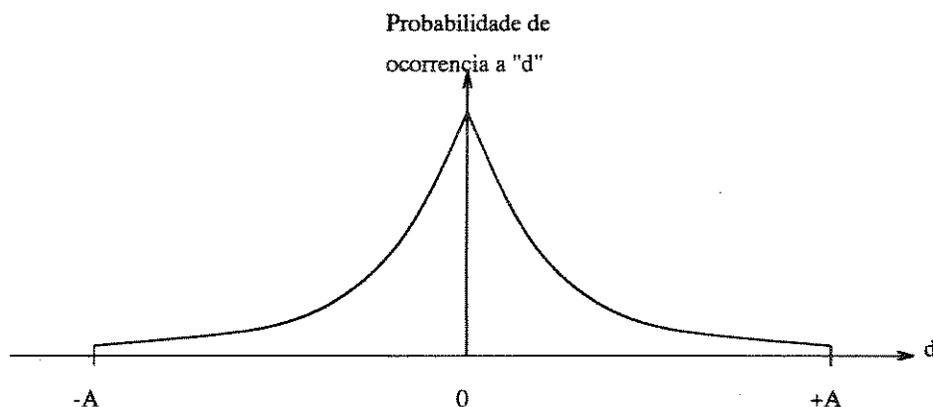


Figura 3.29: Característica da função densidade de probabilidade do sinal diferença

A região próxima do zero é a de maior importância para a quantização, visto que,

nessa área, o preditor tem o maior número de acertos. Portanto, nas regiões da *pdf* próximas do zero, os passos de quantização deverão ser menores e em regiões afastadas do zero, os passos de quantização deverão ser maiores e devem aumentar à medida que a amplitude do sinal diferença aumente. A justificativa para isso, está no fato de que na maioria dos sistemas MCPD, quando o sinal diferença está próximo do zero, o sistema está processando áreas uniformes do sinal de vídeo e nessas regiões, o olho humano apresenta maior sensibilidade à imperfeições da imagem. Portanto, nas regiões de quantização próximas do zero, o erro de quantização deverá ser pequeno o suficiente para que o efeito na imagem recuperada seja imperceptível ao olho humano, além do que, a entropia do sinal diferença quantizado " H_q ", depende da distribuição da amplitude do sinal diferença " d " e será tanto menor quanto mais concentrado em torno do zero for essa distribuição. Quando a amplitude do sinal diferença se afasta do zero, o sistema está processando áreas da imagem que apresentam variações de detalhes e quanto mais afastado do zero for a amplitude do sinal diferença, mais detalhes apresenta a imagem. Portanto, à medida que a *pdf* se afasta do zero, o erro de quantização passa a ser mais grosseiro, esse erro, não deverá causar maiores problemas na imagem recuperada, visto que, elas ocorrem em regiões onde a mesma apresenta alto grau de detalhes e nessas áreas, o olho humano apresenta baixa sensibilidade ao ruído.

Existem vários tipos de quantizadores que objetivam a redução da taxa de bits na linha, tais como: quantizadores cujos passos de quantização são de tamanho fixo; com passos de quantização que variam segundo uma *PA*; segundo uma *PG*; segundo a estatística do sinal; quantizadores adaptativos etc. [12], [34], [5] e [21]. O tipo de quantizador usado neste trabalho, é aquele onde, os passos de quantização variam não uniformemente.

A quantização do sinal diferença " d " é realizada através da divisão dos níveis desse sinal em vários sub-intervalos com comprimentos que variam de acordo com a região de interesse do sinal de entrada. A cada sub-intervalo do sinal diferença corresponde a um nível de quantização " q " na saída do quantizador. A Fig 3.30 mostra o que foi dito.

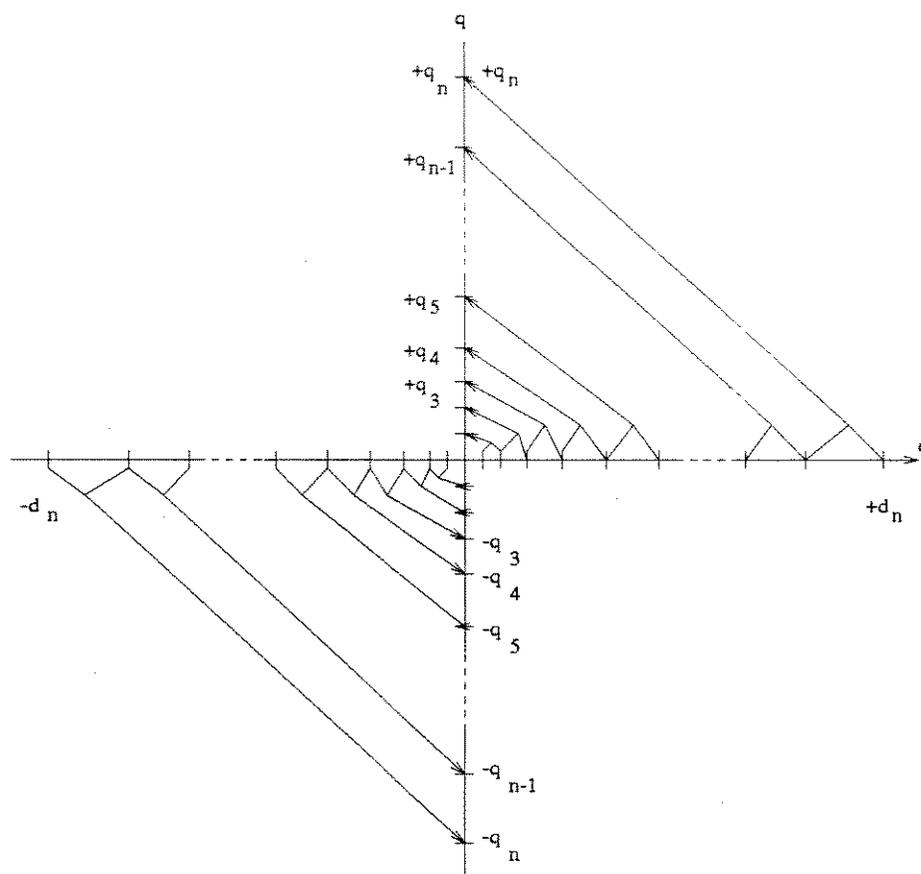


Figura 3.30: Divisão do sinal diferença "d" em sub-intervalos

Cada nível do sinal diferença na entrada do quantizador corresponde a uma palavra-código de entrada e cada nível de saída do quantizador corresponde a uma palavra-código de saída, então, cada palavra-código ou grupo de palavras-códigos de entrada está associada a uma e apenas a uma palavra-código de saída, caracterizando-se em uma aplicação sobrejetora $f : d \rightarrow g$.

Analisando as Figuras 3.29 e 3.30, podemos observar que:

1- quanto maior for o número de relações "d" X "q" próximas do valor zero do sinal diferença "d", menor será o erro de quantização e menor será a degradação adicional no sinal recuperado, causado pela quantização;

2 - quanto maior for o número de níveis de quantização "q" na saída do quantizador, maior será o número de regiões de quantização do sinal diferença "d", melhorando o

número de acertos do preditor e conseqüentemente diminuindo o valor do sinal diferença, melhorando portanto a qualidade do sinal recuperado;

3 - o aumento do número de níveis na saída do quantizador acarreta no aumento do número de bits para representá-lo, por conseguinte, aumenta a entropia do sinal diferença quantizado, aumentando a taxa de bits na linha.

Portanto, a escolha do número de níveis de quantização " q " na saída do quantizador e o tamanho das regiões de quantização Δd na entrada do quantizador, dependerá do compromisso entre "qualidade da imagem recuperada X taxa de bits transmitida".

A taxa de bits na linha pode ser melhorada, adicionando-se na saída do sistema MCPD um conversor de código ideal do tipo Huffman, que em média, obterá a taxa mínima. Esse conversor de código fornece palavras-código de comprimentos variáveis de k_0 a k_n bits, onde $k_0 < k_n$. Associa-se biunivocamente cada uma dessas palavras-código a um nível de quantização " q ". O artifício usado para a redução da taxa de bits na linha é associar as palavras-códigos de menor comprimento aos níveis de maior ocorrência e as palavras-códigos de maior comprimento aos níveis de menor ocorrência na saída do quantizador. Como visto anteriormente, preditores eficientes concentram os níveis de maior ocorrência em torno do zero, portanto, as palavras-código de menor comprimento serão associadas aos menores níveis e as palavras-código de maior comprimento serão associadas aos maiores níveis na saída do quantizador.

O número de palavras-código fornecidas pelo conversor de códigos deverá ser no mínimo igual ao número de níveis de quantização na saída do quantizador e a cada nível de quantização corresponde a uma e somente uma palavra-código, caracterizando assim uma aplicação bigetora $g : q \rightarrow c$. A Figura 3.31 mostra a relação usada.

Analisando a Figura 3.31, pode-se constatar que, quando dois ou mais níveis do sinal diferença " d " presentes na entrada do quantizador são levados a um único nível de quantização " q " na saída do quantizador, ocorrerá uma degradação na relação sinal/ruído além daquela provocada no processo de conversão A/D [21].

Os quantizadores usados no sistema serão mostrados no capítulo seguinte, junta-

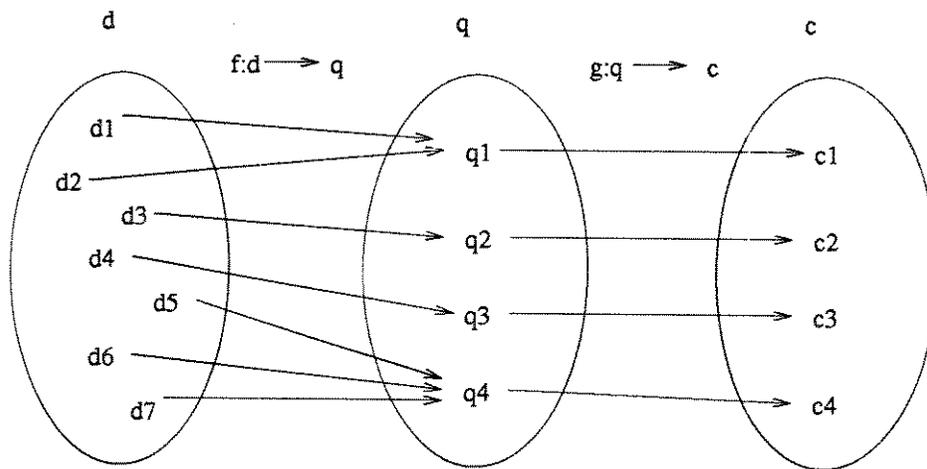


Figura 3.31: Relação de aplicação usada na quantização

mente com as palavras código usadas, onde constarão as regiões do sinal diferença " d ", os níveis de quantização " q " da saída do quantizador, o número do código e a palavra-código respectivamente.

3.6.1 Condições para a taxa de bits

Conforme visto anteriormente, o quantizador se mostrou ser uma peça chave do sistema MCPD para a redução da entropia do sinal diferença e conseqüentemente a redução da taxa de bits na linha, mantendo alta qualidade do sinal recuperado no receptor, graças a alta taxa de acerto do preditor na previsão das amostras futuras, gerando uma função densidade de probabilidade *pdf* cujo maior número de ocorrência de níveis se encontra próximo ao nível zero.

Para alcançar a taxa de bits desejável de 34/68 Mbit/s, faz-se a quantização do sinal diferença " d " dividindo-o em várias seções de comprimentos diferentes e associando a cada seção um nível de quantização. Os níveis de quantização e as seções são divididas em regiões " r_i ", a cada região é associada palavras-código " c_i " de comprimento " k_i " diferente, como mostrado na Fig 3.32, onde $k_0 < k_1 < \dots < k_{n-1} < k_n$, de tal forma que as palavras-código de menor comprimento sejam associados aos níveis de quantização de maior ocorrência, que espera-se ser os níveis próximos ao zero.

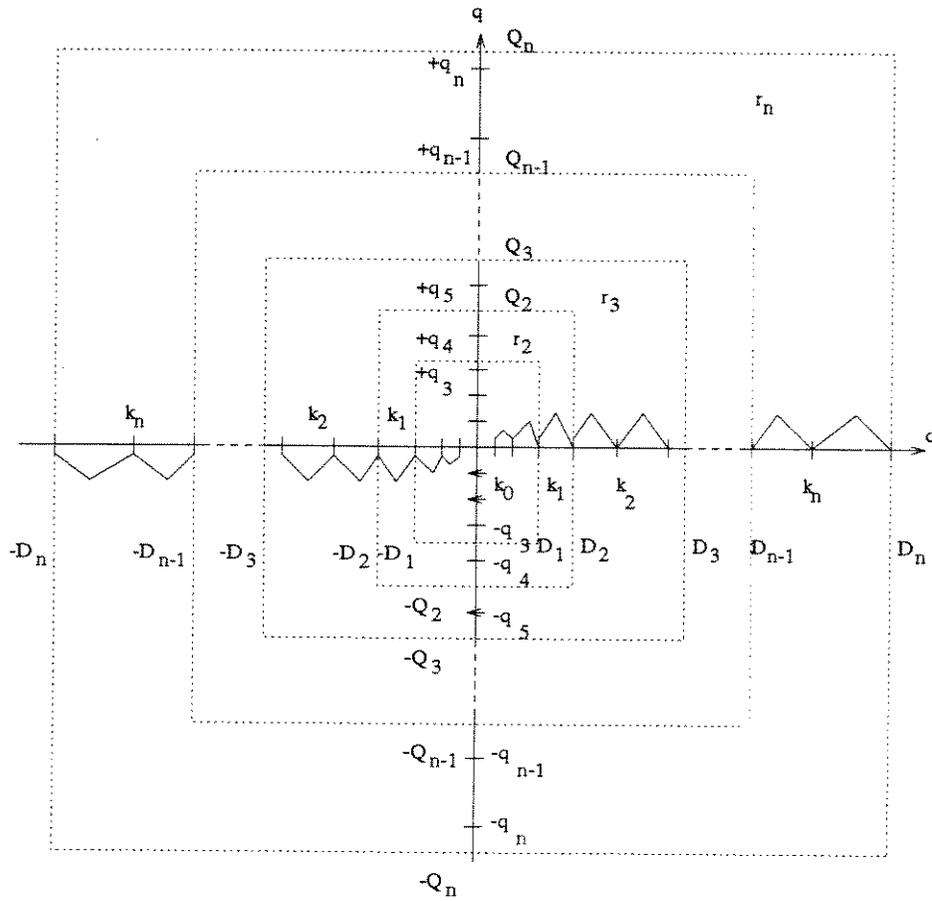


Figura 3.32: Distribuição das palavras-código

Seja P_i a frequência de ocorrência da palavra-código de comprimento k_i associada ao nível de quantização q_i , $i = 1, 2, \dots, m$, (onde m é o número de palavras-código com comprimentos diferentes) na saída do sistema MCPD. Para se atingir a taxa de linha desejada deve-se ter:

$$R_d < R \quad \text{bits/amostra} \quad (3.182)$$

onde " R " é a taxa limite em bits/amostra e " R_d " é a taxa desejada em número médio de bits/amostra sendo que

$$R_d = \sum_{i=1}^m k_i P_i \quad (3.183)$$

e

$$\sum_{i=1}^n P_i = 1 \quad (3.184)$$

Analisando a Fig 3.32 podemos observar que os valores de "P_i" são dados por:

$$P_1 = \sum_{i=-Q_1}^{Q_1} P_{q_i} \quad (3.185)$$

$$P_2 = \sum_{i=-Q_2}^{-Q_1-1} P_{q_i} + \sum_{j=Q_1+1}^{Q_2} P_{q_j} \quad (3.186)$$

⋮

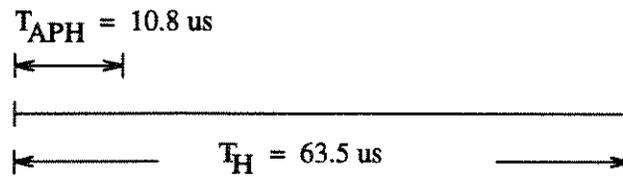
$$P_m = \sum_{i=-Q_n}^{-Q_{n-1}-1} P_{q_i} + \sum_{j=Q_{n-1}+1}^{Q_n} P_{q_j} \quad (3.187)$$

Naturalmente, se os valores de "P_i" obtidos na equação 3.187 não satisfazem as equações 3.182 e 3.183, para alcançar a taxa desejada pode-se mudar a lei de quantização, o código associado ao quantizador ou ambos.

O número médio de bits necessário para a redução da taxa, pode ser melhorado (diminuído) aproveitando-se também o intervalo de apagamento horizontal T_{APH} para a transmissão do sinal de vídeo ativo, uma vez que a informação digital de sincronismo horizontal não ocupa todo o seu intervalo analógico correspondente [27].

O CCIR estabelece que para o sistema PAL-M, a relação de tempo entre o intervalo de apagamento horizontal " T_{APH} " e o intervalo de varredura horizontal " T_H " é dado por:

$$\alpha = \frac{T_{APH}}{T_H} \cong 0.17 \quad (3.188)$$

Figura 3.33: Relação de tempo entre T_{APH} e T_H

portanto, o limite para o número médio de bits por amostra "R" considerando a equação 3.188 é dado por:

$$R = \frac{R_L}{(1 - \alpha)f_a} \quad (3.189)$$

onde " R_L " é a taxa na linha e " f_a " é a frequência de amostragem.

Para o sistema de 3ª hierarquia do PCM, " R_L " é cerca de 34.368 Mbit/s ou 68.736 Mbit/s usando dois canais. Dessa taxa, deve ser considerado a taxa necessária para a transmissão de 3 canais de áudio de alta fidelidade (Estéreo Esquerdo, Direito e SAP "Second Audio Program"), 1 canal de áudio de baixa qualidade (Canal de serviço), sincronismo de quadro digital, Alarme, Supervisão e bits de cheque de paridade do código corretor de erro, dados por:

- canais de alta qualidade

$$R_C = 3 \times 12 \text{ bits} \times 32 \text{ KHz} = 1152 \text{ Kbit/s} \quad (3.190)$$

- canal de serviço

$$R_S = 1 \times 8 \text{ bits} \times 8 \text{ KHz} = 64 \text{ Kbit/s} \quad (3.191)$$

- alarme e supervisão

$$R_A = 16 \text{ Kbit/s} \quad (3.192)$$

- código corretor de erro Bose, Chaudhuri, and Hocquenghem "BCH" (239, 255) [36]

e [28]

$$R_E = 34.368 \left[1 - \frac{239}{255} \right] \cong 2.15642 \text{ Mbit/s} \quad (3.193)$$

ou

$$R_E = 68.736 \left[1 - \frac{239}{255} \right] \cong 4.31284 \text{ Mbit/s} \quad (3.194)$$

Portanto, a taxa resultante para o sinal de vídeo ativo, é dado por:

$$R_{VA} = R_L - [R_C + R_S + R_A + R_{E_i}] \quad (3.195)$$

A Tabela 3.1 mostra os números médios máximos de bits por amostras, necessários para a transmissão de vídeo ativo, quando processado o sinal com padrão normal ($f_a = 4f_{sc}$) e com padrão quincunx ($f_a = 2f_{sc}$), substituindo o valor de " R_{VA} " no lugar de " R_L " na equação 3.189, caso não deseje ultrapassar a taxa de 34/68 Mbit/s.

f_a	R (bit/amostra)	
	$R_L = 34.368 \text{ Mbit/s}$	$R_L = 68.736 \text{ Mbit/s}$
$4f_{sc}$	2.61	5.32
$2f_{sc}$	5.22	10.85

Tabela 3.1: Número médio de bits/amostra

Com os valores das taxas de bit/amostra da Tabela 3.1, as novas larguras de faixa requeridas, com o aproveitamento do tempo T_{APH} , para a transmissão, resulta em 37.325 e 77.618 Mbit/s respectivamente.

As informações dos 4 canais de áudio, as informações de sincronismo vertical, amostras significativas da sub-portadora de cor, proteção de códigos e outras informações adicionais devem ser transmitidas no intervalo de apagamento vertical que é de $20T_H$ em um campo. Esse assunto não faz parte do escopo deste trabalho e, por isso, não será aqui abordado.

Capítulo 4

SIMULAÇÃO E RESULTADOS

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, estudou-se o comportamento do sistema redutor de redundância proposto, através de simulações em computador com programas desenvolvidos em linguagem "C" para esse objetivo. Além do sistema proposto, foi estudado também o comportamento de outros sistemas com o objetivo de comparações de desempenho entre os mesmos.

O comportamento dos sistemas foram avaliados numericamente e visualmente através de critérios objetivos e subjetivos. Para tanto, foram analisadas várias combinações de preditores e quantizadores em busca da melhor combinação que apresentasse os melhores resultados possíveis para atender as exigências de taxa máxima, ou seja, 34 e/ou 68 Mbit/s.

Os sinais de teste usados para a avaliação do desempenho dos sistemas foram dos tipos probabilísticos e determinísticos.

Os sinais do tipo probabilísticos, são formados por um conjunto de 15 imagens padrão da SMPTE (Society of Motion Picture and Television) que representam a maioria das cenas de televisão. Essas imagens se encontram gravadas em fitas magnéticas em forma de matrizes contendo os sinais RGB digitalizadas em 8 bits por amostra, a uma taxa de aproximadamente 10 MHz, onde as amostras estão alinhadas verticalmente. Dessas imagens, foram utilizadas apenas quatro, quais sejam:

SM01 (PRAIA);

SM02 (SALA);
SM08 (SALA ESCURA);
SM15 (COZINHA).

Os sinais do tipo determinísticos são um conjunto de sinais de testes padronizados pelo CCIR (International Radio Consultative Committee) [29] para TV analógica, os quais podem ser obtidos através de equações matemáticas [10]. Dos sinais propostos, foram utilizados apenas os três seguintes:

BARRAS COLORIDAS (Branco, Amarelo, Magenta, Ciano, Verde, Vermelho, Azul e Preto);

CCIR I (barra T, pulso 2T e pulso 12.5T);

CCIR II (topo, multisalva e pedestal modulado).

o equacionamento desses sinais se encontram na forma analógica e composta, portanto, foi desenvolvido programas para a obtenção dos mesmos na forma digital, composta ou de componentes.

4.2 AVALIAÇÃO DO SISTEMA

4.2.1 Avaliação objetiva

A avaliação objetiva é importante para a análise de desempenho do sistema, pois, traduzem em resultados numéricos, e portanto, quantitativos o comportamento do sistema durante sua operação, através de medidas de parâmetros relevantes tais como: entropia dos sinais diferença e diferença quantizada, variância das diferenças, coeficientes de correlação, diferença de pico, relação sinal/ruído etc. [11].

As medidas desses parâmetros são definidas a seguir. Antes porém, deve-se definir os elementos envolvidos na avaliação objetiva.

Seja portanto $E_{i,j}$, o elemento de imagem na i -ésima linha e j -ésima coluna de um quadro do sinal de teste. Seja também:

$x_{i,j}$ = valor codificado de $E_{i,j}$ com 8 bits/amostra, na entrada do sistema MCPD,
 $0 \leq x_{i,j} \leq 255$;

$\hat{x}_{i,j}$ = valor previsto de $x_{i,j}$, onde $0 \leq \hat{x}_{i,j} \leq 255$;

$x'_{i,j}$ = valor recuperado de $x_{i,j}$ na malha de realimentação do sistema MCPD,
onde $0 \leq x'_{i,j} \leq 255$;

$d_{i,j}$ = diferença entre $x_{i,j}$ e $\hat{x}_{i,j}$, onde $-255 \leq d_{i,j} \leq 255$;

$q_{i,j}$ = diferença $d_{i,j}$ quantizada, onde $-255 \leq q_{i,j} \leq 255$;

$N(d)$ = número de vezes em que ocorre a diferença $d_{i,j}$;

$N(q)$ = número de vezes em que ocorre a diferença $q_{i,j}$;

M = número total de elementos de imagem considerados.

A seguir, são definidos os parâmetros que avaliam objetivamente os sistemas.

- **Entropia das diferenças H_d e H_q**

A entropia é definida por:

$$H_\varepsilon = \sum_{\varepsilon=-255}^{255} \left[\frac{N(\varepsilon)}{M} \right] \log_2 \left[\frac{M}{N(\varepsilon)} \right] \text{ bit/amostras} \quad (4.1)$$

onde $\varepsilon = d, q$.

O valor de H_d e H_q indicam os números mínimos de bits/amostras necessários para transmitir as diferenças codificadas de uma imagem antes e depois do quantizador respectivamente.

- **Variância das diferenças, σ_d^2 e σ_q^2**

A variância σ_ε^2 é definida por:

$$\sigma_\varepsilon^2 = \frac{1}{M-1} \sum_{j=1}^{N_L} \sum_{i=1}^{N_j} (\varepsilon_{i,j} - \mu_\varepsilon)^2 \quad (4.2)$$

onde $\varepsilon = d, q$, N_L é o número de linhas de varredura consideradas, N_j é o número de amostras na j -ésima linha e μ_ε é a média de $\varepsilon_{i,j}$. Esse parâmetro está diretamente associado à potência do sinal diferença e, portanto, deve ser a menor possível.

- **Coefficiente de correlação R_r entre os valores das amostras $x_{i,j}$ e $\hat{x}_{i,j}$**

Esse parâmetro dá uma idéia de como se relacionam essas amostras em sinais que variam com o tempo, indicando o comportamento dos preditores com relação às imagens

processadas. Esse parâmetro foi definido como:

$$R_\tau = \frac{\sum_i \sum_j [x_{i,j} - \mu_x][\hat{x}_{i,j} - \hat{\mu}_x]}{[\sum_i \sum_j (x_{i,j} - \mu_x)^2]^{\frac{1}{2}} [\sum_i \sum_j (\hat{x}_{i,j} - \hat{\mu}_x)^2]^{\frac{1}{2}}} \quad (4.3)$$

onde $i = 1, 2, \dots, N_a$, $j = 1, 2, \dots, N_L$, μ_x e $\hat{\mu}_x$ são os valores médios de $x_{i,j}$ e $\hat{x}_{i,j}$, respectivamente. Da equação 4.3 pode-se observar que o máximo valor de R_τ ocorre quando $x_{i,j} = \hat{x}_{i,j}$, portanto $R_\tau = 1$.

- Valores Diferenciais de Pico, DP

Os valores diferenciais de pico foram aqueles compreendidos nos intervalos $-255 < -\varepsilon_p$ e $\varepsilon_p < 255$, sendo que ε_p é a menor diferença absoluta que satisfaz a expressão:

$$\beta \leq \frac{1}{M} \sum_{\varepsilon=-\varepsilon_p}^{\varepsilon_p} N(\varepsilon) \quad (4.4)$$

onde $\varepsilon = d, q$ e β é um número real ≤ 1 , no caso $\beta = 0.99$. Para esse valor de β , esse parâmetro indica que para uma dada imagem, pelo menos 99% dos valores absolutos das diferenças são menores que ε_p e quanto maior for o valor de ε_p , maior será a tendência do aumento do ruído de quantização.

- Relação Sinal/Ruído

A relação sinal/ruído está relacionada com a degradação que o sinal sofrerá quando processado pelo sistema MCPD. Quanto maior for a relação sinal/ruído, menor terá sido a perda de informação sofrida pelo sinal e melhor terá sido o desempenho do sistema. Ela é definida por:

$$SNR = 10 \log_{10} \left[\frac{\overline{X^2}}{\overline{\varepsilon^2}} \right] \quad (4.5)$$

onde, $\overline{X^2}$ e $\overline{\varepsilon^2}$ são dados por:

$$\overline{K^2} = \frac{1}{N_L} \sum_{j=1}^{N_L} \frac{\sum_{i=1}^{N_a} k^2}{N_a} \quad (4.6)$$

onde $K = X$ ou ε e $k = x_{i,j}$ ou $(x_{i,j} - x'_{i,j})$.

Como parâmetro de comparação da relação sinal/ruído que foram obtidos, utilizou-se de dados de trabalho anterior [21] para as frequências de $8/3f_{sc}$ e $3f_{sc}$ estimados para os sinais determinísticos e probabilísticos codificados uniformemente em 6 bits/amostra, tomando como referência a imagem digitalizado em 8 bit/amostras. Essa escolha deve-se ao fato de se usar os sinais digitalizados em 8 bits/amostras ao invés dos sinais originais, uma vez que estes sofreram perdas no processo de digitalização. A tabela 4.1, mostra as relações sinal/ruído de referência utilizados.

Freq.	Estatísticos				Determinísticos		
	SM01 praia	SM02 sala	SM08 sala esc.	SM15 cozinha	SST02 barras	SST09 CCIR I	SST10 CCIR II
$3f_{sc}$	35.2	34.5	31.3	34.0	37.1	39.2	38.8
$\frac{8}{3}f_{sc}$	35.4	34.6	31.4	34.2	36.9	39.1	38.6

Tabela 4.1: Relação sinal/ruído de referência

- Taxa de bit na linha RX e RMX

Definiu-se taxa de bit na linha como sendo o número médio de bit/amostra necessários para a transmissão do sinal $q_{i,j}$, de tal modo a satisfazer as condição limites de largura de faixa requerida pela frequência de amostragem $4f_{sc}$, quais sejam, 34 ou 68 Mbit/s. Esse parâmetro é definido como:

$$RX = \sum_{q=-255}^{255} \left\{ \frac{1}{N_L} \sum_{i=1}^{N_L} \sum_{j=1}^{N_a} \frac{N(q_{i,j})}{N_a} \right\} PAL[q] \quad \text{bit/amostra} \quad (4.7)$$

e

$$RMX = f_a RX \quad \text{Mbit/s} \quad (4.8)$$

onde X , são as amostras, na saída do sistema considerado. $PAL[q]$, é o número de bits que a palavra de nível q será codificada. N_L e N_a , são os números de linha e de amostra

por linha, consideradas, respectivamente e $N(q_{i,j})$ é o número de ocorrência da palavra de nível q no quadro do sinal de teste.

4.2.2 Avaliação subjetiva

A avaliação subjetiva é feita após o processamento dos sinais de teste pelo sistema. Essa avaliação obedece critérios estabelecidos pelo CCIR, e podem ser encontrados na Rec. 500-1 Tabelas I e II, Vol. XI, [23] e aqui reproduzidas. Essas tabelas indicam que a avaliação dos sinais de teste pode ser feita em termos de qualidade ou degradação em uma escala de 5 graus (Tabela 4.2), ou na forma comparativa (Tabela 4.3), da qualidade dos sinais recuperados.

Escala de 5 graus	
Qualidade	Degradação
5. Excelente	5. Imperceptível
4. Boa	4. Perceptível mas não perturbadora
3. Regular	3. Levemente Perturbadora
2. Ruim	2. Perturbadora
1. Péssima	1. Muito Perturbadora

Tabela 4.2: Escala de 5 graus para medida subjetiva de qualidade ou de degradação

Escala de comparação	
+3	Muito melhor
+2	Melhor
+1	Ligeiramente melhor
0	A mesma
-1	Ligeiramente Pior
-2	Pior
-3	Muito pior

Tabela 4.3: Escala de comparação para medida subjetiva da qualidade do sinal recuperado

A visualização dos sinais de teste processados bem como os originais foi feita com a utilização dos programas Khoros ou XV disponíveis na estação de trabalho SUN e com o programa PhotoStyler para PC.

4.3 SIMULAÇÕES

4.3.1 Considerações iniciais

Antes de serem mostrados os resultados obtidos na simulação dos sistemas, devem ser feitas as seguintes considerações:

Sinais estatísticos

Os sinais estatísticos são as imagens padronizadas pela SMPTE. Essas imagens estão disponíveis na forma de componentes RGB, gravadas em fitas magnéticas no formato byte com 512 linhas e 512 amostras ativas por linha. Como o estudo proposto foi baseado na frequência de amostragem de $4f_{sc}$ que contém 755 amostras ativas por linha, tornou-se necessário a reamostragem das mesmas ainda na forma de componentes, gerando-se novos arquivos de componentes primárias, agora com a nova frequência de amostragem. Antes porém, fez-se a conversão de formato de byte para inteiro. Esses processos preliminares foram realizados através de programas desenvolvidos para esse fim.

Para a simulação desses sinais e extração dos resultados, seguiu-se os seguintes passos:

- 1 - fez-se a composição dos sinais primários para a obtenção do sinal composto PAL-M através de programa desenvolvido para esse objetivo;
- 2 - fez-se as simulações propriamente ditas, utilizando os sistemas de redução de taxa, investigados;
- 3 - fez-se a decomposição dos sinais composto, recuperados localmente, nas componentes primárias para posterior visualização e avaliação das mesmas.

A Figura [4.1] mostra os passos utilizados nas simulações dos sistemas investigados.

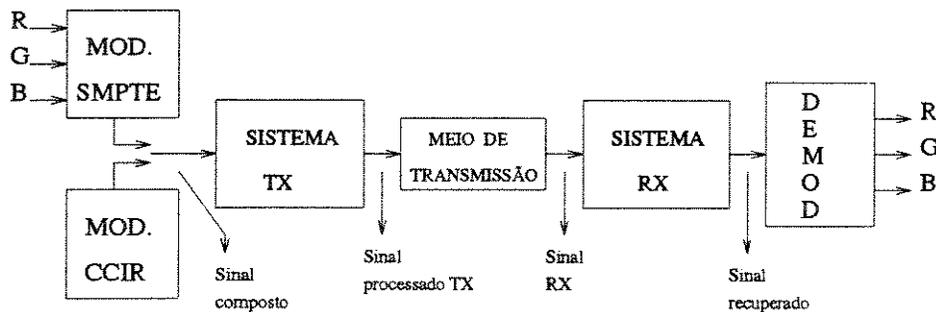


Figura 4.1: Passos para a simulação dos sistemas

Sinais determinísticos

Os sinais determinísticos são aqueles padronizados pelo CCIR para sistemas de TV analógica. Esses sinais estão disponíveis na forma de equações matemáticas cuja forma de onda em banda básica está no formato analógico e modulado em PAL-M. Para a simulação dos mesmos, desenvolveu-se programas que gerasse um quadro do sinal digitalizado com 8 bits/amostra na forma composta ou de componente (através da demodulação) com as mesmas características do quadro dos sinais estatísticos.

Para a geração de um quadro desses sinais, seguiu-se os seguintes passos:

1 - fez-se a amostragem do sinal analógico na forma composta, com a frequência de amostragem de $4f_{sc}$. Essa amostragem foi realizada apenas no intervalo de tempo correspondente à parte ativa do sinal na linha, gerando-se portanto 755 amostras ativas/linha.

2 - cada amostra do sinal analógico foi transladada para o intervalo de níveis do conversor simulado. Em seguida, foi feita a conversão A/D .

3 - as amostras digitalizadas foram gravadas em arquivo no formato inteiro variando de 0 a 255, com as mesmas características dos arquivos dos sinais estatísticos.

A Figura [4.2] mostra os passos utilizados na geração de um quadro desses sinais.

Para a simulação desses sinais, seguiu-se os passos 2 e 3 do item anterior.

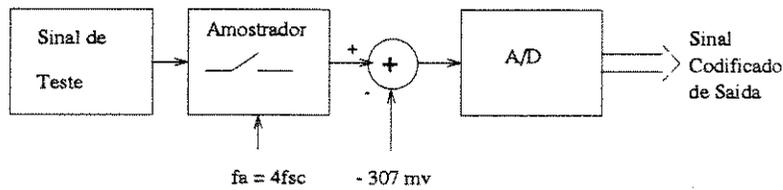


Figura 4.2: Geração de um quadro dos sinais determinísticos

Gerais

1 - Durante o processo de leitura do arquivo de quadro dos sinais de teste para a simulação, foi adotado o seguinte procedimento quanto a numeração das linhas nos campos: as linhas ímpares do quadro original, foram atribuídas ao campo I e as linhas pares ao campo II. A Figura 4.3 mostra a disposição da linhas do quadro e dos campos.

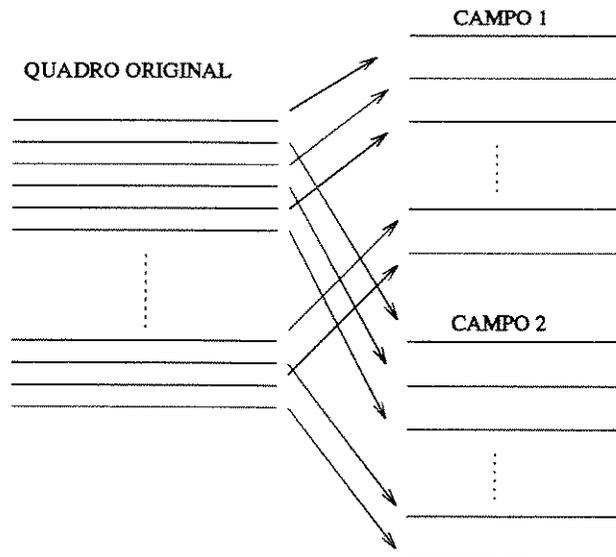


Figura 4.3: Disposição da linhas no quadro e nos campos

2 - As duas primeiras linhas de cada campo não foram consideradas dos resultados obtidos, uma vez que, para os preditores bidimensionais, essas linhas não tem amostras passadas correspondentes à segunda linha prévia.

3 - Para a medida da relação sinal/ruído, não foram consideradas as três primeiras amostra de cada linha, uma vez que essas amostras contribuíam com o aumento desse parâmetro através do ruído localizado.

4 - Foi inserido 7 amostras no início e 6 no final de cada linha, através da repetição da primeira e da última amostra, respectivamente. Essa inserção se deve ao fato de que na predição das duas primeiras e das duas últimas amostras de cada linha, as mesmas não possuem amostras passadas, quando usados preditores bidimensionais.

5 - Para compensar a perda de informação provocado pelo efeito das filtragens, foi inserido amostras adicionais de nível 63, no início e no final de cada linha, quando as mesmas foram filtradas. Para compensar o efeito do deslocamento da imagem durante as várias fases do processamento, as amostras foram renumeradas para suas posições originais, em cada etapa do processo.

4.4 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

4.4.1 Escolha dos preditores

Foi realizado inicialmente, simulações com o sistema proposto, usando-se quantização uniforme 1:1, com o objetivo de escolher os preditores que apresentassem a menor entropia para os sistemas 1 e 2, quando processados os sinais da SMPTE e do CCIR com padrão quincunx. Da mesma forma, foi realizado simulações com o sinal CCIR II, para escolher os melhores preditores para o sistema 3. com padrão de campo normal. As Tabelas 4.4 e 4.5, mostram os resultados das entropias HD obtidas para esses sinais, onde observa-se que, os preditores $0i$, contém somente amostras na linha atual, o $1i$, contém amostras na linha atual e na primeira linha prévia, e o $2i$, na segunda linha prévia.

Observou-se na Tabela 4.4, que o preditor 01 (amostra prévia da mesma linha), apresentou o melhor desempenho de entropia para as imagens da SMPTE e os preditores 12 (com amostras na primeira linha prévia) e 25 (com amostras na segunda linha prévia), para os sinais do CCIR. Na Tabela 4.5, o preditor 02 apresentou melhor desempenho para as imagens e os 12 e 27, para os sinais do CCIR. Na simulação, dos sistemas 1 e 2, utilizou-

Pred.	Estatísticos				Determinísticos		
	SM01 praia	SM02 sala	SM08 sala esc.	SM15 cozinha	SST02 barras	SST09 CCIR I	SST10 CCIR II
01	2.179	2.199	1.797	2.180	0.171	0.696	1.646
11	2.609	2.594	2.035	2.612	0.730	1.249	1.722
12	2.465	2.413	1.945	2.420	0.670	0.964	0.423
13	2.284	2.308	1.947	2.273	0.278	0.905	1.907
14	2.522	2.529	2.081	2.524	0.260	0.940	1.900
15	2.892	2.890	2.353	2.907	0.819	1.410	2.035
16	2.794	2.796	2.284	2.810	0.750	1.329	1.834
17	2.842	2.840	2.307	2.857	0.925	1.512	2.086
21	2.473	2.450	1.936	2.459	0.100	0.596	1.641
22	2.482	2.444	1.932	2.471	0.100	0.586	1.639
23	2.434	2.390	1.859	2.402	0.575	0.865	1.739
24	2.397	2.428	2.074	2.400	0.089	0.688	1.741
25	2.770	2.681	2.141	2.707	0.102	0.295	0.296
26	2.321	2.341	2.013	2.300	0.189	0.757	1.764
27	2.321	2.341	2.013	2.300	0.171	0.781	1.547
28	2.705	2.685	2.204	2.683	0.259	0.873	1.950
29	2.681	2.665	2.174	2.656	0.262	0.878	1.936

Tabela 4.4: Entropia HD do sinal diferença do canal 1 do sistema proposto

se o preditor 01 para as imagens e os 12 e 25, para os sinais do CCIR. Para o sistema 3, utilizou-se o preditor 02 para as imagens e o 12 para os sinais do CCIR.

4.4.2 Resultados das simulações

Como mencionado anteriormente em outro capítulo, além do sistema proposto, foi realizado também, simulações com outros dois sistemas para efeito comparativo. Os resultados foram os seguintes.

Sistema proposto

No sistema proposto, foi verificado três possibilidades de utilização de: apenas um canal de 34 Mbit/s; apenas um canal de 45 Mbit/s; e a possibilidade de um canal de 68 Mbit/s (sendo dois canais individuais de 34 Mbit/s). A Fig. 4.4, mostra o sistema proposto simulado. Os resultados obtidos para esse sistema foram os seguintes:

Pred.	Sinais	
	SM02 sala	SST10 CCIR II
01	2.118	1.648
02	1.814	1.636
03	2.801	2.214
11	2.748	2.173
12	2.431	0.424
13	2.237	1.917
14	2.444	1.911
15	2.832	2.045
16	2.749	1.836
17	2.786	2.097
21	2.428	1.624
22	2.429	1.652
23	2.372	1.748
22	2.032	1.752
25	2.297	1.862
26	2.758	1.963
27	2.907	1.944
28	2.830	2.049
29	2.572	1.964

Tabela 4.5: Entropia HD do sinal diferença para o sistema 3

- Um canal de 34 Mbit/s

Os resultados da simulação para um canal de 34 Mbit/s estão mostrados nas Tabelas 4.6 e 4.7. Esses resultados foram obtidos, utilizando-se das leis de quantização e das palavras-código mostradas nas Tabelas 4.8, 4.9 e 4.10.

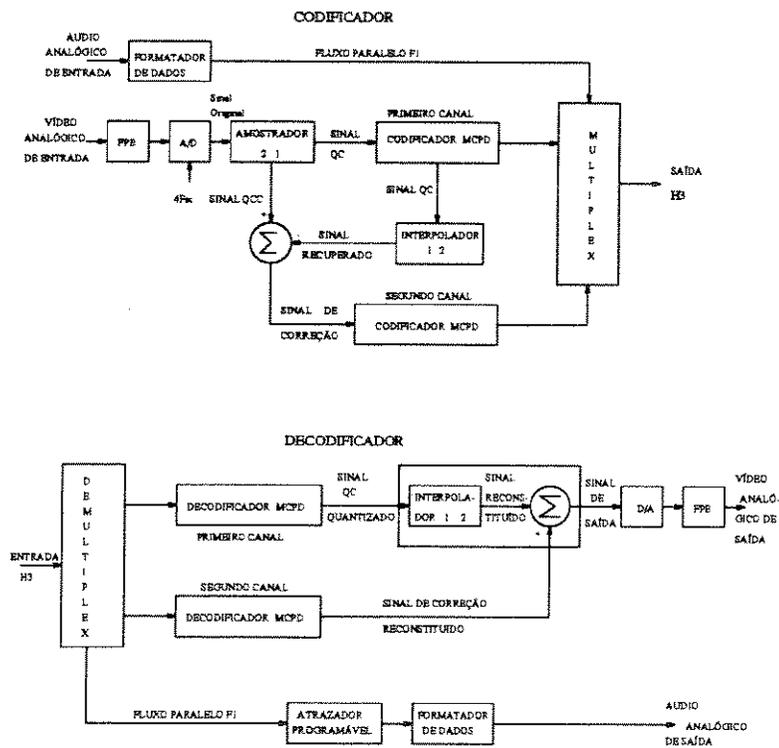


Figura 4.4: Diagrama de Bloco Geral da Arquitetura de Codificação de Dois Canais

Sinal	Parâmetros objetivos					
	HD	HQD	SIGMA2	CC	SNR	RMQT
PRAIA	2.174	2.239	191.04	0.960	39.40	28.58
SALA	2.187	2.239	186.28	0.949	39.41	28.59
SALA ESC.	1.892	1.766	98.10	0.963	39.76	23.47
COZINHA	2.188	2.246	186.38	0.954	39.37	28.58

Tabela 4.6: Parâmetros objetivos para um canal de 34 Mbit/s do sistema proposto

Sinal	Parâmetros objetivos					
	HD	HQD	SIGMA2	CC	SNR	RMQT
preditor 12						
BAR 75%	1.522	2.566	146.09	0.970	39.42	22.539
CCIR I	1.508	1.957	44.05	0.995	40.21	24.383
CCIR II	1.350	2.124	17.14	0.992	39.57	23.872
preditor 25						
BAR 75%	1.342	2.579	235.72	0.953	38.63	21.256
CCIR I	1.370	1.987	68.27	0.992	40.29	23.717
CCIR II	1.286	2.148	30.41	0.986	39.42	23.602

Tabela 4.7: Parâmetros objetivos para um canal de 34 Mbit/s do sistema proposto

Lado Positivo			Lado Negativo		
Erro de Predição	Nível de Quant.	Código do Canal	Erro de Predição	Nível de Quant.	Código do Canal
[-3, 3]	0	0			
[4, 10]	6	2	[-4,-10]	-6	1
[11, 18]	14	4	[-11,-18]	-14	3
[19, 27]	23	6	[-19,-27]	-23	5
[28, 36]	31	8	[-28,-36]	-31	7
[37, 45]	40	10	[-37, -45]	-40	9
[46, 55]	50	12	[-46, -55]	-50	11
[56, 65]	59	14	[-56, -65]	-59	13
[66, 81]	73	16	[-66, -81]	-73	15
[82, 98]	90	18	[-82, -98]	-90	17
[99, 116]	107	20	[-99, -116]	-107	19
[117, 135]	126	22	[-117, -135]	-126	21
[136, 255]	141	24	[-136, -255]	-141	23

Tabela 4.8: Quantização do canal 1 para um canal de 34 Mbit/s

Lado Positivo			Lado Negativo		
Erro de Predição	Nível de Quant.	Código do Canal	Erro de Predição	Nível de Quant.	Código do Canal
[-4, 4]	0	0			
[5, 11]	7	1	[-5, -11]	-7	2
[12, 19]	15	3	[-12, -19]	-15	4
[20, 28]	24	5	[-20, -28]	-24	6
[29, 37]	32	7	[-29, -37]	-32	8
[38, 46]	41	9	[-38, -46]	-41	10
[47, 56]	51	11	[-47, -56]	-51	12
[57, 66]	60	13	[-57, -66]	-60	14
[67, 81]	73	15	[-67, -81]	-73	16
[82, 98]	90	17	[-82, -98]	-90	18
[99, 116]	107	19	[-99, -116]	-107	20
[117, 135]	126	21	[-117, -135]	-126	22
[136, 255]	141	23	[-136, -255]	-141	24

Tabela 4.9: Quantização do canal 2 para um canal de 34 Mbit/s

Canais 1 e 2	
Código do Canal	Palavra Código
0	0
1	10
2	110
3	1110
4	11110
5	111110
6	1111110
7	1111111000
8	1111111001
9	1111111010
10	11111110110
11	11111110111
12	111111110001
13	111111110010
14	111111110011
15	111111110100
16	111111110101
17	111111110110
18	111111110111
19	111111111000
20	111111111001
21	111111111010
22	111111111011
23	111111111101
24	111111111110

Tabela 4.10: Palavras código do sistema 1 para um canal de 34 Mbit/s

Nas Tabelas mostradas, os parâmetros medidos, representam respectivamente:

HD = entropia da diferença antes do quantizador do canal 1;

HQD = entropia da diferença antes do quantizador do canal 2;

$SIGMA2$ = variância do sinal processado no canal 1;

CC = coeficiente de correlação do sinal do canal 1;

SNR = relação sinal/ruído do sinal recuperado na saída do sistema;

RMQ = taxa de bit em Mbit/s necessário para a transmissão dos sinais codificados do canal 1.

$RMQD$ = taxa de bit em Mbit/s necessário para a transmissão dos sinais codificados do canal 2.

$RMQT$ = taxa total de bit em Mbit/s necessário para a transmissão dos sinais codificados.

- Um canal de 45 Mbit/s

Os resultados da simulação para um canal de 45 Mbit/s são mostrados nas Tabelas 4.11 e 4.12.

Sinal	Parâmetros objetivos					
	HD	HQD	SIGMA2	CC	SNR	RMQT
PRAIA	2.134	2.209	187.40	0.960	44.29	41.12
SALA	2.142	2.216	183.37	0.950	44.29	41.06
SALA ESC.	1.825	1.704	95.93	0.964	44.64	37.35
COZINHA	2.142	2.227	183.34	0.954	44.32	40.89

Tabela 4.11: Parâmetros objetivos para um canal de 45 Mbit/s do sistema proposto

Sinal	Parâmetros objetivos					
	HD	HQD	SIGMA2	CC	SNR	RMQT
preditor 12						
BAR 75%	1.219	2.517	138.25	0.972	43.92	35.951
CCIR I	1.304	1.884	39.91	0.995	44.77	40.414
CCIR II	0.901	2.024	13.10	0.994	44.93	41.594
preditor 25						
BAR 75%	1.184	2.511	229.51	0.954	43.73	35.951
CCIR I	1.052	1.899	67.36	0.992	44.74	41.082
CCIR II	0.881	2.020	25.48	0.988	44.98	41.587

Tabela 4.12: Parâmetros objetivos para um canal de 45 Mbit/s do sistema proposto

Esses resultados foram obtidos, utilizando-se das leis de quantização e das palavras-código mostradas nas Tabelas 4.13, 4.14 e 4.15.

Lado Positivo			Lado Negativo		
Erro de Predição	Nível de Quant.	Código do Canal	Erro de Predição	Nível de Quant.	Código do Canal
[-1, 1]	0	0			
[2, 5]	3	2	[-2, -5]	-3	1
[6, 8]	7	4	[-6, -8]	-7	3
[9, 11]	10	6	[-9, -11]	-10	5
[12, 14]	13	8	[-12, -14]	-13	7
[15, 18]	16	10	[-15, -18]	-16	9
[19, 22]	20	12	[-19, -22]	-20	11
[23, 27]	25	14	[-23, -27]	-25	13
[28, 32]	30	16	[-28, -32]	-30	15
[33, 38]	35	18	[-33, -38]	-35	17
[39, 45]	42	20	[-39, -45]	-42	19
[46, 52]	49	22	[-46, -52]	-49	21
[53, 60]	56	24	[-53, -60]	-56	23
[61, 69]	65	26	[-61, -69]	-65	25
[70, 78]	74	28	[-70, -78]	-74	27
[79, 87]	83	30	[-79, -87]	-83	29
[88, 97]	92	32	[-88, -97]	-92	31
[98, 108]	103	34	[-98, -108]	-103	33
[109, 119]	114	36	[-109, -119]	-114	35
[120, 130]	125	38	[-120, -130]	-125	37
[131, 142]	136	40	[-131, -142]	-136	39
[143, 155]	149	42	[-143, -155]	-149	41
[156, 168]	162	44	[-156, -168]	-162	43
[169, 255]	175	46	[-169, -255]	-175	45

Tabela 4.13: Quantização do MCPD do canal 1 para um canal de 45 Mbit/s

Lado Positivo			Lado Negativo		
Erro de Predição	Nível de Quant.	Código do Canal	Erro de Predição	Nível de Quant.	Código do Canal
[-2, 2]	0	0			
[3, 7]	4	1	[-3, -7]	-4	2
[8, 11]	9	3	[-8, -11]	-9	4
[12, 15]	13	5	[-12, -15]	-13	6
[16, 19]	17	7	[-16, -19]	-17	8
[20, 23]	21	9	[-20, -23]	-21	10
[24, 27]	25	11	[-24, -27]	-25	12
[28, 32]	30	13	[-28, -32]	-30	14
[33, 38]	35	15	[-33, -38]	-35	16
[39, 45]	42	17	[-39, -45]	-42	18
[46, 52]	49	19	[-46, -52]	-49	20
[53, 60]	56	21	[-53, -60]	-56	22
[61, 69]	65	23	[-61, -69]	-65	24
[70, 78]	74	25	[-70, -78]	-74	26
[78, 87]	83	27	[-78, -87]	-83	28
[88, 97]	92	29	[-88, -97]	-92	30
[98, 108]	103	31	[-98, -108]	-103	32
[109, 119]	114	33	[-109, -119]	-114	34
[120, 130]	125	35	[-120, -130]	-125	36
[131, 255]	136	37	[-131, -255]	-136	38

Tabela 4.14: Quantização do MCPD do canal 2 para um canal de 45 Mbit/s

Canal 1				Canal 2
Código do Canal	Palavra Código	Código do Canal	Palavra Código	Palavra Código
0	000	39	11111110111	0
1	001	40	11111111000	10
2	010	41	11111111001	110
3	011	42	11111111010	1110
4	100	43	11111111011	11110
5	101	44	11111111100	111110
6	110	45	11111111101	1111110
7	11100	46	11111111110	111111000
8	11101			111111001
9	111100			111111010
10	111101			1111110110
11	1111100			1111110111
12	1111101			11111100100
13	11111100			11111100101
14	11111101			11111100110
15	111111000			11111100111
16	111111001			11111101000
17	111111100			11111101001
18	11111110100			11111101010
19	11111110101			11111101011
20	11111110110			11111101100
21	11111110111			11111101101
22	111111100110			11111101110
23	111111100111			11111101111
24	111111101000			11111110000
25	111111101001			11111110001
26	111111101010			11111110010
27	111111101011			11111110011
28	111111101100			11111110100
29	111111101101			11111110101
30	111111101110			11111110110
31	111111101111			11111110111
32	11111110000			11111111000
33	11111110001			11111111001
34	11111110010			11111111010
35	11111110011			11111111011
36	11111110100			11111111100
37	11111110101			11111111101
38	11111110110			11111111110

Tabela 4.15: Palavras código do sistema 1 para um canal de 45 Mbit/s

- Um canal de 68 Mbit/s

Um canal de 68 Mbit/s, para o sistema proposto, corresponde a dois canais individuais de 34 Mbit/s. Os resultados da simulação para esse canal estão mostrados nas Tabelas 4.16 e 4.17.

Sinal	Parâmetros objetivos							
	HD	HQD	SIGMA2	CC	SNR	RMQ	RMQD	RMQT
PRAIA	2.123	2.202	186.89	0.960	48.52	28.688	25.807	54.495
SALA	2.133	2.210	182.94	0.950	48.51	29.249	25.483	54.732
SALA ESC.	1.806	1.687	95.42	0.964	49.45	25.134	24.914	50.038
COZINHA	2.131	2.223	182.60	0.955	48.59	29.087	25.429	54.517

Tabela 4.16: Parâmetros objetivos para dois canais de 34 Mbit/s do sistema proposto

Sinal	Parâmetros objetivos							
	HD	HQD	SIGMA2	CC	SNR	RMQ	RMQD	RMQT
preditor 12								
BAR 75%	0.810	2.401	137.23	0.972	48.63	22.664	25.907	48.571
CCIR I	0.937	1.782	38.52	0.995	49.60	22.950	29.173	52.123
CCIR II	0.679	1.954	12.68	0.994	48.84	21.909	30.310	52.219
preditor 25								
BAR 75%	0.771	2.455	229.31	0.954	47.91	22.702	25.841	48.543
CCIR I	0.811	1.802	67.26	0.992	49.40	23.123	29.144	52.267
CCIR II	0.656	1.965	24.87	0.989	48.83	21.758	30.312	52.070

Tabela 4.17: Parâmetros objetivos para dois canais de 34 Mbit/s do sistema proposto

Esses resultados foram obtidos, utilizando-se das leis de quantização e das palavras-código mostradas nas Tabelas 4.18, 4.19 e 4.20.

Lado Positivo			Lado Negativo		
Erro de Predição	Nível de Quant.	Código do Canal	Erro de Predição	Nível de Quant.	Código do Canal
[-1, 1]	0	0			
[2]	2	2	[-2]	-2	1
[3, 4]	3	4	[-3, -4]	-3	3
[5, 7]	6	6	[-5, -7]	-6	5
[8, 10]	9	8	[-8, -10]	-9	7
[11, 13]	12	10	[-11, -13]	-12	9
[14, 17]	15	12	[-14, -17]	-15	11
[18, 22]	20	14	[-18, -22]	-20	13
[23, 27]	25	16	[-23, -27]	-25	15
[28, 32]	30	18	[-28, -32]	-30	17
[33, 38]	35	20	[-33, -38]	-35	19
[39, 45]	42	22	[-39, -45]	-42	21
[46, 52]	49	24	[-46, -52]	-49	23
[53, 60]	56	26	[-53, -60]	-56	25
[61, 69]	65	28	[-61, -69]	-65	27
[70, 78]	74	30	[-70, -78]	-74	29
[79, 87]	83	32	[-79, -87]	-83	31
[88, 97]	92	34	[-88, -97]	-92	33
[98, 108]	103	36	[-98, -108]	-103	35
[109, 119]	114	38	[-109, -119]	-114	37
[120, 130]	125	40	[-120, -130]	-125	39
[131, 142]	136	42	[-131, -142]	-136	41
[143, 155]	149	44	[-143, -155]	-149	43
[156, 168]	162	46	[-156, -168]	-162	45
[169, 255]	175	48	[-169, -255]	-175	47

Tabela 4.18: Quantização do MCPD do canal 1 para dois canais de 34 Mbit/s

Lado Positivo			Lado Negativo		
Erro de Predição	Nível de Quant.	Código do Canal	Erro de Predição	Nível de Quant.	Código do Canal
[0]	0	0			
[1]	1	1	[-1]	-1	2
[2]	2	3	[-2]	-2	4
[3, 4]	3	5	[-3, -4]	-3	6
[5, 7]	6	7	[-5, -7]	-6	8
[8, 10]	9	9	[-8, -10]	-9	10
[11, 13]	12	11	[-11, -13]	-12	12
[14, 17]	15	13	[-14, -17]	-15	14
[18, 22]	20	15	[-18, -22]	-20	16
[23, 27]	25	17	[-23, -27]	-25	18
[28, 32]	30	19	[-28, -32]	-30	20
[33, 38]	35	21	[-33, -38]	-35	22
[39, 45]	42	23	[-39, -45]	-42	24
[46, 52]	49	25	[-46, -52]	-49	26
[53, 60]	56	27	[-53, -60]	-56	28
[61, 69]	65	29	[-61, -69]	-65	30
[70, 78]	74	31	[-70, -78]	-74	32
[79, 87]	83	33	[-79, -87]	-83	34
[88, 97]	92	35	[-88, -97]	-92	36
[98, 108]	103	37	[-98, -108]	-103	38
[109, 119]	114	39	[-109, -119]	-114	40
[120, 130]	125	41	[-120, -130]	-125	42
[131, 142]	136	43	[-131, -142]	-136	44
[143, 155]	149	45	[-143, -155]	-149	46
[156, 168]	162	47	[-156, -168]	-162	48
[169, 181]	175	49	[-169, -181]	-175	50
[182, 195]	188	51	[-182, -195]	-188	52
[196, 210]	203	53	[-196, -210]	-203	54
[211, 225]	218	55	[-211, -225]	-218	56
[226, 241]	233	57	[-226, -241]	-233	58
[242, 255]	250	59	[-242, -255]	-255	60

Tabela 4.19: Quantização do MCPD do canal 2 para dois canais de 34 Mbit/s

Canal 1				Canal 2			
Código do Canal	Palavra Código						
0	000	31	11111101101	0	000	31	11111100001
1	001	32	11111101110	1	001	32	11111100010
2	010	33	11111101111	2	010	33	11111100011
3	011	34	11111110000	3	011	34	11111100100
4	100	35	11111110001	4	100	35	11111100101
5	101	36	11111110010	5	101	36	11111100110
6	110	37	11111110011	6	110	37	11111100111
7	11100	38	11111110100	7	11100	38	11111101000
8	11101	39	11111110101	8	11101	39	11111101001
9	111100	40	11111110110	9	111100	40	11111101010
10	111101	41	11111110111	10	111101	41	11111101011
11	1111100	42	11111111000	11	1111100	42	11111101100
12	1111101	43	11111111001	12	1111101	43	11111101101
13	11111100	44	11111111010	13	111111000	44	11111101110
14	11111101	45	11111111011	14	111111001	45	11111101111
15	111111000	46	11111111100	15	111111100	46	11111110000
16	111111001	47	11111111101	16	11111110100	47	111111110001
17	111111100	48	11111111110	17	11111110101	48	111111110010
18	11111110100			18	11111110110	49	111111110011
19	11111110101			19	11111110111	50	111111110100
20	11111110110			20	111111010110	51	111111110101
21	11111110111			21	111111010111	52	111111110110
22	111111100100			22	111111011000	53	111111110111
23	111111100101			23	111111011001	54	111111111000
24	111111100110			24	111111011010	55	111111111001
25	111111100111			25	111111011011	56	111111111010
26	111111101000			26	111111011100	57	111111111011
27	111111101001			27	111111011101	58	111111111100
28	111111101010			28	111111011110	59	111111111101
29	111111101011			29	111111011111	60	111111111110
30	111111101100			30	111111100000		

Tabela 4.20: Palavras código do sistema 1 para dois canais de 34 Mbit/s

Sistema 2

No sistema 2, foi verificada as possibilidades de utilização de um canal de 68 Mbit/s, explorando dois canais individuais de 34 Mbit/s. O canal 1 processa a informação quincunx *QC* e o canal 2, processa a informação quincunx complementar *QCC*. A Fig. 4.5, mostra o esquema do sistema 2, simulado. Os resultados obtidos para o canal 1 do sistema 2 estão mostrados nas Tabelas 4.21 e 4.22.

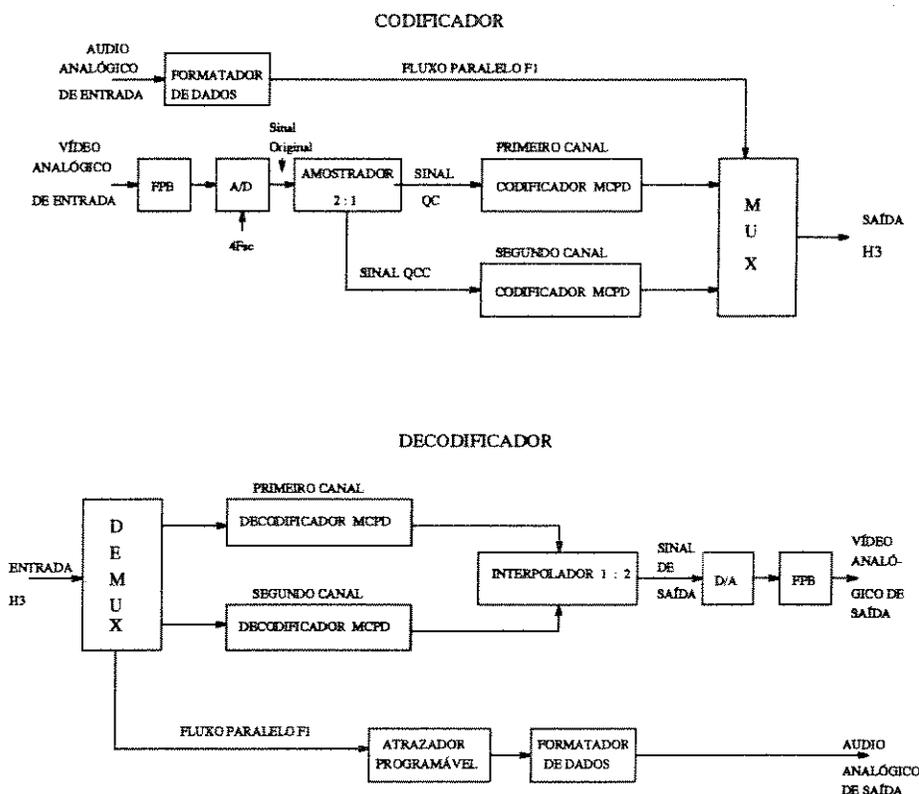


Figura 4.5: Diagrama de bloco do sistema 2 para um canal de 68 Mbit/s

Sinal	Parâmetros objetivos							
	HD	HQD	SIGMA2	CC	SNR	RMQ	RMQD	RMQT
PRAIA	2.123	2.124	186.89	0.960	46.67	28.671	28.678	57.350
SALA	2.133	2.132	182.94	0.950	46.59	29.232	29.219	58.451
SALA ESC.	1.806	1.805	95.46	0.964	47.71	25.128	25.127	50.256
COZINHA	2.131	2.132	182.60	0.955	46.65	29.078	29.062	58.140

Tabela 4.21: Parâmetros objetivos para um canal de 34 Mbit/s do sistema 2

Esses resultados foram obtidos, utilizando-se da lei de quantização e das palavras-código mostradas nas Tabelas 4.23, e 4.24. Foi usado a mesma lei de quantização para

Sinal	Parâmetros objetivos							
	HD	HQD	SIGMA2	CC	SNR	RMQ	RMQD	RMQT
preditor 12								
BAR 75%	0.791	0.847	229.24	0.954	47.78	22.669	22.668	45.337
CCIR I	0.811	0.965	67.26	0.992	49.70	23.128	22.937	46.065
CCIR II	0.656	0.734	24.87	0.989	49.31	21.758	21.907	43.665
preditor 25								
BAR 75%	0.810	0.764	137.23	0.972	47.81	22.662	22.677	45.339
CCIR I	0.937	0.807	38.52	0.995	50.86	22.949	23.133	46.082
CCIR II	0.679	0.654	12.68	0.994	49.30	21.909	21.761	43.670

Tabela 4.22: Parâmetros objetivos para um canal de 34 Mbit/s do sistema 2

ambos os canais.

Lado Positivo			Lado Negativo		
Erro de Predição	Nível de Quant.	Código do Canal	Erro de Predição	Nível de Quant.	Código do Canal
[-1, 1]	0	0			
[2]	2	1	[-2]	-2	2
[3, 4]	3	3	[-3, -4]	-3	4
[5, 7]	6	5	[-5, -7]	-6	6
[8, 10]	9	7	[-8, -10]	-9	8
[11, 13]	12	9	[-11, -13]	-12	10
[14, 17]	15	11	[-14, -17]	-15	12
[18, 22]	20	13	[-18, -22]	-20	14
[23, 27]	25	15	[-23, -27]	-25	16
[28, 32]	30	17	[-28, -32]	-30	18
[33, 38]	35	19	[-33, -38]	-35	20
[39, 45]	42	21	[-39, -45]	-42	22
[46, 52]	49	23	[-46, -52]	-49	24
[53, 60]	56	25	[-53, -60]	-56	26
[61, 69]	65	27	[-61, -69]	-65	28
[70, 78]	74	29	[-70, -78]	-74	30
[79, 87]	83	31	[-79, -87]	-83	32
[88, 97]	92	33	[-88, -97]	-92	34
[98, 108]	103	35	[-98, -108]	-103	36
[109, 119]	114	37	[-109, -119]	-114	38
[120, 130]	125	39	[-120, -130]	-125	40
[131, 142]	136	41	[-131, -142]	-136	42
[143, 155]	149	43	[-143, -155]	-149	44
[156, 168]	162	45	[-156, -168]	-162	46
[169, 181]	175	47	[-169, -181]	-175	48
[182, 195]	188	49	[-182, -195]	-188	50
[196, 210]	203	51	[-196, -210]	-203	52
[211, 225]	218	53	[-211, -225]	-218	54
[226, 241]	233	55	[-226, -241]	-233	56
[242, 255]	250	57	[-242, -255]	-255	58

Tabela 4.23: Quantização do MCPD dos dois canais de 34 Mbit/s do sistema 2

Canais 1 e 2			
Código do Canal	Palavra Código	Código do Canal	Palavra Código
0	000	31	111111100011
1	001	32	111111100100
2	010	33	111111100101
3	011	34	111111100110
4	100	35	111111100111
5	101	36	111111101000
6	110	37	111111101001
7	11100	38	111111101010
8	11101	39	111111101011
9	111100	40	111111101100
10	111101	41	111111101101
11	1111100	42	111111101110
12	1111101	43	111111101111
13	11111100	44	111111110000
14	11111101	45	111111110001
15	111111000	46	111111110010
16	111111001	47	111111110011
17	111111100	48	111111110100
18	11111110100	49	111111110101
19	11111110101	50	111111110110
20	11111110110	51	111111110111
21	11111110111	52	111111111000
22	111111011010	53	111111111001
23	111111011011	54	111111111010
24	111111011100	55	111111111011
25	111111011101	56	111111111100
26	111111011110	57	111111111101
27	111111011111	58	111111111110
28	111111100000		
29	111111100001		
30	111111100010		

Tabela 4.24: Palavras código do sistema 2 para dois canais de 34 Mbit/s

Sistema 3

No sistema 3, foi verificado também três possibilidades, como no sistema proposto, ou seja: de utilização de apenas um canal de 34 Mbit/s; apenas um canal de 45 Mbit/s; e a possibilidade de um canal de 68 Mbit/s. Sendo que o sinal agora processado, não é mais o sinal com padrão quincunx, mas sim, o padrão normal. A Fig. 4.6, mostra o esquema do sistema simulado. Os resultados obtidos foram os seguintes:

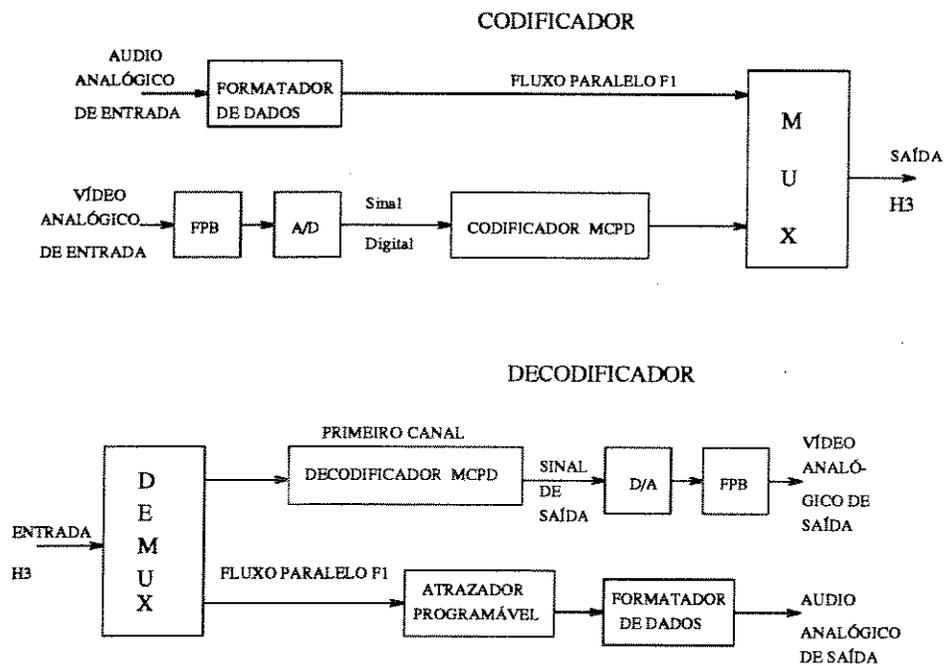


Figura 4.6: Diagrama de bloco da arquitetura de um canal

- Um canal de 34 Mbit/s

Os resultados da simulação para um canal de 34 Mbit/s são mostrados nas Tabelas 4.25 e 4.26.

Esses resultados foram obtidos, utilizando-se da lei de quantização e das palavras-código mostradas nas Tabelas 4.27, e 4.28.

Sinal	Parâmetros objetivos				
	HD	SIGMA2	CC	SNR	RMQT
PRAIA	1.959	66.633	0.986	40.46	28.360
SALA	1.973	63.605	0.983	40.42	28.703
SALA ESC.	1.767	39.995	0.985	40.78	23.447
COZINHA	1.968	64.597	0.984	40.42	28.536

Tabela 4.25: Parâmetros objetivos para um canal de 34 Mbit/s do sistema 3

Sinal	Parâmetros objetivos				
	HD	SIGMA2	CC	SNR	RMQT
preditor 12					
BAR 75%	1.269	122.65	0.975	41.18	17.262
CCIR I	1.476	43.00	0.995	40.97	19.474
CCIR II	1.255	15.38	0.993	41.24	15.856

Tabela 4.26: Parâmetros objetivos para um canal de 34 Mbit/s do sistema 3

Lado Positivo			Lado Negativo		
Erro de Predição	Nível de Quant.	Código do Canal	Erro de Predição	Nível de Quant.	Código do Canal
[-3, 3]	0	0			
[4, 9]	5	2	[-4,-9]	-5	1
[10, 16]	12	4	[-10,-16]	-12	3
[17, 23]	20	6	[-17,-23]	-20	5
[24, 30]	36	8	[-24,-30]	-26	7
[31, 37]	33	10	[-31,-37]	-33	9
[38, 44]	41	12	[-38,-44]	-41	11
[45, 52]	48	14	[-45,-52]	-48	13
[53, 60]	56	16	[-53,-60]	-56	15
[61, 69]	64	18	[-61,-69]	-64	17
[70, 78]	73	20	[-70,-78]	-73	19
[79, 87]	82	22	[-79,-87]	-82	21
[88, 97]	92	24	[-88,-97]	-92	23
[98, 108]	103	26	[-98,-108]	-103	25
[109, 119]	114	28	[-109,-119]	-114	27
[120, 155]	131	30	[-120,-155]	-131	29
[156, 255]	169	32	[-156,-255]	-169	31

Tabela 4.27: Quantização para um canal de 34 Mbit/s do sistema 3

Canal de 34 Mbit/s	
Código do Canal	Palavra Código
0	0
1	10
2	110
3	1110
4	11110
5	111110
6	1111110
7	1111111000
8	1111111001
9	1111111010
10	11111110110
11	11111110111
12	111111101010
13	111111101011
14	111111101100
15	111111101101
16	111111101110
17	111111101111
18	111111110000
19	111111110001
20	111111110010
21	111111110011
22	111111110100
23	111111110101
24	111111110110
25	111111110111
26	111111111000
27	111111111001
28	111111111010
29	111111111011
30	111111111100
31	111111111101
32	111111111110

Tabela 4.28: Palavras código do sistema 3 para um canal de 34 Mbit/s

- Um canal de 45 Mbit/s

Os resultados da simulação para um canal de 45 Mbit/s estão mostrados nas Tabelas 4.29 e 4.30.

Sinal	Parâmetros objetivos				
	HD	SIGMA2	CC	SNR	RMQT
PRAIA	1.884	61.584	0.987	45.74	38.695
SALA	1.903	58.891	0.984	45.75	39.341
SALA ESC.	1.389	36.818	0.986	46.19	34.401
COZINHA	1.892	59.476	0.985	45.76	39.041

Tabela 4.29: Parâmetros objetivos para um canal de 45 Mbit/s do sistema 3

Sinal	Parâmetros objetivos				
	HD	SIGMA2	CC	SNR	RMQT
preditor 12					
BAR 75%	1.270	122.16	0.975	46.64	31.094
CCIR I	1.376	40.13	0.995	46.58	33.005
CCIR II	1.045	14.37	0.993	46.83	29.630

Tabela 4.30: Parâmetros objetivos para um canal de 45 Mbit/s do sistema 3

Esses resultados foram obtidos, utilizando-se da lei de quantização e das palavras-código mostradas nas Tabelas 4.31, e 4.32.

Lado Positivo			Lado Negativo		
Erro de Predição	Nível de Quant.	Código do Canal	Erro de Predição	Nível de Quant.	Código do Canal
[-1, 1]	0	0			
[2, 5]	3	2	[-2, -5]	-3	1
[6, 9]	7	4	[-6, -9]	-7	3
[10, 13]	11	6	[-10, -13]	-11	5
[14, 17]	15	8	[-14, -17]	-15	7
[18, 21]	19	10	[-18, -21]	-19	9
[22, 25]	23	12	[-22, -25]	-23	11
[26, 29]	27	14	[-26, -29]	-27	13
[30, 33]	31	16	[-30, -33]	-31	15
[34, 38]	36	18	[-34, -38]	-36	17
[39, 45]	42	20	[-39, -45]	-42	19
[46, 52]	49	22	[-46, -52]	-49	21
[53, 60]	56	24	[-53, -60]	-56	23
[61, 69]	65	26	[-61, -69]	-65	25
[70, 78]	74	28	[-70, -78]	-74	27
[79, 87]	83	30	[-79, -87]	-83	29
[88, 97]	92	32	[-88, -97]	-92	31
[98, 108]	103	34	[-98, -108]	-103	33
[109, 119]	114	36	[-109, -119]	-114	35
[120, 130]	125	38	[-120, -130]	-125	37
[131, 142]	136	40	[-131, -142]	-136	39
[143, 155]	149	42	[-143, -155]	-149	41
[156, 168]	162	44	[-156, -168]	-162	43
[169, 255]	175	46	[-169, -255]	-175	45

Tabela 4.31: Quantização do MCPD do sistema 3, para um canal de 45 Mbit/s

Canal de 45 Mbit/s			
Código do Canal	Palavra Código	Código do Canal	Palavra Código
0	00	24	11111101000
1	01	25	11111101001
2	10	26	11111101010
3	110	27	11111101011
4	11100	28	11111101100
5	11101	29	11111101101
6	111100	30	11111101110
7	111101	31	11111101111
8	1111100	32	11111110000
9	1111101	33	11111110001
10	11111100	34	11111110010
11	11111101	35	11111110011
12	111111000	36	11111110100
13	111111001	37	11111110101
14	11111110000	38	11111110110
15	11111110001	39	11111110111
16	11111110010	40	11111111000
17	11111110011	41	11111111001
18	11111110100	42	11111111010
19	11111110101	43	11111111011
20	11111110110	44	11111111100
21	11111110111	45	11111111101
22	111111100111	46	11111111110
23	111111101000		

Tabela 4.32: Palavras código do sistema 1 para dois canais de 34 Mbit/s

- Um canal de 68 Mbit/s

Os resultados da simulação para esse canal são mostrados nas Tabelas 4.33 e 4.34.

Sinal	Parâmetros objetivos				
	HD	SIGMA2	CC	SNR	RMQT
PRAIA	1.806	58.715	0.988	51.06	54.099
SALA	1.827	56.163	0.984	50.95	54.816
SALA ESC.	1.582	34.693	0.987	53.17	49.256
COZINHA	1.811	56.665	0.986	51.07	54.435

Tabela 4.33: Parâmetros objetivos para dois canais de 34 Mbit/s do sistema 3

Sinal	Parâmetros objetivos				
	HD	SIGMA2	CC	SNR	RMQT
preditor 12					
BAR 75%	0.722	120.30	0.976	56.84	45.503
CCIR I	0.980	38.55	0.995	56.95	47.583
CCIR II	0.446	12.95	0.994	62.82	43.955

Tabela 4.34: Parâmetros objetivos para dois canais de 34 Mbit/s do sistema 3

Esses resultados foram obtidos, utilizando-se da lei de quantização e das palavras-código mostradas nas Tabelas 4.19, e 4.20.

4.5 COMENTÁRIOS

Analisando as tabelas de resultados dos sistemas simulados, podemos observar que, as entropias das diferenças dos sinais, para as várias possibilidades testadas, estão abaixo da condição para a taxa de bits estabelecida na Tabela 3.1, do capítulo anterior, satisfazendo portanto, às exigências impostas. As relações sinal/ruído, estão acima das relações estabelecidas na Tabela 4.1, portanto, satisfasendo também às condições mínimas requeridas. Observa-se ainda, que para os sinais da SMPTE, a imagem SMPTE02 (sala), é a que apresenta maior dificuldade para à redução da taxa de bits, isso porque, trata-se de uma imagem com muitos detalhes de fundo e de iluminação. A imagem SMPTE08 (sala escura), é a que oferece menos dificuldade, isso porque, ela apresenta pouca iluminação, portanto com poucos detalhes.

Para os sinais de teste do CCIR, o sinal CCIR I é o que apresenta maior dificuldade de redução de taxa de bits, porém, todos os resultados estão dentro dos limites estabelecidos no capítulo anterior.

Para o sistema 1, foi testado três possibilidades de utilização de canal. Para a utilização de um canal de 34 Mbit/s, esperava-se uma taxa inferior a 32 Mbit/s, para um canal de 45 Mbit/s esperava-se uma taxa inferior a 43 Mbit/s e para um canal de 68

Mbit/s (dois canais individuais de 34 Mbit/s) também esperava-se uma taxa inferior a 32 Mbit/s por canal. Observando-se as Tabelas 4.6, 4.7, 4.11, 4.12, 4.16 e 4.17, verifica-se que os resultados obtidos da entropia, relação sinal/ruído e taxa de bits são satisfatórios, comparados com os especificados nas Tabelas 3.1 e 4.1 de referência.

Para o sistema 2, que corresponde a dois canais individuais de 34Mbit/s, observa-se nas Tabelas 4.21 e 4.22, que os resultados também são satisfatórios.

Para o sistema 3, foi testado 3 possibilidades de utilização de canal. Para a utilização de um canal de 34Mbit/s, esperava-se uma taxa inferior a 32Mbit/s, para um canal de 45Mbit/s, esperava-se uma taxa inferior a 43Mbit/s e para um canal de 68Mbit/s, esperava-se uma taxa inferior a 64Mbit/s. Analisando-se as Tabelas 4.25, 4.26, 4.29, 4.30, 4.33 e 4.34, correspondentes a esse sistema, constata-se que todos os resultados obtidos atenderam as especificações.

Vale observar que o sistema 3, apresentou desempenho ligeiramente superior aos outros dois sistemas. Isso deve-se ao fato do mesmo usar padrão de campo normal, o que facilita a utilização de preditores com amostras mais próximas.

Realizou-se simulações com o sistema 1 para as várias possibilidades de utilização do canal, com a imagem *SM02* (sala). Os histogramas das diferenças *HD* e diferenças quantizadas *HQ* para os canais 1 e 2, bem como as imagens original e processadas são mostradas a seguir.

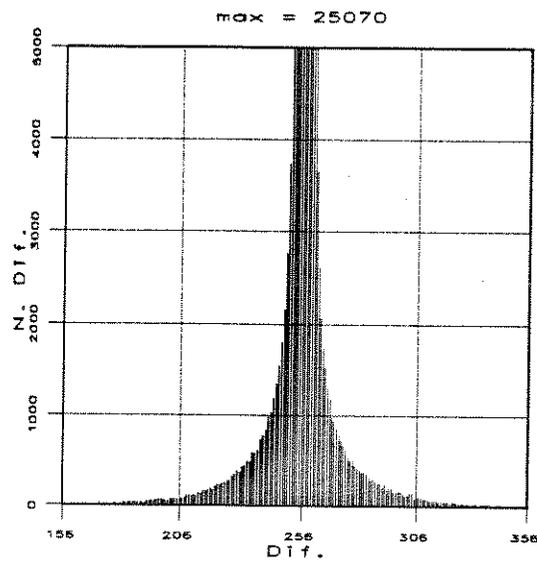


Figura 4.7: Entropia HD do canal 1, sistema 1, p/ um canal de 34 Mbit/s

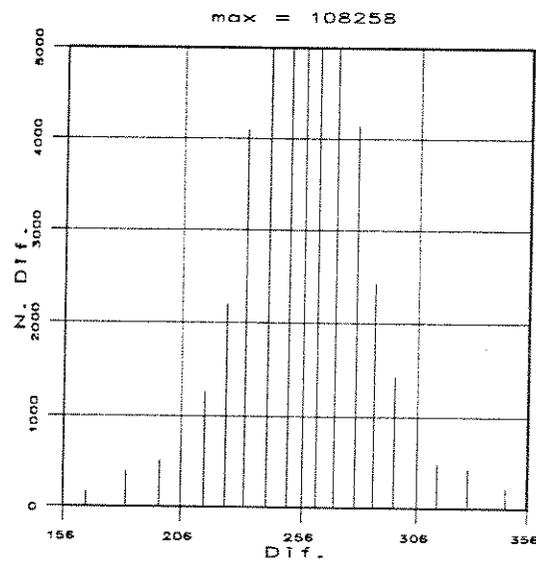


Figura 4.8: Entropia HQ do canal 1, sistema 1, p/ um canal de 34 Mbit/s

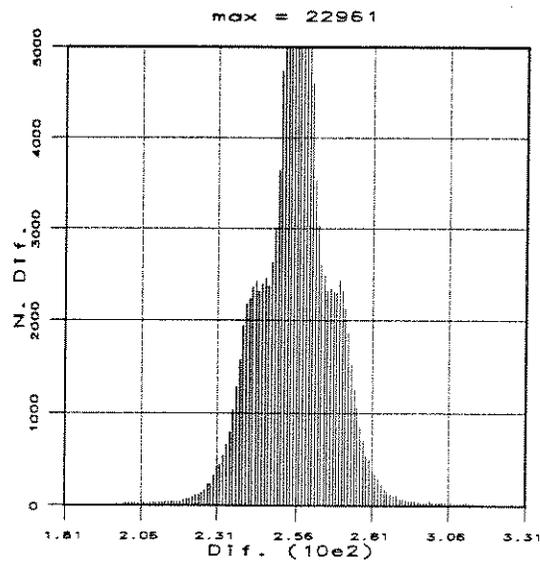


Figura 4.9: Entropia HD do canal 2, sistema 1, p/ um canal de 34 Mbit/s

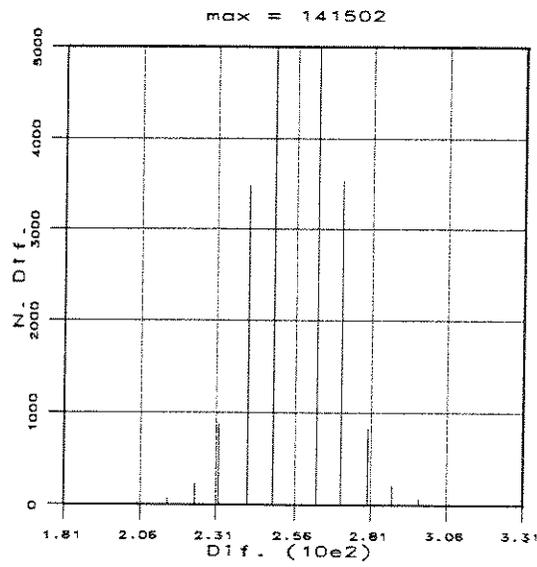


Figura 4.10: Entropia HQ do canal 2, sistema 1, p/ um canal de 34 Mbit/s

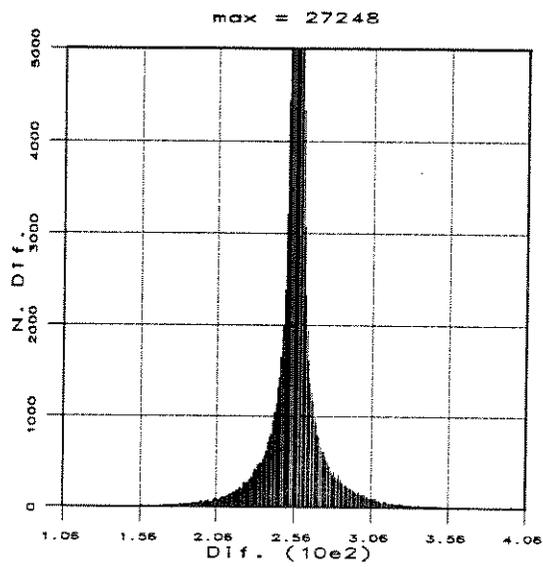


Figura 4.11: Entropia HD do canal 1, sistema 1, p/ um canal de 45 Mbit/s

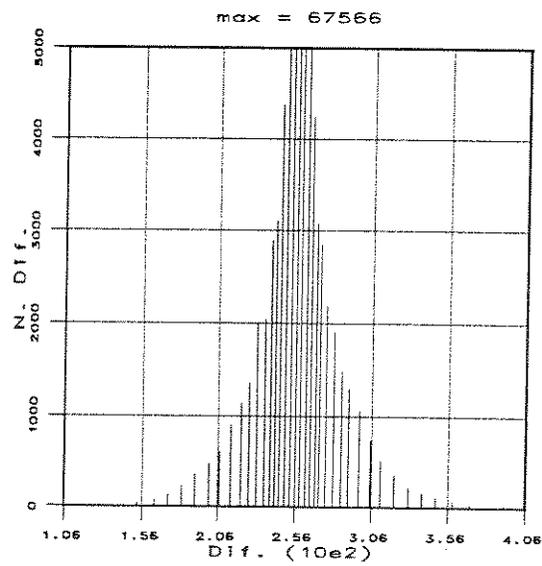


Figura 4.12: Entropia HQ do canal 1, sistema 1, p/ um canal de 45 Mbit/s

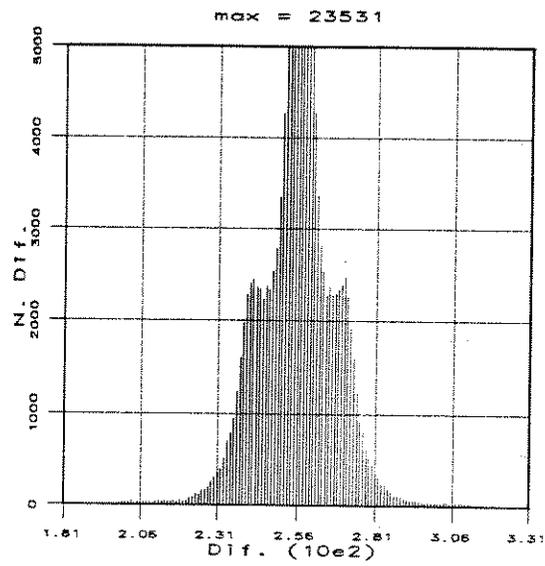


Figura 4.13: Entropia HD do canal 2, sistema 1, p/ um canal de 45 Mbit/s

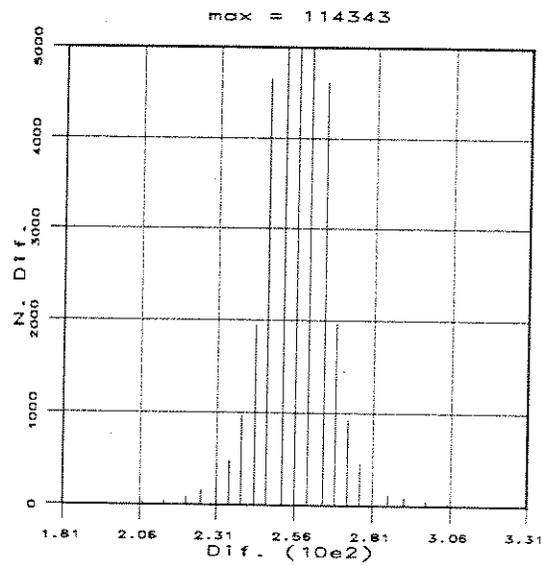


Figura 4.14: Entropia HQ do canal 2, sistema 1, p/ um canal de 45 Mbit/s

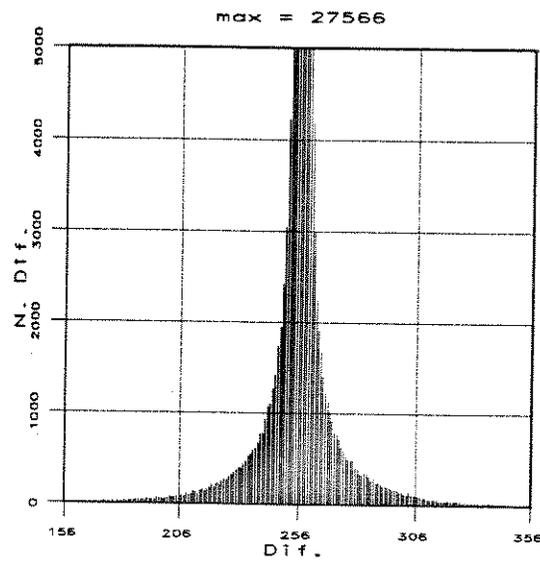


Figura 4.15: Entropia HD do canal 1, sistema 1, p/ dois canais de 34 Mbit/s

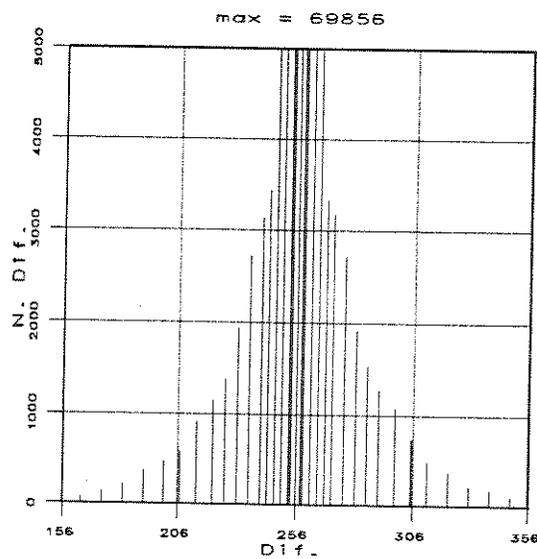


Figura 4.16: Entropia HQ do canal 1, sistema 1, p/ dois canais de 34 Mbit/s

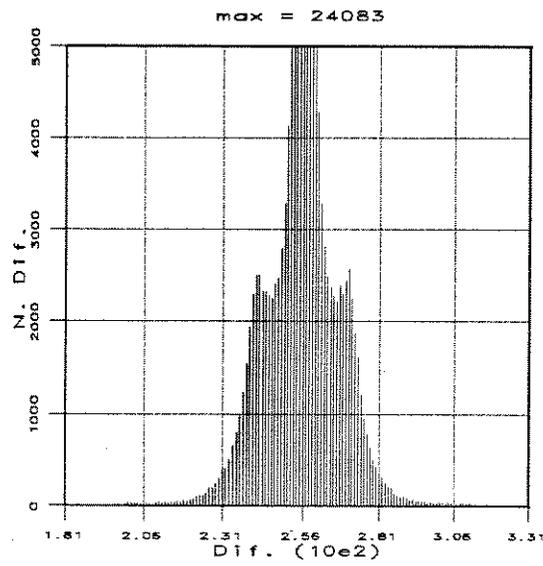


Figura 4.17: Entropia HD do canal 2, sistema 1, p/ dois canais de 34 Mbit/s

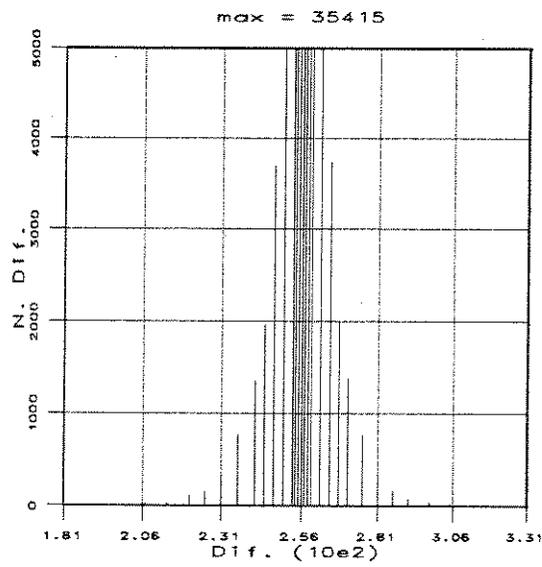


Figura 4.18: Entropia HQ do canal 2, sistema 1, p/ dois canais de 34 Mbit/s



Figura 4.19: Imagem original



Figura 4.20: Imagem processada pelo sistema 1, p/ um canal de 34 Mbit/s



Figura 4.21: Imagem processada pelo sistema 1, p/ um canal de 45 Mbit/s



Figura 4.22: Imagem processada pelo sistema 1, p/ dois canais de 34 Mbit/s

Capítulo 5

CONCLUSÕES

Neste trabalho, estudou-se alguns sistemas de codificação de sinais de televisão PAL-M comercial, adotado no Brasil, com o objetivo de redução da taxa de bits de transmissão dos sinais digitalizados, na forma composta. A meta estabelecida para a taxa de bits era a compatível com a 3ª hierarquia PCM do CCITT, que é de 34.368 e 68.736 *Mbit/s*.

Os sistemas estudados, para a redução da taxa, empregaram o método MCPD com predição e quantização. A escolha desse método foi baseada no fato de melhor aproveitar a correlação espacial e temporal entre as amostras próximas, principalmente em regiões uniformes ou quase uniformes, além da menor complexidade de implementação física do mesmo. Foi estudado também, a utilização dos padrões de campo quincunx e normal. Para cada sistema estudado, foi verificada várias possibilidades de utilização do canal, para efeito comparativo de entropia, relação sinal/ruído e principalmente da qualidade da imagem recuperada.

Para o estudo da redução da taxa de bits de transmissão dos sinais, escolheu-se a frequência de amostragem para a conversão *A/D* de $f_a = 4f_{sc}$, baseado na interdependência das amostras, uma vez que, essa frequência de amostragem gera um mosaico de fase cujas amostras estão alinhadas na vertical. Em seguida, analisou-se as características do sinal de vídeo para regiões uniformes ou quase uniformes com o objetivo do levantamento dos preditores uni e bidimensionais com amostras na 1ª e 2ª linhas prévias, que prevêm corretamente nessas áreas. A procura desses preditores foi feita baseada nos

modelos matemáticos do sinal de vídeo em *DSB* (*DoubleSideband*) válidos para as áreas propostas, supondo-se também variações lentas e lineares nas componentes de luminância e de diferenças de cor tanto na horizontal como na vertical do quadro de sinais. Os preditores escolhidos usam no máximo 4 amostras, preferencialmente, com coeficientes inteiros (pela facilidade de implementação), uma vez que estudos mostram que preditores maiores tendem a apresentar resultados piores, devido a existência de regiões com variações abruptas. Esses preditores têm como objetivo diminuir as diferenças entre o sinal a ser processado e o sinal previsto. O estudo do sinal para áreas uniformes está baseado no fenômeno psico-fisiológico do olho humano que é mais sensível para variações nessas áreas do que para áreas com muita atividade.

Estudou-se também, a utilização de quantizadores linear (com passo de quantização uniforme) e não linear. O quantizador linear foi utilizado para a determinação e escolha do preditor que apresentasse melhor desempenho de taxa de bits e de relação sinal/ruído de um sinal pré-estabelecido (no caso, a imagem SMPET02). Escolhido o melhor preditor, realizou-se exaustivas simulações com cada sistema e cada possibilidade de uso de canal, para a determinação do quantizador não linear, que apresentasse melhor desempenho para o sinal escolhido. Foi levantado o melhor quantizador para cada caso. Esses quantizadores foram utilizados nas simulações com os outros sinais de testes escolhidos. Escolheu-se quantizadores que realizassem quantização fina em torno da origem, e mais grosseiras à medida que as diferenças se afastassem da origem. Para cada quantizador, foi utilizado códigos com palavras-código de comprimento variável de 1 a 12 bits/palavra, sendo que as palavras de menor comprimento foram associadas às diferenças quantizadas de maior ocorrência, diminuindo assim, a taxa de bits na linha.

Os sinais de teste processados, têm as mais diversas características, o que dificulta a obtenção de um único conjunto preditor-quantizador capaz de processar com a mesma eficiência todos os sinais. Portanto, procurou-se otimizar o conjunto de forma a manter em média uma taxa de bits na linha e uma relação sinal/ruído superior àquelas pré-estabelecidas para todos os sinais.

O principal objetivo das simulações foi o de avaliar o desempenho de cada sistema com cada possibilidade de uso de canal, quanto à eficiência da extração de redundância dos sinais, como também e principalmente, da qualidade da imagem recuperada, utilizando os preditores e quantizadores escolhidos. Essa eficiência foi medida objetivamente, principalmente através dos parâmetros de taxa de bits na linha e da relação sinal ruído; e subjetivamente, através da visualização das mesmas, em programas de tratamento de imagem.

Para o processamento dos sinais, foram desenvolvidos diversos programas em linguagem "C", com o objetivo de: modulação dos sinais primários *RGB* das imagens, no padrão PAL-M; geração de um quadro dos sinais de teste do CCIR; simulação dos sistemas propriamente ditos; demodulação dos sinais processados para a obtenção das componentes *RGB* e visualização dos mesmos, além de outros programas auxiliares.

Os resultados das simulações foram satisfatórios, uma vez que a taxa de bits da linha e a relação sinal/ruído para todos os sistemas estudados, ficaram acima daquelas correspondentes às imagens digitalizadas em 6 bits/amostra, tomando-se como referência a de 8 bits/amostra.

Foi observado, de acordo com os resultados mostrados no capítulo anterior, que o sistema 3, que utiliza padrão de campo normal, apresentou melhores resultados que os sistemas 1 e 2. Isso se deve ao fato de que, com a utilização deste padrão de campo, pode-se compor os preditores com amostras que estão mais próximas e que não poderiam ser usadas no padrão quincunx. Foi observado também que os sinais determinísticos apresentaram maior facilidade de redução de taxa que os sinais da SMPTE, o que era esperado, visto que esses sinais não têm variações na vertical.

Finalmente, deve-se frisar que este trabalho não teve a pretensão de esgotar o assunto, nem criar algo completamente novo, mas sim, enfatizar de forma mais abrangente sistemas que, embora já conhecidos, ainda não foram aplicados no país. Outro objetivo foi o de tentar criar a possibilidade de realização de novos trabalhos, quer pela abertura de novas atividades ou pelo prosseguimento dos assuntos tratados. Destaca-se ainda, que

entre as novas atividades, estão aquelas diretamente ligadas às implementações físicas do protótipo para a avaliação dinâmica dos sistemas.

Lista de Figuras

2.1	Diagrama de Bloco da Arquitetura de Dois Canais, sistema 1	8
2.2	Diagrama de Bloco da Arquitetura de Dois Canais, sistema 2	9
2.3	Diagrama de Bloco da Arquitetura de Um Canal, sistema 3	10
2.4	Relação temporal entre a linha ativa e a linha de varredura horizontal . . .	12
2.5	Estrutura de Amostragem e Sub-amostragem do Sinal de Vídeo	13
2.6	Relação de níveis de quantização com 8 bits por amostra	14
2.7	Esquema para a obtenção do sinal de correção	16
2.8	Diagrama de Bloco do sistema MCPD de transmissão	17
2.9	Diagrama de Bloco de do sistema MCPD de recepção	18
3.1	Modelo para obtenção de um quadro do sinal de teste padronizado pelo CCIR	21
3.2	Curva de Quantização do conversor A/D	22
3.3	Posicionamento das amostras em relação ao cruzamento de zero do cosseno de derivada positiva para as frequências de amostragem de 10 Mhz e $4f_{sc}$ respectivamente	23
3.4	Esquema de interpolação para a composição de um quadro com frequência de amostragem de $4f_{sc}$	24
3.5	Modelo usado para a obtenção do sinal composto	25
3.6	Modelo usado para a obtenção das componentes RGB	29
3.7	Orientação para amostras em frequência espaçadas uniformemente	34
3.8	Características de fase de amplitude do filtro digital passa-baixas	39
3.9	Estruturas dos filtros FIR para N ímpar e par	39

3.10	Atraso em número de amostras	41
3.11	Máscara do filtro para sinais diferença de cor analógico	42
3.12	Máscara das características de amplitude e atraso de grupo para o sistema PAL-M	43
3.13	Características de amplitude para os filtros passa-baixas de 1.3 e 4.2 Mhz .	43
3.14	Banda de Guarda do espectro do sinal composto amostrado	44
3.15	Característica da resposta em frequência para o projeto dos filtros passa- baixas desejados	45
3.16	Característica da resposta em frequência para o projeto dos filtros passa- faixa vestigial desejados	45
3.17	Resposta em frequência do filtro de 1.3 Mhz	45
3.18	Resposta em frequência da faixa de passagem do filtro de 1.3 Mhz	45
3.19	Resposta em frequência do filtro de 4.2 Mhz	46
3.20	Resposta em frequência da faixa de passagem do filtro de 4.2 Mhz	46
3.21	Resposta em frequência do filtro interpolador	46
3.22	Resposta em frequência da faixa de passagem do filtro interpolador	46
3.23	Resposta em frequência do filtro passa-faixa	47
3.24	Resposta em frequência da faixa de passagem do filtro passa-faixa	47
3.25	Região considerada uniforme, abrangendo três linhas do mesmo campo . . .	51
3.26	Disposição das amostras para a frequência de amostragem de $4f_{sc}$	55
3.27	Região considerada uniforme, abrangendo três linhas do mesmo campo . . .	62
3.28	Distribuição do intervalo de variação do sinal diferença	73
3.29	Característica da função densidade de probabilidade do sinal diferença . . .	73
3.30	Divisão do sinal diferença "d" em sub-intervalos	75
3.31	Relação de aplicação usada na quantização	77
3.32	Distribuição das palavras-código	78
3.33	Relação de tempo entre T_{APH} e T_H	80

4.1	Passos para a simulação dos sistemas	89
4.2	Geração de um quadro dos sinais determinísticos	90
4.3	Disposição da linhas no quadro e nos campos	90
4.4	Diagrama de Bloco Geral da Arquitetura de Codificação de Dois Canais . .	94
4.5	Diagrama de bloco do sistema 2 para um canal de 68 Mbit/s	107
4.6	Diagrama de bloco da arquitetura de um canal	111
4.7	Entropia HD do canal 1, sistema 1, p/ um canal de 34 Mbit/s	120
4.8	Entropia HQ do canal 1, sistema 1, p/ um canal de 34 Mbit/s	120
4.9	Entropia HD do canal 2, sistema 1, p/ um canal de 34 Mbit/s	121
4.10	Entropia HQ do canal 2, sistema 1, p/ um canal de 34 Mbit/s	121
4.11	Entropia HD do canal 1, sistema 1, p/ um canal de 45 Mbit/s	122
4.12	Entropia HQ do canal 1, sistema 1, p/ um canal de 45 Mbit/s	122
4.13	Entropia HD do canal 2, sistema 1, p/ um canal de 45 Mbit/s	123
4.14	Entropia HQ do canal 2, sistema 1, p/ um canal de 45 Mbit/s	123
4.15	Entropia HD do canal 1, sistema 1, p/ dois canais de 34 Mbit/s	124
4.16	Entropia HQ do canal 1, sistema 1, p/ dois canais de 34 Mbit/s	124
4.17	Entropia HD do canal 2, sistema 1, p/ dois canais de 34 Mbit/s	125
4.18	Entropia HQ do canal 2, sistema 1, p/ dois canais de 34 Mbit/s	125
4.19	Imagem original	126
4.20	Imagem processada pelo sistema 1, p/ um canal de 34 Mbit/s	127
4.21	Imagem processada pelo sistema 1, p/ um canal de 45 Mbit/s	128
4.22	Imagem processada pelo sistema 1, p/ dois canais de 34 Mbit/s	129

Lista de Tabelas

3.1	Número médio de bits/amostra	81
4.1	Relação sinal/ruído de referência	86
4.2	Escala de 5 graus para medida subjetiva de qualidade ou de degradação . . .	87
4.3	Escala de comparação para medida subjetiva da qualidade do sinal recuperado	87
4.4	Entropia HD do sinal diferença do canal 1 do sistema proposto	92
4.5	Entropia HD do sinal diferença para o sistema 3	93
4.6	Parâmetros objetivos para um canal de 34 Mbit/s do sistema proposto . . .	94
4.7	Parâmetros objetivos para um canal de 34 Mbit/s do sistema proposto . . .	95
4.8	Quantização do canal 1 para um canal de 34 Mbit/s	96
4.9	Quantização do canal 2 para um canal de 34 Mbit/s	97
4.10	Palavras código do sistema 1 para um canal de 34 Mbit/s	98
4.11	Parâmetros objetivos para um canal de 45 Mbit/s do sistema proposto . . .	99
4.12	Parâmetros objetivos para um canal de 45 Mbit/s do sistema proposto . . .	99
4.13	Quantização do MCPD do canal 1 para um canal de 45 Mbit/s	100
4.14	Quantização do MCPD do canal 2 para um canal de 45 Mbit/s	101
4.15	Palavras código do sistema 1 para um canal de 45 Mbit/s	102
4.16	Parâmetros objetivos para dois canais de 34 Mbit/s do sistema proposto . .	103
4.17	Parâmetros objetivos para dois canais de 34 Mbit/s do sistema proposto . .	103
4.18	Quantização do MCPD do canal 1 para dois canais de 34 Mbit/s	104
4.19	Quantização do MCPD do canal 2 para dois canais de 34 Mbit/s	105
4.20	Palavras código do sistema 1 para dois canais de 34 Mbit/s	106

4.21	Parâmetros objetivos para um canal de 34 Mbit/s do sistema 2	107
4.22	Parâmetros objetivos para um canal de 34 Mbit/s do sistema 2	108
4.23	Quantização do MCPD dos dois canais de 34 Mbit/s do sistema 2	109
4.24	Palavras código do sistema 2 para dois canais de 34 Mbit/s	110
4.25	Parâmetros objetivos para um canal de 34 Mbit/s do sistema 3	112
4.26	Parâmetros objetivos para um canal de 34 Mbit/s do sistema 3	112
4.27	Quantização para um canal de 34 Mbit/s do sistema 3	113
4.28	Palavras código do sistema 3 para um canal de 34 Mbit/s	114
4.29	Parâmetros objetivos para um canal de 45 Mbit/s do sistema 3	115
4.30	Parâmetros objetivos para um canal de 45 Mbit/s do sistema 3	115
4.31	Quantização do MCPD do sistema 3, para um canal de 45 Mbit/s	116
4.32	Palavras código do sistema 1 para dois canais de 34 Mbit/s	117
4.33	Parâmetros objetivos para dois canais de 34 Mbit/s do sistema 3	118
4.34	Parâmetros objetivos para dois canais de 34 Mbit/s do sistema 3	118

Bibliografia

- [1] MUSMANH,H.G.; "A comparison of extended differential coding schemes for video signals", Zurich Seminar, pp. Cl(1) - Cl(7), 1974.
- [2] J.O.LIMB; C.B.RUBINSTEIN and J.E. THOMPSON, "Digital Coding Schemes for Video Signals - A Review", (Invited Paper), IEEE Trans. on Comm., November 1977. Vol. COM-25, N^o11.
- [3] A.N.NETRAVALI and J.O.LIMB, "Picture Coding: A Review", (Invited Paper), Proc. of the IEEE, March 1980, Vol.68, N^o3.
- [4] W.K.PRATT, "Image Transmission Techniques", Advances in Eletronics and Electron Physics, Supplement 12, Academic Press, 1979.
- [5] H.MURAKAMI; Y.HATORI; H.YAMAMOTO, "Comparison between DPCM and Hadamard Transform Coding in the Composite Coding of the NTSC Color TV Signal", IEEE Trans. on Comm. Vol. COM-30, N^o3, March 1982.
- [6] C.K.P.CLARKE, "Hadamard Transformations: Assessment of Bit Rate Reduction Methods", BBC Res. and Department Rep. 1976/28.
- [7] R.H.STAFFORD, "Digital Television - Bandwidth Reduction and Communication Aspects", J.Wiley & Sons, 1980.
- [8] K.A.PRABHU; A.W.NETRAVALI, "Motion Compensated Component Color Coding", IEEE Trans. on Comm. Vol. COM-30, N^o12, December 1982.
- [9] Y.IANO, "Digitalização de Sinais de TV Através de um Sistema MCPD com Predição e Quantização", Tese de Doutorado, DECOM/FEE/UNICAMP, Janeiro de 1986.

- [10] J.B.T.YABU-UTI; N.ALENS; Y.IANO; A.O.ALONSO; L.C.MARTINI, "Redução da Taxa de Bits para Transmissão do Sinal de TV Composto PAL-M", Contrato TELEBRÁS 033/80, Relatório Técnico RT-99, Março 1983.
- [11] I.DINSTEIN, "DPCM Prediction for NTSC Composite Signals", COMSAT Technical Review, Vol. 7, N^o2, FALL 1977, pp. 429-446.
- [12] K.SAWADA; H.KOTERA, "32 Mbit/s Transmission of NTSC Color TV Signals by Composite DPCM Coding", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-26, N^o10, October 1978, pp. 1432-1439.
- [13] N.AHMED; T.NATARAJAN; K.R.RAO, "Discrete Cosine Transform", IEEE Trans. on Comm., Vol. C-23, pp. 90-93, January 1974.
- [14] R.C.REININGR; J.D.GIBSON, "Distribution of the Two-Dimensional DCT Coefficients for Image", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-31, June 1983.
- [15] K.SAWADA; H.KOTERA, "A 32 Mbit/s Component Separation DPCM Coding System for NTSC Color TV", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-26, N^o4, April 1978, pp. 458-465.
- [16] M.HAUSDORFER, "Contribution to the Digital Transmission of Colour TV signals", Darmstadt, West Germany, pp. 274-278.
- [17] J.E.THOMPSON, "Differential Encoding of Composite Color Television Signals using Chrominance Corrected Prediction", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-22, N^o8, Agosto 1974, pp. 1106-1113.
- [18] D.CONNOR, "Digital Television at Reduced bit Rates", SMPTE journal, Vol. 86, Novembro 1977, pp. 829-831.
- [19] A.O.ALONSO; J.B.T.YABU-UTI; N.ALENS; Y.IANO, "Frequência de Amostragem para Codificação Composta do Sinal de Vídeo PAL-M", Contrato TELEBRÁS 033/80, Relatório Técnico RT-86, Setembro 1981.

- [20] A.O.ALONSO; J.B.YABU-UTI; N.ALENS; Y.YANO, "Digitalização de Sinais de TV", Contrato TELEBRÁS 033/80, Relatório Técnico RT-80, Dezembro 1980.
- [21] YUZO YANO; NORMONDS ALENS; AFONSO DE O. ALONSO; JOÃO B.T. YABU-UTI; LUIS C. MARTINI, "Processamento Digital de Sinais de TV PAL-M por sistema MCPD usando Predição e Quantização", Contrato TELEBRÁS 024A/83, Relatório Técnico RT-134, Fevereiro 1986, DECOM/FEE/UNICAMP.
- [22] A.V.Oppenheim; R.W.Schafer, "Digital Signal Processing", Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1989.
- [23] CCIR, "Recommendation and Reports of the CCIR", 1978 - Vol. XI. Broadcasting Service (Television).
- [24] CCIR, "Recommendation and Reports of the CCIR", 1978 - Vol. XII. Transmission of Sound Broadcasting and Television Signals Over Long Distances (CMTT).
- [25] L.R.RABINER; B.GOLD; C.A.McGONEGAL, "An Approach to the Approximation Problem for Nonrecursive Digital Filters", IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics, Vol. AU-18, n^o 2, Junho 1970.
- [26] A.O.ALONSO; J.B.T.YABU-UTI; N.ALENS; Y.IANO, "Preditores para o Sinal Composto PAL-M no Sistema MCPD", Contrato TELEBRÁS 033/80, Relatório Técnico RT-93, Setembro 1982.
- [27] Y.HATORI; H.MURAKAMI and H.YAMAMOTO, "30 Mbit/s Codec for NTSC CTV by Interfield and Intrafield Adaptive Prediction", ICC-79, pp. 23.6.1-23.6.5.
- [28] S.MATSUMOTO and H.MURAKAMI, "30/45 Mbps Digital Coding System for Transmission of (4:2:2) Digital Component TV Signals Recommended by CCIR", Journal of Visual Comm. and Image Representation, Vol. 2, N^o4, December, pp. 314-324, 1991.
- [29] CCIR, "Recommendations and Reports of the CCIR", 1986 - XVIth Plenary Assembly, Dubrovnik, 1986, Vol. XI, Part 1, Broadcasting Service (Television).

- [30] W.D.STANLEY, "Digital Signal Processing", Reston Pub. Co., Inc., Reston, Virginia, 1975.
- [31] REGE ROMEU SCARABUCCI, "Ruido de Quantização em Sistemas de Modulação por Codificação de Pulsos", RT-02, Contrato TELEBRÁS 680/73, Abril 1974.
- [32] YUZO YANO; A.O.ALONSO; J.B.YABU-UTI; L.C.MARTINI; N.ALENS; H.I.NAITO; C.C.BERNARDES, "Imagens Digitalizadas da SMPTE Armazenadas em Fitas Magnéticas", Contrato TELEBRÁS 024A/83, Relatório Técnico RT-153, 1987, DECOM/FEE/UNICAMP.
- [33] Sabri,Shaker & Lemay,Denis. "DIGITAL ENCODING OF SYSTEM M-NTSC TELEVISION SIGNALS FOR BROADCAST QUALITY TRANSMISSION AT THE DS3 RATE". DESCRIPTION OF NORTHERN TELECOM'S PROPOSAL. Digital Encoding of M-NTSC Television Signals, Issue 1, November 1989.
- [34] TV à cores - Teoria simplificada e técnicas de serviço Philco.
- [35] H.MURAKAMI; S.MATSUMOTO; HATORI Y. and YAMAMOTO H., "15/30 M-bit/s Universal Digital TV CODEC Using Median Adaptative Predictive Coding Method" IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-35, N^o6, June 1987.
- [36] R.BURKHARDT and J.WASER, "Digital Television Transmission with 34 Mbit/s", SMPTE journal, Vol. 89, April 1980, pp. 244-248.
- [37] V.F.SAMOYLOV e B.P.KHROMOY, "Television", MIR Publishers, Moscow.