

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES

ESQUEMA DE REDUÇÃO DA TAXA DE BITS PARA TV COMERCIAL
USANDO O MODO DIFERENCIAL EXCLUSIVO COM QUANTIZAÇÃO
ITERATIVA OTIMIZADA

ROSIVALDO FERRAREZI

ORIENTADOR: Dr. YUZO IANO

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas –UNICAMP– como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Este exemplar corresponde à redação final da tese defendida por Rosivaldo Ferrarezi e aprovada pela Comissão Julgadora em 03 / 08 / 90.

Orientador

Yuzo Iano

AGOSTO 1990

À minha querida família

Fátima

Lucas

e

?

AGRADECIMENTOS

Primeiramente quero agradecer ao Prof.Dr.Yuzo Iano por todo o seu incetivo, esforço e muita dedicação, sem os quais teria sido impossível a execução e término desta minha tese de mestrado. Novamente meu muito obrigado.

Agradeço ao Prof.Dr.Normonds Alens, Prof.Dr.Reginaldo Palazzo Jr. e Prof.Dr.Akebo Yamakami, por aceitarem gentilmente a participação na minha banca de tese. Sinto-me honrado.

Quero agradecer aos meus colegas de trabalho da equipe PDI que de uma forma ou de outra possibilitaram a conclusão desta tese. Quero agradecer e muito ao meu amigo Marcelo Gilli e, especialmente, ao meu amigo Roberto Petry, os quais sempre me deram apoio em momentos difíceis.

Agradeço muito aos companheiros e amigos Orestes Piton Junior, José Roberto Zago e Claudir Antonio Moretti que incontáveis vezes me ajudaram na parte de análise computacional, sem a qual teria sido inviável fazer as simulações no VAX no prazo necessário.

Agradeço ao meu amigo e irmão na fé João Luiz Ribeiro que não só contribuiu com seus impecáveis desenhos como também esteve ao meu lado ainda antes de eu iniciar esta tese, sempre me animando e me confortando espiritualmente. Também agradeço às colegas Cristina A. G. Ferraz Paiva, Regina Lúcia Malacquias, Edilene Fiori, Ana Paula Baggio, Valéria T.Fortunato e Paula Cynthia Moncaio

Agradeço bastante ao meu colega de trabalho Rodolfo Miguel Baccarelli, que me orientou sobre a existência do editor de texto SPRINT, me apresentando vários companheiros que posteriormante puderam me ajudar.

Agradeço ao Eng^o Paulo Xavier Filho que inúmeras vezes consentiu que eu utilizasse os recursos computacionais existentes em sua Coordenação, e obviamente não poderia deixar de expressar minha especial gratidão à amiga e irmã na fé Patrícia Carelli Costa que pacientemente me ajudou na digitação desta tese quando na versão WORDSTAR. Muito obrigado.E agradeço ainda à Débora e à Josiane Aparecida Cardoso.

Também agradeço especialmente à minha amiga Idelma Lima que prestimosamente muito me ajudou na digitação desta tese e, naturalmente à Vera Lúcia de Lima Teixeira, que sempre me ajudou com sincero entusiasmo.

Agradeço aos companheiros de trabalho Eng^o Aderbal Alves Borges atual Chefe do DTA, Eng^o Denis Tadeu Rezende Munhoz atual Coordenador da CASE, Eng^o Rufino Dionísio S.Carneiro ex-Gestor do meu contrato TELEBRÁS-FTPT, Eng^o Roberto Vivaldi Rodrigues atual Chefe da APDI, Eng^o Dante João Stachetti Conti atual Chefe de Projeto do CODEC PAL-M/34, que me permitiram a utilização da infraestrutura do CPqD/TELEBRÁS, para que assim fosse possível a execução da minha tese de mestrado.

Agradeço às colegas Elizabeth Maria de Oliveira Ulle, Maria Aparecida de Oliveira, Cristiane Marangoni Canci, Arlete e Joselaine, que me prestaram ajuda em diversas situações.

Agradeço aos meus colegas e companheiros do DTA de uma maneira geral que estiveram me apoiando, especialmente ao Eng^o José Sindi Yamamoto e sua equipe e ao amigo Enéas Carlos Jorge da Cruz.

Também quero frisar meus especiais agradecimentos ao José Carlos Frata e família que sempre têm-me animado e encorajado em todos esses anos de ótima amizade.

Ainda a nível de CPqD/TELEBRÁS, quero agradecer ao Renato Vicente e seus companheiros de trabalho pela prestatividade com que me ajudaram nas noites e madrugadas que passei escrevendo a tese. Muito obrigado a vocês todos do setor de segurança.

Quero expressar minha grande estima e gratidão pela benevolência e paciência com que todos os companheiros e amigos da área FERR/CADI/DIT e circunvizinhos têm-me ajudado na elaboração e arte final desta tese. Inicialmente agradeço ao atencioso Chefe de Área Eng^o Prof.Dr.Geovane Cayres Magalhães, que se me permite, prefiro chamá-lo apenas de Geovane como todos da área FERR assim o fazem. Em seguida agradeço a todas as pessoas da área FERR e circunvizinhos que muito, mas muito mesmo, me ajudaram: Ariovaldo Veiga de Almeida, Davi de Carvalho Kerr, Gustavo Chaves, José Augusto Torres Gonzalez, José de Mendonça Furtado Neto, José Pedro Junior, Márcia F.Gusson Roscito, Maria Aparecida Almeida da Silva, Nilton Oliveira Junior, Renata de Oliveira, Valeria Bevilacqua, Vinicius J.Latorre. Torno a agradecer o enorme favor que todos vocês me fizeram, me incentivando e me orientando sobre a utilização do editor SPRINT, e dos utilitários INSET e HIJAAK . Agradeço também pelo espírito de confiança e de espontaneidade com o qual me receberam.

Agradeço aos colegas Eng^o Carlos Augusto de Mesquita Braga e Eng^o José Henrique Zilberberg que têm-me reanimado em diversas circunstâncias.

Também agradeço ao amigo Eng^o Arthur Mecatti Ferreira que tem dado apoio em momentos desanimadores e permitido inclusive que eu pudesse trabalhar aqui com o pessoal da FERR.

Agradeço ao colega Álvaro Adriano Beck que muito me ajudou no processamento de várias figuras através do "SCANNER" e também me orientou sobre a utilização do utilitário "EYESTAR PLUS" com o "MOUSE".

No âmbito dos irmãos na fé, agradeço a todos os que por mim intercederam em orações, permitindo que eu pudesse trabalhar em paz. Agradeço especialmente aos dirigentes das congregações do Templo Evangélico de Piracicaba (Silas Ageu Faria), da Casa de Oração de Piracicaba(Luiz Soares), da Igreja Evangélica do Jardim Santana(Gary James Bryar) e da Igreja Evangélica de Sosas (Dominic Lipsi), querendo assim estender os meus agradecimentos a todos os membros dessas congregações.

Quero agradecer especialmente ao Sr. Odair, Carmelina, Ivander e familiares que sempre estiveram comigo mesmo nos momentos mais difíceis, criando assim laços bem fortes de verdadeira amizade. Muitíssimo obrigado.

Também agradeço especialmente ao amigo Jorge Pedro Fagundes que se empenhou com dedicação para me ajudar a terminar esta tese.

Agradeço aos professores, colegas e amigos da UNICAMP que me incentivaram durante todos esses anos de mestrado ou até mesmo antes dele, principalmente aos professores da área CDI, com os quais tive mais contato: Prof.Afonso de Oliveira Alonso, Prof.Dr.João Baptista Tadanobu Yabu-uti, Prof.Dr.Luiz César Martini. Não posso deixar de mencionar os meus agradecimentos ao Prof.Dr.Rui Fragassi Souza, que desde a época que eu era estagiário na TELEBRÁS/UNICAMP/FTPT, tem-me dado o apoio necessário.

Na Pós-Graduação da FEE agradeço a todos que de uma forma ou de outra me ajudaram a viabilizar esta tese, principalmente ao Coordenador da Pós-Graduação da FEE Prof.Dr.José

Cláudio Geromel, á amiga Isabel Cristina Moraes Juliani, e aos colegas Warley Wilton Vianna Pinto e Washington Luiz de Paula Pereira.

Enfim agradeço a todos os amigos, colegas e companheiros que me ajudaram de alguma forma a concretizar esta minha tese de mestrado.

AGRADECIMENTOS ESPECIAIS-I

Este espaço está reservado para eu tentar de alguma forma agradecer à minha família, esposa e filho, papai e mamãe, irmão, cunhada e sobrinhos e, finalmente, meus tios Walter e Wilma e filhos.

É difícil encontrar palavras que esprimam o real valor do agradecimento que cubra todos esse anos de tanto carinho que cada um de vocês me deu.

“Pequena”, você tem-se portado com dignidade diante desses meses todos que tenho-me dedicado à tese, quase não reservando espaço para você. “Pequena”, você tem-me dado todo o apoio moral que se necessita nessas ocasiões, sem contudo perder a paciência. Obrigado “Pequena” por tudo. Você tem sido uma esposa maravilhosa. Luquinhas, sei que você nada entende do mundo adulto, mas também sei que quando eu pude ficar com você alguns minutinhos nesses meses de árdua elaboração da tese, quis toda a minha atenção para você, e com toda a razão. Obrigado meu filhinho querido.

Meu querido papai e minha querida mamãe, quantas e quantas noites passaram em claro por preocupações relacionadas a esta tese. Espero ter retribuído essas noites de sono perdido com a finalização desta tese de mestrado. Gostaria que se sentissem tão contente como eu estou. Muitíssimo obrigado mamãe Eunice, muitíssimo obrigado papai Humberto. Saibam que estou orgulhoso por serem assim amorosos.

Querido irmão, querida cunhada e queridos sobrinhos, estou sinceramente agradecido pelos incentivos da parte de vocês todos. Obrigado Ronaldo, obrigado Sônia e obrigado Fernanda, Daniel e Mateus.

Querido tio Walter, querida tia Wilma e queridos primos, sei também que vocês todos têm-se preocupado comigo nesses meses em que estive escrevendo a tese. Muito obrigado pelo apoio. Saibam que tenho um carinho muito grande por vocês.

AGRADECIMENTOS ESPECIAIS-II

Na seção inicial de agradecimentos eu o identifiquei por Prof.Dr.Yuzo Iano, mas esse tratamento é muito cerimonioso pelos 8 anos de amizade que tenho com você e sua família, a Rosa, a Daiane e a Yuriane.

Você Yuzo tem sido um amigo de verdade durante todos esses anos, não fazendo questão se eu estava passando por fases boas ou más. Você sempre me ajudou da maneira que era possível, e se hoje estou vencendo mais uma grande fase da minha vida, eu devo a você que me apoiou em todos os momentos, inclusive naquelas crises existenciais quando terminei a graduação e iniciei a pós-graduação. Se hoje estou tirando o mestrado é porque você me encorajou. Eu espero um dia poder retribuir esse enorme favor.

Muito obrigado amigo Yuzo pela sinceridade de amizade e pela paciência com você me fez readquirir a confiança na área acadêmica. Obrigado também aos seus familiares, que em todo o momento torceram para que este dia chegasse. e chegou

Mais uma vez obrigado Prof.Dr.Yuzo Iano.

Prefácio

Este trabalho trata de aspectos inerentes ao processamento digital de sinais de televisão comercial do sistema PAL-M (*Phase Alternation Line – Padrão M*), tendo como objetivo a redução da taxa real de bits a fim de adequá-la aos canais de voz pré-existentes de 3ª hierarquia (34Mbit/s) para MCP (*Modulação por Código de Pulsos*).

O esquema comumente usado na codificação do sinal de vídeo na forma composta (luminância + cromaticidade) é o MCPD (*Modulação por Código de Pulsos Diferencial*) com Predição e Quantização. Essa estrutura é a convencional e tem mostrado bom desempenho na redução da taxa de bits. O esquema proposto neste trabalho consiste numa modificação da estrutura canônica MCPD no que diz respeito aos operadores aritméticos de malha, ou seja: a proposta é a substituição das células operadoras aritméticas (somador e subtrator) por células operadoras lógicas (*XOR*) que executam a função lógica *OU-exclusivo*.

Uma segunda proposta deste trabalho, e que está bastante relacionada com a primeira, é a apresentação de um novo método de procura de quantizadores. A inovação básica existente neste método está no fato de se considerar o número de vezes que ocorre cada nível lógico presente na entrada do sistema, em outras palavras, o método a ser apresentado leva em consideração a estatística de cada sinal.

O trabalho compreende quatro capítulos, cujos conteúdos são assim distribuídos: capítulo primeiro, trata das considerações iniciais, dos objetivos e limitações, enfocando principalmente a importância da redução da taxa de bits.

O segundo capítulo descreve as estruturas do MCPD-Convencional e do MCPD-Proposto, as diferenças básicas entre ambas as estruturas, descreve as equações dos dois preditores utilizados neste trabalho e apresenta os três tipos de quantização propostos.

O terceiro capítulo trata das avaliações objetivas, descrevendo os parâmetros principais (Relação Sinal-Ruído e Entropia antes do quantizador e após o quantizador) e das avaliações subjetivas, citando os critérios existentes até então. Trata principalmente da exposição dos resultados das simulações e avaliação dos mesmos.

O quarto e último capítulo descreve as conclusões relevantes do trabalho, enfocando principalmente o desempenho do MCPD-Proposto e os resultados obtidos com a lei de quantização com procura automática dos níveis, cujo processo é otimizado em relação às duas outras leis também descritas neste trabalho.

Índice

Capítulo 1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Considerações Iniciais	1
1.2 Descrição Geral do Sistema	2
1.2.1 Diagramas sistêmicos	2
1.2.2 Necessidade da redução da taxa de bits	4
1.2.3 Codificação composta e de componentes	6
1.2.4 Redução de redundância	8
1.3 Objetivos e Limitações	10
Capítulo 2 ESQUEMA PROPOSTO	15
2.1 O Esquema MCPD Convencional	15
2.1.1 Preditor	16
2.1.2 Quantizador	18
2.2 O Esquema MCPD Modificado	20
2.2.1 Preditor	21
2.2.2 Quantizador	21
2.3 Leis de Quantização	25
2.3.1 Lei de quantização 1:1	25
2.3.2 Lei de quantização Modelada	25
2.3.3 Lei de quantização Iterativa	27
2.3.3.1 Situação S_1	33
2.4 Comentários Finais.	64
Capítulo 3 SIMULAÇÕES E RESULTADOS	67
3.1 Introdução	67
3.2 Sinais de Teste	67
3.2.1 Sinais de teste probabilísticos	67
3.2.2 Sinais de teste determinísticos	68
3.3 Modelos para Simulação	68
3.4 Avaliação Objetiva	70
3.4.1 Entropia (H_d)	70
3.4.2 Relação sinal-ruído de pico	71
3.5 Avaliação Subjetiva	72
3.6 Resultados das Simulações	72
3.6.1 Simulações com a lei 1:1	72
3.6.2 Simulações com a lei Modelada.	74

3.6.3 Simulações com a lei Iterativa	76
Capítulo 4 CONCLUSÕES	85

Figuras

Figura 1.1: Diagrama de blocos2
Figura 1.2: Enlaces Ópticos: (a) 34 Mbit/s via ELO-34 e (b) 34 Mbit/s via ELO-4343
Figura 1.3: Enlace via Rádio: (a) 34 Mbit/s via RADI-234 e (b) 34 Mbit/s via RADI-X4343
Figura 1.4: Enlace Coaxial: 34 Mbit/s via cabo coaxial4
Figura 1.5: Chaveamento PAL.7
Figura 1.6: Ilustrações de tipos de preditores: (a) Unidimensional; (b) Bidimensional e (c) Tridimensional10
Figura 2.1: Diagrama de blocos do sistema MCPD convencional no transmissor e no receptor.15
Figura 2.2: Distribuição das amostras para $f_a = (8/3) f_{sc}$; (a) campo ; (b) subportadoras ; (c) coeficientes e (d) diagrama fasorial.17
Figura 2.3: Quantizador: (a) Regiões e (b) Lei de Quantização.19
Figura 2.4: Diagrama de blocos do sistema MCPD Modificado no transmissor e no receptor.20
Figura 2.5: Quantizador: (a) Regiões e (b) Lei de Quantização.22
Figura 2.6: Diagrama de predição para um preditor chaveado (P_y).24
Figura 2.7: Situação genérica de escolha dos limiares e dos níveis de quantização.28
Figura 2.8: Seleção de níveis de quantização NDQ_j ($j=0,1,\dots,NQ-1$), para uma situação genérica.29
Figura 2.9: Célula de quantização e a simbologia usada.33
Figura 2.10: Seleção de níveis de quantização NDQ_j para a situação S_134
Figura 2.11: Seleção de níveis de quantização NDQ_j para a situação S_245
Figura 2.12: Definição de uma lacuna entre dois limiares de quantização (LDQ) consecutivos.57
Figura 2.13: Alocação de lacunas entre limiares de quantização consecutivos, para um caso genérico.60
Figura 2.14: Alocação de limiares e níveis de quantização após o calculo do novo limiar e nível de quantização (NLQ_1 e NNQ_1).63
Figura 2.15: Renumeração dos limiares e níveis de quantização.64
Figura 3.1: Modelo esquemático sintético usado para simulação e avaliação.69

Tabelas

Tabela 2.1: Algoritmos de predição de 2 preditores chaveados.	23
Tabela 3.1: Quantizador 1:1 com 129 níveis de decisão (ND).	73
Tabela 3.2: Resultados das quantizações 1:1 utilizando os sinais de teste NX=04(KAREN) , 15(COZINHA) e 02(BARRAS COLORIDAS) , com o preditor PD= P_{z1}	73
Tabela 3.3: Quantizador Modelado com 129 níveis de decisão (ND).	74
Tabela 3.4: Resultados das quantizações Modeladas utilizando os sinais de teste NX=04(KAREN) , 15(COZINHA) e 02(BARRAS COLORIDAS) , com o preditor PD= P_{z1}	75
Tabela 3.5: Resultados das quantizações Iterativas, utilizando o sinal de teste NX=04 (KAREN) e o preditor PD= P_{z1}	77
Tabela 3.6: Resultados das quantizações Iterativas, utilizando o sinal de teste NX=15 (COZINHA) e o preditor PD= P_{z1}	77
Tabela 3.7: Resultados das quantizações Iterativas, utilizando o sinal de teste NX=02 (BARRAS COLORIDAS) e o preditor PD= P_{z1}	77
Tabela 3.8: Resultados dos parâmetros relativos a SNQXM para NIV=129 níveis e PD= P_{z1}	78
Tabela 3.9: Resultados dos parâmetros relativos a SNQXM para NIV=61 níveis e PD= P_{z1}	78
Tabela 3.10: Quantizadores para NX=01 , NIV=129 e PD= P_{z1}	80
Tabela 3.11: Quantizadores para NX=04 , NIV=129 e PD= P_{z1}	80
Tabela 3.12: Quantizadores para NX=15 , NIV=129 e PD= P_{z1}	81
Tabela 3.13: Quantizadores para NX=02 , NIV=129 e PD= P_{z1}	81
Tabela 3.14: Quantizadores para NX=09 , NIV=129 e PD= P_{z1}	82
Tabela 3.15: Quantizadores para NX=10 , NIV=129 e PD= P_{z1}	82

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

1.1 Considerações Iniciais

Ultimamente verifica-se um aumento de utilização dos sistemas digitais em relação aos analógicos. Há várias vantagens dos primeiros em relação aos últimos, como confiabilidade, flexibilidade para processamento, uso conjunto com computadores, maior alcance espacial devido à imunidade ao ruído. As desvantagens seriam a maior faixa ocupada e a complexidade de implementação do sistema digital.

Os sinais de TV normalmente têm sido transmitidos analogicamente no Brasil. Porém, a grande demanda de sistemas de transmissão digital para voz e o crescimento rápido e contínuo de novos serviços para televisão tornou interessante o desenvolvimento de um sistema de digitalização de sinais de TV para melhor aproveitamento da infra-estrutura já desenvolvida para transmissão de voz e dados, bem como para maior compatibilização dos equipamentos necessários para transmissão de sinais de voz e de vídeo.

O processamento e codificação digital de sinais de televisão encontram hoje ampla aplicação, tanto em aparelhos destinados ao tratamento de sinais de estúdio, bem como em equipamentos para transmissão de sinais digitalizados através de canais de alta capacidade, primariamente destinados a sinais de voz e dados. O presente estudo tem por finalidade o desenvolvimento de tópicos relacionados com a codificação do sinal de TV comercial PAL-M (*Phase Alternation Line – Padrão M*); mais especificamente, trata de aspectos referentes a um sistema MCPD (Modulação por Código de Pulsos Diferencial) modificado proposto para transmissão de sinal de TV, à taxa de 34 Mbit/s [1.1], correspondente ao sistema MCP (*Modulação por Código de Pulsos*) de 3ª hierarquia (480 canais de voz, de 64 kbit/canal) para telefonia.

A fim de se atingir essa taxa-meta, métodos de redução de redundância do sinal devem ser utilizados. Tal redução torna-se necessária uma vez que a digitalização direta do sinal em MCP exige cerca de 80 Mbit/amostra (8 bit/amostra x 10 MHz)

Deve-se ressaltar que, neste trabalho, dentre as duas formas de codificação, composta e de componentes, optou-se pela primeira.

Além disso, serão supostas conhecidas as noções fundamentais sobre sistemas de TV em cores comercial [1.2, 1.3, 1.4, 1.5], que já foram apresentadas em trabalho anterior [1.1].

1.2 Descrição Geral do Sistema

1.2.1 Diagramas sistêmicos

A Fig. 1.1. mostra o esquema geral do sistema de processamento para o sinal de TV à taxa de 34 Mbit/s:

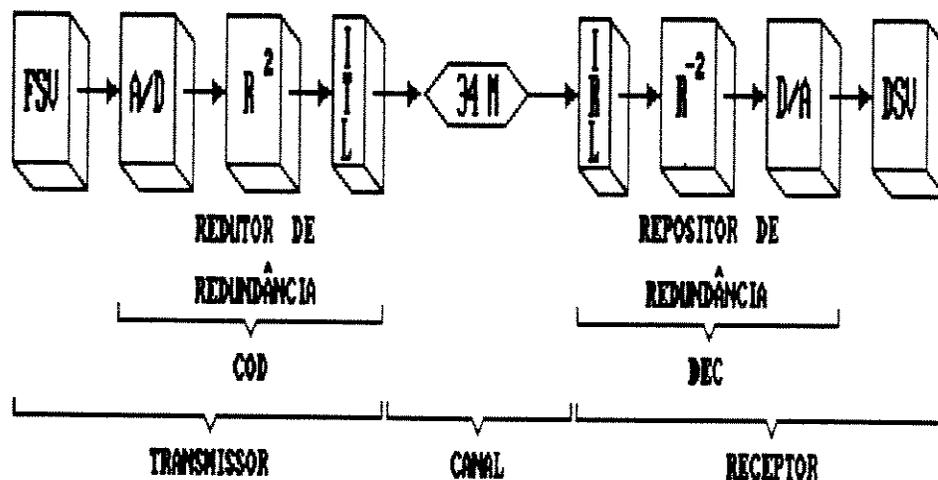


Figura 1.1: Diagrama de blocos

Nesta figura, a Fonte de Sinal de Vídeo (FSV) fornece um sinal padrão na forma composta, ou seja, o sinal completo, com o vídeo ativo e o sincronismo. Tal sinal é normalmente disponível para distribuição em centros de TV, os quais recebem os sinais originalmente gerados em estúdios de televisão, via enlace de microondas, via satélite, ou simplesmente através de cabos.

Naturalmente, a FSV pode ser simplesmente uma câmera, um gravador/reprodutor de vídeo-tape ou um gerador de sinais de teste.

O sinal de teste composto é então digitalizado em 8 bits por um conversor Analógico-Digital (A/D) uniforme com saída em paralelo.

A redução de redundância é realizada pelo bloco R^2 de forma a diminuir a taxa de cerca de 80 Mbit/s para 34 Mbit/s.

Em seguida, esse sinal passa por uma Interface Transmissora de Linha (ITL) a fim de adequá-lo ao canal de 34 Mbit/s (34M). As alternativas de rota, do canal de 34 Mbit/s para o sinal proveniente de ITL podem ser as seguintes, como mostram as Figs. 1.2, 1.3 e 1.4:

a) Enlace Óptico

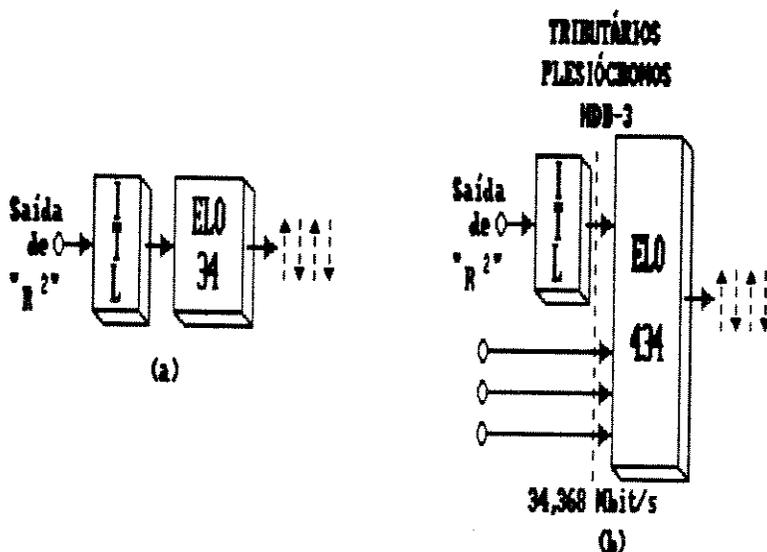


Figura 1.2: Enlaces Ópticos: (a) 34 Mbit/s via ELO-34 e (b) 34 Mbit/s via ELO-434

b) Enlace via Rádio

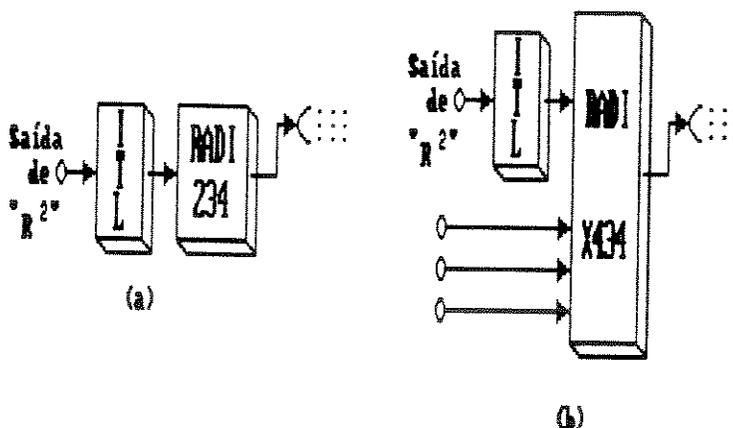


Figura 1.3: Enlace via Rádio: (a) 34 Mbit/s via RADI-234 e (b) 34 Mbit/s via RADI-X434

c) Enlace Coaxial

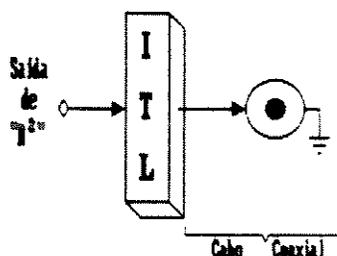


Figura 1.4: Enlace Coaxial: 34 Mbit/s via cabo coaxial

No estágio receptor do sistema esquematizado na Fig. 1.1, temos os blocos responsáveis pela execução das funções inversas àquelas descritas para os blocos do estágio transmissor. Assim sendo, IRL é uma Interface Receptora de Linha que recebe o sinal proveniente de uma daquelas possíveis rotas descritas anteriormente. O bloco R^{-2} é o Repositor de Redundâncias, D/A é o conversor Digital-Analógico e o Destino de Sinal de Vídeo (DSV) deve receber o sinal gerado pela FSV reproduzido o mais fielmente possível.

1.2.2 Necessidade da redução da taxa de bits

Considere-se f_a a frequência de amostragem e N o n° médio de bits por amostra enviado na linha. Então, a taxa média de bits por unidade de tempo R é dada por:

$$R = f_a \cdot N \quad (1.1)$$

onde :

R = taxa média em bit/s

f_a = frequência de amostragem = n° de amostra/s

N = número médio de bit/amostra

Por outro lado, tem-se a restrição:

$$R < R_L = 34,368 \text{ Mbit/s} \quad (1.2)$$

onde R_L é a taxa-meta quando se utilizam os canais digitais de 3ª hierarquia .

Também neste trabalho, decidiu-se pela frequência de amostragem dada por [1.1]:

$$f_a = (8/3)f_{sc} \quad (1.3)$$

onde f_{sc} é a frequência da subportadora de cor, cujo valor é conhecido e dado por:

$$f_{sc} = (3.575.611 \pm 10)\text{Hz} \quad (1.4)$$

Supondo-se também o aproveitamento integral do tempo de linha de varredura, ou seja, inclusive o do intervalo de apagamento horizontal APH, tem-se:

$$N < X.(R_L/f_a) \quad (1.5)$$

onde X é um fator de extensão dado pela relação entre o tempo de apagamento horizontal T_{APH} e o intervalo de linha de varredura T_H , isto é:

$$1/X = 1 - (T_{APH}/T_H) = 1 - (10,8 \text{ ms}/63,5 \text{ ms}) = 0,83 \quad (1.6)$$

Assim tem-se:

$$N < 4,3 \text{ bit/amostra}, f_a = (8/3)f_{sc} \quad (1.7)$$

A restrição dada em (1.7) mostra a necessidade de redução da taxa de bits uma vez que a conversão A/D uniforme é realizada com 8 bits por amostra.

A seguir, resumiremos as condições e opções feitas para a conversão A/D e a amostragem.

Conversão A/D:	- nº de bits	: 8
	- tipo	: linear e uniforme
Amostragem:	- super-Nyquist	: $f_a > 2 \times 4,2\text{MHz}$
	- múltiplo racional de f_{sc}	: $f_a = (m/n)f_{sc} = (8/3)f_{sc} = 9,5349640$ MHz, com "m" e "n" inteiros

1.2.3 Codificação composta e de componentes

Neste trabalho, usaremos a seguinte notação para designar os sinais elétricos correspondentes às cores primárias vermelha, verde e azul (R,G,B).

Cor vermelha	E_R'	
Cor verde	E_G'	(1.8)
Cor Azul	E_B'	

onde: “ ‘ “ indica correção gama “ γ “, a qual é necessária para compensar distorções não-lineares, devidas à transdução elétrico-óptica, presentes nos tubos de televisão [1.6] e [1.7].

Além disso, as componentes de luminância E_Y' e de sinais diferença de cor C_B' e C_R' são dadas por:

$$E_Y' = 0,299 E_R' + 0,587 E_G' + 0,114 E_B' \quad \text{luminância} \quad (1.9)$$

$$C_B' = E_B' - E_Y' \quad \text{diferença de cor} \quad (1.10)$$

$$C_R' = E_R' - E_Y' \quad \text{diferença de cor} \quad (1.11)$$

Deve-se observar que E_Y' , C_B' e C_R' fornecem 3 equações para se encontrarem as três incógnitas E_R' , E_G' e E_B' no receptor.

Também o sinal de vídeo composto ativo E_M' é dado por:

$$E_M' = E_Y' + E_C' \quad (1.12)$$

onde :

$$E_Y' = \text{luminância}$$

$$E_C' = \text{crominância}$$

O termo E_Y' é dado pela eq.(1.9) e o termo E_C' é dado pela eq.(1.13) a seguir:

$$E_C' = 0,492 C_B' \text{sen}(\omega_{sc}t) + m(t).0,877 C_R' \text{cos}(\omega_{sc}t) \quad (1.13)$$

A eq. (1.13) representa a forma DSB (*Double Side Band*) do sinal de vídeo para regiões quase uniformes quanto à cor. Nessa eq. tem-se:

$$\omega_{sc} = 2\pi f_{sc} \quad (1.14)$$

O $m(t)$ é o chaveamento PAL e está representado na Fig. 1.5, onde T_H é o período de varredura horizontal:



Figura 1.5: Chaveamento PAL.

A codificação digital do sinal de TV comercial pode ser classificada em: composta e de componentes. Na primeira, trabalha-se com o sinal composto E_M' e, na segunda, com as componentes E_Y' , C_R' e C_B' .

Neste ponto, deve-se ressaltar as seguintes observações:

Forma Composta:

é a mais direta, é aquela que se obtém na saída de uma câmera de TV. A maioria dos equipamentos de teste e de medida é própria para fornecer ou receber o sinal de vídeo na forma composta.
Notação:

CODIFICAÇÃO COMPOSTA

(Y+U+V)

Forma de Componentes: é a mais apropriada para trocas internacionais, uma vez que a "tripla" (E_R , C_R e C_B) é quase totalmente compatível entre os sistemas de TV em cores (PAL – *Phase Alternation Line*, NTSC – *National Television System Committee* e SECAM – *Séquential Couleur à Mémoire*). Propicia também melhores esquemas de redução da taxa de bits de transmissão. O preço é a maior complexidade de implementação quando comparada à codificação composta. Há necessidade de 3 conversores A/D rápidos, além de filtro-pente para separação das componentes. Notação:

CODIFICAÇÃO DE COMPONENTES

(Y, C_R, C_B)

1.2.4 Redução de redundância

O objetivo da extração de redundância é o de atingir a taxa de 34 Mbit/s, preservando a qualidade subjetiva da imagem reproduzida.

Existem muitos métodos que exploram a correlação entre as amostras do sinal. Em geral, utiliza-se a correlação de amostras vizinhas, temporal e espacialmente, em um quadro de TV.

Os diversos esquemas, de modo geral, podem ser classificados quanto ao método utilizado:

- Modulação com Predição e Quantização [1.1, 1.8, 1.9, 1.10]
- Transformadas Haar, Hadamard, Seno, Cosseno, Stant, Karnuven-Loeve, etc. [1.11, 1.12, 1.13]
- Compensação de Movimentos [1.14]
- Preenchimento Condicional ou Sistemático [1.15]
- Codificação por Blocos [1.15]
- Codificação Sub-banda [1.15]
- Quantização Vetorial [1.15]

Os tipos de modulação comumente usados são:

MCP	Modulação por Código de Pulsos
MCPD	Modulação por Código de Pulsos Diferencial
DELTA	Modulação Delta

Para codificação de componentes em altas taxas, a tendência atual é a utilizar combinações de esquemas, aumentando assim a eficiência de redução, como por exemplo:

- Modulação MCPD + “Transformada Discreta Cosseno” (DCT) [1.16, 1.17]
- Modulação MCPD + “Compensação de Movimentos” (MC) [1.18, 1.19, 1.20])

O preço é a maior complexidade em relação ao caso de um simples MCPD. No caso de codificação composta, a utilização do esquema MCPD apenas, permite a realização de equipamentos fisicamente menores e menos complexos em termos de “hardware”, quando comparados com aqueles que usam codificação de componentes.

Deve-se, no entanto, ressaltar que, para taxas abaixo de 34 Mbit/s, a qualidade do sinal recuperado é maior quando se usa o sistema híbrido (Modulação MCPD + DCT + MC) com codificação de componentes [1.21]. No sistema MCPD proposto, a predição da amostra atual é realizada usando-se amostras prévias da mesma linha, de linhas adjacentes, do mesmo campo ou quadro, ou de campos e quadros sucessivos. Os preditores podem ser classificados em uni, bi ou tridimensionais, conforme aproveitem amostras na mesma linha, linhas do mesmo campo ou linhas de campos ou quadros sucessivos, respectivamente.

Uma outra classificação também utilizada para preditores é a seguinte: intralinha, interlinha (ou intracampo), intercampo (ou intraquadro) ou interquadro, onde *intra* tem o sentido de *interno* e *inter* tem o sentido de *entre*.

As Figs. 1.6 (a, b e c) ilustram o que foi dito; nestas figuras X representa a amostra atual, X̂ a amostra prevista e A, B, C, ... , R, S, T, ... , U, V, W representam amostras passadas, enquanto que F [.] representa uma função das amostras passadas.

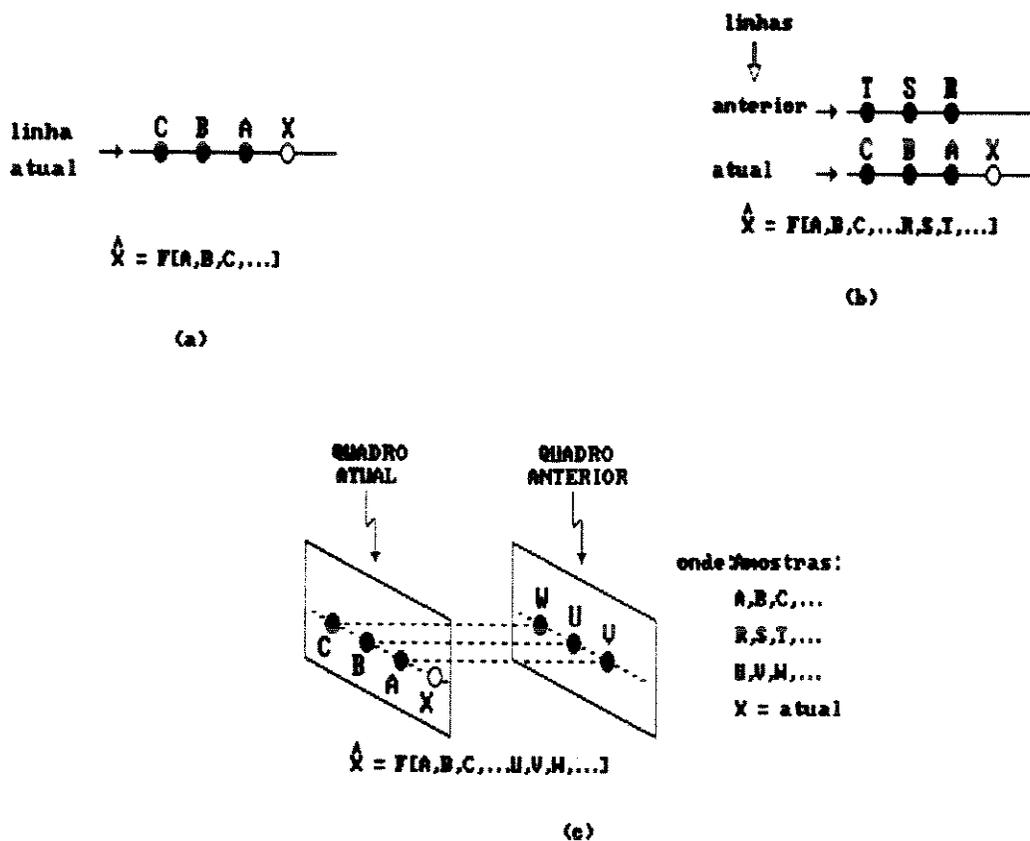


Figura 1.6: Ilustrações de tipos de preditores: (a) Unidimensional; (b) Bidimensional e (c) Tridimensional

Quanto ao quantizador, optou-se por um linear com passo não-uniforme. Os códigos associados ao quantizador têm comprimentos variáveis, podendo ser de 1 bit a 12 bits por palavra-código. Algumas leis de quantização e os códigos associados foram simulados em trabalho anterior [1.1], e os resultados são usados como subsídio neste trabalho.

Deve-se ressaltar que os preditores e os quantizadores podem ser fixos, chaveados ou adaptativos. Neste trabalho, utiliza-se a técnica TAF (*Técnica de Amarração da Fase*), isto é, preditores chaveados e quantizadores fixos ou adaptativos. O preditor chaveado é necessário no caso geral, quando se aproveitam amostras da linha prévia e isso envolve necessariamente o chaveamento PAL. Dessa forma a TAF é um recurso que permite o aproveitamento de amostras em linhas com sinais opostos de chaveamento PAL na predição.

1.3 Objetivos e Limitações

Este trabalho tem por objetivo a codificação digital de sinais de televisão para radiodifusão a uma taxa-meta real de 34 Mbit/s. Deseja-se com essa meta obter uma qualidade subjetiva de imagem aceitável. Uma medida indireta da perda de qualidade do sinal recuperado pode ser feita

através da taxa de compressão (t_c). Essa taxa de compressão (t_c) toma como referência o sinal de vídeo digitalizado em MCP com 8 bits [1.22], o que resulta numa taxa final de cerca de 80 Mbit/s. Desta forma tem-se:

$$t_c = 1 - [(34 \text{ Mbit/s})/(80 \text{ Mbit/s})] = 0,575 \quad (1.15)$$

Através da eq. (1.15) pode-se observar que existe o efeito de redução de redundância e, portanto, uma degradação do sinal recuperado é esperada.

Essa degradação pode ser reduzida, aproveitando-se o intervalo de apagamento horizontal para transmissão de sinal de vídeo ativo.

Outro enfoque dado neste trabalho se refere à avaliação objetiva do sinal recuperado. Foram escolhidos dois parâmetros, quais sejam, a medida da “Relação Sinal-Ruído de Pico” (SNQX) do sinal recuperado no decodificador local (após o quantizador e antes do preditor) e a “Entropia” do sinal de saída do quantizador (HQ). Assim sendo, deseja-se obter uma Entropia máxima em torno de 4bit/amostra e uma Relação Sinal-Ruído próxima de 45-50 dB. Um outro parâmetro também utilizado neste trabalho é a “Taxa de Bits” (BITF) no canal de transmissão, cujo valor esperado é da ordem de “HQ”.

Este trabalho se atém apenas às simulações onde o espaço amostral dos sinais aqui tratados são cenas estáticas em 2 categorias, quais sejam:

- diapositivos (*slides*) padronizados pela SMPTE (*Society of Motion Picture and Television Engineers*) [1.1].
- sinais-padrão de testes padronizados pelo CCIR (*International Radio Consultative Committee*) [1.1, 1.23, 1.24].

Na primeira categoria, são utilizados três diapositivos. A seguir são descritas as características de cada um:

- | | |
|--------------|---|
| 01 (PRAIA) | muito detalhe, fundo bem rico, luz diurna, ambiente exterior, visão ampla, bastante iluminação. |
| 04 (KAREN) | detalhe localizado, fundo pobre, luz diurna, ambiente interior, visão restrita à cabeça e ombros e bastante iluminação. |
| 15 (COZINHA) | muito detalhe, fundo rico, luz diurna, ambiente interior, visão enfática na pessoa, bastante iluminação. |

Esses diapositivos, sendo 15 no total [1.1], estão digitalizados e armazenados em fitas magnéticas, e formam um conjunto representativo de cenas (ou imagens) estáticas.

Na segunda categoria, são utilizados três sinais gerados eletronicamente. A seguir são descritas as estruturas de cada um:

- BARRAS COLORIDAS** padrão de barras com 75% de modulação, composto pelo Branco, Amarelo, Magenta (ou Púrpura), Ciano (ou Turquesa), Verde, Vermelho, Azul e Preto.
- CCIR I** composto por 1 “barra T”, 1 “pulso 2T”, 1 “pulso modulado 12,5T” e 1 “escada modulada”.
- CCIR II** composto por 1 “topo”, 1 “seqüência multisalva” (com frequências diferentes) e 1 “pedestal modulado”.

Esses sinais elétricos podem ser perfeitamente expressos através de equações matemáticas [1.1], e foram escolhidos para formarem um conjunto representativo daqueles sinais cujo comportamento é definido e previsível.

No que tange a avaliação subjetiva, existem tabelas recomendadas pelo CCIR (*International Radio Consultative Committee*) [1.23], as quais são agrupadas em tabelas de:

- CINCO GRAUS:** tabelas de qualidade, de degradação e de comparação.
- SEIS GRAUS:** tabelas de qualidade e de degradação.
- SETE GRAUS:** tabelas de degradação e de comparação.

Dessas tabelas, a mais apropriada é a escolha da tabela de cinco graus para medida de degradação da imagem.

Outro fator que deve-se levar em conta é o tipo de predição utilizado neste trabalho, ou seja, as simulações foram feitas apenas com preditores intracampo (ou interlinha), face à dificuldade de implementação física de um banco de memórias capaz de reter informação de um quadro (dois campos) de televisão. Também com a finalidade de facilitar a implementação prática do sistema MCPD modificado, usaram-se preditores com coeficientes inteiros.

A fim de permitir uma melhor compreensão da proposta deste trabalho, são sintetizados a seguir os parâmetros e as opções escolhidas que determinam o ambiente de trabalho proposto:

- sistema de televisão enfocado: PAL-M (Brasil)
- forma de codificação: composta (Y +U +V)
- esquema de codificação: MCPD Modificado com TAF
- taxa-meta: 34 Mbit/s
- canais de utilização: ELO (34 ou 434), RADI (234 ou X434) ou COAXIAL (cabo coaxial de 75 Ω)
- preditores: intralinha, chaveados e com coeficientes inteiros
- quantizadores: fixos ou adaptativos, lineares e com passo de quantização não-uniforme
- códigos: com comprimentos variáveis de 1 bit a 12 bits
- parâmetros de avaliação objetiva: “Relação Sinal-Ruído”, “Entropia” e “Taxa de Bits” na linha
- parâmetros de avaliação subjetiva: “Degradação da Imagem” com escala de cinco graus
- imagens estáticas de teste: Praia (01), Karen (04) e Cozinha (15)
- sinais eletrônicos de teste: Barras Coloridas, CCIR I e CCIR II

Deve-se ressaltar que não faz parte do escopo deste trabalho salientar as diversas fases da simulação, desde o tratamento inicial dos sinais de teste até as etapas de modelamento matemáticos do sistema real, visto que essas informações já fazem parte de trabalho anterior [1.1].

Finalmente, cabe mencionar que este trabalho não teve pretensão de fornecer esquemas de estrutura de quadro digital, nem de monitoração de taxa, uma vez que aqui são abordados tópicos de uma proposta nascente, e que por assim dizer, não se pretende esgotar os estudos, permitindo assim que trabalhos posteriores possam sugerir-los e até mesmo implementá-los.

Capítulo 2

ESQUEMA PROPOSTO

2.1 O Esquema MCPD Convencional

O esquema MCPD para redução da taxa de bits para sistemas que trabalham em altas taxas, como é o caso do 34 Mbit/s, é mostrado na Fig. 2.1.

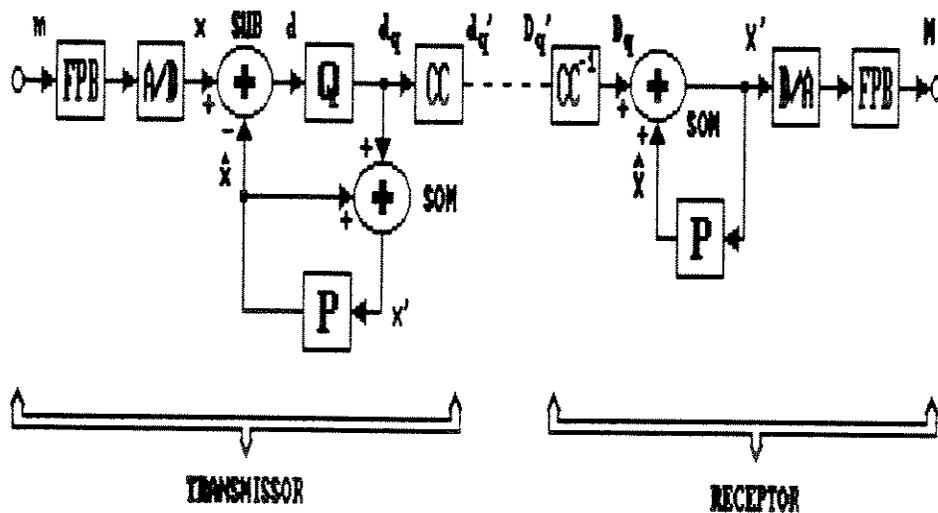


Figura 2.1: Diagrama de blocos do sistema MCPD convencional no transmissor e no receptor.

Nessa figura a diferença d , entre a amostra atual x e a prevista \hat{x} , é quantizada pelo Quantizador "Q" cuja saída d_q , com possíveis erros de quantização, é a saída do transmissor. Pela Fig. 2.1, observa-se que \hat{x} corresponde a uma réplica do sinal de entrada x , sendo também usado no Preditor "P". O bloco "CC" associa uma palavra-código a cada nível de quantização, fornecendo d'_q .

Naturalmente a mensagem original m passa, através de um Filtro Passa-Baixas "FPB", antes da conversão Analógico-Digital "A/D".

No receptor são realizadas as operações inversas àquelas feitas no transmissor, a fim de se recuperar a mensagem. As notações usadas no receptor correspondem às letras maiúsculas.

2.1.1 Preditor

Como primeira regra, o preditor usado no sistema MCPD deve fazer previsões corretas em áreas iniformes quanto à cor. Se a região é uniforme, então os valores de E'_Y , C'_R e C'_B , dadas pelas eqs. (1.12) e (1.13), são constantes. Nesse caso, o mosaico de amostras, isto é, a representação dos valores das amostras, é conforme mostra a Fig. 1.6(a), a qual é obtida usando-se a eq. (1.13), sabendo-se que a taxa de amostragem é dada por (1.3).

Nota-se na Fig.2.2(a) que o número de amostras na linha é igual a 606 [1.1] e as amostras de mesma fase ou com fase invertida são representadas com os mesmos símbolos. As duas fases opostas são denotadas pelas letras "a" e "b". As linhas representadas são linhas do mesmo campo.

A Fig. 2.2(b) mostra a evolução das ondas $\text{sen}\omega_{sc}t$ e $\text{cos}\omega_{sc}t$ para reforçar a visualização da Fig. 2.2(a). Já a Fig. 2.2(c) destaca a correlação existente entre as amostras " x_i " de três linhas consecutivas "j", "j+1" e "j+2" no mesmo campo. Por fim a Fig. 2.2(d) corresponde à representação fasorial da Fig. 2.2(b) e é mais propícia para se representarem as diversas fases. Observa-se a existência de oito fases diferentes, sendo que elas são opostas duas a duas. Também na Fig. 2.2(c) nota-se que a correspondência entre amostras de mesma fase, em linhas sucessivas, não ocorre de maneira monótona, mas sim de forma cruzada devido ao chaveamento PAL.

Esse fato faz com que o preditor, que usa amostras da 1ª linha prévia, não possa ser simples mas deva ser uma composição de quatro preditores no caso mais geral [1.1]. Assim o preditor escolhido " $\hat{x}_{i+z,j}$ " é chaveado entre quatro preditores lineares, cada um deles dado por:

$$\hat{x}_{i+z,j} = \sum_{n=0}^2 \left(\sum_{k=Z1}^{Z2} [(G_{nkz}) \cdot x_{i+k,j+n}] \right) \quad (2.1)$$

com :

$$G_{0kz} \geq z + 1$$

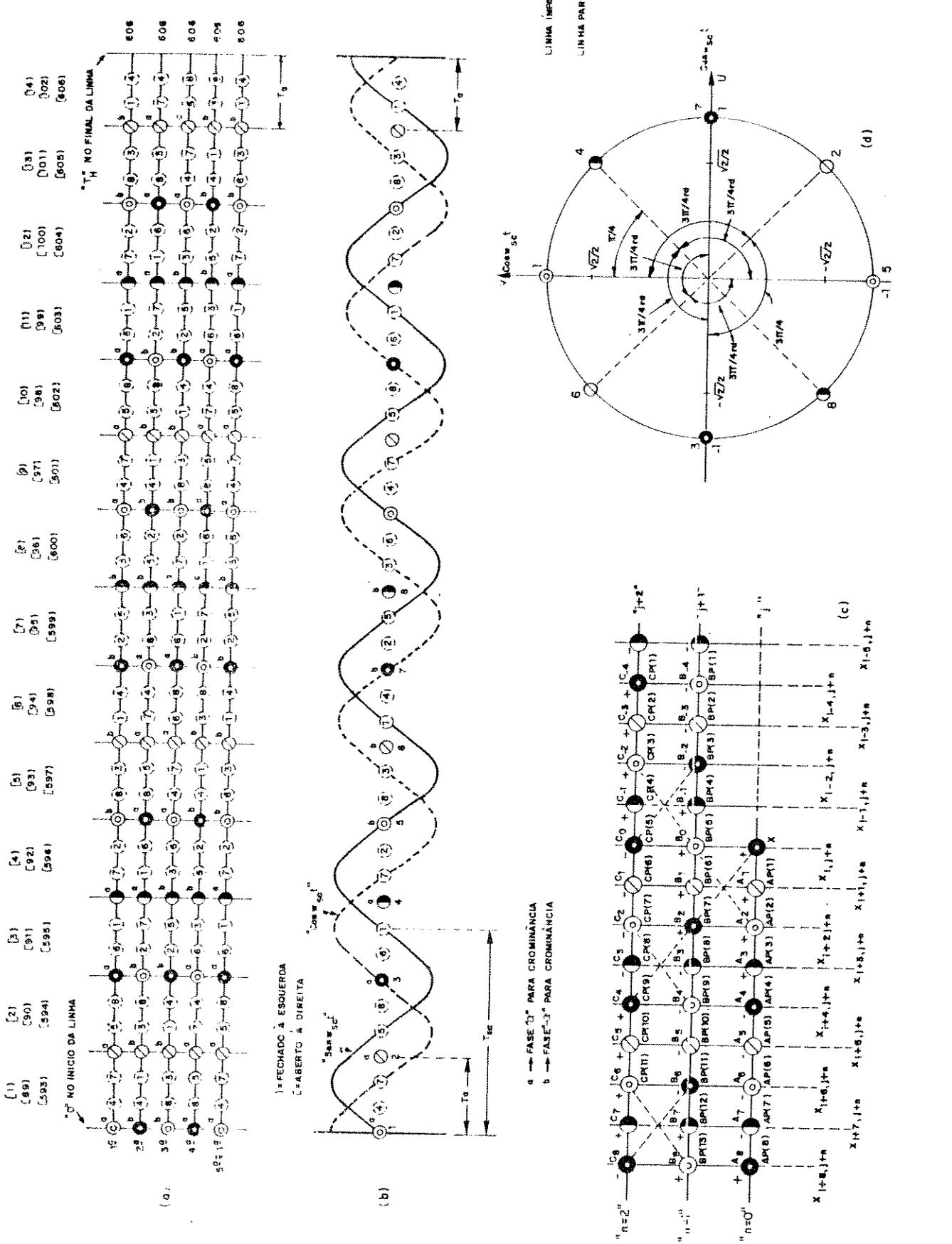


Figura 2.2: Distribuição das amostras para $f_s = (8/3) f_m$; (a) campo ; (b) subportadoras ; (c) coeficientes e (d) diagrama fasorial.

Na eq. 2.1 " $x_{i+k,j+n}$ " representa as amostras passadas, usadas na predição. Também " $x_{i,j}$ " representa uma amostra num cruzamento de zero do $\cos\omega_{sc}t$. A Fig. 1.5(c) mostra a enumeração que foi convencionada neste trabalho. Note-se que a periodicidade de ocorrência das fases é de 8 amostras, porém, levando-se em conta a existência de fases opostas, essa periodicidade, para efeito de predição, é na verdade de 4 amostras assim, "z" varia de 0 a 3. Os números "Z1" e "Z2" delimitam o número de amostras em cada linha. Nesse trabalho, escolhem-se no máximo quatro amostras prévias, dentre as trinta possíveis(dez na linha atual, dez na 1ª prévia e dez na 2ª prévia). Os coeficientes " G_{nkz} " não nulos determinam o preditor usado e são obtidos através de simulações de desempenho dos sistemas [1.1]. A notação $G_{0kz \geq z+1}$, significa que na predição usam-se apenas amostras passadas.

Desta forma o preditor total é composto por quatro preditores lineares que são chaveados dependendo da posição relativa da amostra atual com uma amostra de cruzamento de zero do $\cos\omega_{sc}t$. O preditor total será denominado preditor-chaveado e os preditores que o compõem serão denominados preditores- componentes.

2.1.2 Quantizador

O quantizador usado no sistema MCPD é do tipo não-uniforme. Ao quantizador associa-se um código de comprimento variável. Por exemplo suponha 3 comprimentos, onde os mesmos sejam denominados de "k", "m" e "n" onde:

$$k \leq m \leq n, \text{ com "k", "m" e "n" inteiros positivos} \quad (2.2)$$

Faz-se uma associação intuitiva de tal forma que as palavras- código de menor comprimento são associadas às pequenas diferenças da saída do quantizador, enquanto que as de maior comprimento às diferenças maiores.

A Fig. 2.3(a) mostra as três regiões correspondentes ao quantizador e às palavras-código associadas. A Fig. 2.3(b) mostra a formação da lei de quantização. Nessa figura " $n_d(i)$ " e " $n_c(i)$ " correspondem aos níveis de decisão à direita e à esquerda da origem, respectivamente, no eixo das diferenças "d".

Os níveis de quantização decodificados " d^* " são dados por " $n_p(i)$ " e " $n_n(i)$ " para os valores positivos e negativos, respectivamente. Para as diferenças "d" em torno da origem o nível de quantização é " $n_q(0)$ " e tem valor zero.

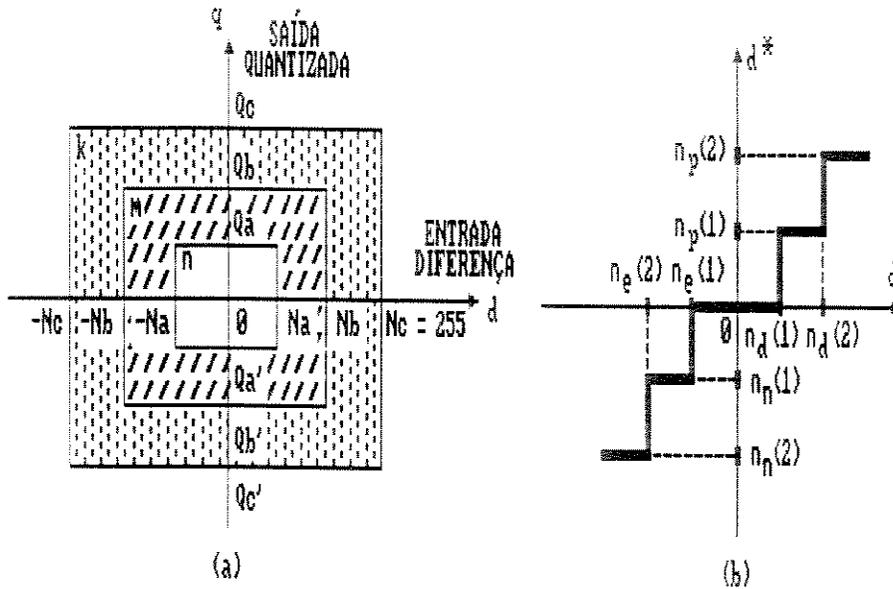


Figura 2.3: Quantizador: (a) Regiões e (b) Lei de Quantização.

Dessa forma tem-se:

$$n_p(i) = \begin{cases} [n_d(i+1) + n_d(i) + 1] / 2 \\ n_p(0) = 0 \end{cases} \quad (2.3(a))$$

$$n_n(i) = -n_p(i) \quad (2.3(b))$$

com $i = 1, 2, 3, \dots, N_q$ onde " N_q " corresponde ao maior nível de quantização cuja relação com " k ", " m " e " n " é dada por:

$$N_q = \begin{cases} \lceil [2^n + 2^{(m-n)} + 2^{(k-m)} - 3] / 2 \rceil, & n > 0 \text{ ou } n = m = 0 \\ \lceil [2^n + 2^{(m-n)} + 2^{(k-m)} - 5] / 2 \rceil, & n = 0 \text{ e } n > 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

onde $\lceil \cdot \rceil$ significa o maior inteiro contido no argumento e “k”, “m” e “n” são os comprimentos dados na eq. (2.2). As eqs. (2.3) e (2.4) mostram que o quantizador apresenta simetria em torno da origem.

2.2 O Esquema MCPD Modificado

A inovação existente neste trabalho está na mudança da estrutura do MCPD convencional no que diz respeito aos operadores aritméticos “SOM” e “SUB” da Fig.2.1, ou seja, ambas as células foram substituídas por operadores lógicos que executam a função lógica OU-exclusivo (XOR) como mostra a Fig.2.4.

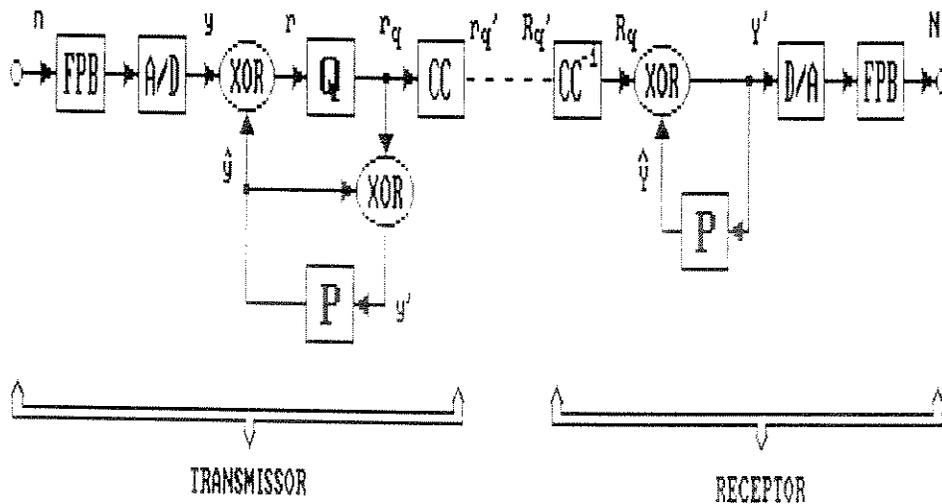


Figura 2.4: Diagrama de blocos do sistema MCPD Modificado no transmissor e no receptor.

Nessa figura o resultado "r", fornecido pela operação lógica "XOR" entre a amostra atual "y" e a prevista "ŷ", é transformado por "Q", cuja saída "r_q", com prováveis erros de quantização, é a saída do transmissor.

Pela Fig.2.4 pode-se notar que "y" constitui uma reprodução do sinal de entrada "y", sendo também usado no preditor "P". O bloco "CC" faz a associação dos níveis de quantização com um determinado código, gerando assim "r_q".

A mensagem original n na entrada do MCPD passa por um filtro passa-baixas "FPB", antes de sofrer a codificação no conversor analógico-digital "A/D". No receptor as operações executadas fazem o papel inverso daquelas feitas no transmissor de maneira a reproduzir, com a maior fidelidade possível, a mensagem original. Aqui também convencionou-se que as notações referentes ao receptor são maiúsculas.

2.2.1 Preditor

Os preditores usados seguem os mesmos critérios daqueles descritos para o MCPD-convencional.

Assim sendo eles podem ser:

- uni, bi ou tridimensionais
- únicos ou compostos por até quatro preditores componentes
- chaveados ou não

2.2.2 Quantizador

Os quantizadores também são elaborados de acordo com os critérios vistos para o MCPD convencional. Uma das diferenças principais está nos níveis de quantização decodificados "d*" fornecidos pelo esquema modificado; enquanto que no MCPD poder-se-iam obter valores desde -255 até +255, no esquema modificado obtêm-se valores apenas positivos, desde 0 até +255. As regiões e as leis de quantização, para os quantizadores aqui usados, são representados na Fig.2.5.

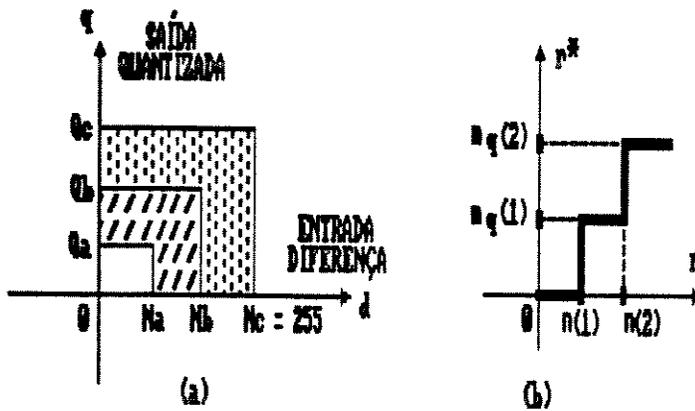


Figura 2.3: Quantizador: (a) Regiões e (b) Lei de Quantização.

Assim sendo tem-se:

$$n_q(i) = \begin{cases} \lceil [n(i+1) + n(i) + 1] / 2 \rceil ; & i > 0 \\ n_q(0) = 0 & ; i = 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

onde $i = 1, 2, 3, \dots, N_q$ e " N_q " corresponde ao maior nível de quantização, e depende dos valores de " k ", " m " e " n ". Além disso, " $n(i)$ " são os limiares de decisão da lei de quantização e " $n_q(i)$ " os níveis de quantização. Aqui também $\lceil \cdot \rceil$, " N_q ", " k ", " m " e " n " têm as mesmas conotações descritas para a eq. (2.4)

Assim tem-se para N_q :

$$N_q = 2^m + 2^{(m-n)} + 2^{(k-m)} - 3 ; \forall n, m, k \in \mathbb{Z}^+ \quad (2.6)$$

As eqs. (2.5) e (2.6) mostram com clareza que o quantizador é unilateral, ou seja, a sinal diferença assume apenas os valores de 0 a 255 assim não há valores negativos.

O esquema MCPD modificado é objeto de estudo deste trabalho e será daqui por diante denominado MCPX lembrando a operação lógica XOR para obtenção do sinal de erro.

Levando-se em conta a Fig. 2.2(c) que mostra a enumeração das amostras $x_{i+z,j+n}$ em três linhas sucessivas (atual, 1ª prévia e 2ª prévia) de um mesmo campo e também a eq.(2.1) que fornece a lei genérica de formação dos algoritmos de predição, têm-se na Tab 2.1 os algoritmos de dois preditores-chaveados, cada qual composto por quatro preditores-componentes, que foram utilizados nas simulações feitas para o MCPX. Exemplo de preditor-chaveado: $\{P_{01}, P_{11}, P_{21}, P_{31}\}$.

P_{xy}	$k = 0$	P_{xy}	$k = 1$
P_{01}	$+ x_{i+1, j} - x_{i+1, j+1} + x_{i+2, j+1}$	P_{11}	$+ x_{i-1, j+1} + x_{i+1, j+1} - x_{i-1, j+2}$
P_{02}	$- x_{i+2, j} + x_{i, j+1} + x_{i+2, j+1}$	P_{12}	$+ x_{i-1, j+1} + x_{i+1, j+1} - x_{i-1, j+2}$
P_{xy}	$k = 2$	P_{xy}	$k = 3$
P_{21}	$+ x_{i+4, j} + x_{i+2, j+1} - x_{i+4, j+1}$	P_{31}	$+ x_{i+4, j} + x_{i+2, j+1} - x_{i+3, j+1}$
P_{22}	$+ x_{i+4, j} + x_{i+2, j+1} - x_{i+4, j+1}$	P_{32}	$+ x_{i+4, j} + x_{i+2, j+1} - x_{i+3, j+1}$

Tabela 2.1: Algoritmos de predição de 2 preditores chaveados.

Assim sendo, um determinado preditor-chaveado pode ser dado pela seguinte notação matemática:

$$P_y = \{P_{0i}, P_{1j}, P_{2k}, P_{3m}\}; i, j, k, m = 1, 2 \quad (2.7)$$

Um caso particular ocorre para $y = i = j = k = m$. Estes casos particulares é que são escolhidos neste trabalho. Desta forma têm-se aqui preditores do tipo P_{z1} e P_{z2} ($z = 0, 1, 2, 3$).

Cabe lembrar que a razão de cada P_y ser dado pela composição de 4 parcelas P_{zy} ($z = 0, 1, 2$ e 3) se deve ao chaveamento PAL, o que implica que só haverá periodicidade do valor do módulo da crominância das amostras a cada 4 amostras.

Desta forma os P_{zy} se alternam de 4 em 4 amostras a fim de permitir que P_y faça a predição correta para cada uma das amostras, conforme as mesmas vão sendo colhidas pelo sistema MCPX. A Fig. 2.6 ilustra essa idéia:

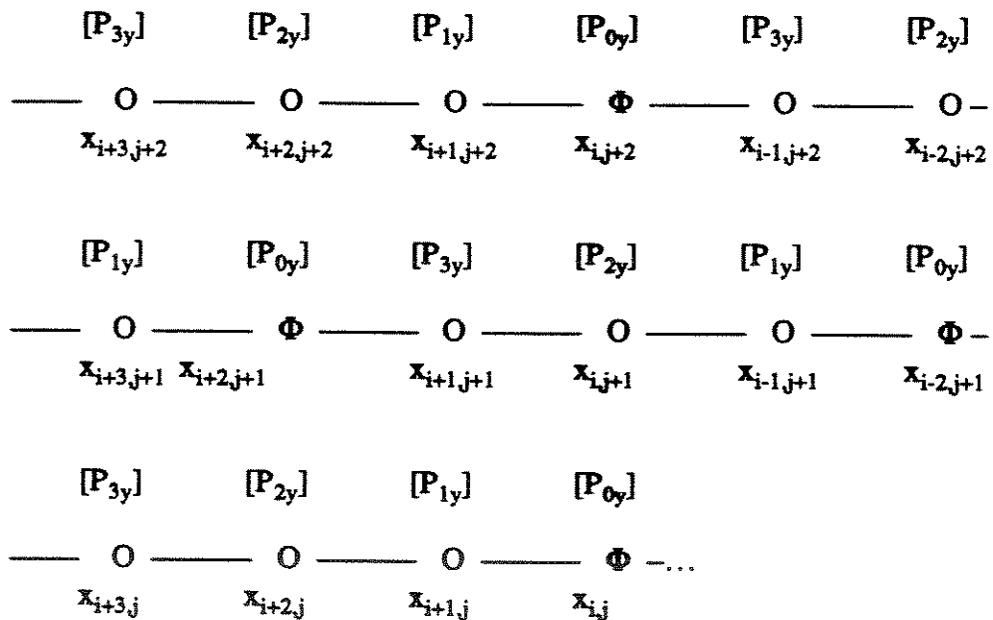


Figura 2.6: Diagrama de predição para um preditor chaveado (P_y).

Na Fig. 2.6 tem-se que o símbolo "O" representa as amostras genéricas " $x_{i+k,j+n}$ ", o símbolo "Φ" representa as amostras de cruzamento de zero de $\cos \omega_{sc} t$ e o preditor " P_y " chaveando os preditores " $[P_{zy}]$ " ($y = 1$ e 2 e $z = 0, 1, 2$ e 3).

Deve-se ressaltar que as formas matemáticas dos algoritmos para P_{01} , P_{1j} , P_{2k} e P_{3m} podem coincidir e neste caso é como se a fase inicial de amostragem fosse livre. Assim ao se simular preditores com TAF pode-se em particular simular qualquer tipo de predição, incluindo aqueles que usam coeficientes não inteiros.

2.3 Leis de Quantização

No que diz respeito às leis de quantização, elas podem ser divididas em três categorias aqui denominadas: lei de quantização 1:1, lei de quantização Modelada e lei de quantização Iterativa. A seguir são descritas as três categorias:

2.3.1 Lei de quantização 1:1

Nessa lei a quantização é uniforme, e o passo de quantização (Δ) é dado por :

$$\Delta = 256/(2^{N_b}) \quad (2.8)$$

onde N_b é o número de bits.

Esta lei de quantização é a mais simples de ser elaborada; em contrapartida é a que fornece resultados mais pobres no que diz respeito à Relação Sinal-Ruído (SNQX). Contudo ela é valiosa porque serve como referência para as demais leis, já que no caso de $N_b = 8$ bits, ou seja, considerando todos os 256 possíveis níveis de quantização, tem-se o máximo valor de SNQX, tendendo a infinito, no caso ideal; isto porque o que se mede na realidade é a degradação da Relação Sinal-Ruído, que toma como referência o sinal digitalizado em 8 bits. Neste último caso dizemos que a lei é 1:1.

2.3.2 Lei de quantização Modelada

Esta lei segue um modelamento matemático, no caso, de uma seqüência cujo passo cresce exponencialmente, ou seja, modela uma seqüência cujo passo aumenta segundo uma progressão geométrica ("PG").

Este modelo foi escolhido como primeira tentativa de se obterem valores de SNQX altos (> 40 dB) e valores de HQ baixos (< 4,3 bit/amostra).

Para melhor entender o comportamento desta lei de quantização é necessário antes de tudo relembrar alguns conceitos básicos de uma PG. Assim sendo, a razão "r" é dada por:

$$r = a_{i+1} / a_i; \quad i = 1, 2, \dots \quad (2.9)$$

onde “ a_i ” e “ a_{i+1} ” são dois termos consecutivos quaisquer em ordem crescente de uma PG . Já a soma “ S_N ” dos N primeiros termos de uma PG é dada por:

$$S_N = a_1(r^N - 1)/(r - 1) \quad (2.10)$$

onde “ N ” é o número total de termos de uma PG e “ a_1 ” é o primeiro elemento desta PG .

Tendo em mente as eqs. (2.9) e (2.10), a lei em questão tenta encontrar os passos de quantização (Δ_i , $i = 1, 2, \dots$), que no caso são números inteiros, os quais crescem segundo uma PG e cujo valor do último nível de quantização fornecido por estes “ Δ_i ” não ultrapasse o valor 255,5 de acordo com a eq.(2.5).

A seguir é descrito passo a passo os procedimentos desta lei, onde “ N ” é o número de níveis de quantização e “ a_1 ” é unitário

Passo 1: estipulam-se limitantes inferior e superior para os Δ_i (que neste caso equivalem aos termos da PG de razão “ r ”). Este cuidado é tomado para evitar resultados tendendo ao infinito.

Passo 2: pode-se notar que a razão “ r ” pode ser deduzida da eq.(2.10) por um método iterativo através do ponto de intersecção entre 2 funções definidas por:

$$F_1(r) = r^N \quad (2.11a)$$

$$F_2(r) = S_N \cdot r - (S_N - 1) \quad (2.11b)$$

Desta forma, impõe-se o primeiro valor de “ r ” como sendo unitário e faz-se o teste de igualdade entre $F_1(r)$ e $F_2(r)$, ou seja, faz-se:

$$F(r) = F_1(r) - F_2(r) \quad (2.12)$$

- Passo 3:** Compara-se a eq. (2.12) com a tolerância de erro diferencial estipulado inicialmente. No caso usou-se uma tolerância de $\pm 0,0001$.
- Passo 4:** a) Se estiver dentro da tolerância, a razão "r" está encontrada e os valores dos níveis de quantização são calculados conforme "Passo 5".
- b) Se estiver fora da tolerância, subtrai-se 1 do valor de "N" e retorna-se ao "Passo 2".
- Passo 5:** Os valores dos níveis de decisão para quantização $n_q(i)$ são encontrados da seguinte forma:

$$n_q(i) = \begin{cases} 0 & ; i = 1 \\ [n_q(i-1)] + 1 & ; 1 < i < a \\ [n_q(i-1)] + (\Delta_i) & ; a < i < 256 \end{cases} \quad (2.13)$$

onde: r = razão da PG

a = n^2 de vezes que o valor N foi diminuído de 1 unidade.

Convém observar que esta lei faz com que o número de vezes que a "r" é calculada dependa na realidade de dois fatores: um é a comparação de $F(r)$ com a tolerância de erro diferencial e outro é a convergência real para essa tolerância pré-definida.

Assim, para evitar elevado número de cálculos, esta lei contém a informação do número de vezes que se deseja que "r" seja recalculada.

2.3.3 Lei de quantização Iterativa

Esta lei de quantização tem uma inovação em relação às leis anteriormente descritas, devido ao fato de que a mesma, automaticamente, encontra o quantizador em função dos seguintes parâmetros :

- número total de amostras por quadro de televisão (NT) usadas nas simulações do esquema MCPX.
- número de níveis de quantização (NQ) desejados.
- número de vezes que ocorre cada um dos 256 níveis das diferenças lógicas (ODL).
- número de iterações para o qual se deseja atender às especificações de SNQX e HQ.
- sinal de teste (NX) a ser quantizado.

A Fig.2.7 mostra uma situação genérica onde estão representados os limiares de quantização “LDQ_j” e os níveis de quantização “NDQ_j” (j=0, 1, ..., NQ-1). O “NQ” é o número de níveis de quantização e “j” é índice de enumeração desses níveis. Nesta figura procurou-se ilustrar a relação existente entre os “NDQ” encontrados e as respectivas regiões delimitadas pelos “LDQ”, ressaltando o seguinte: a cada LDQ_j está associado um NDQ_j, e o último “LDQ” é sempre o nível “255” presente na entrada do quantizador.

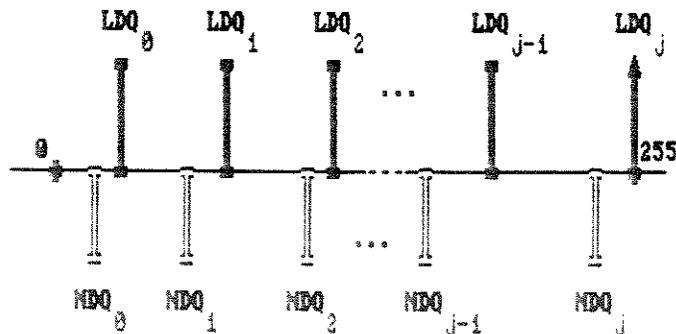


Figura 2.7: Situação genérica de escolha dos limiares e dos níveis de quantização.

A seguir são descritas as etapas bem como os procedimentos para determinar os valores de LDQ_j e NDQ_j. A Fig.2.8 mostra uma situação hipotética onde aparecem os parâmetros envolvidos no cálculo.

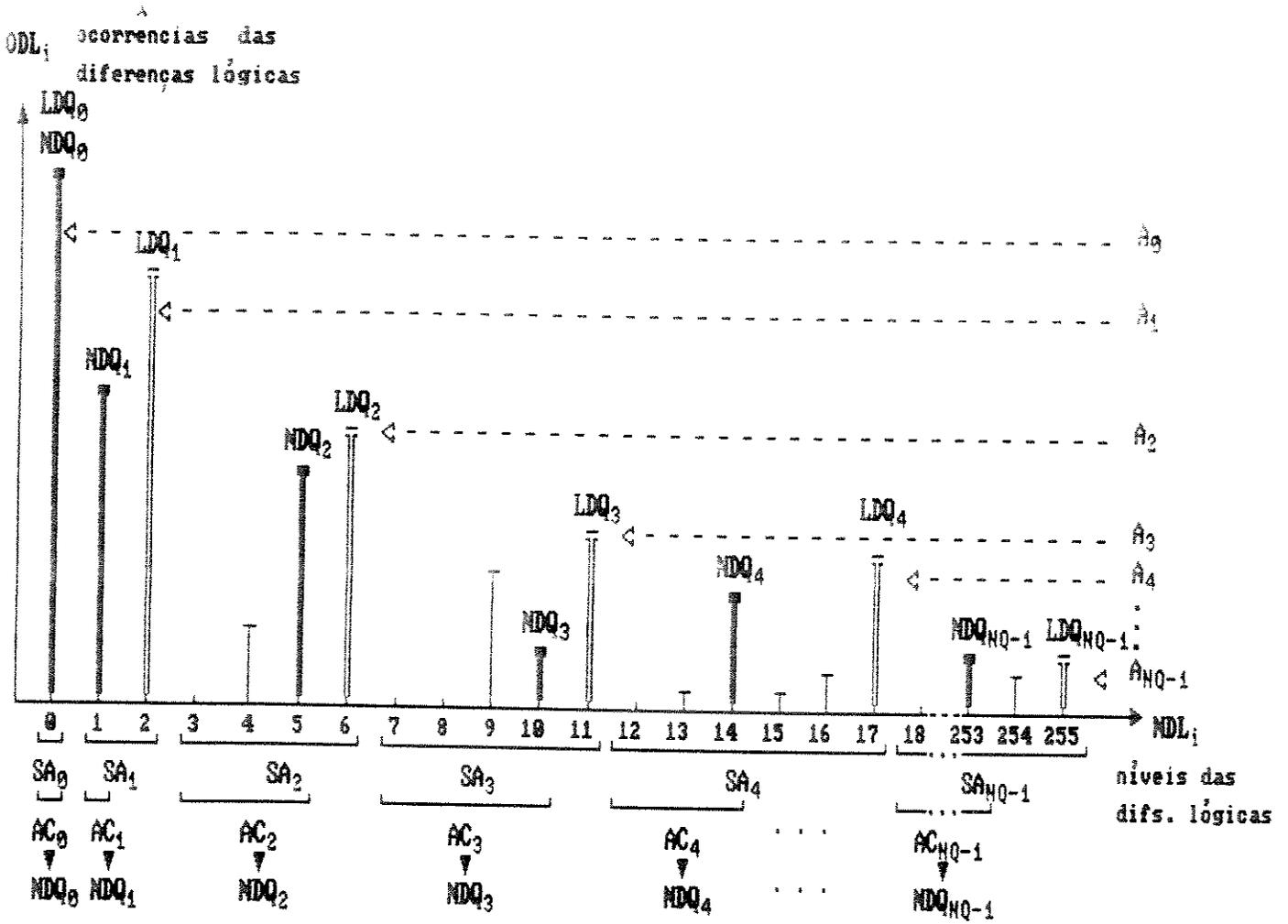


Figura 2.8: Seleção de níveis de quantização NDQ_j (j=0,1,...,NQ-1), para uma situação genérica.

Da Fig.2.8 tem-se que :

- 256 número total de níveis de diferenças lógicas, antes da quantização
- i índice de enumeração dos parâmetros existentes antes da quantização (i = 0, 1, ..., 255)
- NDL_i nível da i-ésima diferença lógica

ODL_i	ocorrência da i-ésima diferença lógica
NQ	número de níveis após a quantização
j	índice de enumeração dos parâmetros existentes após a quantização (j=0, 1, ..., NQ-1)
NDQ_j	j-ésimo nível de quantização
LDQ_j	limiar de quantização associado ao j-ésimo nível de quantização
A_j	área associada ao j-ésimo nível de quantização, dada em número de amostras por quadro
SA_j	sub-área associada ao j-ésimo nível de quantização
AC_j	área acumulada associada ao j-ésimo nível de quantização
ODQ_j	ocorrência do j-ésimo nível de quantização
NT	número total de amostras por quadro

A simbologia usada nesta figura é a seguinte: raias estreitas representam níveis de diferenças lógicas (NDL) quaisquer, raias em negrito representam os níveis de quantização (NDQ) e raias duplas representam os limiares de quantização (LDQ).

Também na Fig.2.8 a amplitude de cada uma das raias representa o número de vezes (ODL), que ocorreu cada uma das diferenças lógicas (NDL). Os limiares de quantização (LDQ) limitam as regiões dentro das quais estão localizados os níveis de quantização (NDQ). O procedimento para determinação dos LDQ será descrito nos próximos itens. Ainda na Fig.2.8 têm-se as linhas tracejadas "A_j", que representam os valores das áreas dadas em amostra/quadro/nível, onde a primeira área (A₁) é obtida pela razão entre o número total de amostras em 1 quadro de televisão (NT) e o número total de níveis de quantização (NQ) desejados para um determinado quantizador. Assim sendo "A₁" pode ser interpretado como sendo o valor médio de ocorrência do número de amostras de um quadro, associado a um determinado nível de quantização NDQ e que é dado por (2.14):

$$A_1 = NT/NQ \quad (2.14)$$

Desta forma, para cada quantizador escolhido, o valor de NQ é variável e o valor de NT é fixo e dado por (2.15).

$$NT = 610 (a/l) \times 254 (l/c) \times 2 (c/q) = 309.880 a/q \quad (2.15)$$

onde:

- a amostra
- l linha
- c campo
- q quadro
- 610 número de amostras usadas em uma linha
- 254 número de linhas usadas em um campo
- 2 número de campos usados em um quadro

O fato de aqui serem usadas 610 amostras por linha em vez de 606 como era de se esperar (ver Fig.2.2.a), deve-se ao efeito das filtragens existentes nas três etapas envolvidas na codificação do sinal de vídeo aqui proposto, que são: a composição do sinal PAL-M a partir das primárias (R, G, B), a simulação da estrutura MCPX e a decomposição do sinal nas componentes primárias. Todo esse processo de filtragens causa um deslocamento e um espalhamento da imagem na linha [1.1], justificando assim a presença do número 610 em vez de 606.

Cabe salientar também que, uma vez que a procura do quantizador (ou lei de quantização) é feita iterativamente, a determinação do novo quantizador a ser utilizado numa dada iteração, é encontrado em função do comportamento do sinal de testes para o quantizador existente na iteração anterior. Em outras palavras : na primeira iteração, o quantizador escolhido é aquele com distribuição uniforme 1:1 , e que utiliza todos os 256 níveis possíveis. Já na segunda iteração o novo quantizador contém os NQ níveis de quantização que se desejam (onde o valor de NQ é determinado *a priori*), e que são escolhidos em função do comportamento do sinal de teste para o quantizador anteriormente encontrado. Na terceira iteração o novo quantizador conterá também os NQ níveis de quantização que se desejam, que serão escolhidos em função do comportamento do sinal para o quantizador encontrado na iteração anterior, e assim por diante.

É esperada uma convergência nos resultados conforme se aumenta o número de iterações, ou seja, é esperado que SNQX convirja para um valor próximo do desejado (≈ 40 dB), já que o processo é de procura automática.

A seguir é descrito o procedimento de cálculo dos níveis de quantização para a lei em questão. Entretanto achou-se mais conveniente dividir a descrição por situações, já que existe uma certa complexidade de cálculo envolvida nesta lei. Desta forma foram feitas 2 subdivisões na descrição da metodologia empregada para se definir a lei de quantização, quais sejam, S_1 e S_2 dadas a seguir, onde são mostradas as condições que se aplicam a cada uma delas, dadas pelas eqs.(2.16) e (2.17), respectivamente.

*** Situação S_1**

$$A_j \leq \sum_{k=0}^{j-1} ODL_i(k) < 1,7.A_j, \quad j = 1, 2, \dots NQ \quad (2.16)$$

*** Situação S_2**

$$\sum_{k=0}^{j-1} ODL_i(k) \geq 1,7.A_j, \quad j = 1, 2, \dots NQ \quad (2.17)$$

Segue-se a descrição de cada uma das situações S_i ($i = 1, 2$) passo a passo (P_x ; $x = 1, 2, 3, \dots$), onde supõe-se que o número hipotético de níveis de quantização (NQ) seja 4 em ambas situações. Desta forma, dos 256 possíveis níveis de diferenças lógicas (NDL_i) existentes antes do quantizador, apenas 4 níveis quantizados (NQD_j) efetivamente existem na saída do mesmo.

Antes de iniciar as descrições de cada uma das situações, e também para facilitar a compreensão, é oportuno apresentar a Fig.2.9, que mostra apenas a célula de quantização e os sinais de entrada e de saída da mesma:

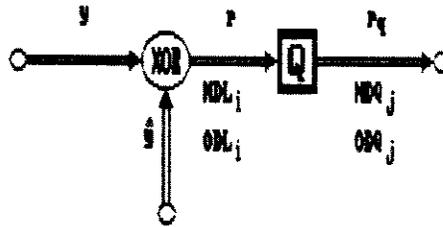


Figura 2.9: Cálculo de quantização e a simbologia usada.

Na Fig.2.9 tem-se que y é o sinal de entrada, \hat{y} é o sinal previsto, r_q é o sinal quantizado e :

$$r = y + \hat{y} \quad (2.18)$$

Além disso tem-se que NDL_i se refere ao próprio sinal r , ao qual está associado um número de ocorrências ODL_i , e NDQ_j se refere ao próprio sinal r_q , ao qual está associado um número de ocorrências ODQ_j .

Segue-se a descrição de cada uma das situações S_i ($i = 1, 2$) passo-a-passo, cujos passos da descrição serão denotados por P_x ($x = 1, 2, 3, \dots$), onde supõe-se que o número hipotético de níveis de quantização (NQ) seja 4 em ambas situações. Desta forma, dos 256 possíveis níveis de diferenças lógicas (NDL_i) existentes antes do quantizador, apenas 4 níveis quantizados (NDQ_j) efetivamente existem na saída do mesmo.

2.3.3.1 Situação S_1

A condição para S_1 é dada por (2.16), e a Fig.2.10 ilustra este caso :

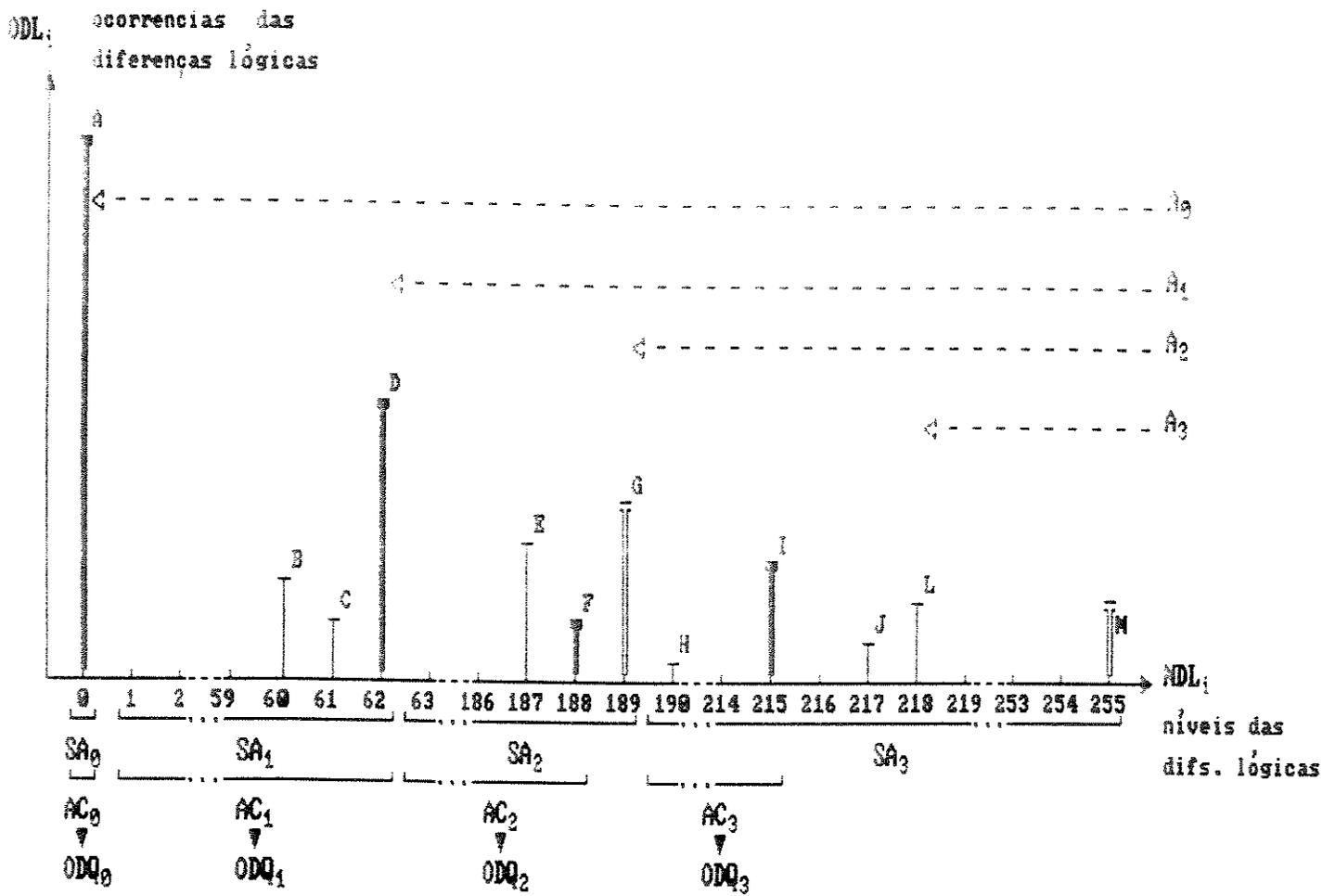


Figura 2.10: Seleção de níveis de quantização NDQ, para a situação S₁.

A descrição da Fig.2.10 é feita a seguir, passo-a-passo, de forma a permitir melhor compreensão do procedimento envolvido na elaboração desta lei de quantização como também para que se possa entender mais facilmente como foram encontrados e calculados os limiares e níveis de quantização. Convém salientar mais uma vez que o número hipotético de níveis de quantização aqui ilustrados é 4, e cabe lembrar também que os cálculos de cada um dos 4 níveis de quantização serão descritos na ordem em que estes aparecem na Fig.2.10..

Cálculo do NDQ₀

P1 Toma-se o primeiro valor de i ($i = 0$) e o primeiro valor de j ($j = 0$).

P2 Calcula-se a primeira área ($A_j = A_0$), dada por :

$$A_0 = NT/NQ$$

P3 Calcula-se o valor inicial da primeira sub-área ($SA_j = SA_0$) dada por:

$$SA_0 = ODL_0 = A$$

onde ODL_0 é o número de ocorrências da primeira diferença lógica ($NDL_1 = NDL_0 = 0$)

P4 Compara-se SA_0 com A_0 , e SA_0 é maior

P5 Compara-se SA_0 com $1,7.A_0$, que é o limitante superior, e SA_0 é menor

P6 É encontrado então o primeiro limiar de quantização ($LDQ_j = LDQ_0$), dado por:

$$LDQ_0 = NDL_0 = 0$$

P7 Calcula-se o valor inicial da primeira área acumulada ($AC_j = AC_0$), dada por:

$$AC_0 = ODL_0 = A$$

P8 Compara-se AC_0 com $0,5.SA_0$, e AC_0 é maior

P9 É encontrado então o primeiro nível de quantização ($NDQ_j = NDQ_0$), dado por:

$$NDQ_0 = NDL_0$$

Ao NDQ_0 está associado um número de ocorrência da primeira diferença quantizada ($ODQ_j = ODQ_0 = A$)

Resumindo tem-se :

$$i = 0$$

$$j = 0$$

$$A_j = A_0 = NT/NQ$$

$$SA_j = SA_0 = ODL_j = ODL_0 = A$$

$$SA_0 > A_0$$

$$SA_0 < 1,7 \cdot A_0$$

$$LDQ_j = LDQ_0 = NDL_i = NDL_0 = 0$$

$$AC_j = AC_0 = A$$

$$AC_0 > 0,5 \cdot SA_0$$

$$NDQ_j = NDQ_0 = NDL_i = NDL_0 = 0 \Rightarrow ODQ_j = ODQ_0 = A$$

Cálculo do NDQ_1

P1 Toma-se o segundo valor de i ($i = 1$) e o segundo valor de j ($j = 1$)

P2 Calcula-se a segunda área ($A_j = A_1$), dada por:

$$A_1 = (NT - A)/(NQ - 1)$$

P3 Calcula-se o valor inicial da segunda sub-área (SA_1), dada por:

$$SA_1 = ODL_1 = 0$$

onde ODL_1 é o número de ocorrências da segunda diferença lógica $NDL_i = NDL_1 = 1$

P4 Compara-se SA_1 com A_1 , e SA_1 é menor

P5 Torna-se a fazer P3 e P4 até que SA_1 seja maior do que ou igual a A_1 , e isto ocorre quando:

$$SA_1 = \sum_{i=1}^{62} ODL_i = B+C+D \geq A_1$$

P6 Compara-se SA_1 com $1,7 \cdot A_1$, e SA_1 é menor

P7 É encontrado o segundo limiar de quantização (LQD_1), dado por:

$$LDQ_1 = NDL_1 = 62$$

P8 Calcula-se o valor inicial da segunda área acumulada (AC_1), dada por:

$$AC_1 = ODL_1 = 0$$

P9 Compara-se AC_1 com $0,5 \cdot SA_1$ e AC_1 é menor

P10 Torna-se a fazer P8 e P9 até que AC_1 seja maior do que ou igual a $0,5 \cdot SA_1$ e isto ocorre quando:

$$AC_1 = \sum_{i=1}^{62} ODL_i = B+C+D \geq 0,5 \cdot SA_1$$

P11 É encontrado o segundo nível de quantização (NDQ_1), dado por:

$$NDQ_1 = NDL_{62}$$

Ao NDQ_1 está associado o $ODQ_1 = B+C+D$

Resumindo tem-se :

$$i = 1$$

$$j = 1$$

$$A_1 = [NT - ODL_0] / (NQ - 1) = (NT - A) / (NQ - 1)$$

$$SA_1 = \sum_{i=1}^{62} ODL_i = B+C+D$$

$$SA_1 \geq A_1$$

$$SA_1 < 1,7 \cdot A_1$$

$$LQD_1 = NDL_{62} = 62$$

$$AC_1 = \sum_{i=1}^{62} ODL_i = B+C+D \geq 0,5 \cdot SA_1$$

$$AC_1 > 0,5 \cdot SA_1$$

$$NDQ_1 = NDL_{62} = 62 \Rightarrow ODQ_1 = B+C+D$$

Cálculo do NDQ_2

P1 Toma-se o terceiro valor de i ($i = 63$) e o terceiro valor de j ($j = 2$)

P2 Cálcula-se a terceira área (A_2), dada por:

$$A_2 = [NT - (A+B+C+D)] / (NQ - 2)$$

P3 Calcula-se o valor inicial da terceira sub-área (SA_2), dada por:

$$SA_2 = ODL_{63} = 0$$

P4 Compara-se SA_2 com A_2 , e SA_2 é menor

P5 Torna-se a fazer P3 e P4 até que SA_2 seja maior do que ou igual a A_2 , e isto ocorre quando:

$$SA_2 = \sum_{i=63}^{189} ODL_i = E+F+G \geq A_2$$

P6 Compara-se SA_2 com $1,7 \cdot A_2$, e SA_2 é menor

P7 É encontrado o terceiro limiar de quantização (LDQ_2), dado por:

$$LQD_2 = NDL_{189} = 189$$

P8 Calcula-se o valor inicial da terceira área acumulada (AC_2) dada por:

$$AC_2 = ODL_{63} = 0$$

P9 Compara-se AC_2 com $0,5 \cdot SA_2$, e AC_2 é menor

P10 Torna-se a fazer P8 e P9 até que AC_2 seja maior do que ou igual a $0,5 \cdot SA_2$, e isto ocorre quando:

$$AC_2 = \sum_{i=63}^{188} ODL_i = E+F \geq 0,5.SA_2$$

P11 É encontrado o terceiro nível de quantização (NQD₂), dado por:

$$NQD_2 = NDL_{188} = 188$$

Ao NQD₂ qual está associado o ODQ₂ = E+F+G

Resumindo tem-se :

$$i = 63$$

$$j = 2$$

$$A_2 = [NT - (\sum_{i=0}^{62} ODL_i)] / (NQ - 2) = [(NT - (A+B+C+D))] / (NQ - 2)$$

$$SA_2 = \sum_{i=63}^{189} ODL_i = E+F+G$$

$$SA_2 \geq A_2$$

$$SA_2 < 1,7 \cdot A_2$$

$$LDQ_2 = NDL_{189} = 189$$

$$AC_2 = \sum_{i=63}^{188} ODL_i = E+F$$

$$AC_2 \geq 0,5 \cdot SA_2$$

$$NDQ_2 = NDL_{188} = 188 \Rightarrow ODQ_2 = E+F+G$$

Cálculo do NDQ₃ :

P1 Toma-se o quarto valor de i ($i = 190$) e o quarto valor de j ($j = 3$)

P2 Calcula-se a quarta e última área (A_3), dada por:

$$A_3 = [NT - (A+B+C+D+E+F+G)] / (NQ - 3)$$

P3 Calcula-se o valor inicial da quarta sub-área (SA_3), dada por:

$$SA_3 = ODL_{190} = H$$

P4 Compara-se SA_3 com A_3 é menor

P5 Torna-se a fazer P3 e P4 até que SA_3 seja maior do que ou igual a A_3 , e isto ocorre quando:

$$SA_3 = \sum_{i=190}^{255} ODL_i = H+I+J+L+M \geq A_3$$

P6 Compara-se SA_3 com $1,7 \cdot A_3$, e SA_3 é menor

P7 É encontrado o quarto e último limiar de quantização (LDQ_3), dado por:

$$LDQ_3 = NDL_{255} = 255$$

Convém salientar que o último LDQ, para qualquer número de níveis de quantização, será sempre 255, ou seja, será o último nível de quantização dos 256 níveis de diferenças lógicas presentes na entrada do quantizador. Neste caso o NDL é igual a 256, porque as palavras-código são de 8 bits.

P8 Calcula-se o valor inicial da quarta área acumulada (AC_3), dada por:

$$AC_3 = ODL_{190} = H$$

P9 Compara-se AC_3 com $0,5 \cdot SA_3$, e AC_3 é menor

P10 Torna-se a fazer P8 e P9 até que AC_3 seja maior do que ou igual a $0,5 \cdot SA_3$, e isto ocorre quando:

$$AC_3 = \sum_{i=190}^{215} ODL_i = H+I \geq 0,5 \cdot SA_3$$

P11 É encontrado o quarto e último nível de quantização (NDQ_3), dado por:

$$NDQ_3 = NDL_{215} = 215$$

Ao NDQ_3 está associado o $ODQ_3 = H+I+J+L+M$

Resumindo tem-se :

$$i = 190$$

$$j = 3$$

$$A_3 = [NT - (\sum_{i=0}^{189} ODL_i)] / (NQ - 3) = [(NT - (A+B+C+D+E+F+G))] / (NQ - 3)$$

$$SA_3 = \sum_{i=190}^{255} ODL_i = H+I+J+L+M$$

$$SA_3 \geq A_3$$

$$SA_3 < 1,7 \cdot A_3$$

$$LDQ_3 = NDL_{255} = 255$$

$$AC_3 = \sum_{i=190}^{215} ODL_i = H+I$$

$$AC_3 \geq 0,5 \cdot SA_3$$

$$NDQ_3 = NDL_{215} = 215 \Rightarrow ODQ_3 = H+I+J+L+M$$

Assim sendo foram descritos os cálculos para obtenção deste hipotético caso de 4 limiares de quantização e conseqüentemente 4 níveis de quantização. A fim de elucidar melhor a explicação dos cálculos, será adotada a seguinte convenção daqui em diante: a todo LDQ está associado um NDQ.

Desta forma, para um caso genérico de NQ ($0 < NQ < 255$) limiares de quantização, estão associados respectivamente NQ níveis de quantização

Em casos genéricos de S_1 , a determinação dos limiares de quantização pode ser dada por:

$$A_i \leq \sum_{j=L_{i-1}+1}^{L_i} ODL_{NDL_j} < 1,7 \cdot A_i \quad (2.19)$$

c

$$LDQ_i = NDL_{L_i} \quad (2.20)$$

onde :

$$i = 0, 1, \dots, NQ-1$$

$$L_i = L_0, L_1, \dots, L_{NQ-1}$$

$$j = L_{i-1}+1, L_{i-1}+2, \dots, L_i-2, L_i-1, L_i$$

$$L_{-1} = -1$$

e para a determinação dos níveis de quantização tem-se que:

$$\sum_{k=L_{i-1}+1}^{N_i} OD_{L_{NDL_k}} \geq 0,5 \cdot A_i \quad (2.21)$$

c

$$NDQ_i = NDL_{N_i} \quad (2.22)$$

onde :

$$i = 0, 1, \dots, NQ-1$$

$$L_i = L_0, L_1, \dots, L_{NQ-1}$$

$$N_i = N_0, N_1, \dots, N_{NQ-1}$$

$$j = L_{i-1}+1, L_{i-1}+2, \dots, N_i-2, N_i-1, N_i$$

$$L_{-1} = -1$$

Até aqui foi exposta a situação S_1 , a seguir será exposta a S_2 cuja condição é dada pela eq.(2.17).

A Fig.2.11 ilustra este caso:

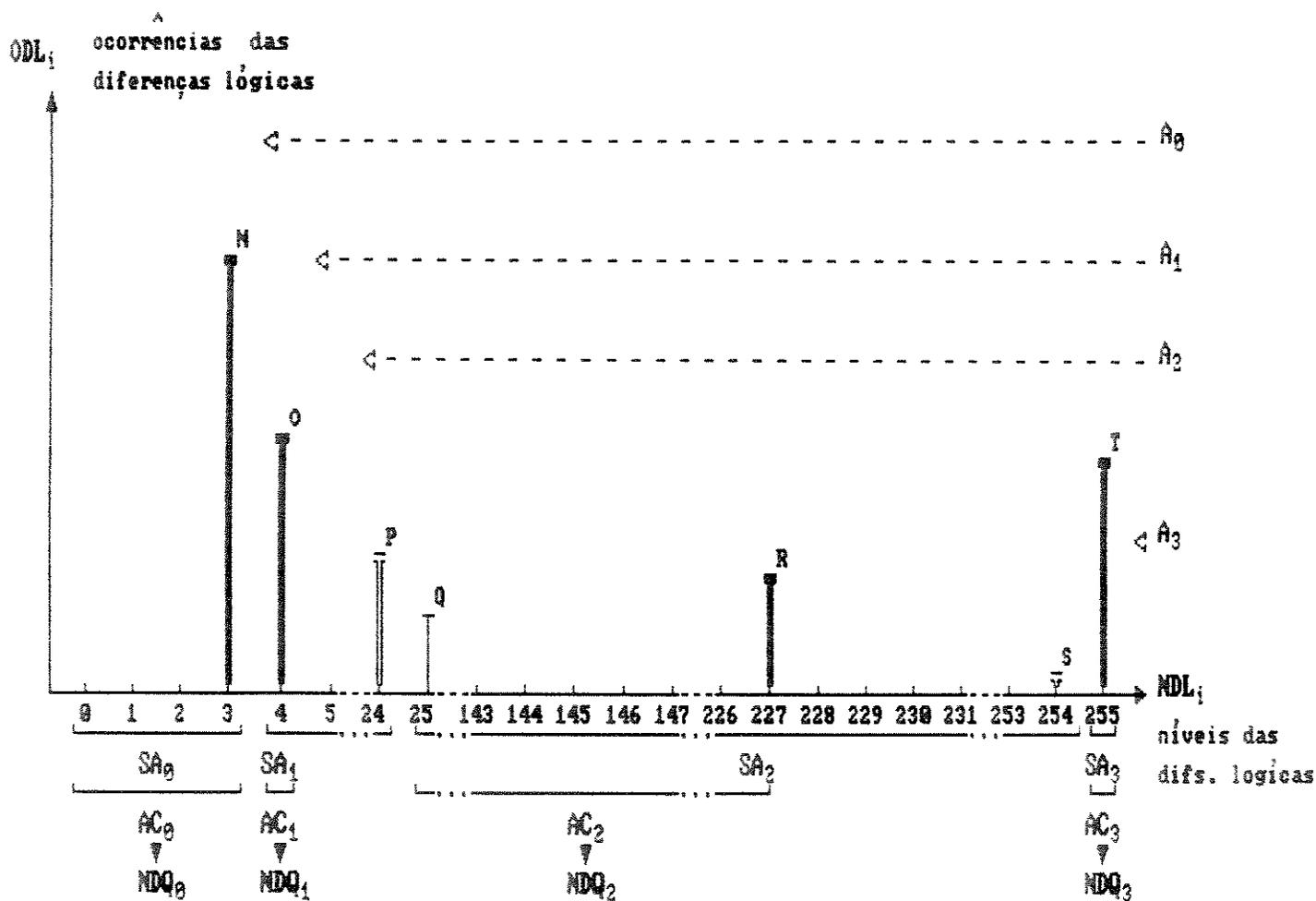


Figura 2.11: Seleção de níveis de quantização NDQ_i para a situação S_2 .

Cálculo do NDQ_0 :

- P1 Toma-se o primeiro valor de i ($i = 0$) e o primeiro de j ($j = 0$)
- P2 Calcula-se a primeira área ($A_j = A_0$), dada por:

$$A_0 = NT/NQ$$

P3 Calcula-se o valor inicial da primeira sub-área ($SA_j = SA_0$) dada por:

$$SA_0 = ODL_0 = 0$$

onde ODL_0 é o número de ocorrência da primeira diferença lógica ($NDL_1 = NDL_0 = 0$)

P4 Compara-se SA_0 com A_0 , e SA_0 é menor

P5 Torna-se a fazer P3 e P4 até que SA_0 seja maior do que ou igual a A_0 , e isto ocorre quando:

$$SA_0 = \sum_{i=0}^4 ODL_i = N+O \geq A_0$$

P6 Compara-se SA_0 com $1,7 \cdot A_0$ que é o limitante superior, e SA_0 é maior

P7 Verifica-se se SA_0 contém mais do que um ODL_i ($i = 0,1,\dots$). Se contiver, subtrai-se o último ODL contido em SA_0 . Neste caso contém mais do que um ODL, então subtrai-se o ODL_4

P8 Compara-se o novo valor de SA_0 com $0,75 \cdot A_0$, que é o limitante inferior, e SA_0 é maior

P9 É encontrado o primeiro limiar de quantização ($LDQ_j = LDQ_0$), dado por:

$$LDQ_0 = NDL_3 = 3$$

P10 Calcula-se o valor inicial da primeira área acumulada (AC_0), dada por:

$$AC_0 = ODL_0 = 0$$

P11 Compara-se AC_0 com $0,5 \cdot SA_0$ e AC_0 é menor

P12 Torna-se a fazer P10 e P11 até que AC_0 seja maior do que ou igual a $0,5.SA_0$, e isto ocorre quando:

$$AC_0 = \sum_{i=0}^3 ODL_i = N \geq 0,5.SA_0$$

P13 É encontrado o primeiro nível de quantização ($NDQ_j = NDQ_0$), dado por:

$$NDQ_0 = NDL_3 = 3$$

Ao NDQ_0 está associado um número de ocorrências da primeira diferença quantizada ($ODQ_j = ODQ_0 = N$)

Resumindo tem-se :

$$i = 0$$

$$j = 0$$

$$A_0 = NT/NQ$$

$$SA_0 = \sum_{i=0}^3 ODL_i = N$$

$$0,75.A_0 \leq SA_0 \leq 1,7.A_0$$

$$LDQ_0 = NDL_3 = 3$$

$$AC_0 = \sum_{i=0}^3 ODL_i = N$$

$$AC_0 = \geq 0,5.SA_0$$

$$NDQ_0 = NDL_3 = 3 \Rightarrow ODQ_0 = N$$

Cálculo do NDQ_1

P1 Torna-se o segundo valor de i ($i = 4$) e o segundo valor de j ($j = 1$)

P2 Calcula-se a segunda área (A_1), dada por:

$$A_1 = (NT - N)/(NQ - 1)$$

P3 Calcula-se o valor inicial da segunda sub-área ($SA_j = SA_1$), dada por:

$$SA_1 = ODL_4 = O$$

P4 Compara-se SA_1 com A_1 , e SA_1 é menor

P5 Torna-se a fazer P3 e P4 até que SA_1 seja maior do que ou igual a A_1 e isto ocorre quando:

$$SA_1 = \sum_{i=4}^{25} ODL_i = O+P+Q \geq A_0$$

P6 Compara-se SA_1 com $1,7.A_1$ e SA_1 é maior

P7 Verifica-se se SA_1 contém mais do que um ODL. Neste caso contém vários ODL's e, assim sendo subtrai-se o ODL_{25}

P8 Compara-se o SA_1 com $0,75.A_1$, e SA_1 é maior

P9 É encontrado o segundo limiar de quantização (LDQ_1), dado por:

$$LDQ_1 = NDL_{24} = 24$$

P10 Calcula-se o valor inicial da segunda área acumulada (AC_1), dada por:

$$AC_1 = ODL_4 = 0$$

P11 Compara-se AC_1 com $0,5 \cdot SA_1$ e AC_1 é maior

P12 É encontrado o segundo nível de quantização (NDQ_1), dado por:

$$NDQ_1 = NDL_4 = 4$$

Ao NDQ_1 está associado um $ODQ_1 = 0$

Resumindo tem-se :

$$i = 4$$

$$j = 1$$

$$A_1 = [NT - (\sum_{i=0}^3 ODL_i)] / (NQ - 1) = (NT - N) / (NQ - 1)$$

$$SA_1 = \sum_{i=1}^{24} ODL_i = O + P$$

$$0,75 \cdot A_1 \leq SA_1 \leq 1,7 \cdot A_1$$

$$LQD_1 = NDL_{24} = 24$$

$$AC_1 = ODL_4 = 0$$

$$AC_1 \geq 0,5 \cdot SA_1$$

$$NDQ_1 = NDL_4 = 4 \Rightarrow ODQ_1 = 0$$

Cálculo do NDQ₂

P1 Toma-se o terceiro valor de i ($i = 25$) e o terceiro valor de j ($j = 2$)

P2 Calcula-se a terceira área (A_2), dada por:

$$A_2 = [NT - (N+O+P)]/(NQ - 2)$$

P3 Calcula-se o valor inicial da terceira sub-área ($SA_j = SA_2$), dada por:

$$SA_2 = ODL_{25} = Q$$

P4 Compara-se SA_2 com A_2 e A_2 é menor

P5 Torna-se a fazer P3 e P4 até que SA_2 seja maior do que ou igual a A_2 , e isto ocorre quando:

$$SA_2 = \sum_{i=25}^{255} ODL_i = Q+R+S+T \geq A_2$$

P6 Compara-se SA_2 com $1,7 \cdot A_2$ e SA_2 é maior

P7 Verifica-se se SA_2 contém mais do que um ODL. Neste caso contém vários ODL's. Assim sendo subtrai-se o ODL_{255}

P8 Compara-se o SA_2 com $0,75 \cdot A_2$, e SA_2 é maior

P9 É encontrado o terceiro limiar de quantização (LDQ_2), dado por:

$$LDQ_2 = NDL_{254} = 254$$

P10 Calcula-se o valor inicial da terceira área acumulada (AC_2), dada por:

$$AC_2 = ODL_{25} = Q$$

P11 Compara-se AC_2 com $0,5 \cdot SA_2$ e AC_2 é menor

P12 Torna-se a fazer P10 e P11 até que AC_2 seja maior do que ou igual a $0,5 \cdot SA_2$ e isto ocorre quando:

$$AC_2 = \sum_{i=25}^{227} ODL_i = Q+R \geq 0,5 \cdot SA_2$$

P13 É encontrado o terceiro nível de quantização (NDQ_2), dado por:

$$NDQ_2 = NDL_{227} = 227$$

Ao NDQ_2 está associado um $ODQ_2 = Q+R$

Resumindo tem-se :

$$i = 25$$

$$j = 2$$

$$A_2 = [NT - (\sum_{i=0}^3 ODL_i)] / (NQ-2) = (NT - N+O+P) / (NQ - 2)$$

$$SA_2 = \sum_{i=25}^{254} ODL_i = Q+R+S$$

$$0,75 \cdot A_2 \leq SA_2 \leq 1,7 \cdot A_2$$

$$LDQ_2 = NDL_{254} = 254$$

$$AC_2 = \sum_{i=25}^{227} ODL_i = Q+R$$

$$AC_2 \geq 0,5 \cdot A_2$$

$$NDQ_2 = NDL_{227} = 227 \Rightarrow ODQ_2 = Q+R+S$$

Cálculo do NDQ₃

P1 Toma-se o quarto valor de i ($i = 255$) e o quarto de j ($j = 3$)

P2 Calcula-se a quarta área (A_3), dada por:

$$A_3 = [NT - (N+O+P+Q+R+S)] / (NQ-3) = ODL_{255}$$

P3 Calcula-se o valor inicial da quarta sub-área ($SA_j = SA_3$), dada por:

$$SA_3 = ODL_{255} = T$$

- P4 Compara-se SA_3 com A_3 é maior
- P5 Compara-se SA_3 com $1,7.A_3$ e SA_3 é maior
- P6 Verifica-se se SA_3 contém mais do que um ODL. Neste caso não contém, logo a SA_3 permanece a mesma
- P7 É encontrado o quarto e último limiar de quantização (LQD_3), dado por:

$$LDQ_3 = NDL_{255} = 255$$

- P8 Calcula-se o valor inicial da quarta área acumulada (AC_3), dada por:

$$AC_3 = ODL_{255} = T$$

- P9 Compara-se AC_3 com $0,5.SA_3$ é maior
- P10 É encontrado o quarto e último nível de quantização (NDQ_3), dado por:

$$NDQ_3 = NDL_{255} = 255$$

Ao NDQ_3 está associado um $ODQ_3 = T$

Resumindo tem-se :

$$i = 255$$

$$j = 3$$

$$A_3 = [NT - \left(\sum_{i=0}^{254} ODL_i \right) / (NQ-3)] = ODL_{255} / (NQ - 3)$$

$$SA_3 = ODL_{255} = T$$

$$SA_3 > 1,7.A_3$$

$$LDQ_3 = NDL_{255} = 255$$

$$AC_3 = ODL_{255} = T$$

$$AC_3 > 0,5.A_3$$

$$NDQ_3 = NDL_{255} = 255 \Rightarrow ODQ_3 = T$$

Genericamente, para a situação S_2 , a determinação dos limiares de quantização pode ser representada por :

$$\sum_{p=L_{j-1}+1}^{L_j} ODL_{NDL_p} \geq 1,7.A_j \quad (2.23)$$

$$\sum_{p=L_{j-1}+1}^{L_j} ODL_{NDL_p} \geq 0,75.A_j \quad (2.24)$$

sendo que as eqs.(2.25(a)) e (2.25(b)) fornecem as condições válidas para as eqs.(2.23) e (2.24):

$$\text{se } L_j' = L_{j-1}+1 \Rightarrow L_j = L_j' \quad (2.25(a))$$

$$\text{se } L_j' > L_{j-1}+1 \Rightarrow L_j = L_j' - 1 \quad (2.25(b))$$

$$LDQ_j = NDL_{L_j} \quad (2.26)$$

onde :

$$j = 0, 1, \dots, NQ-1$$

$$L_j = L_0, L_1, \dots, L_{NQ-1}$$

$$L_j' = L_0', L_1', \dots, L_{NQ-1}'$$

$$L_{-1} = L_{-1}' = -1$$

e para a determinação dos níveis de quantização continua válida a eq. (2.22), transcrita aqui para melhor elucidção

$$\sum_{q=L_{j-1}+1}^{N_j} ODL_{NDL_q} \geq 0,5 \cdot A_j \quad (2.27)$$

tendo em mente as condições dadas por (2.25(a)) e (2.25(b))

$$NDQ_j = NDL_{N_j} \quad (2.28)$$

onde :

$$j = 0, 1, \dots, NQ-1$$

$$L_j = L_0, L_1, \dots, L_{NQ-1}$$

$$N_j = N_0, N_1, \dots, N_{NQ-1}$$

$$L_{-1} = -1$$

É importante salientar aqui que as explicações dos cálculos envolvidos em S_1 e S_2 foram feitas separadamente para facilitar a compreensão da idéia envolvida nos mesmos, mas que para

sinais de teste reais, ambas as situações S_1 e S_2 irão aparecer e não somente uma delas em separado, salvo exceção de algum tipo de sinal de teste aqui não apresentado.

Entretanto pode acontecer que os critérios usados nas eqs.(2.19) a (2.22) e nas eqs. (2.23) a (2.28) não permitam que todos os "NQ" limiares e níveis de quantização sejam encontrados num primeiro cálculo, como por exemplo um sinal de teste hipotético que contenha alguns valores de ODL numericamente grandes e várias regiões contendo ODL's de valores numericamente pequenos.

Assim sendo, cada área A_j , $j=0, 1, \dots, NQ-1$, conterà vários ODL's para comparação, segundo as eqs.(2.19) e (2.23). Conclusão, o limiar de quantização de valor 255 é calculado antes que se tenham calculado todos os outros $NQ-1$ limiares de quantização. Desta forma, é feito um novo cálculo para determinar todos os restantes limiares de quantização e respectivos níveis de quantização.

A esses novos limiares e níveis de quantização deram-se os nomes de "NLQ_u" e "NNQ_u", respectivamente, com $u=v, v+1, \dots, NQ-1$, onde os "v" primeiros limiares e níveis de quantização (0, 1, ..., v-1) foram calculados segundo os critérios até então descritos.

Os critérios adotados para a determinação dos novos limiares e níveis de quantização (NLQ e NNQ) levam em conta dois parâmetros: o primeiro deles é o "NODLA", que é o número de ODL's existentes entre dois LDQ's consecutivos, conforme Fig.2.12, onde a região existente entre dois LDQ's será aqui denominada "lacuna"; o segundo parâmetro é o "AL", que é o valor da área da lacuna, também mostrado na Fig.2.12:

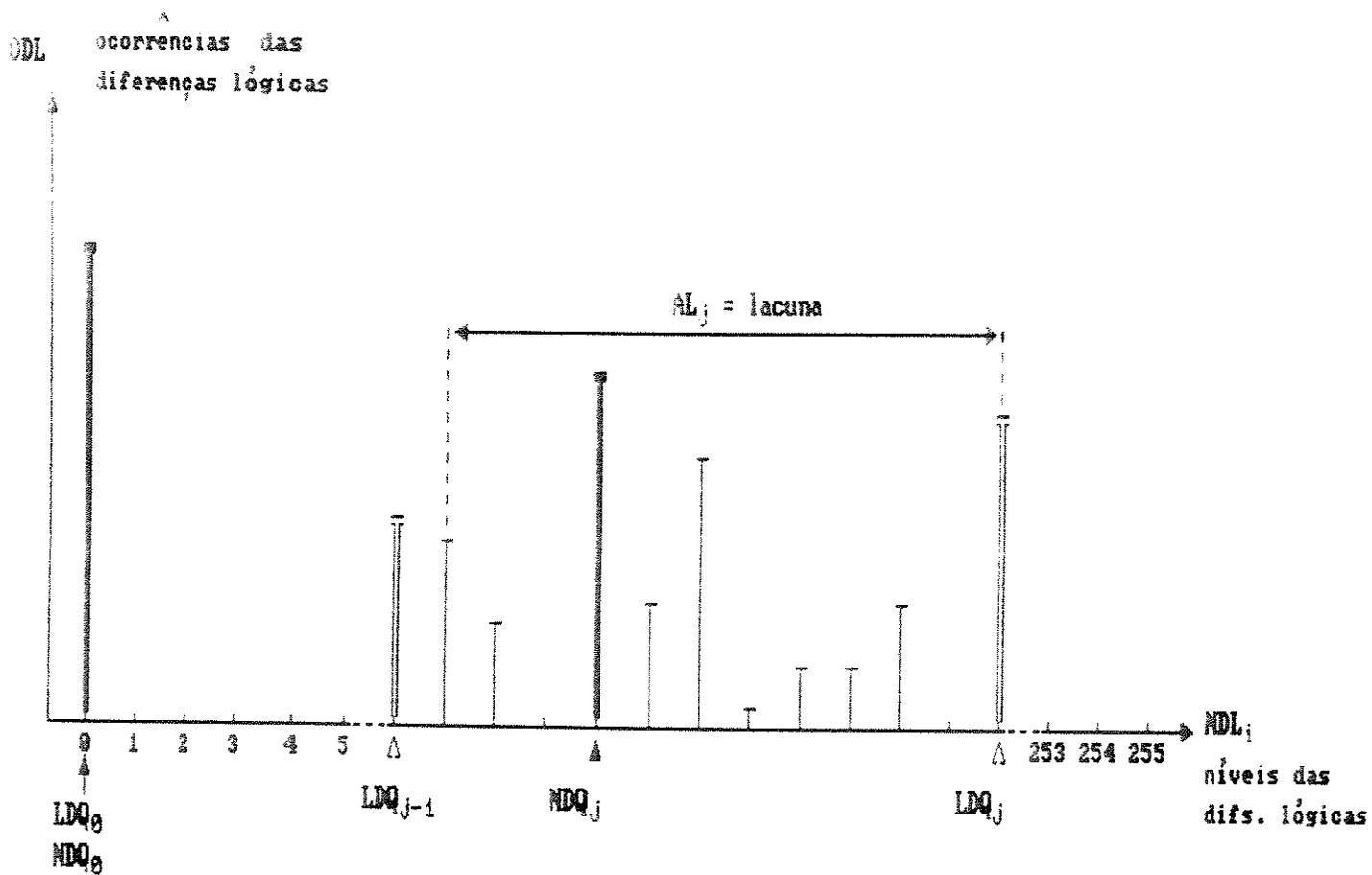


Figura 2.12: Definição de uma lacuna entre dois limiares de quantização (LDQ) consecutivos.

Da Fig.2.12 tem-se:

$$NODLA_j = \begin{cases} LDQ_j - LDQ_{j-1} & ; 1 \leq j \leq NQ-1 \\ LDQ_j & ; j = 0 \end{cases} \quad (2.29)$$

e

$$AL_j \leq \begin{cases} X_j \\ \sum_{r=1}^{LDQ_{j-1} + \tau} (ODL_{LDQ_{j-1} + r} - ODL_{NDQ_j}) & ; 1 \leq j \leq NQ-1 \\ X_j \\ \sum_{r=0}^{LDQ_j} (ODL_{LDQ_j + r} - ODL_{NDQ_j}) & ; j = 0 \end{cases} \quad (2.30)$$

onde :

$$X_j = X_0, X_1, \dots, X_{NQ-1}$$

e

$$LDQ_0 = X_0$$

Convém ressaltar que a área da lacuna AL_0 é tomada como sendo o número de ODL's existentes entre o ODL_0 e ou ODL_{LDQ_0} , inclusive ambas as extremidades.

É importante também para os próximos cálculos a definição de mais quatro parâmetros, quais sejam: a área total de lacuna (ATL), a área acumulada da lacuna ($ACLA$), a área posterior da lacuna (APL), e a área acumulada posterior da lacuna ($ACPL$), dados respectivamente pelas eqs.: (2.31), (2.32), (2.33) e (2.34):

$$ATL_j = AL_j + ODL_{NDQ_j} \quad (2.31)$$

onde :

$$j = 0, 1, \dots, NQ-1$$

$$ACLA_j \leq \begin{cases} Y_j \\ \sum_{s=1}^{Y_j} (ODL_{LDQ_{j+s}}) \geq 0,5 \cdot AL_j & ; 1 \leq j \leq NQ-1 \\ Y_j \\ \sum_{s=0}^{Y_j} (ODL_{j+s}) \geq 0,5 \cdot AL_j & ; j = 0 \end{cases} \quad (2.32)$$

onde :

$$Y_j = Y_0, Y_1, \dots, Y_{NQ-1}$$

$$APL_j = ATL_j + ACLA_j \quad (2.33)$$

onde :

$$j = 0, 1, \dots, NQ-1$$

$$ACPL_j = \sum_{s=1}^{W_j} (ODL_{NLQ_{j+s}}) \geq 0,5 \cdot APL_j \quad (2.34)$$

onde :

$$J = 0, 1, \dots, NQ-1$$

$$W_j = X_j - Y_j$$

O procedimento do cálculo dos NLQ's e NNQ's é similar àquele empregado no cálculo dos LDQ's e NDQ's, ou seja, existe o conceito de comparação com uma determinada área, no caso aqui denominada AL. Entretanto pode-se observar que no cálculo das AL's é descontado o valor da ODL referente ao nível de quantização existente naquela lacuna (vide eq.2.30), isto para que o valor de NLQ calculado seja menor que o de LDQ para uma mesma lacuna, visto que o NDQ existente naquela lacuna já foi determinado em cálculos anteriores.

Desta forma, após os cálculos de NLQ e NNQ, passarão a existir dois limiares (LDQ e NLQ) e dois níveis (NDQ e NNQ) de quantização dentro de uma lacuna genérica, permitindo assim que se encontre o quantizador com todos os NQ níveis de quantização desejados.

A fim de tornar a explicação mais clara, vamos continuar a supor primeiramente um caso hipotético e depois estender os cálculos para casos genéricos. Suponha-se então que no cálculo de 5 LDQ's e 5 NDQ's, fique faltando um limiar e portanto um respectivo nível de quantização, ou seja, suponha-se que só 4 LDQ's e 4 NDQ's tenham sido calculados, conforme Fig.2.13; e portanto falte 1 limiar e 1 nível de quantização a ser determinado.

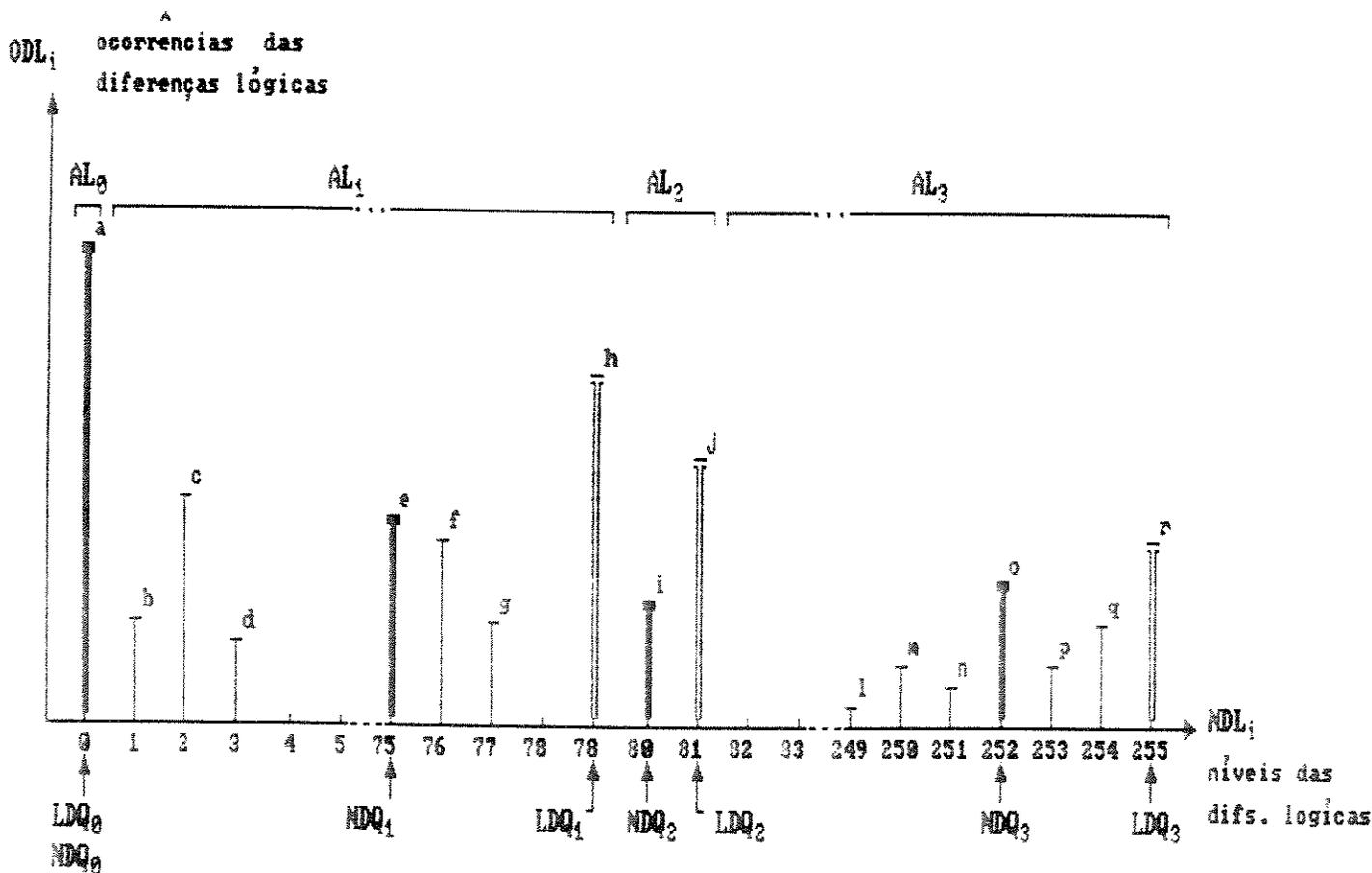


Figura 2.13: Alocação de lacunas entre limiares de quantização consecutivos, para um caso genérico.

Assim sendo, da Fig.2.13 tem-se:

LACUNA AL_0

$$LDQ_0 = NDL_0 = 0$$

$$NDQ_0 = NDL_0 = 0 \Rightarrow ODQ_0 = a$$

$$AL_0 = 0$$

$$NODLA_0 = 1 \Rightarrow 1 \text{ ODL dentro da lacuna } AL_0$$

LACUNA AL_1

$$LDQ_1 = NDL_{79} = 79$$

$$NDQ_1 = NDL_{75} = 75 \Rightarrow ODQ_1 = b + c + d + e + f + g + h$$

$$AL_1 = b + c + d + f + g + h$$

$$NODLA_1 = 78$$

LACUNA AL_2

$$LDQ_2 = NDL_{81} = 81$$

$$NDQ_2 = NDL_{80} \Rightarrow ODQ_2 = i + j$$

$$AL_2 = j$$

$$NODLA_2 = 2$$

LACUNA AL_3

$$LDQ_3 = NDL_{255} = 255$$

$$NDQ_3 = NDL_{252} = 252 \Rightarrow ODQ_3 = l + m + n + o + p + q + r$$

$$AL_3 = l + m + n + p + q + r$$

$$NODLA_3 = 174$$

Pode-se supor ainda que a maior AL seja a AL_1 , onde tem-se 78 ODL's dentro da lacuna. Desta forma, calcula-se o NLQ_1 e o NNQ_1 através das seguintes etapas Ez , com $z = 1, 2, \dots$

- E1 Calcula-se a primeira área acumulada da lacuna ($ACLA_1$), dada por: $ACLA_1 = ODL_1 = b$.
- E2 Compara-se $ACLA_1$ com $0,5 \cdot AL_1$ e suponha-se que $ACLA_1$ seja menor
- E3 Torna-se a fazer E1 e E2 até que $ACLA_1$ seja maior do que ou igual a $0,5 \cdot AL_1$ e suponha-se que isto ocorra quando: $ACLA_1 = b + c$
- E4 É encontrado o NNQ_1 , e é dado por: $NNQ_1 = NDL_2 = 2$
- E5 Compara-se a $ACLA_1$ inicial com AL_0 e suponha-se que $ACLA_1$ seja menor
- E6 Torna-se a fazer E1 e E5 até que $ACLA_1$ seja maior do que ou igual a AL_1 e suponha-se que isto ocorra quando: $ACLA_1 = b + c + d + e$
- E7 É encontrado o NLQ_1 , e é dado por: $NLQ_1 = NDL_{75} = 75$
- E8 Recalcula-se o valor de NDQ_1 da seguinte forma. Subtrai-se o último valor calculado de $ACLA_1$ do valor de ATL_1 , isto é, resulta em: $APL_1 = ATL_1 - ACLA_1 = f + g + h$
- E9 Calcula-se a primeira área acumulada posterior da lacuna ($ACPL_1$), dada por: $ACPL_1 = PDL_{76} = f$
- E10 Compara-se $ACPL_1$ com $0,5 \cdot APL_1$ e suponha-se que $ACPL_1$ seja menor
- E11 Torna-se a fazer E9 e E10 até que $ACPL_1$ seja maior do que ou igual a $0,5 \cdot APL_1$ e suponha-se que isto ocorra quando: $ACPL_1 = f + g$
- E12 É encontrado o NDQ_1 recalculado, dado por: $NDQ_1 = NDL_{76} = 76$
- E13 O LDQ_1 continua sempre no mesmo lugar já que é ele quem delimita a lacuna LA_1

A Fig.2.14 mostra a situação hipotética até então descrita.

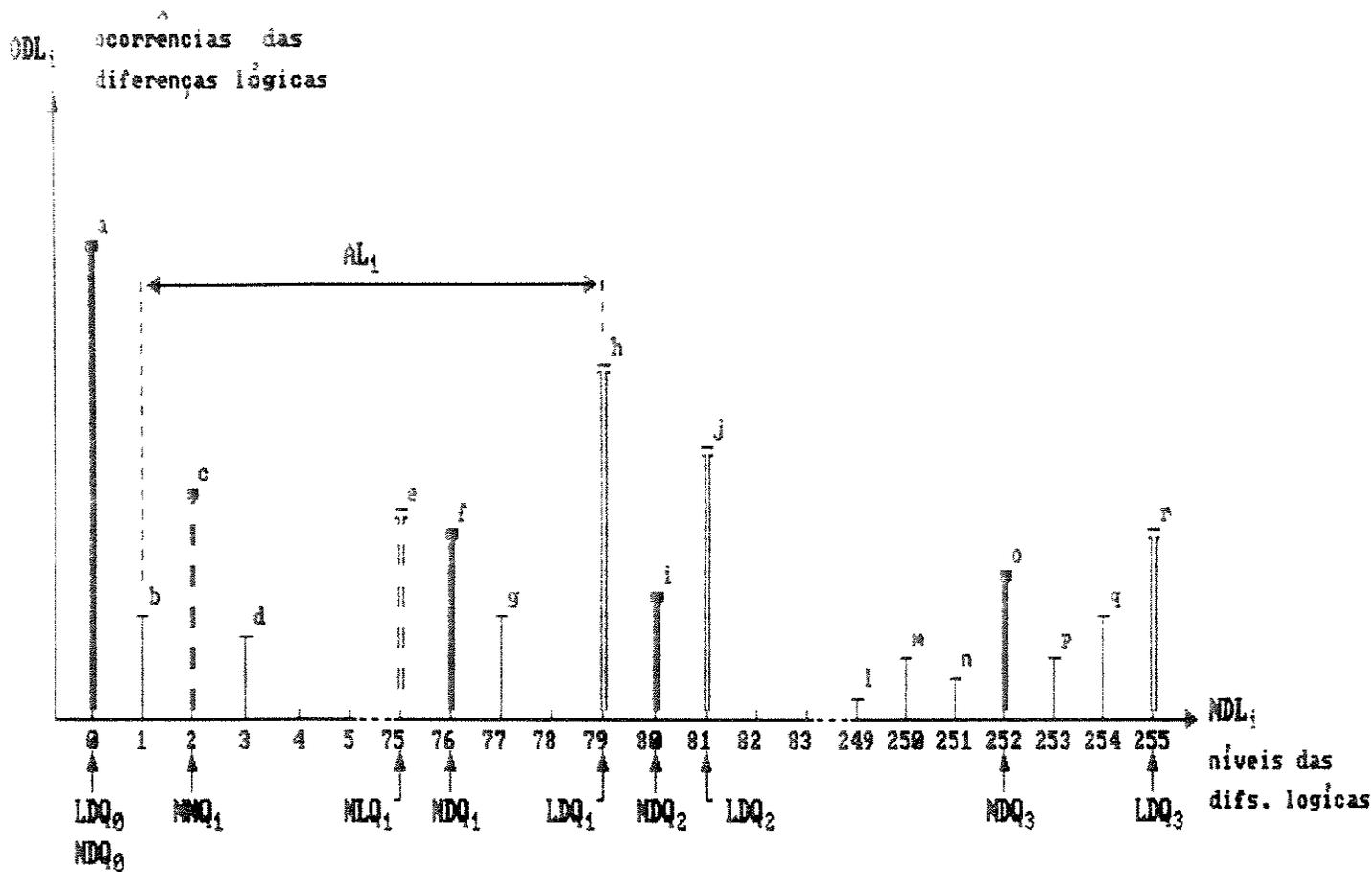


Figura 2.14: Alocação de limiares e níveis de quantização após o cálculo do novo limiar e nível de quantização (NLQ₁ e NNQ₁).

Pode-se notar na Fig.2.14 que agora existem 4 tipos de delimitadores: LDQ, NLQ que demarcam os limiares de quantização e NDQ, NNQ que demarcam os níveis de quantização, quando o desejado seriam apenas 2, o LDQ e o NDQ.

Por assim ser, tornar-se necessário uma renumeração de pares "LDQ-NDQ" e este cuidado é tomado na lei Iterativa: então, neste caso hipotético, pode ser visto na Fig.2.15 todos os 5 pares "LDQ-NDQ" calculados e renumerados.

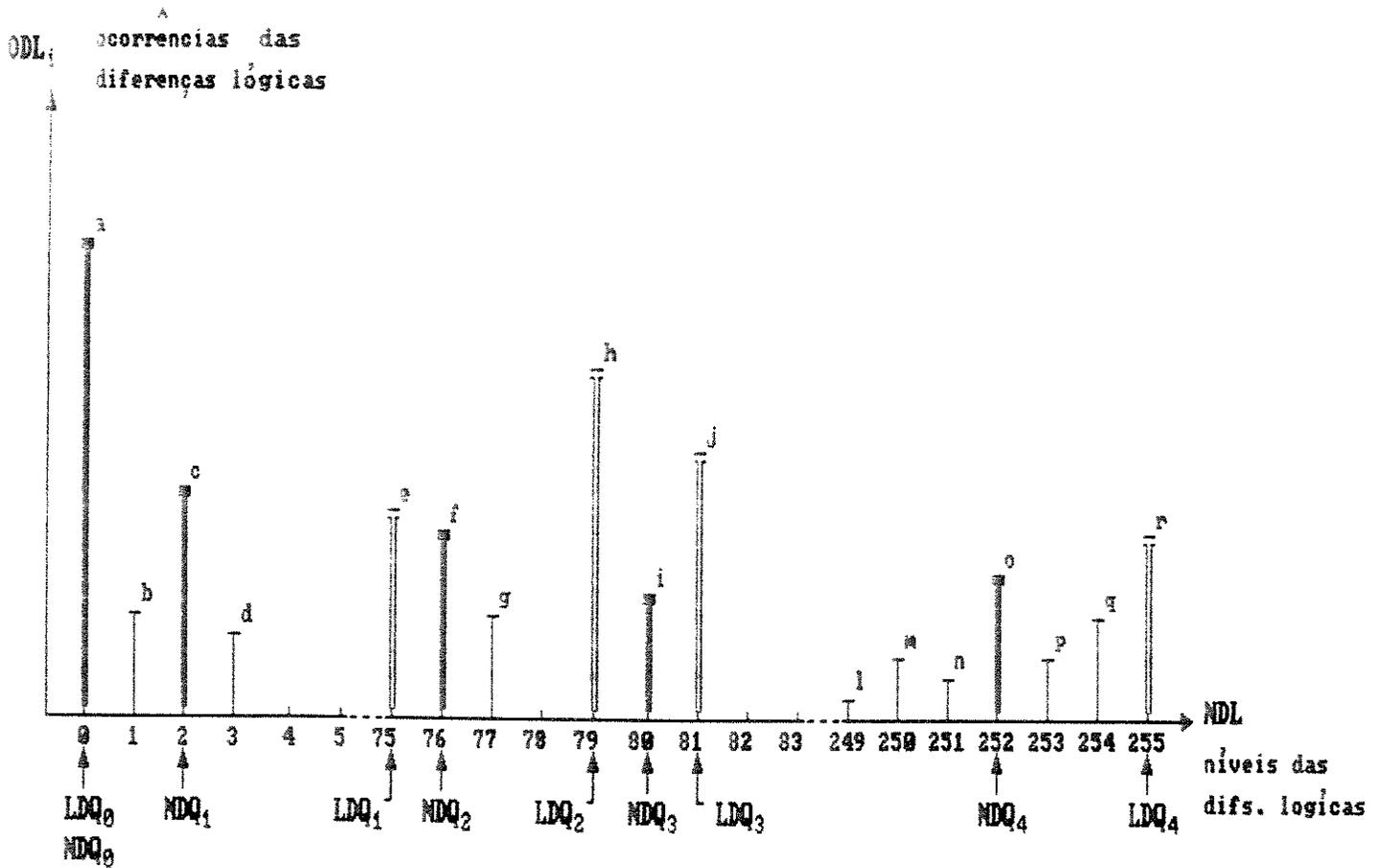


Figura 2.15: Renumeração dos limiares e níveis de quantização.

É importante lembrar que em situações reais, os recálculos e as reordenações dos limiares e níveis de quantização podem ocorrer mais do que uma vez, e estes casos são previstos na lei Iterativa aqui descrita. Desta forma, conclui-se a explanação da lei de quantização Iterativa, onde a procura dos níveis de quantização é feita automaticamente.

2.4 Comentários Finais.

No presente capítulo procurou-se fornecer de maneira sucinta mas abrangente, as leis de quantização usadas nesse trabalho, principalmente no que diz respeito à lei de quantização Iterativa, a qual faz uma procura automática dos níveis de quantização, segundo o algoritmo descrito, o qual leva em consideração a estatística do sinal de entrada do MCPX. Desta forma, a

lei Iterativa determina os quantizadores de maneira otimizada se comparada com as leis 1:1 e Modelada.

Outras leis de quantização foram testadas e aqui procurou-se mencionar aquelas que se destacaram, apresentando-as segundo uma ordem que se achou didática, ou seja: lei 1:1, lei Modelada e lei Iterativa.

A principal vantagem da lei Iterativa em relação à Modelada (modelada segundo uma PG), é a versatilidade, já que a primeira delas não tem limitações quanto aos parâmetros usados. Como já foi mencionado, foram testadas outras leis de quantização, dentre elas as seguintes: lei modelada segundo uma PA (Progressão Aritmética), lei modelada segundo uma PG auto-ajustável, lei modelada segundo uma PA auto-ajustável, dentre outras [1.1].

Os resultados obtidos das 3 leis de quantização até então descritas, são mostrados no próximo capítulo.

Capítulo 3

SIMULAÇÕES E RESULTADOS

3.1 Introdução

Este capítulo contém as simulações dos modelos de quantização descritos no capítulo anterior e mostra resultados objetivos baseados nos parâmetros de maior relevância, ou seja, a Relação Sinal-Ruído (SNQX), a Entropia do sinal de diferenças lógicas antes do Quantizador (HL) e após o Quantizador (HQ) e a taxa média real de bits por palavra na linha (BITF).

Serão descritos os resultados de três sinais probabilísticos (KAREN, COZINHA e PRAIA) e de três sinais determinísticos (BARRAS COLORIDAS, CCIR-I e CCIR-II). Convém lembrar que os resultados referentes à lei de quantização 1:1 são importantes pois fazem parte de um processo de otimização do par “Preditor-Quantizador” no esquema MCPX, e assim sendo servem como ponto de partida para a determinação da lei de quantização Iterativa. A lei de quantização Modelada também faz parte desse processo de otimização, além de permitir análises comparativas em relação à lei Iterativa. Em resumidas palavras, a ordem de descrição das simulações das 3 categorias de lei de quantização propostas neste trabalho visa uma otimização evolutiva dos resultados obtidos.

No que diz respeito à predição, foram propostos dois preditores, cujas equações estão na Tab.2.1. Pretende-se com essas combinações (sinal de teste – preditor – quantizador) avaliar o desempenho do sistema MCPX, sem a pretensão de esgotar as possibilidades de estudos deste sistema.

3.2 Sinais de Teste

Os sinais de teste usados neste trabalho para avaliar o desempenho do esquema proposto podem ser divididos em duas categorias, quais sejam, sinais probabilísticos e sinais determinísticos.

3.2.1 Sinais de teste probabilísticos

Estes sinais são obtidos da digitalização em 8 bits das imagens-padrão fornecidas pela SMPTE (*Society of Motion Picture and Television Engineers*). Essas imagens-padrão, no original, estão na forma de diapositivos e são um total de 15, das quais foram utilizadas três: a PRAIA (01), a KAREN (04) e a COZINHA (15).

Através de um sistema de tratamento de imagens, foi possível a geração de imagens digitalizadas que se encontram na forma de matrizes contendo os sinais primários RGB digitalizados em 8 bits uniformes a uma taxa de aproximadamente 10MHz onde as amostras estão verticalmente alinhadas. Desta forma, para se obter o sinal composto PAL-M é preciso fazer a composição dessas componentes primárias para se conseguir inicialmente os sinais de luminância (E_Y') e diferenças de cor (C_R' e C_B') e finalmente o sinal de crominância (E_C'). As filtragens digitais que se fazem necessárias são do tipo FIR (*Finite Impulse Response*) [3.1] os quais resultam em filtros com fase linear. A linearidade de fase dos sinais de vídeo é exigida a fim de evitar distorções lineares.

Deve-se lembrar que a utilização dos filtros digitais FIR neste trabalho é apenas a nível de simulação de situações analógicas a fim de prover resultados para análise de desempenho do MCPX.

3.2.2 Sinais de teste determinísticos

São sinais elétricos reais padronizados pelo CCIR (*International Radio Consultative Committee*) [1.23], comumente fornecidos por equipamentos usados em medidas de parâmetro e monitoração de imagens, os quais podem ser expressos através de equacionamentos matemáticos [1.1]. Os três sinais utilizados são: o sinal de BARRAS COLORIDAS (Branco, Amarelo, Magenta (ou Púrpura), Ciano (ou Turquesa), Verde, Vermelho, Azul e Preto), o CCIR I (barra T, pulso 2T, pulso 12,5T modulado e escada de 5 degraus modulada) e o CCIR II (topo, multisalva e pedestal modulado).

Assim como no caso dos sinais de teste probabilísticos, é necessário obtê-los na forma digitalizada para que se façam as simulações. Uma vez que a forma do sinal de teste determinístico é conhecida, é perfeitamente possível descrevê-los através de uma expressão matemática.

Em seguida fazem-se modelos para simulações computacionais envolvendo conversão A/D, filtragem, equalizações de fase e amplitude para assim obterem-se sinais digitais que possam ser testados, também por simulações, no esquema MCPX proposto.

3.3 Modelos para Simulação

O modelamento esquemático é mostrado na Fig 3.1.

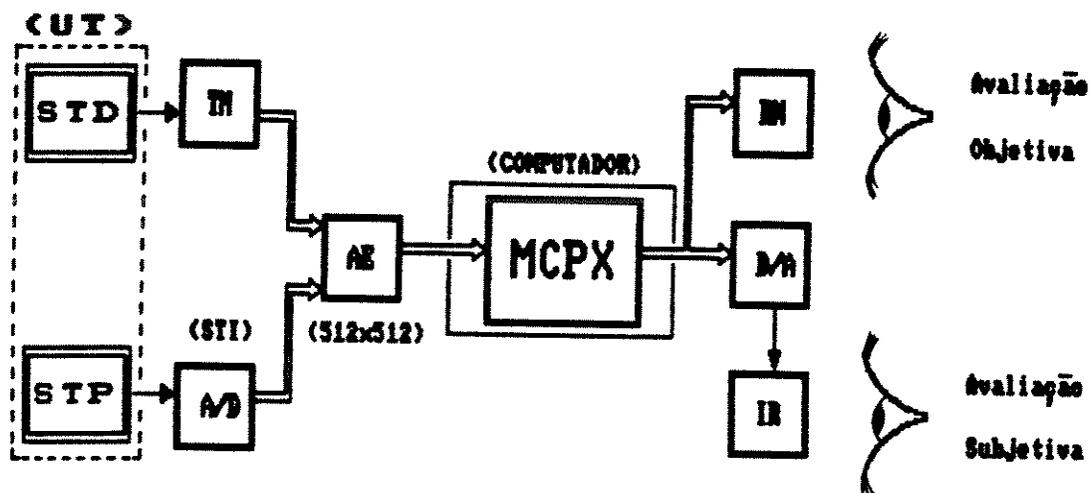


Figura 3.1: Modelo esquemático sintético usado para simulação e avaliação.

A Fig. 3.1. mostra compactamente o procedimento utilizado neste trabalho para se obterem as avaliações objetivas e subjetivas dos sinais de testes probabilísticos (STP) e determinísticos (STD), cujo espaço amostral dos sinais é aqui denominado universo de testes (UT). A idéia do modelo esquemático da Fig. 3.1 não é detalhar cada etapa envolvida nas simulações, já que isto está descrito em trabalho anterior [1.1] ; a idéia aqui é visualizar as macrofunções do processo envolvido nas simulações.

A título de ilustração. pode-se notar que para as avaliações dos sinais de teste determinísticos (STD), é necessário que se faça um tratamento matemático TM que no caso é o equacionamento matemático dos sinais de teste e posterior modelamento [3.2] dos mesmos como filtragens, conversão A/D e equalizações para se gerarem os arquivos de entrada (AE) no formato 512 x 512 (matrizes de 512 elementos por 512 elementos sendo 8 bit/elemento). Em seguida esses arquivos são processados no sistema MCPX via simulações em computadores, de onde é possível fazerem-se as avaliações objetivas através de resultados numéricos (RN) ou avaliações subjetivas, sendo necessária neste caso uma conversão digital- analógica (D/A), a fim de se obter a imagem reconstituída (IR).

No caso de se desejar entender o processo envolvido nas simulações dos sinais de teste probabilísticos (STP), basta notar que primeiro se faz uma conversão analógico-digital (A/D) dos sinais-padrão, que no caso são os diapositivos da SMPTE, gerando assim as componentes (E_R' , E_G' , E_B') da imagem na forma digital. Isto é feito em um sistema de tratamento de imagens

(STI), [1.1]. A “tripla” de arquivos de dados está na forma de componentes a qual é então convertida para a forma composta e usada como sinal-fonte para as etapas seguintes da Fig. 3.1.

Cabe salientar que o modelamento para as simulações leva em consideração detalhes como espectros do sinal de vídeo composto em banda base DSB (*Double Side Band*) e também no formato final usado para radiodifusão VSB (*Vestigial Side Band*), filtragens passa-baixas com características respeitando as máscaras de amplitude e de atraso de grupo segundo especificações da CCIR [1.23], filtragens digitais do tipo FIR para se assegurar a linearidade de fase [3.1], as correções gama (γ) para os modelamentos da câmera e do tubo de televisão [1.6 , 1.7], dentre outros. Como já foi mencionado, esse modelamento, a menos do MCPX, está bastante detalhado em trabalhos anteriores, sendo desnecessária a reprodução do mesmo aqui.

3.4 Avaliação Objetiva

Existem vários parâmetros de avaliação objetiva e neste trabalho serão mencionados dois deles, quais sejam, a Entropia e Relação Sinal-Ruído de Pico. A seguir são sucintamente descritos tais parâmetros:

3.4.1 Entropia (H_d)

A Entropia (H_d) pode ser definida como sendo:

$$H_d = - \sum_{k=0}^{255} \{ [ODd_k/NT] \cdot \log_2 [ODd_k/NT] \} \text{ bit/amostra} \quad (3.1)$$

onde :

d (L , Q)

k (i , j)

HL indica o número mínimo de bits por amostra que é necessário para se transmitir as diferenças lógicas codificadas (antes do quantizador)

HQ indica o número mínimo teórico de bits por amostra que é de fato transmitido (após o quantizador)

ODL_k ocorrência das diferenças lógicas antes do quantizador (k = i = 0, 1, ..., 255)

ODQ_k ocorrência das diferenças lógicas após o quantizador (k = j = 0, 1, ..., NQ-1)

NT número efetivo de amostras

3.4.2 Relação sinal-ruído de pico

O objetivo da avaliação é a medida da degradação da Relação Sinal/Ruído [3.3] quando se impõe uma limitação na taxa de bits. Suponha então os seguintes sinais:

Y sinal de entrada na forma analógica

r sinal de saída da conversão A/D

r' sinal de recuperação na malha de realimentação (ou na malha do decodificador)

Sejam então os erros “e₁”, “e₂” e “e₃” dados por:

$$\begin{aligned}e_1 &= Y - r \\e_2 &= Y - r' \\e_3 &= r - r'\end{aligned} \tag{3.3}$$

Desta forma é possível definir a degradação “D” como:

$$D = 10 \log_{10}(\overline{Y^2}/\overline{e_1^2}) - 10 \log_{10}(\overline{Y^2}/\overline{e_2^2}) \tag{3.4}$$

As estimativas $\overline{e_i^2}$ (i = 1, 2, 3) são dadas por:

$$\overline{E^2} = \left[\sum_{j=1}^{NL} \left(\sum_{i=1}^{NAC} E_{i,j} \right) / NAC \right] / NL \tag{3.5}$$

onde:

$$E = e_1, e_2, Y$$

$$E_{i,j} = \text{amostras correspondentes a } e_1, e_2 \text{ e } Y.$$

$$\text{NAC} = \text{número de amostras na linha suposto constante.}$$

Observa-se então que a eq.(3.4) só pode ser aplicada no caso em que o sinal analógico de entrada "Y" for conhecido como é o caso do STD. Entretanto, para o STP o sinal tomado como entrada foi o "r", daí a necessidade de ter-se expressado o erro "e₃", onde a degradação da conversão A/D já está embutida.

3.5 Avaliação Subjetiva

Existem basicamente três tabelas recomendadas pela CCIR para se avaliar subjetivamente uma imagem. As tabelas são: de qualidade, de degradação e de comparação. Pelo exposto no item anterior, a tabela que melhor se aplica é a de degradação.

3.6 Resultados das Simulações

3.6.1 Simulações com a lei 1:1

A seguir são apresentados os resultados em forma de tabelas que estão ordenadas da seguinte forma: As Tabs.3.1 e 3.2 mostram os resultados referentes à lei 1:1, no caso, o quantizador de 129 níveis e os valores dos parâmetros de avaliação objetiva para três sinais de teste (04 (KAREN), 15 (COZINHA) e 02 (BARRAS COLORIDAS)), respectivamente. As Tabs.3.3 e 3.4 se referem à lei Modelada com os resultados expostos analogamente à lei anterior. As Tabs.3.5 a 3.7 contêm os resultados das dez (10) iterações feitas com os mesmos três sinais de teste já mencionados, porém cada tabela fornece os resultados individuais de cada sinal. As Tabs.3.8 e 3.9 mostram os resultados (para todos os seis sinais de teste) obtidos na iteração onde ocorreu o maior valor do módulo de SNQX, sendo a primeira delas para 129 níveis de quantização, onde não aparece o parâmetro BITF pois não se encontraram códigos de Huffman para esse número específico de níveis de quantização, e a segunda para 61 níveis, onde é possível analisarem-se os valores de BITF. Finalmente as Tabs.3.10 a 3.15 fornecem os quantizadores para cada um dos seis sinais de teste, todos contendo 129 níveis de quantização. Todas essas tabelas contêm resultados de simulações utilizando-se sempre o mesmo preditor, ou seja, aquele cujo algoritmo de predição é o primeiro apresentado na Tab.2.1.

A Tab.3.1 mostra o quantizador 1:1 para 129 níveis de decisão ND.

LEI	PD	MBIT	MBIT	KBIT	NIV	ND1	ND2	ND1	ND2
1:1	45	1	2	9	129	0	1	0	1
N	ND (N)	N	ND (N)	N	ND (N)	N	ND (N)	N	ND (N)
1	0.5	2	1.5	3	3.5	4	5.5		
5	7.5	6	9.5	7	11.5	8	13.5		
9	15.5	10	17.5	11	19.5	12	21.5		
13	23.5	14	25.5	15	27.5	16	29.5		
17	31.5	18	33.5	19	35.5	20	37.5		
21	39.5	22	41.5	23	43.5	24	45.5		
25	47.5	26	49.5	27	51.5	28	53.5		
29	55.5	30	57.5	31	59.5	32	61.5		
33	63.5	34	65.5	35	67.5	36	69.5		
37	71.5	38	73.5	39	75.5	40	77.5		
41	79.5	42	81.5	43	83.5	44	85.5		
45	87.5	46	89.5	47	91.5	48	93.5		
49	95.5	50	97.5	51	99.5	52	101.5		
53	103.5	54	105.5	55	107.5	56	109.5		
57	111.5	58	113.5	59	115.5	60	117.5		
61	119.5	62	121.5	63	123.5	64	125.5		
65	127.5	66	129.5	67	131.5	68	133.5		
69	135.5	70	137.5	71	139.5	72	141.5		
73	143.5	74	145.5	75	147.5	76	149.5		
77	151.5	78	153.5	79	155.5	80	157.5		
81	159.5	82	161.5	83	163.5	84	165.5		
85	167.5	86	169.5	87	171.5	88	173.5		
89	175.5	90	177.5	91	179.5	92	181.5		
93	183.5	94	185.5	95	187.5	96	189.5		
97	191.5	98	193.5	99	195.5	100	197.5		
101	199.5	102	201.5	103	203.5	104	205.5		
105	207.5	106	209.5	107	211.5	108	213.5		
109	215.5	110	217.5	111	219.5	112	221.5		
113	223.5	114	225.5	115	227.5	116	229.5		
117	231.5	118	233.5	119	235.5	120	237.5		
121	239.5	122	241.5	123	243.5	124	245.5		
125	247.5	126	249.5	127	251.5	128	253.5		
129	254.5								

Tabela 3.1: Quantizador 1:1 com 129 níveis de decisão (ND).

O quantizador da Tab.3.1 é combinado com o preditor $PD = P_{z1}$ (dado na Tab.2.1) e aplicado a três (3) sinais de teste, quais sejam : 04 – KAREN, 15 – COZINHA e 02 – BARRAS COLORIDAS. Os resultados dos parâmetros SNQX, HL, HQ e BITF, para essa “tripla” “Quantizador – Preditor – sinais de teste”, é mostrado na Tab.3.2.

LEI	PD	MBIT	MBIT	KBIT	NIV
1:1	45	1	2	9	129
NX	HL	HQ	BITF	SNQX	
02	2.98	2.62	4.08	53.166	
04	4.29	3.67	6.19	51.029	
15	4.59	3.95	6.34	50.907	

Tabela 3.2: Resultados das quantizações 1:1 utilizando os sinais de teste NX=04(KAREN) , 15(COZINHA) e 02(BARRAS COLORIDAS) , com o preditor $PD=P_{z1}$

As análises principais que podem ser feitas são que:

A Tab 3.4 mostra os resultados das simulações feitas com os sinais $NX = 04, 15$ e 02 para o preditor-chaveado $PD = P_{z1}$ e o quantizador anteriormente citado.

LEI MOD	PD	MBIT 1	MBIT 2	MBIT 9	MIV 129
NX	HL	HQ	BITF	SNQX	
02	2.68	2.65	3.61	46.921	
04	4.22	4.12	5.85	44.269	
15	4.54	4.39	6.01	41.547	

Tabela 3.4: Resultados das quantizações Modeladas utilizando os sinais de teste $NX=04$ (KAREN) , 15 (COZINHA) e 02 (BARRAS COLORIDAS) , com o preditor $PD=P_{z1}$

As análises principais que podem ser feitas são:

- O sinal $NX = 02$ (BARRAS COLORIDAS) obteve os melhores resultados com relação ao parâmetro $SNQX$, enquanto que o sinal $NX = 15$ (COZINHA) obteve os resultados menos favoráveis. Neste caso a diferença dos valores de $SNQX$ entre esses dois sinais ficou próxima de 5,5 dB.
- Nesta lei de quantização, para esse valor de NQ e com o preditor $PD=P_{z1}$, os valores de $SNQX$ se mostraram menos satisfatórios em relação à lei 1:1.
- Devido ao compromisso “Relação Sinal-Ruído x Entropia”, os parâmetros HL e HQ apresentaram resultados bons, o mesmo acontecendo com o parâmetro $BITF$ no caso do sinal $NX=02$.

Tanto esta lei de quantização quanto a anterior não proporcionam grandes desempenhos, mas têm utilidade comparativa para a lei Iterativa que será descrita a seguir. Esta lei Modelada não forneceu resultados discrepantes em relação à lei 1:1, no que diz respeito às avaliações dos parâmetros, mostrando assim uma certa coerência de comportamento dos 3 sinais de teste escolhidos para ambas as leis (1:1 e Modelada).

3.6.3 Simulações com a lei Iterativa

Esta lei de quantização difere das outras no que diz respeito à determinação dos quantizadores, ou seja, no caso das leis 1:1 e Modelada, os quantizadores são fixos e obtidos através de equacionamentos matemáticos que não levam em conta a estatística do sinal de teste escolhido. Já nesta lei, a determinação dos quantizadores é feita de maneira otimizada em relação às leis anteriormente citadas, ou seja, a procura dos quantizadores é feita de maneira iterativa, tendo como premissa básica a informação estatística contida em cada sinal de teste.

Desta forma, a cada iteração, os quantizadores se reajustam ao tipo do sinal escolhido tomando como referência de cálculos a iteração anterior, ou seja: na primeira iteração o quantizador encontrado contém o número máximo de níveis permitidos neste trabalho, que é de 256, e que são distribuídos linearmente da forma 1:1. Na segunda iteração o quantizador conterà os NQ ($NQ = 1, 2, \dots$) níveis de quantizados pré-determinados (que no caso é menor do que 256, já que se pretende reduzir a taxa final de bits na linha), obtidos através da estatística do sinal fornecida pela primeira iteração.

Na iteração seguinte o quantizador também conterà os mesmos NQ níveis de quantização, os quais são obtidos através da estatística do sinal fornecida pela segunda iteração. E assim por diante, conforme o número de iterações que se deseja. Especificamente, para este trabalho, o número de iterações escolhido foi 10.

A cada iteração também são calculados os parâmetros de avaliação objetiva : Relação Sinal-Ruído (SNQX), Entropia antes do Quantizador (HL), após o Quantizador (HQ) e a taxa média de bits por palavra após o Conversor de Códigos (BITF). Ao final de todas as iterações é escolhido o quantizador cujo desempenho do parâmetro SNQX seja melhor, o que implica que a iteração que contiver o maior valor do módulo do parâmetro SNQX é aquela que será tomada para a escolha decisiva do quantizador procurado.

Assim sendo, primeiramente são apresentadas as tabelas contendo os valores dos parâmetros de avaliação objetiva obtidos em todas as 10 iterações.

Em seguida, são apresentadas as tabelas contendo os valores máximos no que diz respeito aos valores dos módulos do parâmetro SNQX, para cada situação. E finalmente, são apresentadas as tabelas contendo os quantizadores obtidos em cada caso, quantizadores esses que são referentes à respectiva iteração onde ocorreu o maior valor do módulo do parâmetro SNQX.

Assim sendo, as Tabs. 3.5 a 3.7 contêm os valores dos parâmetros (HL, HQ, BITF e SNQX) para os três sinais $NX = 04$ (KAREN), 15 (COZINHA) e 02 (BARRAS COLORIDAS) respectivamente, onde NIV é o número de níveis de quantização e PD o preditor-chaveado " P_{z1} " ($z = 0, 1, 2, 3$).

NIV	NX	PD
129	04	45

HL	HQ	BITF	SNQK
4.09	4.09	--	1000.000
4.10	4.09	--	57.116
4.10	4.09	--	56.505
4.10	4.09	--	56.407
4.10	4.09	--	56.494
4.10	4.09	--	56.494
4.10	4.09	--	56.494
4.10	4.09	--	56.494
4.10	4.09	--	56.494
4.10	4.09	--	56.494

Tabela 3.5: Resultados das quantizações Iterativas, utilizando o sinal de teste NX=04 (KAREN) e o preditor PD=P₂.

NIV	NX	PD
129	15	45

HL	HQ	BITF	SNQK
4.38	4.38	--	1000.000
4.42	4.39	--	40.429
4.40	4.38	--	46.040
4.41	4.38	--	41.670
4.41	4.38	--	42.231
4.41	4.38	--	42.464
4.40	4.38	--	45.420
4.41	4.38	--	41.320
4.40	4.38	--	46.943
4.41	4.38	--	41.652

Tabela 3.6: Resultados das quantizações Iterativas, utilizando o sinal de teste NX=15 (COZINHA) e o preditor PD=

NIV	NX	PD
129	02	45

HL	HQ	BITF	SNQK
2.50	2.50	--	1000.000
2.50	2.50	--	61.626
2.50	2.50	--	64.516
2.50	2.50	--	63.039
2.50	2.50	--	61.779
2.50	2.50	--	63.039
2.50	2.50	--	61.779
2.50	2.50	--	63.039
2.50	2.50	--	61.779
2.50	2.50	--	63.039

Tabela 3.7: Resultados das quantizações Iterativas, utilizando o sinal de teste NX=02 (BARRAS COLORIDAS) e o preditor PD=P₁₁.

Convém salientar que o parâmetro BITF (taxa média de bits por palavra após o Conversor de Códigos) não pôde ser determinado para NIV = 129 níveis, visto que não foram achados disponíveis códigos de Huffman que permitissem uma diminuição da Entropia do sinal para esse número específico de níveis. Assim sendo, nessa situação foi utilizada a simbologia de 2 hífen (--) para identificar a impossibilidade de cálculo do parâmetro BITF através dos códigos de Huffman.

Numa análise mais cuidadosa, pode-se notar que os parâmetros HL, HQ e BITF tendem a convergir rapidamente para valores fixos. No caso do parâmetro SNQX a convergência também é observada e aqui os desvios médios dos valores são ligeiramente maiores, guardando naturalmente as devidas proporções numéricas.

A seguir são mostradas as Tabs. 3.8 (NIV = 129 níveis) e 3.9 (NIV = 61 níveis), as quais contêm os valores dos parâmetros HLM, HQM, BITFM e SNQXM que são obtidos na iteração em que o valor do módulo de SNQX é máximo. A letra M é apenas para denotar que tais valores se referem ao máximo valor de SNQX em cada conjunto de 10 (dez) iterações mostradas nas três tabelas anteriores. Essas tabelas mostram os valores dos parâmetros para SNQXM para todos os 6 sinais de teste descritos no Cap.2, ou seja, os 3 probabilísticos (NX = 01, 04 e 15) e os 3 determinísticos (NX = 02, 09 e 10), permitindo assim uma maior facilidade para análises comparativas.

NIV PD				
129 45				
NX	HLM	HQM	BITFM	SNQXM
01	5.70	5.58	--	43.019
04	4.10	4.09	--	57.116
15	4.40	4.38	--	46.943
02	2.50	2.50	--	64.516
09	2.20	2.19	--	48.705
10	2.60	2.59	--	57.426

Tabela 3.8: Resultados dos parâmetros relativos a SNQXM para NIV=129 níveis e PD=P₁₁.

NIV PD				
61 45				
NX	HLM	HQM	BITFM	SNQXM
01	5.75	5.26	5.61	35.071
04	4.16	4.06	4.43	42.674
15	4.51	4.32	4.56	39.347
02	2.57	2.53	2.90	48.542
09	2.39	2.26	2.62	43.053
10	3.27	3.01	2.95	37.199

Tabela 3.9: Resultados dos parâmetros relativos a SNQXM para NIV=61 níveis e PD=P₁₁.

Para melhor análise do desempenho da estrutura MCPX, é mais prático analisarem-se as Tabs. 3.8 e 3.9 onde os resultados estão mais compactados e são resultados dos seis sinais de teste detalhados no Cap.2.

Os resultados dessas tabelas mostram os valores dos parâmetros para a iteração que resultou no maior valor do módulo de SNQX, denotado aqui por SNQXM.

Os parâmetros dessas tabelas são os mesmos já descritos e, como explicado anteriormente, a letra M na notação dos mesmos (NVM, HLM, HQM, BITFM, SNQXM) existe apenas para enfatizar que se referem à iteração onde ocorreu o máximo valor de SNQX.

A Tab.3.9 apresenta os resultados para NIV = 61 níveis, a fim de se poder avaliar o comportamento do parâmetro BITF, já que para 129 níveis (Tab.3.8) não existem códigos de Huffmann tabelados.

Pode-se notar também que aqui o parâmetro BITFM também ficou impossibilitado de ser calculado para NIV = 129 e por esse motivo foram apresentados os quantizadores para NIV = 61 níveis, onde o parâmetro BITFM pôde ser calculado.

Pode-se observar que os resultados referentes ao parâmetro SNQXM mostram que a codificação feita pela estrutura MCPX foi eficiente e atendeu à expectativa do trabalho que era algo em torno de 45-50 dB. Tanto sinais probabilísticos quanto sinais determinísticos tiveram bom desempenho em relação ao parâmetro SNQXM. O sinal probabilístico NX = 04 e os três sinais determinísticos (NX = 02, 09 e 10) foram os que mais se destacaram em desempenho, sendo o sinal NX = 02 aquele que maior valor de SNQXM resultou (64,5 dB), e NX = 09 o que menor valor de HQM obteve (2,19) .

É importante observar que os parâmetros de medida da Entropia do sinal (HLM e HQM) bem como o parâmetro BITFM também atenderam ao esperado, ou seja, por volta de 3,8-4,1. O sinal probabilístico NX = 1 foi o que obteve desempenho inferior como já era esperado, devido à complexidade do sinal, mesmo porque em trabalho anterior [1.1] foram obtidos resultados semelhantes para esse mesmo sinal de teste.

Em se tratando dos parâmetros de medida da Entropia do sinal, os três sinais determinísticos foram os que menores valores apresentaram (entre 2,3-2,9), seguidos dos sinais probabilísticos NX=4 e NX=15 (entre 4,0-4,3).

Já as Tabs. 3.10 a 3.15 contêm os quantizadores encontrados para cada um dos seis sinais de teste anteriormente mencionados, com NIV=129 níveis e PD= Pz_1 ($z=0, 1, 2, 3$) na situação em que ocorre o SNQXM.

NIV	NX	PD
129	15	45

N	MDQ	LDQ	N	MDQ	LDQ	N	MDQ	LDQ	N	MDQ	LDQ
0	0	0	1	1	1	64	113	113	65	114	114
2	2	2	3	3	3	66	115	115	67	116	116
4	4	4	5	5	5	68	118	118	69	119	119
6	6	6	7	7	7	70	122	122	71	123	123
8	8	8	9	9	9	72	124	124	73	125	125
10	10	10	11	11	11	74	126	126	75	127	127
12	12	12	13	13	13	76	143	143	77	172	172
14	14	14	15	15	15	78	173	173	79	174	174
16	16	16	17	17	17	80	175	175	81	198	198
18	18	18	19	19	19	82	199	199	83	200	200
20	20	20	21	21	21	84	201	201	85	203	203
22	22	22	23	23	23	86	204	204	87	205	205
24	24	24	25	25	25	88	206	206	89	209	209
26	26	26	27	27	27	90	210	210	91	211	211
28	28	28	29	29	29	92	212	212	93	213	213
30	30	30	31	31	31	94	214	214	95	215	215
32	32	32	33	33	33	96	216	216	97	217	217
34	34	34	35	35	35	98	224	224	99	225	225
36	36	36	37	37	37	100	226	226	101	227	227
38	38	38	39	39	39	102	228	228	103	229	229
40	40	40	41	41	41	104	230	230	105	231	231
42	42	42	43	43	43	106	233	233	107	234	234
44	44	44	45	45	45	108	235	235	109	236	236
46	46	46	47	47	47	110	237	237	111	238	238
48	48	48	49	49	49	112	239	239	113	240	240
50	50	50	51	51	51	114	241	241	115	242	242
52	52	52	53	53	53	116	243	243	117	244	244
54	54	54	55	55	55	118	245	245	119	246	246
56	56	56	57	57	57	120	247	247	121	248	248
58	58	58	59	59	59	122	249	249	123	250	250
60	60	60	61	61	61	124	251	251	125	252	252
62	62	62	63	63	63	126	253	253	127	254	254
						128	255	255			

Tabela 3.12: Quantizadores para NX=15 , NIV=129 e PD=P₁₁.

NIV	NX	PD
129	02	45

N	MDQ	LDQ	N	MDQ	LDQ	N	MDQ	LDQ	N	MDQ	LDQ
0	0	0	1	1	1	64	85	85	65	93	95
2	2	2	3	3	3	66	96	96	67	97	97
4	4	4	5	5	5	68	100	100	69	103	103
6	6	6	7	7	7	70	104	104	71	107	107
8	8	8	9	9	9	72	109	109	73	111	111
10	10	10	11	11	11	74	112	112	75	113	113
12	12	12	13	13	13	76	114	114	77	115	115
14	14	14	15	15	15	78	116	116	79	117	117
16	16	16	17	17	17	80	118	118	81	119	119
18	18	18	19	19	19	82	120	120	83	121	121
20	20	20	21	21	21	84	122	122	85	123	123
22	22	22	23	23	23	86	124	124	87	125	125
24	24	24	25	25	25	88	126	126	89	127	127
26	26	26	27	27	27	90	150	184	91	185	185
28	28	28	29	29	29	92	186	186	93	187	187
30	30	30	31	31	31	94	190	191	95	195	196
32	32	32	33	33	33	96	202	207	97	208	208
34	34	34	35	35	35	98	212	216	99	217	217
36	36	36	37	37	37	100	222	223	101	224	224
38	38	38	39	39	39	102	225	225	103	226	226
40	40	40	41	41	41	104	227	228	105	229	229
42	42	42	43	43	43	106	231	231	107	232	232
44	44	44	45	45	45	108	234	234	109	235	235
46	46	46	47	47	47	110	237	237	111	238	238
48	48	48	49	49	49	112	239	239	113	240	240
50	50	50	51	51	51	114	241	241	115	242	242
52	52	52	53	53	53	116	243	243	117	244	244
54	54	54	55	55	55	118	245	245	119	246	246
56	56	56	57	57	57	120	247	247	121	248	248
58	58	58	59	59	59	122	249	249	123	250	250
60	60	60	61	61	61	124	251	251	125	252	252
62	62	62	63	63	63	126	253	253	127	254	254
						128	255	255			

Tabela 3.13: Quantizadores para NX=02 , NIV=129 e PD=P₁₁.

NIV	NX	PD
129	09	45

N	MDQ	LDQ	N	MDQ	LDQ	N	MDQ	LDQ	N	MDQ	LDQ
0	0	0	1	1	1	64	68	68	70	65	71
2	2	2	3	3	3	66	77	78	67	79	79
4	4	4	5	5	5	68	82	88	69	90	90
6	6	6	7	7	7	70	97	100	71	101	101
8	8	8	9	9	9	72	104	107	73	108	108
10	10	10	11	11	11	74	111	112	75	113	113
12	12	12	13	13	13	76	115	115	77	116	116
14	14	14	15	15	15	78	117	118	79	119	119
16	16	16	17	17	17	80	120	120	81	121	121
18	18	18	19	19	19	82	122	122	83	123	123
20	20	20	21	21	21	84	124	124	85	125	125
22	22	22	23	23	23	86	126	126	87	127	127
24	24	24	25	25	25	88	138	141	89	142	142
26	26	26	27	27	27	90	185	185	91	186	186
28	28	28	29	29	29	92	188	198	93	199	199
30	30	30	31	31	31	94	206	210	95	211	211
32	32	32	33	33	33	96	216	217	97	218	218
34	34	34	35	35	35	98	222	223	99	224	224
36	37	37	39	39	39	100	226	226	101	227	227
38	40	40	41	41	41	102	228	228	103	230	230
40	42	42	43	43	43	104	231	231	105	232	232
42	44	44	45	45	45	106	233	233	107	234	234
44	46	46	47	47	47	108	235	235	109	236	236
46	48	48	49	49	49	110	237	237	111	238	238
48	50	50	51	51	51	112	239	239	113	240	240
50	52	52	53	53	53	114	241	241	115	242	242
52	54	54	55	55	55	116	243	243	117	244	244
54	56	56	57	57	57	118	245	245	119	246	246
56	58	58	59	59	59	120	247	247	121	248	248
58	60	60	61	61	61	122	249	249	123	250	250
60	62	62	63	63	63	124	251	251	125	252	252
62	64	65	66	66	66	126	253	253	127	254	254
						128	255	255			

Tabela 3.14: Quantizadores para NX=09 , NIV=129 e PD=P₁₁.

NIV	NX	PD
129	10	45

N	MDQ	LDQ	N	MDQ	LDQ	N	MDQ	LDQ	N	MDQ	LDQ
0	0	0	1	1	1	64	103	103	65	106	107
2	2	2	3	3	3	66	109	109	67	111	111
4	4	4	5	5	5	68	112	112	69	113	113
6	6	6	7	7	7	70	114	114	71	115	115
8	8	8	9	9	9	72	116	117	73	118	118
10	10	10	11	11	11	74	119	119	75	120	120
12	12	12	13	13	13	76	121	121	77	122	122
14	14	14	15	15	15	78	123	123	79	124	124
16	16	16	17	17	17	80	125	125	81	126	126
18	18	18	19	19	19	82	127	127	83	128	128
20	20	20	21	21	21	84	138	138	85	139	139
22	22	22	23	23	23	86	145	146	87	147	147
24	24	24	25	25	25	88	148	148	89	149	149
26	26	26	27	27	27	90	150	150	91	151	151
28	28	28	29	29	29	92	152	152	93	153	153
30	30	30	31	31	31	94	155	164	95	165	165
32	33	33	33	34	34	96	170	170	97	171	171
34	35	35	35	36	36	98	180	181	99	182	182
36	37	37	37	38	38	100	183	183	101	185	217
38	43	43	39	44	44	102	220	220	103	221	221
40	45	45	41	46	47	104	224	224	105	225	225
42	48	48	43	49	49	106	226	229	107	230	230
44	50	50	45	51	51	108	231	231	109	236	236
46	52	52	47	53	53	110	237	237	111	238	238
48	54	54	49	55	55	112	239	239	113	240	240
50	59	60	51	61	61	114	241	241	115	242	242
52	62	62	53	63	63	116	243	243	117	244	244
54	70	70	55	71	71	118	245	245	119	246	246
56	72	72	57	90	96	120	247	247	121	248	248
58	97	97	59	98	98	122	249	249	123	250	250
60	99	99	61	100	100	124	251	251	125	252	252
62	101	101	63	102	102	126	253	253	127	254	254
						128	255	255			

Tabela 3.15: Quantizadores para NX=10 , NIV=129 e PD=P₁₁.

Também por esse motivo foram apresentados os quantizadores para NIV = 61 níveis, onde o parâmetro BITF pôde ser calculado.

Fazendo agora a análise das Tabs. 3.10 a 3.15, as quais mostram os quantizadores propriamente dito, pode-se observar que o método de procura iterativa de quantizadores, usando o procedimento exposto no Cap.2, fornece resultados dentro do esperado, ou seja: os quantizadores não são exatamente os mesmos para cada um dos seis sinais de teste propostos

para este trabalho, já que o método da quantização iterativa leva em conta a estatística do sinal para a determinação dos níveis a serem escolhidos, em outras palavras, este método leva em consideração o número de vezes (ODL) que cada nível ocorre.

Um outro fato que deve ser notado nessas tabelas, é que a distribuição dos níveis se concentra mais em torno daqueles valores que podem ser expressos por potências de dois menos uma unidade, como por exemplo os números: 1, 3, 7, 15, 31, 63, 127,... . Pode-se observar inclusive que o efeito é “unilateral”, ou seja, é bem mais evidente para os níveis que são menores do que esses valores mencionados, podendo-se dizer que o perfil das distribuições é do tipo “dente de serra”, querendo com isso dizer que quase não existem ocorrências (ODL) consideráveis para aqueles níveis imediatamente maiores do que os valores em questão.

Também deve-se notar nas Tabs.3.10 a 3.15 que ocorre uma região de ausência de níveis quantizados, regiões essas onde as ocorrências (ODL) dos mesmos são desprezíveis segundo a lei de quantização por ora abordada. A região, cuja ausência de níveis quantizados é a maior, se dá no sinal de teste $NX = 02$ (BARRAS COLORIDAS), onde 57 níveis subsequentes não foram tomados como níveis de quantização. Isto se deve ao fato de ser o único dos seis (6) sinais de teste a conter o maior número de níveis, subsequentemente quantizados, próximos da origem (níveis 0 a 63), o que acarretou no maior valor de $SNQXM$ (64,5 dB).

Numa análise mais geral desta lei de quantização, pode-se observar os sinais determinísticos obtiveram desempenhos semelhantemente bons com relação à Entropia, o que não aconteceu com os sinais probabilísticos onde o sinal $NX = 01$ (PRAIA) destoou consideravelmente dos outros dois sinais de teste, tanto para resultados com $NIV = 129$ níveis quanto para 61 níveis. Já com relação ao parâmetro $SNQX$, os sinais que mais se destacaram foram os sinais determinísticos $NX = 02$ e 10 o probabilístico $NX = 04$.

Os resultados obtidos neste capítulo indicam que o desempenho da estrutura MCPX é satisfatório, procurando assim mostrar que a implementação dessa estrutura é viável mesmo existindo algumas dificuldades como acontecem em projetos de maneira geral.

Capítulo 4

CONCLUSÕES

Neste trabalho foram feitos estudos relacionados com a digitalização de sinais de vídeo, mais especificamente com a codificação do sinal de vídeo comercial adotado no Brasil, que é o PAL-M (*Phase Alternation Line – Padrão M*) na forma composta. A finalidade da codificação aqui proposta é reduzir a taxa inicial de cerca de 80 Mbit/s para 34 Mbit/s e com isso possibilitar transmissões digitais do sinal de vídeo em rotas de 3ª hierarquia para telefonia já existentes, mantendo uma qualidade subjetiva de imagem aceitável.

A proposta deste trabalho consistiu numa modificação da estrutura canônica do MCPD (*Modulação por Código de Pulsos Diferencial*) com Predição e Quantização, modificação essa que constitui na substituição dos operandos aritméticos (somador e subtrator) por operandos lógicos (XOR), que executam a função lógica “OU-exclusivo”. A nova estrutura é aqui denominada MCPX, referindo-se à operação lógica acima mencionada. A estrutura MCPX visa reduzir a complexidade de implementação física dos operandos pois neste caso são necessários somente 8 bits para representar os 256 possíveis valores (0 a 255) existentes tanto na realização de operações quanto na obtenção dos resultados, já no MCPD convencional são necessários 9 bits para representar os 511 possíveis valores (-255 a +255) existentes na obtenção dos resultados do subtrator (ver Fig.2.1) necessitando para isso, subutilizar CI's (*Circuitos Integrados*) que, na grande maioria dos casos, operam com número de bits múltiplo de dois. Desta forma a implementação física do MCPX fica mais simples do que a do MCPD convencional.

Existe ainda uma vantagem adicional do MCPX em relação ao MCPD convencional, que é o aumento de viabilidade da utilização, nos algoritmos de predição, da amostra prévia da linha atual para prever a amostra atual. Isto deve ao fato de que os operandos lógicos processam os sinais de malha do MCPX com velocidade superior àquelas obtidas com os operandos aritméticos utilizados no MCPD convencional. Esta vantagem advém do fato de que a tecnologia dos componentes encontrados no mercado atual permite a implementação de operandos lógicos com maior velocidade de processamento do que os aritméticos, pois no primeiro caso são utilizados CI's digitais que executam a operação lógica XOR (*eXclusive OR*), enquanto que no segundo caso são utilizadas “ALU's” (*Arithmetic Logic Units*) ou mesmo somadores/subtratores.

Também faz parte deste trabalho uma proposta de procura automática de quantizadores, otimizando assim a escolha dos mesmos. Convém antes de mais nada salientar qual é a idéia que se deseja transmitir no contexto deste trabalho, ao se utilizar o conceito de “otimização”. A interpretação que se deve ter é que o desempenho de uma determinada estrutura é melhor quando

comparada com outras equivalentes, e que para tanto a estrutura de melhor desempenho utiliza alguma inovação até então desconhecida ou não praticada, que a torna superior às demais, querendo com isso sugerir que houve um processo evolutivo tanto a nível estrutural quanto a nível de resultados obtidos com esta inovação. Nestes termos, é sugerida uma lei de quantização Iterativa, que é “otimizada” se comparada com as leis 1:1 e Modelada, a qual tem como premissa básica a exploração da estatística do sinal de entrada do MCPX. Desta forma é possível determinar quantizadores “otimizados”, cuja lei de quantização tenha melhor desempenho em relação às leis 1:1 e Modelada, fornecendo assim melhores resultados de medida da Relação Sinal-Ruído e da Entropia do sinal.

Procurou-se abordar de maneira abrangente porém condensada os conceitos e os parâmetros fundamentais sobre o sistema de televisão adotado no Brasil e, principalmente, a codificação do mesmo. Também evidenciou-se a necessidade da redução da taxa de bits a fim de permitir total compatibilidade com as rotas digitais de 3ª hierarquia já existentes no Brasil, preocupando-se com isso em não perder de vista a necessidade de manter a qualidade subjetiva da imagem. Outro enfoque deste trabalho foi o direcionamento do mesmo para o tratamento do sinal de vídeo na denominada forma composta (E_M'), ou seja, aquela que pode ser representada na forma de luminância (E_Y') mais crominância (E_C') ou, como é mais comum, na forma “Y + U + V”. Dado que o MCPX apresenta uma modificação na estrutura convencional do MCPD com Predição e Quantização, foi então importante e até mesmo tornou-se necessário detalhar esta estrutura a fim de se compreender melhor os pontos onde houve a inovação no que diz respeito à proposta de substituição dos operandos, antes aritméticos, pelos operandos lógicos. Outro fator que deve ser ressaltado é que os quantizadores resultantes da estrutura MCPX são unilaterais, querendo com isso dizer que os possíveis níveis obtidos na malha de “quantização-predição” são sempre positivos, (no caso de 8 bits compreendendo os valores de 0 a 255).

Os preditores cujos algoritmos foram aqui mostrados são representativos dentre um conjunto de dezenas deles, e observou-se que o comportamento de outros desses algoritmos também simulados manteve as mesmas tendências apresentadas pelos dois preditores expostos neste trabalho, concluindo-se assim que os resultados até então apresentados mostram uma certa coerência, visto que não foi objetivo deste trabalho a proposta de se apresentarem novos preditores e sim a proposta de um novo processo na determinação de quantizadores, procurando assim otimizar o par “preditor-quantizador”, usando-se operações lógicas ao invés de aritméticas.

Foram apresentados três tipos de quantizadores ou, três leis de quantização, quais sejam a lei 1:1, a lei Modelada e a lei Iterativa, onde procurou-se abordar dois aspectos: um deles é o seqüenciamento evolutivo das leis, cujos modelamentos tornam-se mais complexos desde a primeira delas até a terceira e última, e um outro aspecto está no fato de cada uma delas servir como parâmetro de comparação para a lei seguinte, no que se refere aos resultados obtidos de cada uma das três leis de quantização. Os resultados, aos quais se faz menção, são a análise de desempenho de dois parâmetros de medida, sendo um deles a medida da Relação Sinal-Ruído (SNQX), e o outro a Entropia do sinal Diferença-Exclusivo (HQ) após o quantizador. Naturalmente, os resultados se referem ao desempenho da “tripla” “Quantizador – Preditor – Sinal de Teste”, e neste trabalho foram apresentadas simulações que compreendem três leis de

quantização, um algoritmo de predição (sendo que o segundo deles proporcionou resultados semelhantes, como anteriormente mencionado), e seis sinais de teste.

Os sinais de teste envolvidos nas simulações aqui apresentadas são de duas categorias: os sinais determinísticos, padronizados pelo CCIR (*International Radio Consultative Committee*), que são gerados pelos equipamentos dedicados à área de geração, transmissão e monitoração dos sinais de vídeo, e que podem ser representados através de equações matemáticas na forma fechada [1.1], já que a forma temporal dos mesmos é perfeitamente conhecida e padronizada [1.23], e os sinais probabilísticos que são imagens estáticas disponíveis em diapositivos, e que são padronizadas pela SMPTE (*Society of Motion Picture and Television Engineers*), uma entidade ligada ao setor de videocomunicações.

Na primeira categoria dos sinais de teste foram escolhidos os seguintes: o sinal-padrão de BARRAS COLORIDAS, bastante conhecido inclusive por aquelas pessoas que não pertencem à área de vídeo, já que no dia-a-dia está presente na inicialização e finalização de programação das emissoras a fim de permitir a equalização das cores e avaliação do sinal monocromático; e os sinais-padrão CCIR-I e CCIR-II, usados para alinhamento, medida de distorções e avaliação de respostas em frequência, todos descritos no Cap.2. Na segunda categoria dos sinais de teste probabilísticos foram escolhidas as seguintes imagens: o diapositivo 04 (KAREN), o diapositivo 15 (COZINHA) e diapositivo 01 (PRAIA), procurando com isso abranger um universo bem diversificado de sinais de teste. Esses três sinais probabilísticos são significativos no sentido de que eles fornecem um conjunto representativo das várias situações reais possíveis de serem usadas para avaliação de desempenho em codificação de imagens, ou seja, o diapositivo 15 representa as cenas típicas existentes numa imagem de televisão, ao passo que o diapositivo 01 representa aquelas imagens de pior caso para a redução da taxa de bits, pois são bastante ricas em detalhes, dificultando assim a extração de redundâncias e, finalmente, o diapositivo 04 que além de representar as situações onde a redução da taxa de bits é mais eficiente, é a cena que está sempre presente nas simulações relacionadas com a codificação de imagens.

Foram feitas simulações de várias combinações da "tripla" mencionada, e a estrutura MCPX se mostrou eficiente mesmo utilizando-se as leis de quantização 1:1 e Modelada, cujos desempenhos eram sabidos serem menores se comparados com a lei de quantização proposta, que é a Iterativa. Apenas a título de ilustração, os valores de SNQX para a lei 1:1 ficaram acima de 50 dB, e os valores de HQ para a mesma lei não ultrapassaram a marca desejada dos 4 bit/amostra, indicando assim resultados promissores para o sistema proposto. Um outro parâmetro usado para avaliação objetiva foi o BITF, que é a taxa real de bits na linha avaliada após o conversor de códigos e, para tanto foram feitas associações de palavras-código presentes na saída do quantizador a diversos comprimentos de palavra existentes no conversor de códigos; assim sendo, nas leis 1:1 e Modelada, usaram-se apenas três comprimentos distintos de palavras-código associados aos valores "k", "m" e "n"; já na lei Iterativa, foram associadas palavras-código de comprimentos variáveis, de 1 bit a 12 bits. É bom ressaltar que a idéia aqui envolvida consiste em se associarem as diferenças lógicas de maior ocorrência às palavras de menor comprimento e, conseqüentemente, as de menor ocorrência às de maior comprimento.

Convém, antes de mais nada, mencionar que a idéia de se associarem os códigos de Huffmann às palavras binárias presentes na saída do quantizador foi apenas uma tentativa de se avaliar o desempenho da redução da taxa de bits caso fossem adotados tais códigos para o conversor de códigos. Um outro ponto a ser esclarecido é que os códigos de Huffmann proporcionam reduções reais da taxa de bits na linha embora, na prática, resultem em valores maiores do que aqueles obtidos na teoria, pois o HQ é o valor ideal e o BITF é o valor real, logo os valores de BITF resultantes foram maiores do que HQ, como era de se esperar. Enfim, os códigos de Huffmann se comportaram como o esperado, embora deva-se frisar novamente que o objetivo de se usarem tais códigos foi apenas uma primeira tentativa de se avaliar o desempenho da redução da taxa de bits real na linha, permitindo assim que possíveis propostas futuras nesse sentido possam ser aplicadas.

Os resultados obtidos com a lei Modelada se mostraram relativamente inferiores àqueles obtidos com a lei 1:1, onde aqui o melhor desempenho ocorreu com o sinal determinístico de BARRAS COLORIDAS cujo valor de SNQX foi de 46,9 dB e de HQ foi inferior a 3 bit/amostra. Aqui vale o mesmo raciocínio em relação ao parâmetro BITF.

O desempenho obtido através do uso da lei Iterativa foi sensivelmente melhor do que aquele alcançado através do uso das leis 1:1 e Modelada, já que neste caso os quantizadores obtidos são encontrados em função da estatística do sinal de entrada, permitindo dessa forma que sejam quantizados os níveis de maior número de ocorrências e, com isso otimizar a escolha dos mesmos. Os resultados mostraram-se bastante satisfatórios onde, por exemplo, conseguiram-se valores de SNQX superiores a 60 dB e HQ bem próximos de 4 bit/amostra. Convém lembrar que os resultados fornecidos pelos operandos lógicos (XOR) tendem a ser valores concentrados em torno das potências de dois menos uma unidade (0, 1, 3, 7, 15, 31,...), ou seja, a envoltória da curva obtida de "ODL_i" versus "i" (i=0,1,2,...,255) é do tipo "dente de serra", onde os valores dos picos podem ser expressos por "2ⁿ - 1" (n=0, 1, ...). Desta forma, se a lei Iterativa que atualmente possui uma estrutura linear de quantização, explorasse também esta característica, seria possível obter melhores resultados, entretanto como esta é uma proposta inicial de modificação da estrutura canônica do MCPD e os resultados até então obtidos se mostraram satisfatórios, não houve uma preocupação neste sentido.

Pode-se observar que para a lei 1:1 o quantizador é único, o mesmo ocorrendo para a Modelada, isso porque existe para cada uma delas um equacionamento matemático fechado e, dessa forma, fixando-se os parâmetros necessários para a determinação dos seus quantizadores, o resultado será único para cada uma delas. Esse fato já não acontece com o lei Iterativa, a qual necessita de um parâmetro a mais, que são as ocorrências das diferenças lógicas (ODL) do sinal de entrada, que por sua vez variam de sinal para sinal; logo, é natural existirem certas dificuldades na escolha de um único quantizador ou de um conjunto de quantizadores que forneçam desempenhos bons para uma grande gama de sinais, contudo é possível determiná-lo através de algumas simulações de caráter geral, testando alguns quantizadores encontrados pela lei Iterativa para vários sinais de teste. Essas simulações não foram feitas basicamente por duas razões: uma delas é que este trabalho propõe uma modificação pioneira na estrutura MCPD e assim sendo não é o objetivo esgotar as possibilidades de resultados que possam vir a surgir

dessa proposta; outra razão é que os resultados parciais obtidos da avaliação objetiva se mostraram bastante satisfatórios, inclusive acima do esperado, como mostram as Tabs.3.1 a 3.15.

É importante mencionar que, embora a lei Iterativa tenha sido proposta como uma lei de quantização otimizada, e tenha até mesmo fornecido resultados superiores às outras leis aqui apresentadas, a otimização não está concluída visto que nem sempre os resultados convergiram; contudo não houve preocupação nesse sentido pois os resultados obtidos já estavam acima do esperado.

Cabe ressaltar que, simulações em trabalho anterior [1.1], onde o modelamento global desde a captura da imagem analógica no estágio transmissor até a recuperação da mesma no receptor, mostraram que é perfeitamente aceitável a qualidade da imagem recuperada para valores de SNQX a partir de 30-35 dB, dessa forma tornou-se até mesmo dispensável uma avaliação subjetiva no caso do MCPX, visto que não se notaria degradação visual da imagem recuperada .

Os resultados práticos que podem ser extraídos deste trabalho são os seguintes: a idéia inovadora de substituir os operandos aritméticos (somadores e subtrator) da malha do MCPD por operandos lógicos que executam a função "OU-EXCLUSIVO" mostrou-se bastante interessante, haja vista as vantagens que apresentam em relação ao MCPD convencional, como rapidez no processamento dos sinais de entrada, ao ponto de permitir a utilização da amostra prévia da linha atual, nos algoritmos de predição, para se poder prever a amostra atual. Uma outra vantagem do MCPX em relação ao MCPD, é a utilização de barramentos de 8 bits em toda malha do MCPX, em vez de ter que recorrer a barramentos de 9 bits que causam a subutilização de "CI's" os quais, via de regra, processam sinais digitais que são expressos em quantidades de bits múltiplas de dois. A outra inovação proposta neste trabalho foi a quantização Iterativa, que faz a procura automática dos quantizadores, explorando para tal o comportamento de um parâmetro até então não utilizado, que é a ocorrência das diferenças lógicas (ODL) presentes na entrada do quantizador. O interessante desse processo é, que a cada iteração, as ODL's carregam consigo as informações estatísticas do sinal a ser processado, e isto permite que sejam encontrados quantizadores com desempenho superior àqueles comumente obtidos pelo método convencional (que não utiliza a informação do comportamento do sinal). O desempenho da lei Iterativa pode ser analisado através dos resultados dos parâmetros "Relação Sinal-Ruído" (SNQX) e "Entropia" (HQ) após o quantizador, que inclusive superaram as expectativas propostas. Em outras palavras, eram esperados valores da ordem de 45-50 dB para SNQX, e foram obtidos resultados inclusive superiores a 60 dB, o mesmo ocorrendo com HQ, onde esperava-se algo em torno de 4bit/amostra, e conseguiu-se atingir valores inferiores a 2,5 bit/amostra. Ocorre aqui a peculiaridade de serem encontrados quantizadores ligeiramente diferentes para cada sinal de entrada, fato esse que não é de se estranhar, já que a estatística do sinal também entra no processo de procura desses quantizadores. Assim sendo é possível estruturar um quantizador pluridimensional que consiga desempenho superior aos obtidos neste trabalho onde os quantizadores Iterativos usados são unidimensionais.

Finalmente deve-se lembrar que este trabalho, pelo seu caráter inovador, procurou mostrar a viabilidade de implementação da estrutura MCPX uma vez que os resultados aqui apresentados foram satisfatórios, tornando a frisar que não estão esgotadas as possibilidades de extração de

resultados que o MCPX possa vir a fornecer, como por exemplo: simulações com novos pares “preditor – quantizador”, simulações com imagens dinâmicas, simulações intercampo, simulações interquadro, simulações para dois feixes de 34 Mbit/s, dentre outras opções. É bom salientar que já existem novas frentes de trabalho neste sentido, ou seja, simulações estão sendo feitas utilizando ambas as inovações aqui apresentadas: a estrutura MCPX e a quantização iterativa.

BIBLIOGRAFIA

Capítulo 1

- [1.1] 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.
- [1.2] N.O.B.SENATORI; F.SUKYS, "Introdução à Televisão e ao Sistema PAL-M", 1984 – Ed. Guanabara Dois.
- [1.3] A.EISELE, "TV a Cores PAL-M", Biblioteca Técnica Colorado RQ, Vols. I e II.
- [1.4] W.B.FERREIRA; R.B.BLUMER; J.WEISER; F.G.CERASO, "TV a Cores", Philco Rádio e Televisão Ltda., Ford do Brasil, 1972.
- [1.5] G.H.HUTSON, "Teoria da Televisão a Cores", Ed. Mc-Graw Hill do Brasil Ltda.
- [1.6] V.F.SAMOYLOV; B.P.KHROMOY, "Television", MIR Publishers, Moscow.
- [1.7] B.GROB, "Basic Television – Principles and Servicing", Mc-Graw Hill.
- [1.8] 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.
- [1.9] I.DINSTEIN, "DPCM Prediction for NTSC Composite Signals", COMSAT Technical Review, vol. 7, nº 2, FALL 1977, pp. 429-446.
- [1.10] K.SAWADA; H.KOTERA, "32 Mbit/s Transmission of NTSC Color TV Signals by Composite DPCM Coding", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-26, nº 10, October 1978.
- [1.11] W.K.PRATT, "Image Transmission Techniques", Advances in Electronics and Electron Physics, Supplement 12, Academic Press, 1979.
- [1.12] 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, nº 3, March 1982.
- [1.13] C.K.P.CLARKE, "Hadamard Transformations: Assessment of Bit Rate Reduction Methods", BBC Res. and Department Rep. 1976/28.
- [1.14] K.A.PRABHU; A.W.NETRAVALI, "Motion Compensated Component Color Coding", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-30, nº 12, December 1982.
- [1.15] R.H.STAFFORD, "Digital Television – Bandwidth Reduction and Communication Aspects", J.Wiley & Sons, 1980.

- [1.16] N.AHMED; T.NATARAJAN; K.R.RAO, "Discrete Cosine Transform", IEEE Trans. Comput., Vol. C-23, pp. 90-93, January 1974.
- [1.17] R.C. REININGER; J.D.GIBSON, "Distribution of the Two-Dimensional DCT Coefficients for Image, IEEE Trans. on Comm. Vol. COM-31, June 1983.
- [1.18] Y.NINOMIYA; Y.OHTSUKA, "A Motion-Compensated Interframe Coding Scheme for Television Pictures", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-30, pp. 201-211, January 1982.
- [1.19] S.MATSUMOTO; H.MURAKAMI; H.YAMAMOTO, "Subjective Evaluation of a Motion-Compensated Interframe, Interfield and Intrafield Adaptive Prediction Coding", SMPTE Journal, Vol. 95, May 1986.
- [1.20] H.MURAKAMI; S.MATSUMOTO; Y.HATORI; H.YAMAMOTO, "15/30 Mbit/s Universal Digital TV Codec Using a Median Adaptive Predictive Coding Method", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-35, nº 6, June 1987.
- [1.21] CCIR, Doc.CMTT/2-66, "Digital Transmission of Component-Coded Television Signals at 30-34 Mbit/s and 45 Mbit/s using Discrete Cosine Transform, July 1988.
- [1.22] W.M.GOODALL, "Television by Pulse Code Modulation", BSTJ, p.33-49, January 1951.
- [1.23] CCIR, "Recommendations and Reports of the CCIR", 1986 – XVIth Plenary Assembly, Dubrovnik, 1986, Vol. XI, Part 1, Broadcasting Service (Television)".
- [1.24] CCIR, "Recommendations and Reports of the CCIR", 1986 – XVIth Plenary Assembly, Dubrovnik, 1986, Vol. XII, "Transmission of Sound Broadcasting and Television Signals over Long Distances (CMTT)".

Capítulo 2

- [2.1] CCIR, Doc.JWP CMTT/2-64(Rev.1), "A Reference System of Bit Rate Reduction Coding for the Bit Rates Corresponding to the H2 CCITT Access Level", March 1988.

Capítulo 3

- [3.1] L.R.RABINER; B.GOLD; C.A.McGONEGAL, "An Approach to the Aproximation Problem for Nonrecursive Digital Filters", IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics, Vol. AU-18, nº 2 June 1970.
- [3.2] A.V.OPPENHEIM; R.W.SCHAFFER, "Digital Signal Processing", Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1975.
- [3.3] R.R.SCARABUCCI, "Ruído de Quantização em Sistemas por Codificação de Pulsos", RT-02, Contrato Telebrás 680/73, Abril 1974.