

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA DE CAMPINAS  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Este exemplar corresponde a redação final da tese defendida por Yuzo Yano e aprovada pela comissão julgadora em 17 de fevereiro de 1986.

NORMONDS ALENS

DIGITALIZAÇÃO DE SINAIS DE TV  
ATRAVÉS DE UM SISTEMA MCPD  
COM PREDIÇÃO E QUANTIZAÇÃO

YUZO YANO

Orientador: Dr. NORMONDS ALENS

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

009/86

JANEIRO 1986

UNICAMP

À minha família,

Maria Rosa

Daiane

e

. . .

## PREFÁCIO

Neste trabalho, abordam-se aspectos relativos ao processamento digital de sinais de televisão do sistema "PAL-M" ("Phase Alternation Line-Padrão M"). Mais especificamente, o enfoque principal consiste em estudar a redução da taxa de bits de transmissão quando se utiliza a técnica "MCPD" ("Modulação por Código de Pulsos Diferencial").

O presente trabalho consta de sete capítulos.

No primeiro, faz-se uma descrição geral dos objetivos e limitações do estudo proposto ressaltando-se a importância da redução da taxa de bits.

No segundo, são feitas considerações sobre as frequências de amostragem possíveis de serem utilizadas visando a obtenção dos mosaicos de amostras em regiões uniformes o que permite uma fácil visualização das fases das amostras na linha de varredura.

No terceiro, apresenta-se o esquema escolhido para extração de redundância baseada na técnica MCPD com predição e quantização. São então propostos diversos preditores e quantizadores com o objetivo de se fazer a previsão correta em áreas uniformes e alcançar a redução de taxa desejada. Os preditores são obtidos para as frequências de amostragem de " $3 f_{sc}$ " e " $(8/3)f_{sc}$ " onde " $f_{sc}$ " é a frequência de sub-portadora de cor.

No quarto, desenvolvem-se modelos para o tratamento dos sinais digitalizados de TV em cores a fim de se conseguir a composição bem como a decomposição do sinal. As filtragens necessárias são feitas usando-se a técnica "FIR" ("Finite Impulse Response").

No quinto, são obtidos os resultados de simulações principalmente em termos de entropia, taxa de bits e relação Sinal/Ruído. A ênfase na análise dos resultados é dada na degradação da relação Sinal/Ruído que de certa forma está relacionada com a qualidade subjetiva da imagem obtida após o processamento digital visando a compressão de faixa.

No sexto, apresenta-se o desenvolvimento de um projeto inicial para implementação física de um sistema "CODEC" para digitalização do sinal composto PAL-M tendo como subsídios os estudos dos capítulos anteriores.

Finalmente, no último capítulo apresentam-se as conclusões relevantes do trabalho realizado.

## AGRADECIMENTOS

De início agradeço ao Prof.Dr.Normonds Alens pela dedicação, esforço e incentivo com que orientou a minha tese.

Também agradeço aos meus companheiros de equipe e de luta Prof.Afonso de Oliveira Alonso, Prof.Dr.João Baptista Tadanobu Yabu-Uti e Prof.Luis César Martini, pelas valiosas sugestões e contribuições dadas para a realização desta tarefa.

Meu muito obrigado aos amigos e técnicos do Laboratório de Comunicações Digitais João Luiz Caruso Alcocer, Eduardo Canhone, Jorge Luis Pinheiro, Pedro Moisés Donini, Renato Marche, Abraão Rodrigues Queiróz, James Fernando Vidal e ao ex-colega José Schubert Filho pelos imprescindíveis serviços de apoio e de bancada.

Quero também expressar a minha gratidão aos amigos, colegas e companheiros do DEE/FEC/UNICAMP Prof.Dr.Shusaburo Motoyama, Prof.Dr.Amauri Lopes, Prof.Dr.Reginaldo Palazzo Jr., Prof.Dr.Ivanil Sebastião Bonatti, Prof.Dr.Fábio Violaro, Prof.Dr.Valter da Cunha Borelli, Prof.Dr.José Geraldo Chiquito, Prof.Dr.Carlos Ignácio Zamitti Mammana, Prof.Dr<sup>a</sup> Alaide Pelegrini Mammana, Prof.Dr.Furio Damiani e Prof.Dr.Wilmar Bueno de Moraes, pelas sugestões, incentivos e encorajamentos sempre que necessários.

Ao atual coordenador do curso Prof.Dr.Yaro Burian Jr. um agradecimento especial pelo interesse em facilitar a execução e término deste trabalho. Pelo mesmo motivo agradeço ao Prof.Dr.Rui Fragassi Souza, ao Prof.Dr.Dalton Soares Arantes, ao Prof.Dr.Hélio Waldman e ao Prof.Dr.Mauro Sérgio Miskulin.

Agradeço muitíssimo às pessoas do INPE ("Instituto de Pesquisas Espaciais") que com seus trabalhos tornaram possível a existência desta tese. Na impossibilidade de citar todos os nomes agradeço em especial ao Dr.Nelson Delfino D'Ávila Mascarenhas, Dr.Nelson de Jesus Parada, Dr.Juércio Tavares de Mattos, Eng<sup>o</sup> Cláudio Clemente Faria Barbosa, Eng<sup>o</sup> Celso Luiz Mendes, Eng<sup>o</sup> Ricardo Cartaxo Modesto de Souza, Eng<sup>o</sup> Luciano Vieira Dutra, Eng<sup>o</sup> Fausto Matsubara, José Carlos Moreira, Fernando Augusto Mitsuo Ii, Maria Lucia Santos Carvalho, Norma Paiva da Matta e Silva, Edson Alves Ribeiro, Maria Helena Costa, Alexandre dos Santos, Antonio Carlos de Souza e Nelson Hideo Yokoyama que gentilmente colocaram à disposição os recursos computacionais existentes para aquisição de imagens digitalizadas. Neste ponto, devo ressaltar a valiosa contribuição do Eng<sup>o</sup> Cláudio Clemente Faria Barbosa para o bom andamento e término das tarefas propostas.

Agradeço também às pessoas do CPqD ("Centro de Pesquisa e Desenvolvimento da TELEBRÁS") que se dispuseram a apoiar este trabalho. Em especial meus agradecimentos ao Eng<sup>o</sup> Hélio Marcos Machado Graciosa, Eng<sup>o</sup> Roberto Vivaldi, Eng<sup>o</sup> Cláudio Violato, Eng<sup>o</sup> Arthur Mecatti Ferrari, Eng<sup>o</sup> Rufino Siqueira Carnei

ro e Eng<sup>o</sup> Gildo Confortin. Obrigado também aos operadores de computação do CPD, Antonio Lázaro Carrara, Augusto Pires e Maurício do Nascimento pela boa vontade com que prestaram os auxílios necessários. Ao analista José Antonio R. Milani agradeço também toda ajuda recebida na conversão de formatos das fitas magnéticas. Pelo mesmo motivo agradeço ao Eng<sup>o</sup> Hélio Iwao Naito e a engenheira da Cintia Coque Bernardes.

Aos colegas e amigos da TV-2 Cultura, Eng<sup>o</sup> José Munhoz, Eng<sup>o</sup> Olímpio José Franco, Eng<sup>o</sup> José Onate, Carlos Adalberto Lúcio, Hélio Guido e Evanildo Paula Pereira agradeço todo o apoio prestado por ocasião do estágio que tive oportunidade de realizar nas dependências dessa conceituada emissora de TV, logo no início do meu trabalho.

Cabe ainda mencionar o Prof. Dr. Rege Romeu Scarabucci, meu ex-orientador, pelo forte apoio prestado no início da tese bem como pela infra-estrutura do Laboratório de Comunicação Digitais por ele consolidado na década de 70.

Aos meus amigos e companheiros, Yukimassa Hara, Severino Gonçalves de Almeida, Lázaro Leser da Costa, Rosivaldo Ferrarezi, Sidney Martins da Cunha, Aristides Pavani Filho, Salim Aydê, Arlindo Garcia Granado Filho, Hélio Kinosbíta, Ivan Luiz Marques Ricarte, Guilherme Barreto Baird, Marcelo Gilli, Augusto César de Freitas Moraes e Márcio Corte Fior, meu muito obrigado pelo apoio e incentivo durante todos estes últimos anos.

Agradeço aos colegas e desenhistas Edison Pedro de Lima, Nelson Antonio Baquero e Luis Cláudio Pasquini pelos excelentes serviços prestados.

Ao Luciano Dini Filho muito obrigado pela presteza com que sempre executou os serviços de fotocópias.

Às colegas e companheiras Vilma Angélica Pavanatti Padula, Maria José dos Santos Waldman e Elisabete Toledo Frata agradeço toda cooperação e ajuda nos momentos necessários.

Pelos serviços de datilografia agradeço ao amigo Washington Luiz de Paula Pereira, à colega Olga Regina Sofia de Souza Morales e à Isabel Cristina Juliani.

Em especial agradeço a Maria Júlia Dini Fray pelos prestimosos serviços de datilografia desde o início até o término da minha tese.

Finalmente, quero expressar minha gratidão a todos aqueles que, na qualidade de amigos, colegas, companheiros, professores ou de qualquer outra forma, contribuíram direta ou indiretamente para o desenvolvimento e conclusão desta tarefa.

A todos, meu muito obrigado.

O autor

YUZO YANO

## ÍNDICE

	Página
CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO . . . . .	001
I.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS . . . . .	002
I.2 - MOTIVAÇÕES E LIMITAÇÕES . . . . .	004
CAPÍTULO II - AMOSTRAGEM . . . . .	015
II.1 - INTRODUÇÃO . . . . .	016
II.2 - O SINAL DE VÍDEO COMPOSTO PAL-M . . . . .	017
II.3 - AMOSTRAGEM DO SINAL DE VIDEO COMPOSTO PAL-M . . . . .	019
II.4 - AMOSTRAGEM COM A TAF . . . . .	025
II.4.1 - TAF Baseada nos Cruzamentos de Zero do " $\cos \omega_{sc} t$ " . . . . .	027
II.4.1.1 - Zeros de derivada posi- tiva . . . . .	027
II.4.1.2 - Zeros de derivada nega- tiva . . . . .	040
II.4.1.3 - Zeros e derivada posi- tiva e negativa . . . . .	041
II.4.2 - TAF Baseada nos Cruzamentos de Zero do " $\sin \omega_{sc} t$ " . . . . .	043
II.4.2.1 - Zeros "0↑" . . . . .	043
II.4.2.2 - Zeros "0↑" e "0↑↑" . . . . .	045
II.5 - COMENTÁRIOS . . . . .	046
CAPÍTULO III - PREDIÇÃO E QUANTIZAÇÃO PARA O SISTEMA MCPD . . . . .	049
III.1 - INTRODUÇÃO . . . . .	050
III.2 - PREDITOR BIDIMENSIONAL COM TAF . . . . .	051
III.2.1 - TAF Baseada no " $\cos \omega_{sc} t$ " . . . . .	054
III.2.1.1 - Frequência de Amostragem " $3 f_{sc}$ " . . . . .	065
III.2.1.2 - Frequência de Amostragem " $(8/3) f_{sc}$ " . . . . .	073

	Página
III.2.2 - TAF Baseada no " $\text{sen } \omega_{sc} t$ " . . . . .	079
III.2.3 - Comentários Parciais . . . . .	087
III.3 - QUANTIZADOR NÃO UNIFORME PARA O SISTEMA MCPD . . . . .	089
III.3.1 - Condições para a Taxa de Bits . . . . .	093
III.3.2 - Aspectos sobre a Quantização Pro- posta . . . . .	093
III.3.3 - Leis de Quantização . . . . .	107
III.4 - COMENTÁRIOS . . . . .	111
CAPÍTULO IV - MODELOS PARA SIMULAÇÃO . . . . .	113
IV.1 - INTRODUÇÃO . . . . .	114
IV.2 - SISTEMA PARA AQUISIÇÃO DE IMAGENS DIGITALI- ZADAS . . . . .	114
IV.2.1 - Imagens de Teste . . . . .	119
IV.3 - MODELOS PARA SIMULAÇÃO . . . . .	123
IV.3.1 - Especificações para os Filtros Pas- sa-Baixas . . . . .	127
IV.3.2 - Filtros Digitais Passa-Baixas . . . . .	132
IV.3.3 - Aspectos Particulares da Amostra- gem . . . . .	145
IV.3.4 - Demodulação . . . . .	152
IV.4 - COMENTÁRIOS . . . . .	159
CAPÍTULO V - SIMULAÇÕES PARA AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO SIS- TEMA MCPD . . . . .	163
V.1 - INTRODUÇÃO . . . . .	164
V.2 - CRITÉRIOS PROPOSTOS PARA A AVALIAÇÃO DO DESEM- PENHO . . . . .	165
V.3 - SINAIS DE TESTE PARA SIMULAÇÕES . . . . .	169
V.4 - SIMULAÇÕES . . . . .	175
V.4.1 - Sinais de Teste Determinísticos . . . . .	183
V.4.2 - Imagens da SMPTE . . . . .	187
V.4.2.1 - Composição do Sinal PAL-M a Partir das Primárias RGB . . . . .	188

	Página
V.4.2.2 - Sinais Digitais da SMPTE. . . . .	191
V.4.2.3 - Decomposição do Sinal PAL-M nas Primárias RGB . . . . .	193
V.5 - RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES . . . . .	195
V.5.1 - Convenções e Opções . . . . .	199
V.5.2 - Resultados para Quantização Uniforme. . . . .	201
V.5.3 - Resultados para Quantização Não-Uni- forme . . . . .	210
V.5.4 - Comentários Parciais . . . . .	224
V.6 - VISUALIZAÇÃO SUBJETIVA DAS IMAGENS . . . . .	228
V.7 - COMENTÁRIOS . . . . .	232
 CAPÍTULO VI - ESTUDOS INICIAIS PARA O PROJETO DE UM SISTEMA	
MCPD . . . . .	233
VI.1 - INTRODUÇÃO . . . . .	234
VI.2 - FUNÇÕES NECESSÁRIAS NO SISTEMA MCPD . . . . .	235
VI.2.1 - Extração de Relógio . . . . .	237
VI.2.2 - Conversão A/D . . . . .	244
VI.2.3 - Codificação MCPD . . . . .	248
VI.2.3.1 - Armazenadores de Dados "F <sub>1</sub> " e "F <sub>2</sub> " . . . . .	249
VI.2.3.2 - Somador "SUB" . . . . .	250
VI.2.3.3 - Quantizador "Q" . . . . .	251
VI.2.3.4 - Somador "SOM" . . . . .	251
VI.2.3.5 - Preditor "P" . . . . .	252
VI.3 - TESTES PRELIMINARES SUBJETIVOS . . . . .	253
VI.4 - COMENTÁRIOS . . . . .	256
 CAPÍTULO VII - CONCLUSÕES . . . . .	261
 BIBLIOGRAFIA . . . . .	267



CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

## I.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Um dos trabalhos pioneiros na área de digitalização de sinais de televisão foi realizado no início da década de 50, por W.M. Goodall [1.1]. Neste trabalho, uma das preocupações fundamentais foi verificar subjetivamente a qualidade da imagem reconstruída após as conversões A/D ("Analógico-Digital") e D/A ("Digital-Analógica") em função do número de bits usados (1 a 5 bits) na palavra de codificação da imagem em preto e branco, sendo que o sistema em cores encontrava-se ainda em desenvolvimento na época. Atualmente, o número de bits comumente aceito na digitalização de sinais de TV ("Televisão") em cores com qualidade para rádio-difusão é de 6 a 8 bits uniformes por amostra [1.2,1.3]. No entanto, a taxa resultante para transmissão torna-se relativamente grande quando comparada com aquela necessária no caso de sinais digitalizados de voz. De fato, tomando-se a largura de faixa de cerca de 4,2 MHz do sinal de TV no padrão "M", adotado no Brasil e usando-se uma frequência de amostragem super-Nyquist de cerca de 10 MHz, obtém-se a taxa de bits codificados de cerca de 80 Mbit/s para 8 bits/amostra. Comparando-se essa taxa com aquela do sistema digital de 1ª hierarquia do sistema MCP ("Modulação por Código de Pulsos") com capacidade para 30 canais de voz de telefonia, conclui-se que elas representam a grosso modo, mais de 1100 canais de voz, isso sem levar em conta bits de sincronismo, de sinalização e alarme e de preenchimento. Conclui-se então que é de muito interesse a redução da taxa de bits de transmissão para o sinal digitalizado de TV. Com esse propósito, muitos trabalhos têm sido publicados ao longo das duas últimas décadas, vários deles visando fornecer subsídios teóricos e práticos para implementação física de sistemas com redução da taxa e outros já apresentando esquemas teóricos e/ou práticos com o objetivo de reduzir a taxa de bits de transmissão mantendo uma qualidade aceitável para radiodifusão [1.4,1.5].

Cabe no entanto ressaltar que o processamento digital de sinais de TV é apenas um caso particular, estando na verdade inserido dentro de um campo de estudos muito mais abrangente e que envolve os assim chamados "sinais para processamento digital de imagens", os quais têm em comum a informação original ou final

na forma de imagem. Essas imagens podem ser captadas na fonte por câmeras de TV e reproduzidas no destino em telas de monitor de vídeo como no caso dos sinais de televisão comercial, ou de circuito fechado, no caso de videofone e teleconferência, bem como de imagens paradas. Podem também ser captadas na fonte por sensores ópticos, por exemplo CCD ("Charge Coupled Device") e reproduzidas no destino em folhas de papel como é o caso do fac-símile. Várias outras aplicações como o videotexto, terminais de vídeo de computadores envolvem também a reprodução de imagens, assim como acontece no extenso campo da análise e interpretação das imagens recebidas por satélite para aplicação em meteorologia, mineração, estatísticas de diversos tipos como poluição, áreas cultivadas e desmatamento usando, para tanto, conceitos específicos tais como reconhecimento de padrão e enriquecimento de imagens.

No caso de transmissão de imagens de sistemas de televisão, videofone, imagens paradas e fac-símile, a meta principal é a elaboração de esquemas de codificação capazes de reduzir a taxa de bits de transmissão na linha mantendo uma qualidade aceitável da imagem reproduzida para a aplicação em vista. Para tanto, os diversos métodos empregados procuram extrair as informações redundantes bem como as irrelevantes do sinal original de fonte. As irrelevantes, em geral, são aquelas que, mesmo sendo enviadas, não podem ser percebidas pelo sistema psico-visual humano. As redundantes são as informações dispensáveis para a reconstrução do sinal original. Logo, essas últimas dependem muito da estatística do sinal. O método de extração da redundância foi escolhido neste trabalho para redução da faixa necessária para transmissão, já que freqüentemente, o sinal apresenta "alta" correlação entre amostras vizinhas tanto espacial como temporalmente.

Muitas técnicas têm sido propostas para a codificação de sinais de imagens visando a redução da taxa de bits [1.6, 1.7]. Várias delas fazem uso do MCP ("Modulação por Código de Pulsos"), da modulação "Delta" e do MCPD ("Modulação por Código de Pulsos Diferencial"), enquanto que outras utilizam os recursos chamados de "Transformadas" ("Haar, Walsh-Hadamard, Slant, Cosseno, Seno") ou técnicas denominadas de "Preenchimento Condicional ou Sistemático" e "Métodos

de Compensação de Movimentos". Em inúmeros esquemas existentes é comum a utilização de idéias básicas como por exemplo a de predição aproveitando a correlação entre amostras de uma mesma linha de varredura, ou entre amostras de linha, de campos ou de quadros sucessivos de TV. Os esquemas com melhor desempenho do ponto de vista de eficiência de redução versus qualidade de imagem têm sido aqueles que usam métodos com transformadas ou métodos com compensação de movimentos. A desvantagem desses últimos métodos é a complexidade de implementação exigindo uma grande quantidade de memória, já que usam amostras de um ou mais quadros sucessivos. Porém, devido à eficiência eles têm tido aplicação principalmente em projetos de transmissão de sinais de vídeo com faixa estreita como nos casos de videofone e de imagens paradas [1.7,1.8]. No caso de sinais de faixa larga como de TV comercial tem tido aceitação, sistemas que usam o MCPD. Este método foi escolhido neste trabalho por oferecer um bom compromisso entre simplicidade de implementação e desempenho quando comparado com os outros esquemas existentes. Naturalmente, a idéia central é o MCPD, porém existem aspectos particulares associados ao esquema básico, os quais podem ser modificados, criando-se assim um campo fértil para estudos e elaborações de novos projetos.

## I.2. MOTIVAÇÕES E LIMITAÇÕES

O objetivo do presente trabalho é o estudo da redução da taxa de bits de transmissão do sinal de televisão comercial do sistema em cores PAL com padrão M, adotado no Brasil. Esse estudo visa fornecer dados para o projeto de um esquema MCPD capaz de atingir a taxa correspondente ao do sistema de 3ª hierarquia MCP, sendo portanto a meta de cerca de 34 Mbit/s. Comparando-se com a taxa fonte de cerca de 80 Mbit/s, isso significa uma compressão de faixa da ordem de 2,4 vezes. Chamando-se então a taxa média de transmissão em bit/s de "R", a frequência de amostragem de " $f_a$ " e o número médio de bits usados por amostra de "N", tem-se:

$$R = f_a \cdot N \quad (I.1)$$

Na eq.(I.1), observa-se que usando uma frequência fixa " $f_a$ " de cerca de 10 MHz, a taxa limite pode ser atingida conservando-se o valor de "N" menor do que 3,4. Por exemplo, pode-se usar simplesmente um conversor A/D com 3 bits uniformes. De fato, neste caso a taxa requerida está dentro do limite pré-estabelecido, porém a qualidade da imagem reproduzida é outro fator muito importante que deve ser levado em conta na avaliação do desempenho do sistema como um todo. Como a imagem fonte é codificada em 8 bits uniformes, espera-se então durante o processo de redução de faixa, uma degradação na qualidade da imagem. A fim de se manter essa degradação dentro de certos limites em relação a imagem original, procuram-se neste trabalho, esquemas de codificação que apresentem um bom compromisso entre a eficiência de redução e a qualidade da imagem processada e transmitida. Por outro lado, sendo a degradação da qualidade um fator subjetivo, ela é inicialmente associada à degradação da relação sinal/ruído que é um parâmetro de caráter objetivo a fim de que se possam efetuar medidas comparativas. Posteriormente, através de testes subjetivos, procuram-se relacionar as degradações citadas para se ter uma idéia dos efeitos resultantes, muito embora um mesmo valor de degradação da relação sinal/ruído não represente sempre a mesma degradação da qualidade porque esta última depende do tipo de região que foi afetada.

Atualmente, as formas mais comuns em que se utiliza o sinal de TV em cores para processamento digital são a "composta" e a "de componentes". A forma composta é aquela que corresponde ao sinal total já na saída da câmera completa de TV, pronto para ser entregue às etapas de potência e de radiodifusão. Esse sinal composto aqui denominado " $E'_M$ " é constituído de um "sinal de luminância  $E'_Y$ " compatível com os sistemas de TV P & B (Preto e Branco) e de um "sinal de crominância  $E'_C$ " que carrega a informação adicional de cor. A rigor, o sinal composto inclui pulsos de sincronismo e outras informações, porém neste trabalho preocupa-se essencialmente com a informação de imagem, ou seja, com a "parte ativa" do sinal.

O sinal de vídeo composto ativo no sistema PAL é então dado por [1.9]:

$$E'_M = E'_Y + E'_C \quad (I.2)$$

Por outro lado, a forma de componentes é aquela que corresponde aos sinais em fases intermediárias antes da obtenção do sinal composto. A forma mais simples é aquela que corresponde aos sinais denominados "primários" e que são em número de três, aqui chamados de " $E'_R$ ,  $E'_G$  e  $E'_B$ ", cada um deles associado a uma das cores primárias escolhidas em televisão, a saber, a vermelha, a verde e a azul, a fim de reproduzir as demais cores por combinação. Pela composição dessas três cores, é possível se obter a maioria das cores visíveis ao olho humano [1.9,1.10]. Os sinais primários é que formam os sinais de luminância e de crominância. Além disso, o sinal de crominância, por sua vez, é constituído de dois sinais obtidos dos primários e denominados "sinais diferenças de cor  $E'_U$  e  $E'_V$ " e que também são chamados sinais componentes. Assim, encontra-se a outra forma usual de componentes formada pelos sinais de luminância " $E'_Y$ " e pelos dois sinais diferenças de cor " $E'_U$ " e " $E'_V$ ".

Assim, a forma de componentes é formada por uma tríade de sinais, a saber:

$$(E'_R, E'_G, E'_B) \quad \text{ou} \quad (E'_Y, E'_U, E'_V) \quad (I.3)$$

Os sistemas em cores atualmente existentes, que são o PAL ("Phase Alternation Line"), o NTSC ("National Television System Committee") e o SECAM ("Séquential Couleur à Mémoire") obtêm os sinais componentes dados na eq.(I.3) de forma praticamente idêntica, diferenciando-se essencialmente na largura de faixa dos sinais e na resolução da imagem decorrente da diferença entre as estratégias adotadas para sincronismo horizontal e vertical. Assim, a troca de informações internacionais de sinais de TV digitalizados, tende a ser padronizada na forma de componentes devido às semelhanças que suplantam as diferenças quando o sinal ainda se encontra na forma de componentes. Neste caso, a forma

$(E_Y^i, E_U^i \text{ e } E_V^i)$  tem a vantagem em relação a  $(E_R^i, E_G^i, E_B^i)$  por oferecer melhores condições da redução da taxa de bits, porém apresenta a desvantagem de ser menos compatível para os vários sistemas [1. 11].

No caso de transmissão interna, no país, ambas as formas podem ser usadas. Neste trabalho, escolheu-se a forma composta porque ela é a saída natural de uma câmera de TV e está mais próxima daquela que as emissoras entregam pronta para o receptor do telespectador. Além disso, de fato este trabalho pretende ser parte de um projeto mais amplo sobre digitalização de sinais de vídeo e decidiu-se iniciar com a "codificação composta" pelas facilidades de equipamentos e recursos existentes que fornecem e analisam os sinais na forma composta, e também pela simplicidade de implementação em relação à "codificação de componentes". Neste último caso, os requisitos de filtragem são mais rigorosos exigindo, no caso geral, a presença de filtros pente além da necessidade de três conversores rápidos A/D quando a outra codificação exige apenas um. No entanto, o potencial da codificação de componentes não pode ser desprezado e um estudo posterior a este deverá ser realizado oportunamente, mesmo porque no caso de digitalização dentro da estação de TV, onde o problema maior não é a transmissão mas o interesse é a disponibilidade de recursos e efeitos especiais, a codificação de componentes parece ser também bastante apropriada.

Devido à estrutura relativamente complexa e à grande quantidade de informação contida no sinal de vídeo composto, é natural o aparecimento de diversos recursos para se alcançar a compressão de faixa, conforme atesta o volume de trabalhos sobre o assunto. Tais recursos, como MCPD com predição e quantização, aproveitamento dos intervalos não ativos do sinal que correspondem aos pulsos de apagamento horizontal e vertical, uso de código de comprimento variável, além de outros, podem ser utilizados em um mesmo esquema a fim de se aumentar a eficiência de redução.

A idéia básica do sistema MCPD é codificar em binário a diferença entre a amostra atual e a anterior, ao invés de se codificar a amostra plena como é feito no esquema convencional MCP.

A Fig. I.1 mostra o esquema básico de um sistema MCPD convencional analógico, isto é, no qual as amostras atual e anterior, assim como o sinal diferença se encontram na forma analógica.

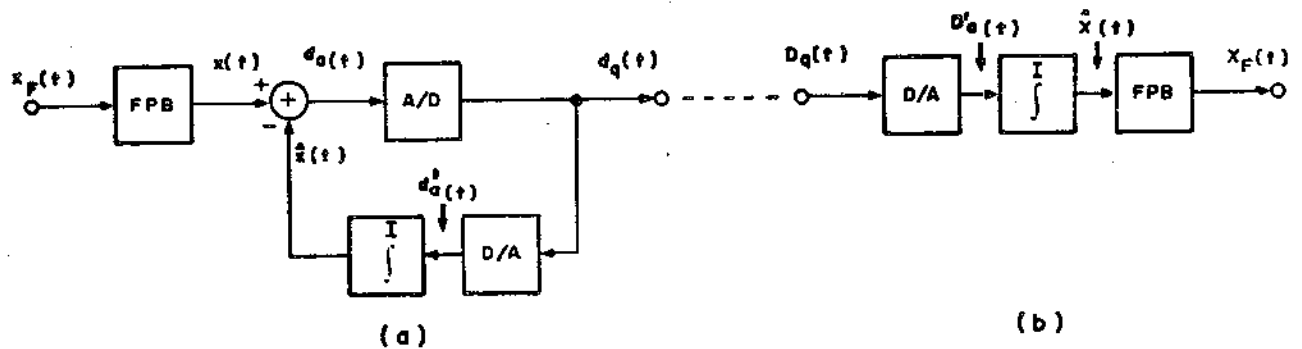


Fig. I.1 - Esquema de um sistema MCPD convencional analógico

(a) Transmissor ; (b) Receptor

Nessa figura, os filtros passa-baixas FPB na entrada do transmissor e na saída do receptor têm a função de limitar o sinal de vídeo em 4,2 MHz. Além disso, supõe-se também que a amostragem esteja embutida nos blocos A/D e D/A, sendo que o conversor A/D tem um atraso de um período de amostragem " $T_a$ ", enquanto que o conversor D/A não tem atraso. Nessas condições, pode-se verificar que o sinal reconstruído  $\hat{x}(t)$  na saída do integrador "I" é uma réplica atrasada de " $T_a$ " do sinal  $x(t)$  amostrado e seguro do.

Por outro lado, no sistema MCPD proposto, ao invés de se trabalhar com o sinal analógico, optou-se por um esquema digital. Este último tem vantagens sobre o primeiro do ponto de vista de implementação física e também pelo fato de que o processo de decodificação no transmissor pode ser mais fiel e facilmente reproduzido no receptor [1.12]. Além disso, no esquema escolhido introduziram-se dois blocos que correspondem ao "quantizador Q" e ao "preditor P". Nesse esquema, a comparação da amostra atual "x" não é feita necessariamente com a amostra anterior, mas sim com



a "amostra prevista  $\hat{x}$ " que é uma idéia mais geral. A idéia da previsão constitui a "chave" do sistema MCPD proposto para extração de redundância. A Fig. I.2 mostra o esquema do sistema MCPD digital.

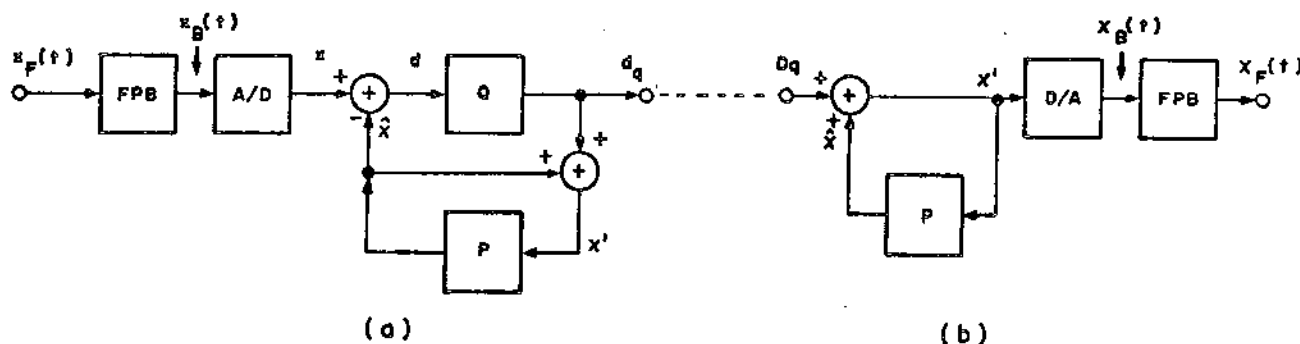


Fig. I.2 - Diagrama de blocos do sistema MCPD digital

(a) Transmissor ; (b) Receptor

Nesse esquema, " $x_F(t)$ " é o sinal original de fonte enquanto que " $x$ " é o sinal digitalizado pelo conversor A/D uniforme em 8 bits. Assim, após a conversão A/D todas as operações subsequentes são realizadas digitalmente. O sinal diferença " $d$ " na saída do subtrator é dado por:

$$d = x - \hat{x} \quad (I.4)$$

onde " $\hat{x}$ " é o valor previsto da amostra " $x$ ". No caso mais simples do MCPD convencional " $\hat{x}$ " é igual ao valor da amostra anterior.

O sinal diferença " $d$ " alimenta o quantizador "Q", o qual no caso mais geral segue uma lei não uniforme. A saída quantizada " $d_q$ " é então dada por:

$$d_q = d + \epsilon_q \quad (I.5)$$

onde " $\epsilon_q$ " é o erro de quantização.

A diferença quantizada " $d_q$ " é então somada com o valor

previsto " $\hat{x}$ " resultando o sinal " $x'$ " que é usado para se fazer a predição.

Tem-se:

$$x' = d_q + \hat{x} \quad (I.6)$$

Substituindo as eqs.(I.4) e (I.5) em (I.6) obtêm-se:

$$x' = x + \epsilon_q \quad (I.7)$$

Essa equação mostra que o sinal " $x'$ " na entrada do preditor é uma réplica do sinal de entrada " $x$ " codificado, porém afetado do ruído de quantização. Deve-se ainda ressaltar que esse ruído é adicional àquele já introduzido na conversão analógica-digital. Se a potência média do ruído de quantização " $\overline{\epsilon_q^2}$ " for pequena quando comparada com a potência média do sinal " $\overline{x^2}$ " então em média os sinais " $x$ " e " $x'$ " são muito parecidos. Assim, o sinal " $x'$ " corresponde ao sinal recuperado no decodificador distante, isto é, no receptor, como mostra a Fig. I.2(b). Essa semelhança entre os dois sinais é também aproveitada neste trabalho para a procura dos preditores considerando-se que o sinal " $x$ " possa substituir o sinal " $x'$ " na expressão dos algoritmos de predição e desprezando-se assim o ruído de quantização " $\epsilon_q$ ". Na verdade, esse ruído depende do quantizador " $Q$ " usado e pode ser grande comparado com o sinal. No entanto, quando se deseja conservar uma razoável relação sinal/ruído, como é o caso, a fim de preservar uma qualidade de imagem aceitável, é admissível considerar que os dois sinais sejam muito semelhantes entre si.

Observa-se ainda na Fig. I.2 que o ruído de quantização " $\epsilon_q$ " não é acumulativo no decodificador ou na malha de realimentação do codificador, uma vez que o quantizador está inserido dentro de uma malha fechada, permitindo a correção dos erros entre o valor atual " $x$ " e o previsto " $\hat{x}$ ".

Na saída do preditor " $P$ " tem-se:

$$\hat{x} = P[\{x'_n\}] \quad (I.8)$$

onde  $P[\cdot]$  é a função de predição enquanto que  $\{x'_n\}$  representa a seqüência de amostras passadas "x'". Deve-se lembrar que a estrutura do sinal de televisão é formada por "linhas de varredura horizontais", sendo cada linha dividida em uma "parte ativa" destinada ao sinal de vídeo da imagem fonte e em uma "parte de apagamento horizontal" destinada aos pulsos de sincronismo horizontal e de detecção de cor. O período correspondente a 525 intervalos de linha corresponde a um quadro de TV. Além disso, cada quadro é subdividido em dois campos de períodos iguais e formados por 262,5 linhas consecutivas e alternadas do quadro. As amostras "x'" podem pertencer à linha atual, a linhas consecutivas, a um mesmo campo, a campos consecutivos, a um mesmo quadro ou a quadros sucessivos.

A Tab. I.1 mostra uma classificação adotada neste trabalho, dependendo da situação das amostras usadas na predição.

Intralinha ou unidimensional	usa somente amostras passadas de uma única linha de varredura
Interlinhas ou bidimensional	usa amostras passadas de duas ou mais linhas de um mesmo campo
Intracampo	usa somente amostras passadas de um único campo
Intercampos	usa amostras passadas de dois ou mais campos
Intraquadro	usa somente amostras passadas de um único quadro
Interquadros	usa amostras passadas de dois ou mais quadros

Tab. I.1 - Classificação de preditores adotada neste trabalho

Neste trabalho, por simplicidade, são propostos apenas preditores "uni" e "bidimensionais", usando-se no máximo uma quantidade de memória para apenas três linhas consecutivas.

Pela Fig. 1.2 observa-se que a taxa "N" da eq. (I.1) é no melhor caso igual à entropia do sinal diferença "d" quando se deseja transmitir o sinal quantizado " $d_q$ " sem distorção. Essa entropia naturalmente, depende do preditor e do quantizador usados no sistema, sendo que o interesse é abaixar a entropia pelo uso de preditores com bom desempenho. A função básica do quantizador é diminuir a entropia do sinal diferença quantizado " $d_q$ " a fim de se atingir a taxa de transmissão desejada na saída. No entanto, se a entropia de saída do sinal " $d_q$ " é menor do que a entropia do sinal diferença antes da quantização "d" então ocorre uma perda de informação no sinal que se traduz numa degradação da relação sinal/ruído e eventualmente numa degeneração da qualidade do sinal reproduzido. Por esses motivos, cresce a importância do preditor sendo ele então considerado o elemento central do sistema MCPD. Naturalmente, os filtros, os conversores A/D e D/A e os somadores são também elementos vitais do sistema, porém neste trabalho, enfocam-se principalmente aspectos referentes ao quantizador e ao preditor.

A regra principal para a procura dos preditores é que a previsão deve ser correta em áreas uniformes quanto à cor. Porém, é interessante que a predição leve em conta as variações do sinal de vídeo composto. O modelamento matemático do sinal torna-se difícil e complexo quando o conteúdo de altas frequências é muito forte, porém é relativamente mais simples se as variações são lentas. No entanto, é impossível prever todos os tipos de variações ainda que lentas restando então o recurso das aproximações. Por simplicidade, neste trabalho toma-se apenas a informação de variação dada pela 1ª derivada do sinal, a fim de se conseguirem preditores que acertem em regiões de variação lenta e linear. Para tais preditores, pelo fato de a previsão da amostra atual ser realizada a partir de amostras vizinhas, espera-se que, mesmo em regiões de variação não linear, os erros de predição diminuam, acarretando assim a diminuição da taxa final de bits de transmissão.

Os preditores propostos neste trabalho utilizam apenas amostras de três linhas consecutivas, a saber, a atual, a 1ª e a

2ª linhas prévias. O desempenho do sistema é medido através de critérios objetivos e subjetivos. A avaliação é feita essencialmente através de simulações no computador a partir de modelos que são discutidos nos capítulos seguintes. Na verdade, o uso de computação para simulação já é uma tendência mundial, principalmente em situações com muitas alternativas como é o caso do presente estudo. Dentro dos critérios objetivos, deu-se ênfase à degradação da relação sinal/ruído quando se usa um quantizador não uniforme. Os sinais de teste utilizados para simulação são de dois tipos. O primeiro consiste de sinais de teste padronizados pelo CCIR, do tipo gerado eletronicamente, enquanto que o segundo de sinais obtidos pela digitalização de imagens-padrão da SMPTE ("Society of Motion Picture and Television Engineers"). Os testes são feitos portanto com imagens paradas, cabendo, no entanto, ressaltar que de fato, o objetivo principal deste estudo teórico é fornecer subsídios para uma futura implementação física do sistema MCPD quando então ter-se-á oportunidade de se realizar o teste dinâmico com cenas em movimento, o que é fundamental para a avaliação subjetiva do desempenho do sistema e da qualidade da imagem reproduzida.

CAPÍTULO II

AMOSTRAGEM

## II.1. INTRODUÇÃO

Numa primeira classificação, os tipos de amostragem que são usados para o sinal de televisão podem ser sub-Nyquist ou super-Nyquist. No primeiro tipo, o processo de filtragem é mais complexo do que no segundo, exigindo comumente a presença de filtros pente. No entanto, este tipo de amostragem é muito eficiente no tocante à redução da taxa de bits de transmissão. O segundo tipo foi escolhido para este trabalho devido à facilidade para realizar as filtrações necessárias para o processamento do sinal.

A amostragem do sinal de TV em cores PAL-M envolve particularidades associadas à própria formação do sinal de vídeo composto. De fato, mesmo que uma região seja de cor uniforme isso não implica que nessa região o sinal é constante. Na verdade, o sinal varia por causa da presença dos sinais diferença de cor modulados em quadratura na frequência das sub-portadoras de cor. Mesmo assim, é possível encontrarem-se frequências de amostragem que permitam obter em áreas uniformes, relações simples entre os valores totais das amostras ou pelo menos entre as componentes de crominância dessas amostras.

Por outro lado, uma vez que o desenvolvimento matemático para o equacionamento dos preditores é feito para áreas uniformes ou quase uniformes é interessante que os preditores sejam formados por amostras as mais próximas possíveis entre si, pois espera-se que em áreas pequenas esse modelo adotado seja mais fiel com a realidade. Neste raciocínio podem-se usar amostras vizinhas espacial e temporalmente na mesma linha ou na 1ª e 2ª linhas prévias do mesmo campo ou de campos e quadros consecutivos. Este trabalho se restringe apenas no aproveitamento das amostras das linhas atual e das 1ª e 2ª linhas prévias do mesmo campo. Essa opção foi feita visando facilitar a implementação física do sistema escolhido, que é o MCPD, conforme já foi dito no Cap. I. Dessa forma, evita-se o uso de uma quantidade relativamente grande de memória que seria necessária para realizar preditores que utilizam amostras de mais de um campo (inter-campos, intra-quadro e inter-quadros). Convém no entanto lembrar que a utilização de amostras de um ou mais quadros completos é uma opção também viável e que permite a exploração de redun

dâncias através de outros métodos diferentes e mais eficientes que o MCPD, porém às custas de uma maior complexidade de projeto e implementação.

Assim, este trabalho estuda somente preditores intracampos para o sistema MCPD envolvendo apenas três linhas consecutivas do mesmo campo, com amostragem uniforme super-Nyquist.

## II.2. O SINAL DE VÍDEO COMPOSTO PAL-M

O sinal composto de televisão no sistema PAL-M é formado de uma parte "ativa" e de uma "não ativa". Nesta última, estão incluídos os intervalos de apagamento horizontal, os pulsos de sincronismo horizontal e vertical, bem como a salva de subportadora de cor. As formas de onda dessa parte "não ativa" são padronizadas pela CCIR ("International Radio Consultation Committee").

Este estudo preocupa-se apenas com a parte "ativa" que é aquela que efetivamente corresponde à imagem a ser transmitida. A parte ativa é formada pelos sinais de "luminância" e de "crominância" aqui denominados de " $E'_Y$ " e " $E'_C$ ", respectivamente.

Chamando-se então de " $E'_M(t)$ " a parte ativa do sinal de vídeo composto PAL-M tem-se [2.1]:

$$E'_M(t) = E'_Y(t) + E'_C(t) \quad (\text{II.1})$$

O sinal de luminância " $E'_Y$ " é necessário para tornar compatível o receptor preto e branco com o sistema de transmissão em cores. Ambos os sinais, " $E'_Y$ " e " $E'_C$ " são obtidos a partir dos sinais componentes " $E'_R$ ", " $E'_G$ " e " $E'_B$ ", que correspondem às cores primárias vermelha, verde e azul, respectivamente.

Para o sinal " $E'_Y$ " tem-se [2.1]:

$$E'_Y(t) = 0,299 E'_R(t) + 0,587 E'_G(t) + 0,114 E'_B(t) \quad (\text{II.2})$$

Nesta equação os apóstrofes nos sinais primários indicam a "correção gama" " $\gamma$ ", ou seja:



$$E_p'(t) = E_p^{1/\gamma} (t) \quad (\text{II.3})$$

onde  $P = R, G, B$  e  $\gamma = \gamma_1 \gamma_2$  onde  $0,6 \leq \gamma_1 \leq 0,7$  (tubo vidicon) e  $2,0 \leq \gamma_2 \leq 3,0$  (receptor cromático). Neste trabalho usou-se  $\gamma = 1,6 \approx 0,65 \times 2,5$ .

Por outro lado, o sinal de crominância é formado pelos sinais diferenças de cor " $E_U'(t)$ " e " $E_V'(t)$ " dados por [2.1]:

$$E_U'(t) = 0,493 [E_R'(t) - E_Y'(t)] \quad (\text{II.4})$$

$$E_V'(t) = 0,877 [E_R'(t) - E_Y'(t)] \quad (\text{II.5})$$

Os sinais " $E_U'$ " e " $E_V'$ " são modulados em quadratura na frequência de subportadora de cor a fim de se gerar o sinal de crominância. Tem-se [2.1]:

$$E_C'(t) = E_U'(t) \sin \omega_{sc} t + m(t) E_V'(t) \cos \omega_{sc} t \quad (\text{II.6})$$

Nesta equação tem-se:

$$\omega_{sc} = 2\pi f_{sc} \quad (\text{II.7})$$

onde " $f_{sc}$ " é a frequência de subportadora de cor e vale  $3575611,49 \pm 10,00$  Hz na prática. Além disso, " $m(t)$ " representa o chaveamento PAL valendo "+1" e "-1" em linhas de varredura alternadas. Logo, " $m(t)$ " é uma onda periódica quadrada variando entre "+1" e "-1", com um período de " $2T_H$ ", onde " $T_H$ " é o intervalo de varredura horizontal de uma linha.

Substituindo a eq.(II.6) na eq.(II.1), obtêm-se:

$$E_M'(t) = E_Y'(t) + E_U'(t) \sin \omega_{sc} t + m(t) E_V'(t) \cos \omega_{sc} t \quad (\text{II.8})$$

Esta equação representa então o sinal de vídeo composto ativo em banda base e que no sistema PAL-M deve estar limitado em 4,2 MHz [2.1]. O sinal de luminância ocupa a faixa máxima de 4,2 MHz,

enquanto que os sinais diferenças de cor estão limitados em banda base em 1,3 MHz. Logo, existe uma assimetria no espectro do sinal de crominância em torno da subportadora de cor ( $\approx 3,58$  MHz). Dessa forma, na verdade os sinais  $E'_U$  e  $E'_V$  estão modulados em VSB ("Vestigial Side Band") e não em DSB ("Double Side Band"), o que faz com que a expressão de " $E'_M(t)$ " seja um pouco mais complexa do que aquela dada pela eq.(II.8). Este aspecto foi abordado em trabalhos anteriores a este e pode ser visto nas referências [2.2,2.3]. A forma DSB da eq. (II.8) é válida em regiões de interesse neste trabalho, tais como, as uniformes e as quase uniformes.

Cabe agora ressaltar que nesta secção apresentaram-se tão somente as relações entre os diversos sinais no sistema PAL-M, que se julgaram mais relevantes para o prosseguimento do presente estudo. Uma caracterização mais profunda envolvendo aspectos de formação do sinal de TV em radiodifusão pode ser obtida nas referências [2.1], a [2.8].

### II.3. AMOSTRAGEM DO SINAL DE VÍDEO COMPOSTO PAL-M

Neste trabalho utiliza-se a amostragem uniforme, sendo esta portanto periódica. Suponha que " $T_a$ " seja o período de amostragem e que os instantes de amostragem sejam dados por " $t_q$ ". Logo;

$$t_q = t_0 + q T_a \quad (\text{II.9})$$

onde " $t_0$ " é o instante inicial de amostragem e " $q$ " um número inteiro, isto é,

$$0 \leq t_0 < T_a \quad (\text{II.10})$$

$$q = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

Além disso, se " $f_a$ " é a frequência de amostragem deve-se ter:

$$f_a = \frac{1}{T_a} \quad (\text{II.11})$$

Supondo-se que a amostragem seja feita nas regiões de interesse, que são as uniformes e as quase uniformes, o sinal a ser amostrado é dado pela eq. (II.8). Esta equação pode ser reescrita na forma:

$$E_M'(t) = E_Y'(t) + R'(t) \text{ sen}[\omega_{sc} t + m(t) \beta(t)] \quad (\text{II.12})$$

onde:

$$R'(t) = \{E_U'^2(t) + E_V'^2(t)\}^{1/2} \quad (\text{II.13})$$

$$\beta(t) = \text{arc tg}[E_V'(t)/E_U'(t)] \quad (\text{II.14})$$

Os valores das amostras nos instantes " $t_q$ " são então dados por:

$$E_M'(t_q) = E_M'(t) \Big|_{t=t_q} \quad (\text{II.15})$$

Suponha agora uma região "R" de cor uniforme abrangendo parte das linhas atual "j" e da 1ª linha prévia "j+1" no mesmo campo, como mostra a Fig. II.1.

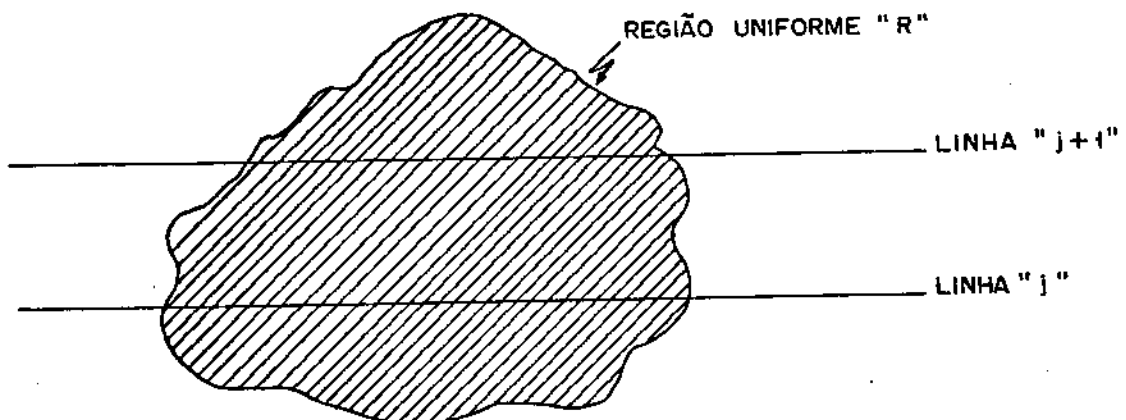


Fig. II.1 - Amostragem em regiões uniformes

Na região "R", tem-se:

$$E'_Y(t_q) = E'_{Y0} \quad (\text{II.16})$$

$$R'(t_q) = \{E'^2_{U0} + E'^2_{V0}\}^{1/2} = R'_0 \quad (\text{II.17})$$

$$\beta(t_q) = \text{arc tg}[E'_{V0} / E'_{U0}] = \beta_0 \quad (\text{II.18})$$

onde  $E'_{Y0}$ ,  $E'_{U0}$  e  $E'_{V0}$  são constantes dentro dessa região "R".

A fim de se aproveitar a correlação entre as amostras dessas duas linhas, é interessante que a amostragem gere entre os valores das amostras relações simples conhecidas, pelo menos para a parte do sinal de crominância já que a luminância é a mesma. Essas relações entre as amostras de uma região uniforme sendo então conhecidas, podem ser aproveitadas para a geração de preditores. O primeiro passo é então determinar quais frequências de amostragem permitem o aparecimento de relações simples entre as amostras de uma região uniforme.

Suponha então as amostras correspondentes a " $q_1$ " e " $q_0$ " nas linhas prévia e atual, respectivamente. A relação simples escolhida neste trabalho estabelece que os módulos dos valores dos sinais de crominância dessas duas amostras sejam iguais. Deve-se notar que as partes de luminância dessas duas amostras são iguais uma vez que a região é uniforme. Contudo, as partes de crominância não são necessariamente iguais, ainda que a região seja uniforme pois o sinal de crominância é constituído dos sinais diferenças de cor modulados em quadratura sendo que os sinais diferenças é que são constantes.

Suponha então que:

$$|E'_c(t_{q1})| = |E'_c(t_{q0})| \quad (\text{II.19})$$

Usando-se as eqs. (II.16) e (II.17) e sabendo-se que:

$$m(t_{q1}) = -m(t_{q0}) = -m_0 \quad (\text{II.20})$$

onde  $m_0 = \pm 1$ , tem-se:

$$q_1 + q_0 = [k \pi - 2\rho_0] f_a / \omega_{sc} \quad (\text{II.21})$$

$$q_1 - q_0 = (k\pi + 2m_0\beta_0) f_a / \omega_{sc} \quad (\text{II.22})$$

onde  $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$  e " $\rho_0$ " é a fase inicial de amostragem dada por:

$$\rho_0 = \omega_{sc} t_0 \quad (\text{II.23})$$

A condição expressa por (II.21) mostra uma dependência dos resultados em função de " $\beta_0$ ". Como " $\beta_0$ " varia com a região uniforme considerada, pois depende dos sinais diferença de cor, isto significa que a frequência de amostragem " $f_a$ " também depende da cor dessa região uniforme. Neste estudo, isto é indesejável uma vez que se pretende fazer uma amostragem que seja uniforme ao longo do tempo. Logo, esse caso não será estudado.

Por outro lado, na condição expressa por (II.22) nota-se uma dependência de " $f_a$ " com a fase inicial de amostragem " $\rho_0$ ". Logo, para o aproveitamento das amostras na linha prévia, torna-se necessário conhecer esta fase inicial, ou seja, amarrar os instantes de amostragem em relação à subportadora de cor, fixando a fase inicial " $\rho_0$ " em valores pré-determinados, ou seja, se " $\rho_0$ " é constante então " $f_a$ " também é, acarretando uma amostragem uniforme.

A procura das frequências de amostragem é então feita levando-se em conta as seguintes condições:

- (1) Uma vez que não se deseja usar métodos de sub-amostragem, o valor de  $f_a$  deve ser maior do que duas vezes a máxima frequência do sinal composto de banda base. Além disso, a fim de se reduzir a taxa de bits final do sistema, a frequência " $f_a$ " não deve ultrapassar três vezes a frequência de subportadora de cor. Logo:

$$2,35 f_{sc} \leq f_a \leq 3 f_{sc} \quad (\text{II.24})$$

(2) O valor de " $f_a$ " deve ser da forma:

$$f_a = \frac{r}{s} f_H \quad (\text{II.25})$$

onde " $r$ " e " $s$ " são inteiros estritamente positivos a fim de facilitar a implementação física do oscilador em " $f_a$ ".

Por outro lado, no sistema PAL-M tem-se por norma que:

$$f_{sc} = (909/4) f_H \quad (\text{II.26})$$

Assim, das eqs. (II.25) e (II.26), tem-se:

$$f_a = (4r/909s) \cdot f_{sc} = (r_1/r_2) f_{sc} \quad (\text{II.27})$$

onde " $r_1$ " e " $r_2$ " são inteiros estritamente positivos.

(3) O valor de " $f_a$ " deve ser tal que para qualquer amostra " $x$ " na linha atual existam amostras " $x_0$ ", " $x_1$ " e " $x_2$ " nas linhas atual, 1ª e 2ª linhas prévias respectivamente e tais que:

$$|E'_c(t_0 + q_0 T_a)| = |E'_c(t_0 + q T_a)| \quad (\text{II.28})$$

$$|E'_c(t_0 + q_1 T_a)| = |E'_c(t_0 + q T_a)| \quad (\text{II.29})$$

$$|E'_c(t_0 + q_2 T_a)| = |E'_c(t_0 + q T_a)| \quad (\text{II.30})$$

onde " $t_0 + q_i T_a$ " são os instantes de amostragem das amostras " $x_i$ ",  $i = 0, 1$  e  $2$ , respectivamente, e " $t_0 + q T_a$ " é o instante de amostragem da amostra " $x$ ".

Tomando-se a eq. (II.28) que se refere às amostras da linha atual, podem-se relacionar entre inúmeras outras, cinco frequências de amostragem de interesse e que são [2.3]:

$$f_a = 3 f_{sc}, (5/2)f_{sc}, (8/3)f_{sc}, (12/5)f_{sc} \text{ e } (14/5)f_{sc} \quad (\text{II.31})$$

Essas frequências apresentam a forma dada na eq.(II.27) e foram selecionadas por apresentarem um ciclo de repetição de valores absolutos das componentes de crominância das amostras, razoavelmente pequeno na mesma linha. De fato, pode-se verificar que o ciclo é de 3, 5, 4, 6 e 7 amostras para as frequências  $3 f_{sc}$ ,  $(5/2) f_{sc}$ ,  $(8/3)f_{sc}$ ,  $(12/5)f_{sc}$  e  $(14/5)f_{sc}$ , respectivamente.

Dessa forma é interessante que essas mesmas frequências possam ser usadas no caso de se aproveitarem amostras da 1ª linha prévia, o que de fato é possível, como será visto na seção seguinte, desde que se conheça a fase inicial de amostragem " $\rho_0$ ". Essa amarração é então consequência do chaveamento PAL que ocorre de linha para linha. De fato, fazendo-se um estudo sobre as frequências de amostragem possíveis de serem utilizadas no caso de se usar a correlação entre as amostras nas linhas atual e 2ª linha prévia pode-se mostrar que não é necessária tal amarração [2.3]. Pode-se constatar que as frequências dadas em (II.31) satisfazem a eq.(II.30), restando portanto verificar a condição dada por (II.29) o que é feito nas seções seguintes.

Verificou-se assim a necessidade de se usar algum tipo de recurso na amostragem no caso de se desejar aproveitar as amostras da 1ª linha prévia. Tal recurso aqui denominado "Técnica de Amarração de Fase" ou abreviadamente TAF, será estudado a seguir. Naturalmente, essa técnica irá acarretar uma maior complexidade de implementação do sistema de amostragem em relação àquele em que a fase inicial de amostragem é livre. De uma maneira geral pode-se dizer que a fase de amostragem pode ser livre sempre que se usam amostras de linhas com o mesmo sinal para o chaveamento PAL (" $m(t)$ ", na eq. II.6). No caso de se usarem amostras de linhas com " $m(t)$ " diferentes (+1 e -1) deve-se necessariamente recorrer a algum recurso extra de amostragem.

Cabe ainda ressaltar que as frequências dadas em (II.31) permitem a existência de amostras de mesmo valor absoluto para as componentes de crominância entre pontos próximos:

- a. na mesma linha;

- b. em linhas adjacentes, do mesmo campo;
- c. em linhas adjacentes, do mesmo quadro;
- d. em linhas adjacentes ou correspondentes de quadros consecutivos.

desde que a região considerada seja uniforme, isto é, de mesma cor. Este fato pode ser verificado levando-se em conta a formação do sinal de vídeo composto PAL-M em cada caso particular, e não será aqui apresentado, já que o interesse neste trabalho é o de aproveitar a correlação existente apenas entre amostras da linha atual, 1ª e 2ª linhas prévias do mesmo campo, conforme já mencionado anteriormente [2.3], [2.9].

#### II.4. AMOSTRAGEM COM A TAF

Foi frisada na secção anterior (secção II.3) a necessidade de se utilizar algum tipo de artifício quando se pretende explorar a correlação que existe entre amostras em linhas adjacentes de um mesmo campo. Um destes artifícios, que será agora estudado, consiste em se fixar o instante inicial " $t_0$ " de amostragem em um valor predeterminado e conhecido em relação à origem de tempo escolhida para as subportadoras de cor. Tal fato corresponde a se fixar a fase inicial de amostragem " $\rho_0$ ".

Este estudo será feito para " $\rho_0$ " pré-fixado de tal forma que os instantes de amostragem para algumas amostras coincidam, periódica e sistematicamente, com os instantes de passagem pelo zero das ondas " $\text{sen } 2\pi f_{sc} t$ " ou " $\text{cos } 2\pi f_{sc} t$ ". Conforme será visto adiante, tal procedimento traz algumas vantagens quanto à facilidade de utilização da linha anterior, apesar do chaveamento PAL na componente  $E'_V(t)$ .

Considere-se agora a Fig. II.2 que mostra as ondas " $\text{cos } \omega_{sc} t$ " e " $\text{sen } \omega_{sc} t$ ".

Inicialmente para a onda " $\text{cos } \omega_{sc} t$ " nota-se na Fig. II.2 que existem zeros com derivadas positiva " $\odot$ " e negativa " $\ominus$ ". Os primeiros ocorrem para  $t = t_{Pn}$  e os segundos para  $t = t_{Nn}$ , dados por:

$$t_{Pn} = (4n + 3)T_{sc}/4 \quad (II.32)$$



$$t_{Nn} = (4n + 1)T_{sc}/4 \quad (\text{II.33})$$

onde  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$  e " $T_{sc}$ " é um período da frequência de subportadora de cor " $f_{sc}$ ".

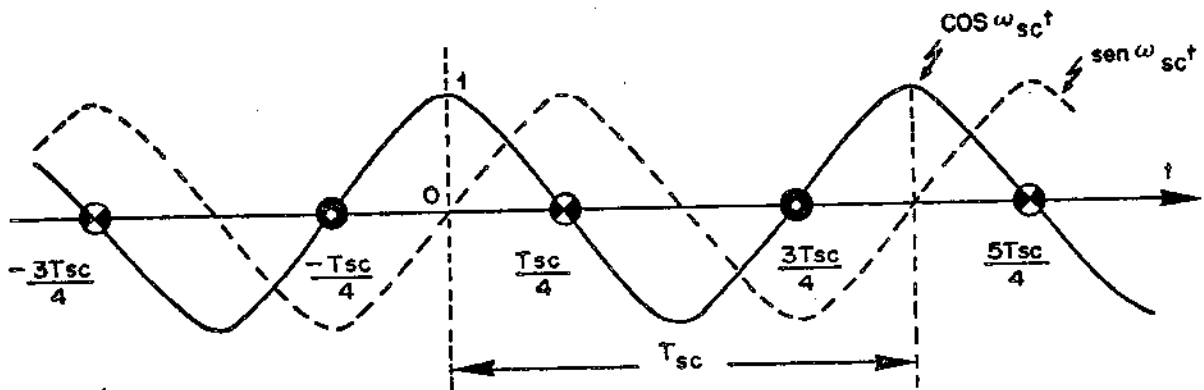


Fig. II.2 - Cruzamentos de zero da sub-portadora

Por outro lado, no caso de " $\text{sen } 2\pi f_{sc} t$ " os cruzamentos de zero de derivada positiva e os de derivada negativa, ocorrem para  $t = t_{pn}$  e  $t = t_{Nn}$ , respectivamente e dados por:

$$t_{pn} = \pm n T_{sc} \quad (\text{II.34})$$

$$t_{Nn} = \pm (2n + 1) T_{sc} / 2 \quad (\text{II.35})$$

onde  $n = 0, 1, 2, \dots$

A técnica de amarração de fase (TAF) proposta nesta seção consiste em se fazer com que os instantes de amostragem coincidam sistematicamente com os cruzamentos de zero do " $\text{cos } 2\pi f_{sc} t$ " ou do " $\text{sen } 2\pi f_{sc} t$ " pelo menos para uma amostra dentro de um intervalo  $k_0 T_{sc}$ , onde  $k_0 = 1, 2, \dots$ . Assim, no caso de amostragem uniforme há uma repetição periódica das amplitudes do sinal amostrado a cada intervalo  $k_0 T_{sc}$ . Note-se então que poderão existir amostras que não estejam nos cruzamentos de zero, nem do seno, nem do cosseno.

### II.4.1. TAF Baseada nos Cruzamentos de Zero do "cos $\omega_{sc}t$ "

Neste caso, a referência para os cruzamentos de zero é a onda "cos  $\omega_{sc}t$ ". Inicialmente, consideram-se os cruzamentos nos zeros de derivada positiva.

#### II.4.1.1. Zeros de derivada positiva

Os zeros em questão ocorrem em instantes nos quais a derivada da onda "cos  $\omega_{sc}t$ " é positiva e indica-se tal fato por "0<sup>+</sup>" (zero na subida). No caso geral, a distância entre dois instantes de cruzamentos de zero consecutivos, nos quais necessariamente se faz a amostragem é de " $k_0 T_{sc}$ " e será denotado por " $T_x$ ", isto é:

$$T_x = k_0 T_{sc} \quad (\text{II.36})$$

onde " $k_0$ " é um número inteiro estritamente positivo conforme já foi dito anteriormente. Dentro do intervalo " $T_x$ " deve-se ter um número inteiro " $p$ " de amostras equidistantes entre si de um período de amostragem " $T_a$ ".

Considere-se então a Fig. II.3, na qual estão representadas " $p$ " amostras dentro de um intervalo " $T_x$ ". Nesta figura, os valores das amostras são representados por " $x_{i,j}$ ", onde " $j$ " indica a linha de varredura e " $i$ " a posição da amostra dentro da linha.

Logo, o período de amostragem " $T_a$ " é dado por:

$$T_a = \frac{k_0 T_{sc}}{p} \quad (\text{II.37})$$

onde " $p$ " é um número inteiro estritamente positivo.

Na Fig. II.3, " $q_0$ " e " $q_1$ " correspondem a uma das amostras nos instantes de cruzamentos de "0<sup>+</sup>" da onda "cos  $\omega_{sc}t$ " nas linhas " $j$ " e " $j+1$ " respectivamente.

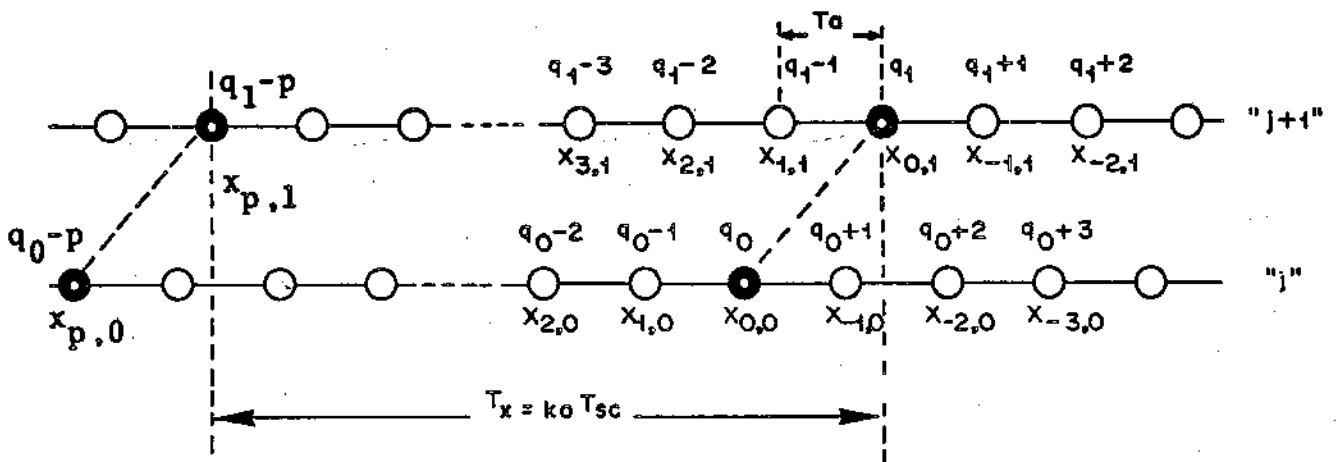


Fig. II.3 - Distribuição das amostras dentro de um intervalo  $k_0 T_{sc}$  para amostragem uniforme, "0+" do  $\cos \omega_{sc} t$

Sejam os instantes de amostragem de "q<sub>0</sub>" e "q<sub>1</sub>", chamados de "t<sub>q0</sub>" e "t<sub>q1</sub>", respectivamente. Logo, tem-se:

$$\cos \omega_{sc} \cdot t_{q0} = \cos \omega_{sc} \cdot t_{q1} = 0 \quad (\text{II.38})$$

$$\text{sen } \omega_{sc} \cdot t_{q0} = \text{sen } \omega_{sc} \cdot t_{q1} = -1$$

Assim, nas linhas "j" e "j+1", tomando-se a numeração da da na Fig. II.3, tem-se:

$$\cos \omega_{sc} \cdot (t_{q0} - kT_a) = -\cos \omega_{sc} (t_{q1} + kT_a) \quad (\text{II.39})$$

$$\text{sen } \omega_{sc} \cdot (t_{q0} - kT_a) = \text{sen } \omega_{sc} (t_{q1} + kT_a)$$

onde  $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

As expressões em (II.39) mostram apenas que o " $\cos \omega_{sc} t$ " é uma função ímpar em torno do cruzamento de zero especificado, en quanto que o " $\text{sen } \omega_{sc} t$ " é par. Se o cruzamento de zero fosse do " $\text{sen } \omega_{sc} t$ " então ocorreria o inverso.

Da expressão (II.8), supondo-se que  $m(t_q) = m_0$  na linha "j" e usando-se as relações (II.38) e (II.39), resultam:

$$\begin{aligned}
 & \vdots \\
 x_{0,0} &= E'_Y - E'_U = x_{0,1} \\
 x_{1,0} &= E'_Y + E'_U \operatorname{sen} \omega_{sc}(t_{q0} - T_a) + m_0 E'_V \cos \omega_{sc}(t_{q0} - T_a) = \\
 &= E'_Y + E'_U \operatorname{sen} \omega_{sc}(t_{q1} + T_a) - m_0 E'_V \cos \omega_{sc}(t_{q1} + T_a) = \\
 &= x_{-1,1} \\
 x_{2,0} &= E'_Y + E'_U \operatorname{sen} \omega_{sc}(t_{q0} - 2T_a) + m_0 E'_V \cos \omega_{sc}(t_{q0} - 2T_a) = \\
 &= E'_Y + E'_U \operatorname{sen} \omega_{sc}(t_{q1} + 2T_a) - m_0 E'_V \cos \omega_{sc}(t_{q1} + 2T_a) = \\
 &= x_{-2,1} \\
 & \vdots
 \end{aligned} \tag{II.40}$$

Logo:

$$x_{i,0} = x_{-i,1} \tag{II.41}$$

onde  $i = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$

Da eq.(II.41) conclui-se que a amostra distanciada de  $kT_a$  à esquerda de " $x_{0,0}$ " tem o mesmo valor daquela distanciada de  $kT_a$  à direita de " $x_{0,1}$ " e vice-versa. Por outro lado, dependendo da relação entre " $f_a$ " e " $f_{sc}$ ", podem-se obter outros tipos de relacionamentos entre as amostras, conforme será visto adiante.

A Fig. II.4 mostra a correspondência entre as amostras nas linhas "j" e "j+1", segundo a eq.(II.41).

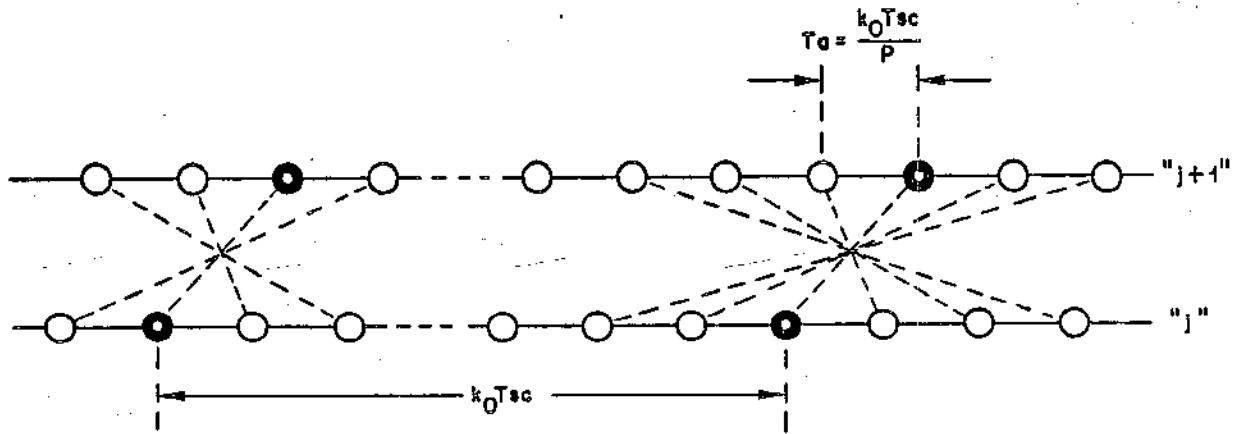


Fig. II.4 - Interdependência das amostras para  $f_a = (p/k_0)f_{sc}$ , "0↑" do  $\cos \omega_{sc} t$

Por outro lado, da eq.(II.37) obtém-se a frequência de amostragem dada por:

$$f_a = \frac{p}{k_0} f_{sc} \quad (\text{II.42})$$

onde  $p = 1, 2, 3, \dots$  e  $k_0 = 1, 2, 3, \dots$ .

A Tab. II.1 mostra então as frequências de amostragem de interesse, isto é, sujeitas à condição (II.24) e satisfazendo a eq. (II.42), para alguns valores de " $k_0$ ".

$k_0$	1	2	3	4	5	6	7
$p$	3	5 6	8 9	10 11 12	12 13 14 15	15 16 17 18	17 18 19 20 21
$f_a$	$3 f_{sc}$	$(5/2) f_{sc}$ $3 f_{sc}$	$(8/3) f_{sc}$ $3 f_{sc}$	$(5/2) f_{sc}$ $(11/4) f_{sc}$ $3 f_{sc}$	$(12/5) f_{sc}$ $(13/5) f_{sc}$ $(14/5) f_{sc}$ $3 f_{sc}$	$(5/2) f_{sc}$ $(8/3) f_{sc}$ $(17/6) f_{sc}$ $3 f_{sc}$	$(17/7) f_{sc}$ $(18/7) f_{sc}$ $(19/7) f_{sc}$ $(20/7) f_{sc}$ $3 f_{sc}$

Tab. II.1 - Valores de " $f_a$ " utilizáveis em função de " $k_0$ " e " $p$ ", "0↑" do  $\cos \omega_{sc} t$

Nesta tabela nota-se que novamente apareceram as frequências relacionadas em (II.31) e que foram encontradas no caso de amostragem com fase inicial livre.

A seguir, analisam-se várias situações particulares, sendo que a primeira delas corresponde à condição em que  $k_0 = 1$ .

• Caso A.  $k_0 = 1$

Neste caso, tem-se da eq.(II.36):

$$T_x = T_{sc} \quad (\text{II.43})$$

Da eq. (II.42) tem-se:

$$f_a = p f_{sc} \quad (\text{II.44})$$

Da Tab. II.1, o valor de "p" que interessa é  $p = 3$ .

Por outro lado, o número " $K_s$ " de intervalos  $T_{sc}$  num período de linha  $T_H$  é obtido da eq.(II.26) e vale:

$$K_s = (227 + 1/4) \text{ intervalos } T_{sc} / \text{intervalo } T_H \quad (\text{II.45})$$

Além disso, neste caso em que  $f_a = 3 f_{sc}$ , pode-se verificar da eq.(II.15) que dentro de uma mesma linha "j" e numa região uniforme, tem-se:

$$x_{i,j} = x_{i+3,j} \quad (\text{II.46})$$

onde  $i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$  e  $j = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Assim, das eqs.(II.41), (II.45) e (II.46) tem-se que o mosaico das amostras nas linhas "j" e "j+1" do mesmo campo, neste caso em que  $k_0 = 1$  e  $p = 3$  é aquele dado na Fig. II.5. O mosaico mostra a distribuição das amostras e a interdependência das mesmas numa região uniforme.

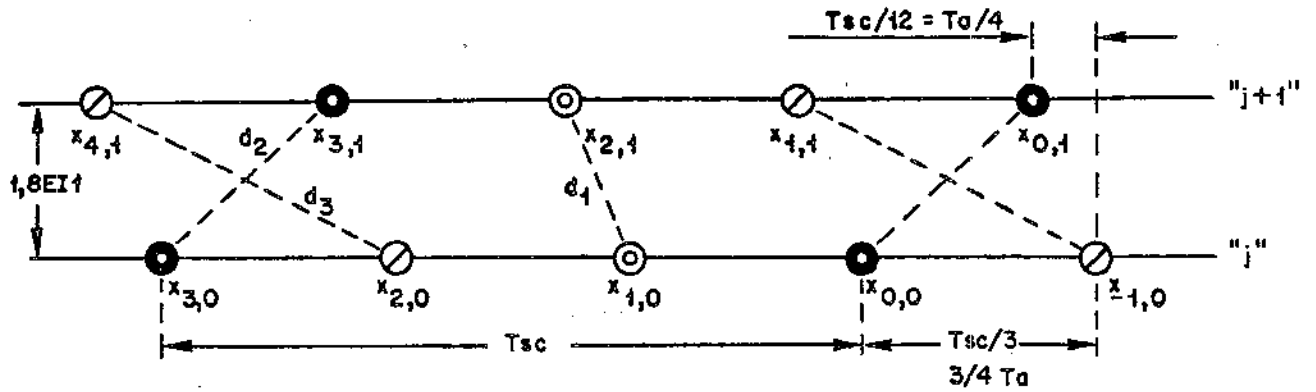


Fig. II.5 - Interdependência das amostras para  $f_a = 3 f_{sc}$   
 $k_0 = 1$ , "0↑" do  $\cos \omega_{sc} t$

Por essa figura, observa-se que existe um cruzamento nas correspondências entre as amostras, conforme indicam as linhas traçadas unindo as amostras. Cabe neste ponto ressaltar que no caso de se usarem apenas as amostras das linhas atual e 2ª prévia, tais cruzamentos não ocorrem como foi visto em trabalho anterior [2.3].

A utilização da TAF na situação estudada implica portanto que a cada três amostragens se passe por um cruzamento de zero do " $\cos \omega_{sc} t$ ". Isso, na verdade, significa que a fase inicial de amostragem não é livre, porém um valor bem definido. De fato, considere-se a Fig. II.6 que mostra as sub-portadoras de  $E'_U(t)$  e  $E'_V(t)$ .

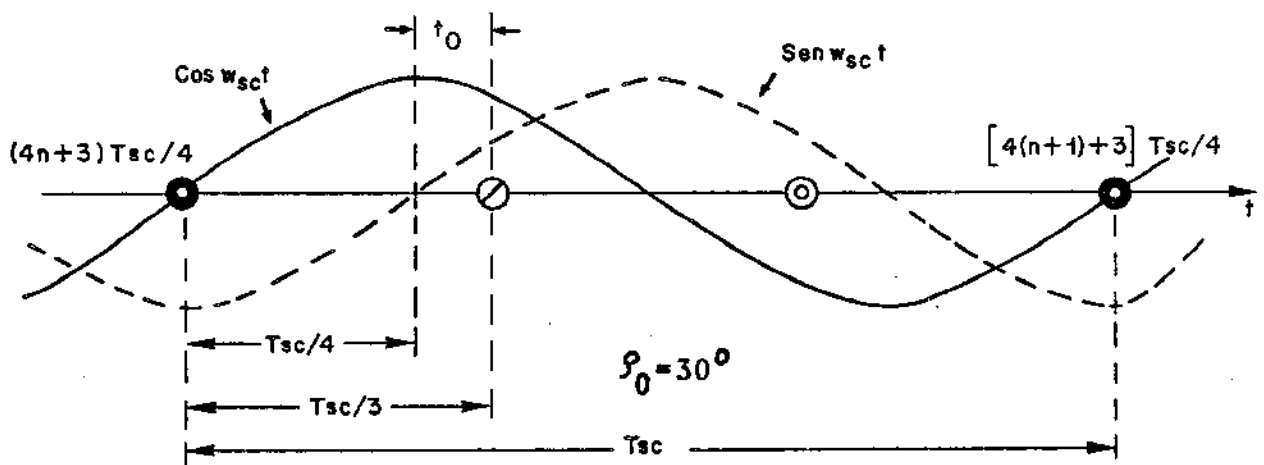


Fig. II.6 - Valores de cosseno e do seno nos instantes de amostragem para  $k_0 = 1$ ,  $p = 3$ ,  $f_a = 3 f_{sc}$ , "0↑" do  $\cos \omega_{sc} t$

Dessa figura, tira-se que o instante inicial de amostragem " $t_0$ " é dado por:

$$t_0 = \frac{T_{sc}}{3} - \frac{T_{sc}}{4} = \frac{1}{12} T_{sc}$$

para  $f_a = 3 f_{sc}$ ,  $p = 3$ ,  $k_0 = 1$ . (II.47)

Assim, o valor da fase inicial " $\rho_0$ " é dado por:

$$\rho_0 = 2\pi f_{sc} t_0 = \pi/6 \text{ rd} \quad (\text{II.48})$$

Dessa forma, a utilização da TAF neste caso, implica em se prefixar o valor de " $\rho_0$ " em  $30^\circ$ .

. Caso B.  $k_0 = 2$

Da eq.(II.36) tem-se:

$$T_x = 2 T_{sc} \quad (\text{II.49})$$

Da eq.(II.42), obtêm-se:

$$f_a = \frac{p}{2} f_{sc} \quad (\text{II.50})$$

Da Tab. II.1 observa-se que as frequências de amostragem satisfazendo também a restrição da eq.(II.24) são  $(5/2)f_{sc}$  e  $3f_{sc}$  para  $p = 5$  e  $p = 6$ , respectivamente. O caso de  $f_a = 3 f_{sc}$  já foi visto para  $k_0 = 1$ .

Além disso, neste caso, para a frequência de  $(5/2)f_{sc}$  tem-se:

$$x_{i,j} = x_{i+5,j} \quad (\text{II.51})$$

onde  $i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$  e  $j = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$



No caso de  $f_a = (5/2)f_{sc}$ , a Fig. II.7 mostra o mosaico das amostras. Note-se que nesta figura foi usado o fato de que o número  $K_0$  de intervalos  $k_0 T_{sc}$  (neste caso,  $k_0 = 2$ ) em um período de linha  $T_H$  é dado por:

$$K_0 = \frac{K_S}{2} = (113 + 5/8) \text{ intervalos } 2 T_{sc} / \text{intervalo } T_H \quad (\text{II.52})$$

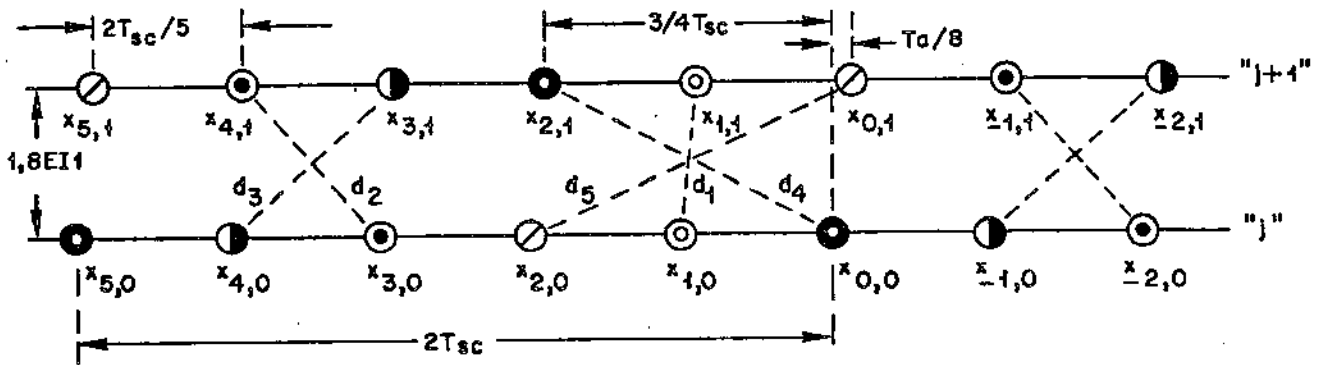


Fig. II.7 - Interdependência das amostras para  $f_a = (5/2)f_{sc}$ ,  $k_0 = 2$ ,  $p = 5$ , "0↑" do  $\cos \omega_{sc} t$

Neste caso, a fase inicial pode ser obtida da Fig. II.8.

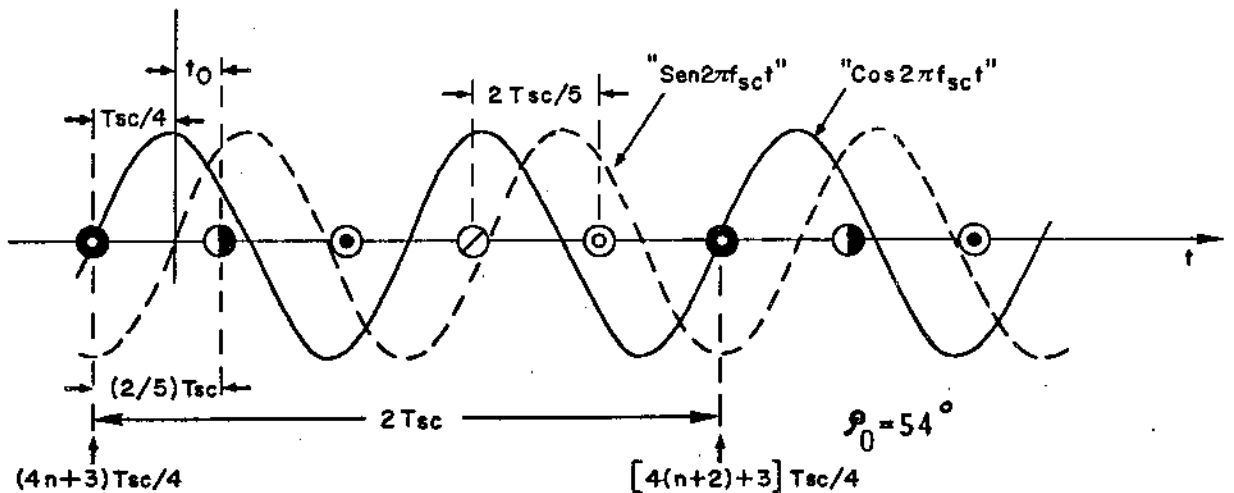


Fig. II.8 - Valores do cosseno e do seno nos instantes de amostragem para  $k_0 = 2$ ,  $p = 5$ ,  $f_a = (5/2)f_{sc}$ , "0↑" do  $\cos \omega_{sc} t$

De fato, observe-se que:

$$t_0 = \frac{3}{20} T_{sc} \quad (\text{II.53})$$

Logo:

$$\rho_0 = \frac{3\pi}{10} \text{ rd} \quad \text{para } f_a = (5/2)f_{sc}, \quad p = 5, \quad k_0 = 2 \quad (\text{II.54})$$

Logo o valor de " $\rho_0$ " correspondete a  $54^\circ$ .

• Caso C.  $k_0 = 3$

Neste caso, a distância " $T_x$ " entre 2 instantes de cruza-  
mentos de zero consecutivos na subida, nos quais necessariamente se  
processa a amostragem, é de  $3 T_{sc}$ . Dentro deste intervalo, podem - se  
ter " $p$ " amostras do sinal de vídeo, como mostra a Fig. II.9.

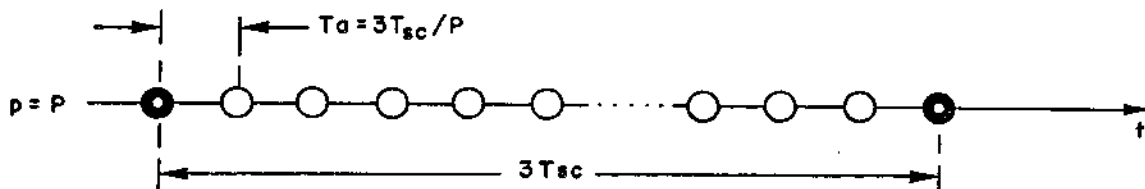


Fig. II.9 - Intercalamento das amostras dentro do intervalo  
 $3 T_{sc}$  para  $k_0 = 3$ , " $0^+$ " do  $\cos \omega_{sc} t$

Logo, da eq. (II.42) obtém-se:

$$f_a = \frac{p}{3} f_{sc} \quad (\text{II.55})$$

A Tab. II.1 fornece as frequências utilizáveis e que são  
 $(8/3)f_{sc}$  e  $3 f_{sc}$  para  $p = 8$  e  $p = 9$ , respectivamente. O caso de  $f_a =$   
 $3 f_{sc}$  já foi visto para  $k_0 = 1$ .

Por outro lado, da eq.(II.15) obtêm-se para as componentes de crominância, numa mesma linha "j", a seguinte relação:

$$E_C^i(i,j) = - E_C^i(i-4,j) \quad (II.56)$$

onde  $i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$  e  $j = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Neste caso, tem-se ainda:

$$K_0 = \frac{K_s}{3} = (75 + 3/4) \text{ intervalos } 3 T_{sc} / \text{Intervalo } T_H \quad (II.57)$$

Logo, o mosaico de amostras para as linhas "j" e "j+1" é aquele mostrado na Fig. II.10. Nesta figura, representam-se apenas as componentes de crominância.

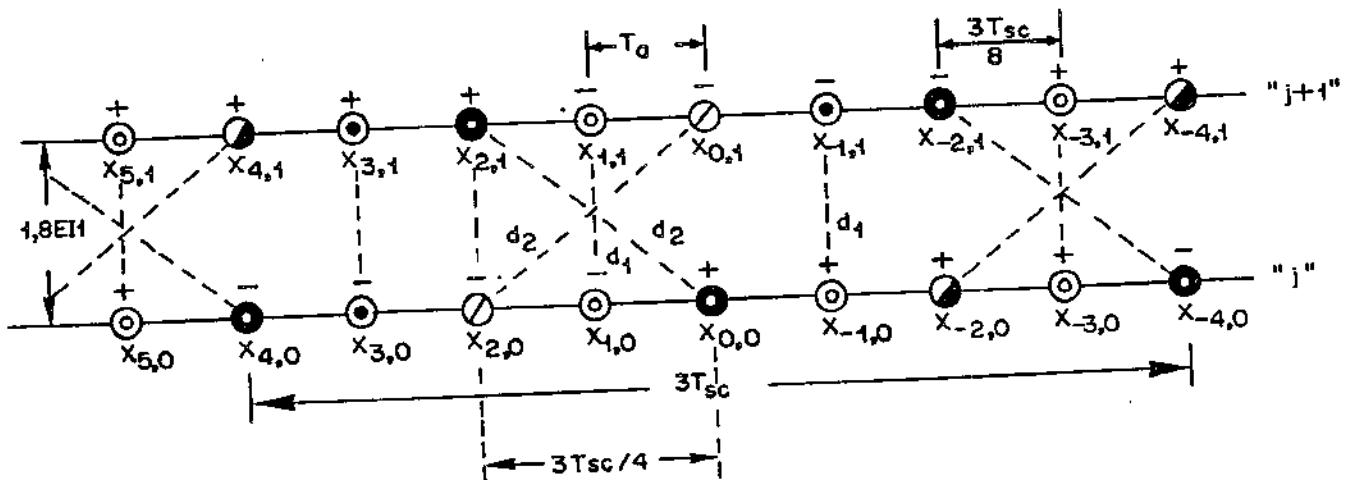


Fig. II.10 - Interdependência das amostras para  $f_a = (8/3) f_{sc}$ ,  $k_0 = 3$ ,  $p = 8$ , "0+" do  $\cos \omega_{sc} t$

Da Fig. II.11, obtêm-se a fase inicial " $\rho_0$ ".

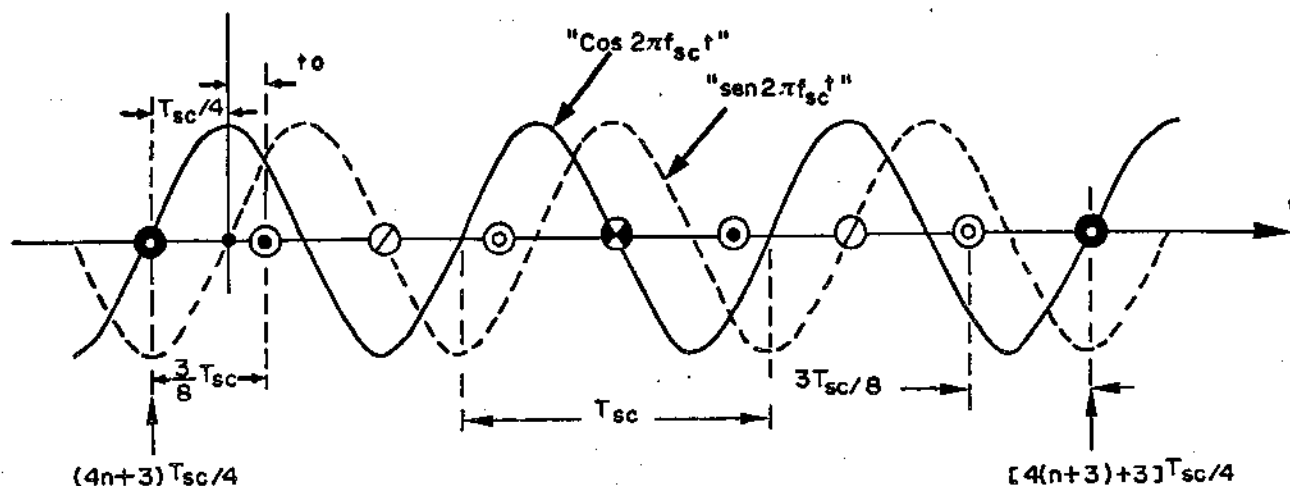


Fig. II.11 - Valores do cosseno e do seno nos instantes de amostragem para  $k_0 = 3$ ,  $p = 8$ ,  $f_a = (8/3)f_{sc}$ , " $0^+$ " do  $\cos \omega_{sc} t$

Tem-se:

$$t_0 = \frac{1}{8} T_{sc} \quad (II.58)$$

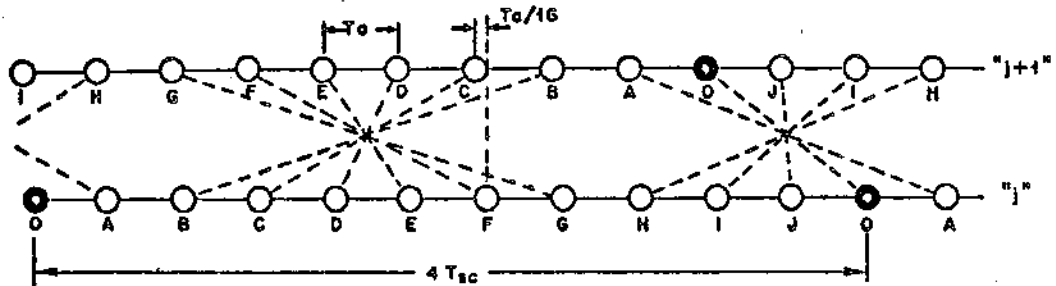
Logo:

$$\rho_0 = \frac{\pi}{4} \text{ rd} \quad (II.59)$$

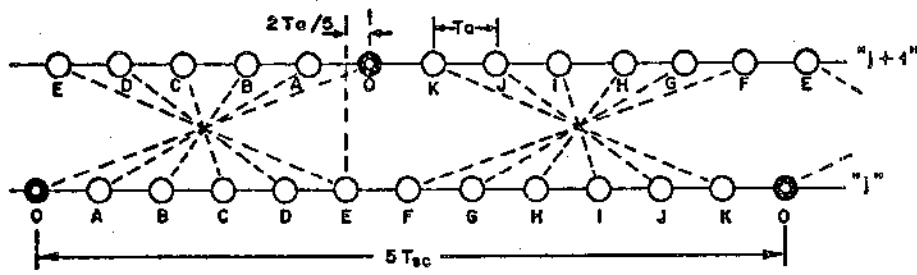
Neste caso, o valor de " $\rho_0$ " vale  $45^\circ$ .

• Caso D.  $k_0 = 4, 5, 6, \dots$

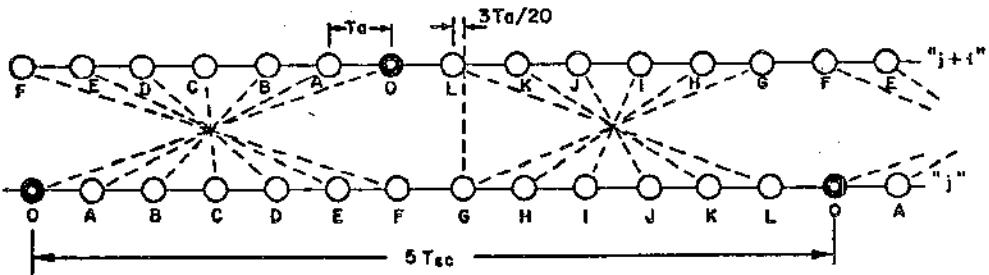
Dentre as frequências de amostragem apresentadas na Tab. II.1, já foram estudados os casos correspondentes a  $f_a = 3 f_{sc}$ ;  $f_a = (5/2)f_{sc}$  e  $f_a = (8/3)f_{sc}$ . A seguir, na Fig. II.12, apresentam-se os resultados obtidos para a interdependência das amostras nos casos em que  $f_a = (11/4)f_{sc}$ ;  $(12/5)f_{sc}$ ;  $(13/5)f_{sc}$ ;  $(14/5)f_{sc}$



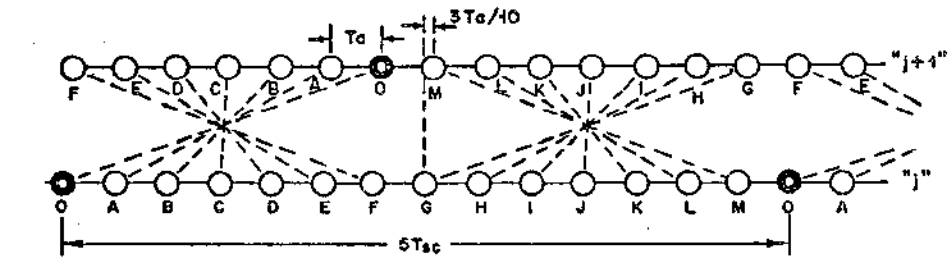
a)  $k_0=4; p=11; f_a=(11/4)f_{sc}; 0^+; K_0=(56+13/16)$  intervalos  $4T_{sc}$ /intervalo  $T_H$



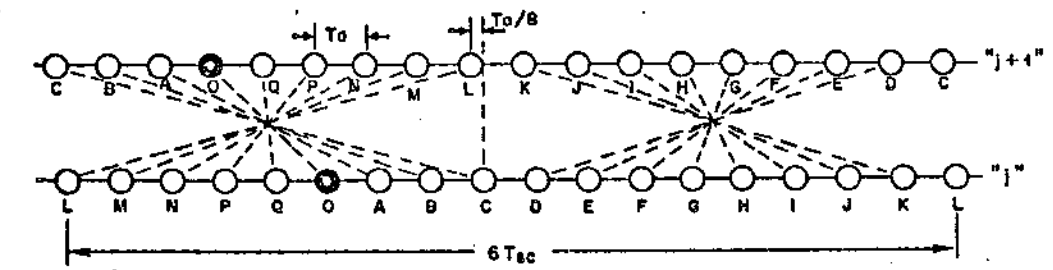
b)  $k_0=5; p=12; f_a=(12/5)f_{sc}; 0^+; K_0=(45+9/20)$  intervalos  $5T_{sc}$ /intervalo  $T_H$



c)  $k_0=5; p=13; f_a=(13/5)f_{sc}; 0^+; K_0=(45+9/20)$  intervalos  $5T_{sc}$ /intervalo  $T_H$



d)  $k_0=5; p=14; f_a=(14/5)f_{sc}; 0^+; K_0=(45+9/20)$  intervalos  $5T_{sc}$ /intervalo  $T_H$



e)  $k_0=6; p=17; f_a=(17/6)f_{sc}; 0^+; K_0=(37+7/8)$  intervalos  $6T_{sc}$ /intervalo  $T_H$

Fig. II.12 - Interdependência das amostras para vários casos de  $f_a$ , com TAF baseada no " $\cos 2\pi f_{sc} t$ "

e  $(17/6)f_{sc}$ . Os detalhes de cálculos são omitidos devido ao fato dos mesmos serem análogos aos já feitos anteriormente.

Considere então  $f_a$  dado por  $f_a = (n_1/n_2)f_{sc}$ , onde " $n_1$ " e " $n_2$ " são primos entre si. Pelos resultados obtidos observa-se que quanto maiores forem " $n_1$ " e " $n_2$ ", maior é a complexidade da interdependência das amostras. Logo, parece desejável a utilização de " $n_1$ " e " $n_2$ " pequenos. Dessa forma, os casos acima de  $k_0 = 6$  não serão aqui estudados.

A Tab. II.2 mostra os valores das distâncias entre as amostras correspondentes nas linhas " $j$ " e " $j+1$ " para algumas frequências. Nesta tabela a distância " $EI_1$ " corresponde àquela entre amostras quando a frequência de amostragem " $f_a$ " é igual a " $3 f_{sc}$ ". A distância entre as linhas " $j$ " e " $j+1$ " é igual a  $1,80 EI_1$ , aproximadamente.

$f_a$	$d_1(EI_1)$	$d_2(EI_1)$	$d_3(EI_1)$	$d_4(EI_1)$	$d_5(EI_1)$
$3 f_{sc}$ (Fig. II.5)	1,82	1,95	2,19	-	-
$(5/2)f_{sc}$ (Fig. II.7) $EI_2 = 1,20 EI_1$	1,81	2,08	2,25	2,88	3,12
$(8/3)f_{sc}$ (Fig. II.10) $EI_3 = 1,13 EI_1$	1,80	2,89	-	-	-

Tab. II.2 - Distâncias relativas entre as amostras correspondentes nas linhas " $j$ " e " $j+1$ " (TAF, cos, "0†")

### II.4.1.2. Zeros de derivada negativa

A amostragem, neste caso, se realiza em instantes nos quais a onda " $\cos \omega_{sc} t$ " cruza o zero com derivada negativa. A distância máxima " $T_x$ " entre 2 instantes de cruzamentos de zero consecutivos, nos quais necessariamente se efetua a amostragem é de  $k_0 T_{sc}$  onde " $k_0$ " é um número inteiro estritamente positivo. Dentro desse intervalo  $T_x$  podem ocorrer " $p$ " amostras, onde " $p$ " também é um número inteiro estritamente positivo. A Fig. II.13 ilustra a distribuição das amostras, no caso geral.

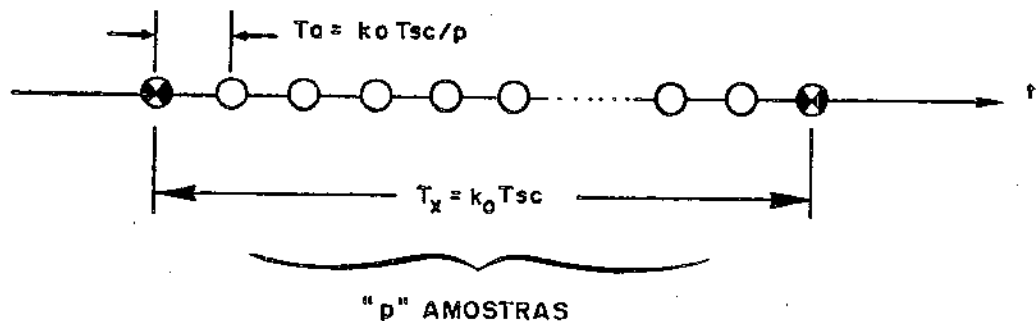


Fig. II.13 - Intercalamento das amostras dentro do intervalo  $T_x = k T_{sc}$ , " $0+$ " do  $\cos \omega_{sc} t$

Dessa figura, pode-se ver que continuam válidas as expressões (II.57) e (II.42) para o período de amostragem " $T_a$ " e para a frequência " $f_a$ " respectivamente. Logo, as frequências de interesse são as mesmas vistas anteriormente no item (II.4.1.1) e dadas na Tab. II.1.

A Fig. II.14 mostra a disposição das amostras nas linhas " $j$ " e " $j+1$ ", no caso geral.

Novamente, associando-se às amostras  $x_{0,0}$  e  $x_{0,1}$ , os instantes de amostragem " $t_{q0}$ " e " $t_{q1}$ ", respectivamente, tem-se:

$$\begin{aligned} \cos \omega_{sc} t_{q0} &= \cos \omega_{sc} t_{q1} = 0 \\ \text{sen } \omega_{sc} t_{q0} &= \text{sen } \omega_{sc} t_{q1} = 1 \end{aligned} \quad (\text{II.60})$$

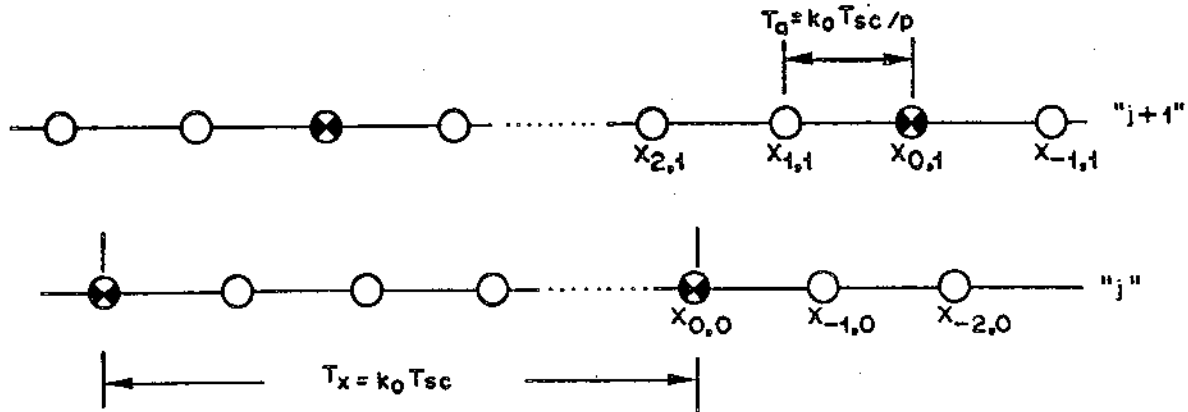


Fig. II.14 - Distribuição das amostras dentro de um intervalo  $k_0 T_{sc}$  para amostragem uniforme, "0↓" do  $\cos \omega_{sc} t$

Por outro lado, a expressão (II.39) continua válida. Conseqüentemente também vale a expressão (II.41). Logo, a interdependência das amostras nas linhas adjacentes é a mesma daquela mostrada na Fig. II.4, bastando substituir as amostras "●" por "⊗".

Desta forma, os resultados obtidos para ambos os casos, "0↑" e "0↓", são os mesmos.

#### II.4.1.3. Zeros de derivada positiva e negativa

Nesse caso, dentro de um intervalo  $k_0 T_{sc}/2$ , onde  $k_0$  é um número inteiro, podem-se ter "p" amostras, como mostra a Fig. II. 15.

No caso geral, tem-se:

$$T_a = \frac{k_0}{p} \cdot \frac{T_{sc}}{2} \quad (\text{II.61})$$

Logo:

$$f_a = \frac{2p}{k_0} f_{sc} \quad (\text{II.62})$$



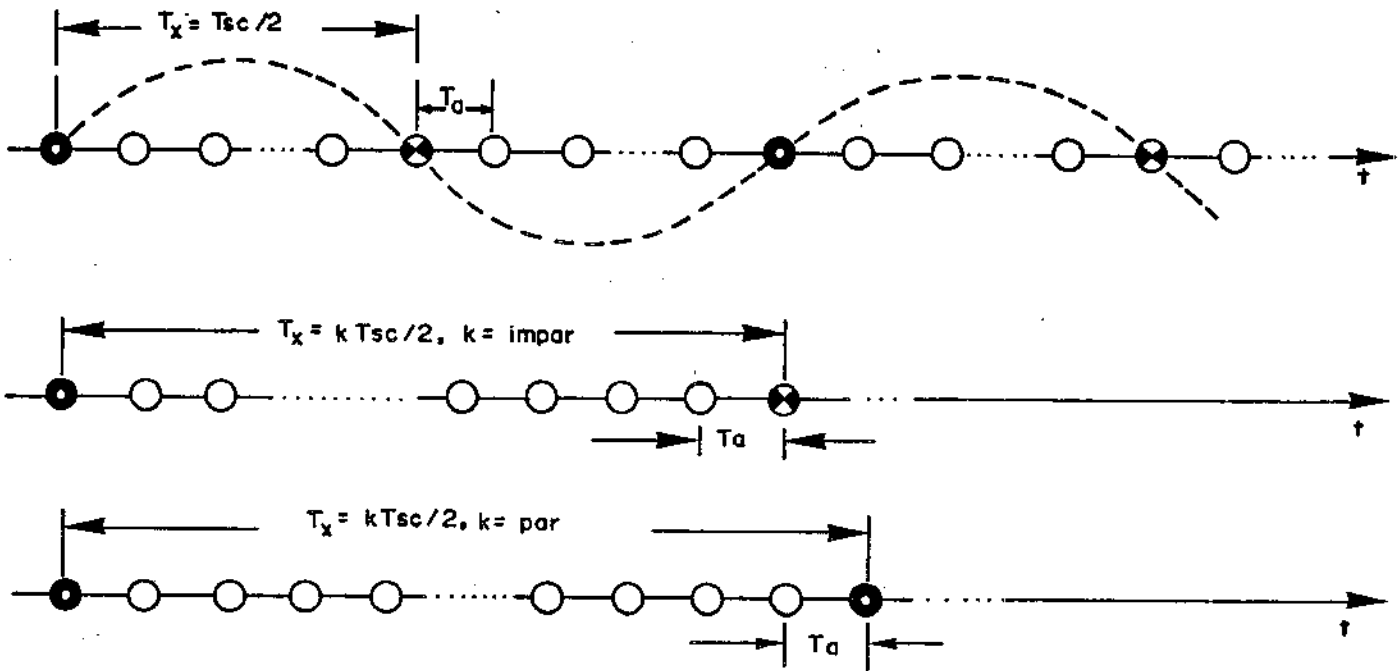


Fig. II.15 - Distribuição das amostras dentro de um intervalo  $T_x$ .

Das eqs. (II.61) e (II.62) e da Fig. II.15, observa-se que quando  $k_0$  é par, tem-se uma das situações já estudadas anteriormente ("0↑" ou "0↓"). Para  $k_0$  ímpar a Tab. II.3 mostra as freqüências de amostragem de interesse. Observa-se desta tabela que os valores encontrados para " $f_a$ " são alguns dos já encontrados anteriormente.

$k_0$	$p$	$f_a$
1	-	-
3	4	$(8/3)f_{sc}$
5	6	$(12/5)f_{sc}$
	7	$(14/5)f_{sc}$
7	9	$(18/7)f_{sc}$
	10	$(20/7)f_{sc}$

Tab. II.3 - Valores de " $f_a$ " utilizáveis em função de  $k_0$  e  $p$ , "0↑↓" do  $\cos \omega_{sc} t$

### II.4.2. TAF baseada nos cruzamentos de zero do "sen $\omega_{sc}t$ "

Neste caso, a onda de referência para cruzamentos de zero é a sub-portadora do sinal diferença de cor  $E_U^i(t)$ , ou seja,  $\text{sen } \omega_{sc}t$ .

#### II.4.2.1. Zeros "0+"

A Fig. II.3 continua válida para este estudo, bastando olhar as amostras  $x_{0,0}$ ,  $x_{0,1}$ , etc., como sendo aquelas colhidas nos instantes de "0+" da onda  $\text{sen } \omega_{sc}t$ . Supondo ainda que " $t_{q0}$ " e " $t_{q1}$ " correspondam às amostras  $x_{0,0}$  e  $x_{0,1}$ , respectivamente, tem-se:

$$\text{sen } \omega_{sc} t_{q0} = \text{sen } \omega_{sc} t_{q1} = 0 \quad (\text{II.63})$$

$$\text{cos } \omega_{sc} t_{q0} = \text{cos } \omega_{sc} t_{q1} = 1$$

Logo, nas linhas "j" e "j+1" valem:

$$\text{sen } \omega_{sc}(t_{q0} - kT_a) = -\text{sen } \omega_{sc}(t_{q1} + kT_a) \quad (\text{II.64})$$

$$\text{cos } \omega_{sc}(t_{q0} - kT_a) = \text{cos } \omega_{sc}(t_{q1} + kT_a)$$

onde  $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Da expressão (II.8), supondo-se novamente que  $m(t) = m_0$  na linha "j" e usando-se as relações (II.63) e (II.64), obtêm-se:

$$\left. \begin{aligned} x_{0,0} &= E_Y^i + m_0 E_V^i \\ x_{1,0} &= E_Y^i + E_U^i \text{sen } \omega_{sc}(t_{q0} - T_a) + m_0 E_V^i \text{cos } \omega_{sc}(t_{q0} - T_a) \\ x_{2,0} &= E_Y^i + E_U^i \text{sen } \omega_{sc}(t_{q0} - 2T_a) + m_0 E_V^i \text{cos } \omega_{sc}(t_{q0} - 2T_a) \\ &\vdots \\ &\vdots \\ &\vdots \end{aligned} \right\} (\text{II.65})$$

$$x_{0,1} = E'_Y - m_0 E'_V$$

$$\begin{aligned} x_{-1,1} &= E'_Y + E'_U \operatorname{sen} \omega_{sc}(t_{q1} + T_a) - m_0 E'_V \cos \omega_{sc}(t_{q1} + T_a) = \\ &= E'_Y - [E'_U \operatorname{sen} \omega_{sc}(t_{q0} - T_a) + m_0 E'_V \cos \omega_{sc}(t_{q0} - T_a)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} x_{-2,1} &= E'_Y + E'_U \operatorname{sen} \omega_{sc}(t_{q1} + 2T_a) - m_0 E'_V \cos \omega_{sc}(t_{q1} + 2T_a) = \\ &= E'_Y - [E'_U \operatorname{sen} \omega_{sc}(t_{q0} - 2T_a) + m_0 E'_V \cos \omega_{sc}(t_{q0} - 2T_a)] \end{aligned}$$

$$\vdots$$

(II.66)

Logo,

$$E'_C(i,0) = -E'_C(-i,1) \quad (II.67)$$

$$i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

A Fig. II.16 mostra a correspondência entre as amostras em linhas adjacentes. Nesta figura, os sinais "+" e "-" indicam apenas que as amostras correspondentes têm crominância invertida.

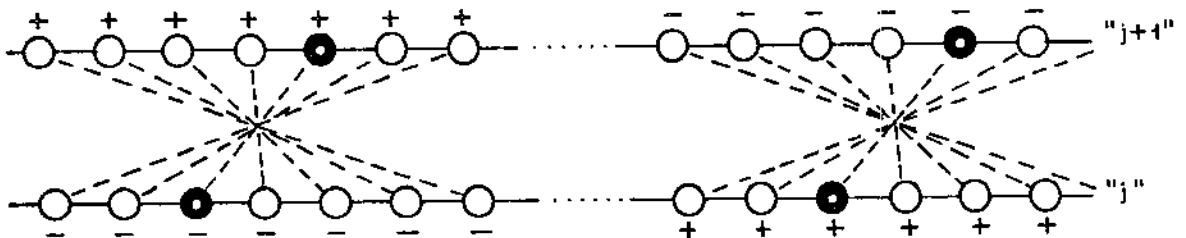
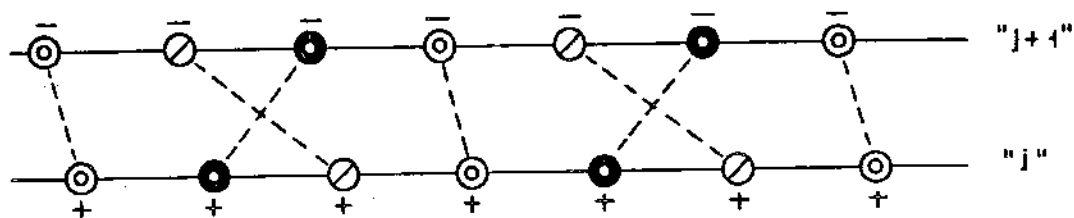


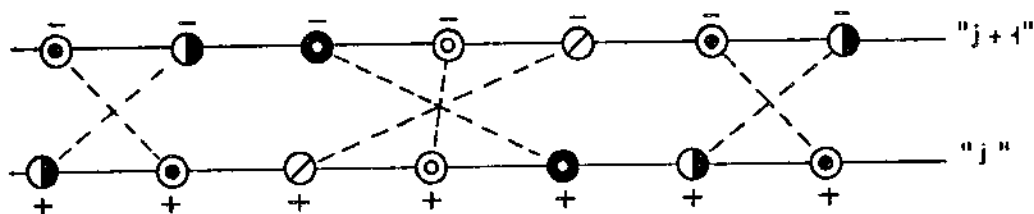
Fig. II.16 - Correspondência para a componente de crominância no caso de T.A.F. no "0↑" da onda " $\operatorname{sen} 2\pi f_{sc} t$ "

Nota-se que as eqs.(II.37) e (II.42) ainda se aplicam neste caso. Logo, as frequências utilizáveis são aquelas já obtidas na Tab. II.1.

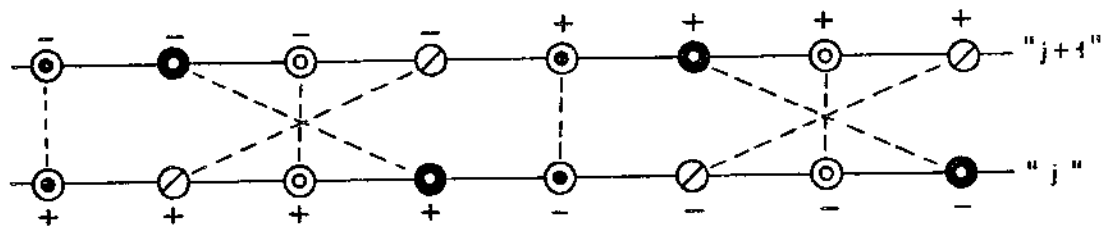
A Fig. II.17 mostra alguns casos particulares. Observe -se que, para o caso de  $f_a = (8/3)f_{sc}$ , obtêm-se resultado idêntico àquele do "cosseno".



(a)  $k_0=1$ ;  $p=3$ ;  $f_a=3f_{sc}$ ;  $0+$ ;  $K_0=(227+1/4)$  intervalos  $T_{sc}$ /intervalo  $T_H$



(b)  $k_0=2$ ,  $p=5$ ;  $f_a=(5/2)f_{sc}$ ;  $0+$ ;  $K_0=(113+5/3)$  intervalos  $2T_{sc}$ /interv.  $T_H$



(c)  $k_0=3$ ;  $p=8$ ;  $f_a=(8/3)f_{sc}$ ;  $0+$ ;  $K_0=(75+3/4)$  intervalos  $3T_{sc}$ /intervalo  $T_H$

Fig. II.17 - Interdependência das amostras para vários casos de  $f_a$ , com T A F baseada no "sen  $2\pi f_{sc} t$ ", "0+

#### II.4.2.2. Zeros "0+" e "0+↑"

Nestes casos obtêm-se os mesmos resultados já obtidos no item anterior.

## II.5. COMENTÁRIOS

Nas seções anteriores, relacionaram-se as frequências de amostragem utilizáveis para codificação composta do sinal de TV PAL-M. Ressaltam as frequências de  $3 f_{sc}$ ,  $(5/2)f_{sc}$ ,  $(8/3)f_{sc}$ ,  $(12/5)f_{sc}$  e  $(14/5)f_{sc}$  entre outras, e que já tinham sido encontradas no caso em que a fase inicial de amostragem era arbitrária.

Verificou-se a necessidade de se utilizar a técnica de amarração de fase para amostragem, quando se quer usar as amostras da linha prévia no mesmo campo. Tal requisito é consequência do chaveamento PAL, que impede o aproveitamento da linha anterior sem a utilização de algum artifício. Entretanto, fazendo uma amostragem com fase amarrada nos cruzamentos de zero das ondas "sen  $\omega_{sc} t$ " ou "cos  $\omega_{sc} t$ " (portadoras em quadratura dos sinais diferenças de cor), tal aproveitamento pode ser feito.

Deve-se frisar inicialmente que os mosaicos obtidos para os cruzamentos de zero de derivada positiva "0+" e/ou de derivada negativa "0-" do "cos  $\omega_{sc} t$ " foram os mesmos.

Um fato marcante observado no caso de cruzamentos de zero do "cos  $\omega_{sc} t$ " é que a associação de amostras do mosaico é feita de modo cruzado, e não mais de maneira regular como nos casos investigados para amostragem de fase aleatória. Este fato sugere que o atraso utilizado na predição do MCPD não pode ser fixo, devendo variar para que a predição das amostras atuais seja sempre feita corretamente.

A memória requerida nestes casos é aproximadamente aquela necessária para propiciar um atraso de um intervalo horizontal  $T_H$ . Entretanto, como já frisado, o atraso não é fixo. Além disso, devem-se evitar relações  $f_a/f_{sc}$  que produzam um ciclo muito longo para repetição das amostras no mosaico. Tal fato tem a desvantagem de complicar a implementação prática dos preditores, uma vez que eles deverão executar o devido chaveamento.

As distâncias obtidas para o caso de  $f_a = 3 f_{sc}$  são de  $1,82 EI_1$ ;  $1,95 EI_1$  e  $2,19 EI_1$ . Como se nota, apesar de a aparição das amostras ocorrer de modo cruzado, as três distâncias envolvidas são relativamente baixas. A média aritmética das distâncias envolvidas tem o valor de  $1,99 EI_1$ .

Para o caso de  $f_a = (5/2)f_{sc}$ , o ciclo de amostras iguais é maior e as cinco distâncias valem  $1,81 EI_1$ ;  $2,08 EI_1$ ;  $2,25 EI_1$ ;  $2,88 EI_1$  e  $3,12 EI_1$ . A distância média no caso é maior do que no de  $f_a = 3 f_{sc}$ , e tem o valor de  $2,43 EI_1$ .

Com amostragem de  $f_a = (8/3)f_{sc}$  é interessante notar que há apenas duas distâncias distintas envolvidas de  $1,80 EI_1$  e  $2,89 EI_1$ . A média neste caso vale  $2,35 EI_1$ . O ciclo de oito amostras é relativamente longo mas, para efeito de simplificação, pode-se usar uma associação mista, já que para este caso tem-se também a produção de amostras de valores opostos de crominância. Em outras palavras, aproveita-se também na predição as amostras de crominância invertida, para possibilitar a redução do ciclo de oito para quatro amostras. Desta forma, o ciclo operacional para os cálculos efetuados no preditor pode ter também uma duração de apenas quatro amostras.

No caso da TAF baseada nos cruzamentos de zero do " $\text{sen } \omega_{sc} t$ ", os resultados obtidos foram semelhantes àqueles encontrados para cruzamentos de zero do " $\text{cos } 2\pi f_{sc} t$ ". A diferença básica é que, neste caso, as menores distâncias envolvem amostras com crominância invertida. Entretanto, a exceção aqui é feita para  $f_a = (8/3)f_{sc}$ , uma vez que os mosaicos são idênticos nas duas situações (" $\text{cos } 2\pi f_{sc} t$ " e " $\text{sen } 2\pi f_{sc} t$ ").

CAPÍTULO III

PREDIÇÃO E QUANTIZAÇÃO PARA O SISTEMA MCPD

### III.1. INTRODUÇÃO

Os preditores relacionados neste trabalho aproveitam a correlação entre as amostras vizinhas das linhas atual, da 1ª e da 2ª linhas prévias. Na forma mais geral, os preditores podem en tão ser bidimensionais.

A preferência por algum preditor está muito vinculada à entropia do sinal diferença a ser transmitido, sendo desejável a menor entropia possível. Essa entropia depende da probabilidade de ocorrência das amplitudes do sinal diferença e será tanto me nor quanto mais concentrada for essa distribuição. Dessa forma, a procura dos preditores foi feita considerando-se que os mesmos deveriam prever corretamente em áreas uniformes, sendo então espe rada uma concentração de valores do sinal diferença em torno do zero tanto maior quanto melhor for a previsão. Assim, decorrente do próprio modelo adotado, a entropia fica dependente da porcenta gem de área uniforme ou quase uniforme, presente na cena.

Por outro lado, a preferência por algum quantizador es tá ligada à degradação introduzida no sinal quando se transmite o sinal diferença na taxa desejada de aproximadamente 34 Mbit/s. Es ta taxa limita então o número de bits por amostra " $N_L$ " que pode ser usado na transmissão. Pela eq.(I.1) pode-se verificar que es te número " $N_L$ " é menor do que 8, exigindo portanto algum tipo de codificação dos níveis fornecidos pelo quantizador, a fim de se a tingir a taxa desejada. Neste caso, se a entropia do sinal diferen ça é maior do que " $N_L$ " espera-se uma degradação adicional na rela ção sinal/ruído do sinal digitalizado. Na verdade, essa degrada ção já é esperada quando a entropia mesmo sendo menor, fica próxi ma de " $N_L$ " uma vez que o código usado não é o ótimo, mas sim um código que possa ser implementado sem muita complexidade na práti ca.



### III.2. PREDITOR BIDIMENSIONAL COM TAF

Foi visto no capítulo anterior que usando-se a técnica de amarração de fase, é possível se aproveitar a 1ª linha prévia. Naturalmente, isso é interessante devido ao fato de que as distâncias entre as amostras envolvidas na predição e a amostra atual diminuem.

Neste estudo, são propostos preditores bidimensionais usando as linhas atual, 1ª prévia e também a 2ª prévia.

Seja então  $x_{i,j}$  a amostra a ser prevista na linha atual como ilustra a Fig. III.1. Assim, se " $t_{0H}$ " corresponde a esta amostra, os tempos " $t_{1H}$ " e " $t_{2H}$ " correspondentes na vertical nas 1ª e 2ª linhas prévias, respectivamente, do mesmo campo são dados por:

$$t_{nH} = t_{0H} - n T_H \quad (\text{III.1})$$

onde  $n = 0, 1$  e  $2$  e " $T_H$ " é o intervalo de tempo de uma linha horizontal. Deve-se ressaltar que em " $t_{1H}$ " e " $t_{2H}$ " pode ou não haver uma amostra, dependendo do valor da frequência de amostragem.

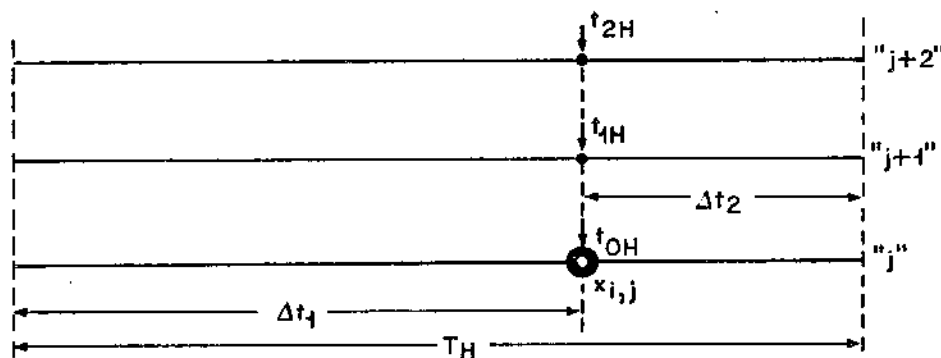


Fig. III.1 - Relações de tempo em duas linhas consecutivas do mesmo campo

Supondo-se que dentro da região espacial contendo a amostra " $x_{i,j}$ ", haja uma variação lenta do sinal, a eq. (II.8)

pode ainda ser usada, como uma aproximação. Logo, nas 1ª e 2ª linhas prévias, tem-se dentro de um pequeno intervalo de tempo " $\Delta t$ ":

$$E'_M(t_{nH} - \Delta t) \approx E'_Y(t_{nH} - \Delta t) + E'_U(t_{nH} - \Delta t) \sin \omega_{sc}(t_{nH} - \Delta t) + m(t_{nH} - \Delta t) E'_V(t_{nH} - \Delta t) \cos \omega_{sc}(t_{nH} - \Delta t) \quad (\text{III.2})$$

Para esta equação, sabe-se que:

$$m(t_{nH} - \Delta t) = (-1)^n m(t_{0H}) \quad (\text{III.3})$$

onde  $n = 0, 1$  e  $2$ .

Naturalmente, a eq.(III.2) torna-se incorreta próximo aos extremos da linha de varredura, porém uma vez que os preditores propostos usam amostras vizinhas à atual, tal fato é desprezado neste trabalho.

Por outro lado, já foi mostrado em trabalhos anteriores [3.1], [3.2] que a suposição de que os brilhos primários,  $B_R$ ,  $B_G$  e  $B_B$  variando lenta e linearmente levam à mesma condição que se obtém quando se supõe que os componentes de luminância  $E'_Y$  e de diferenças de cor  $E'_U$  e  $E'_V$ , variam lenta e linearmente dentro de um pequeno intervalo " $\Delta t$ ". Dessa forma, o comportamento dos preditores para  $B_R$ ,  $B_G$  e  $B_B$  lineares é estudado apenas na condição em que  $E'_Y$ ,  $E'_U$  e  $E'_V$  variam lenta e linearmente.

Neste ponto, a fim de facilitar os equacionamentos, adotou-se uma nova convenção ilustrada na Fig. III.2 para a enumeração das amostras.

Fazendo-se então a associação:

$$x_{i,j} = E'_M(t_{0H}) \quad (\text{III.4})$$

onde " $t_{0H}$ " é dado pela eq.(II.9) para algum valor de " $q$ " e  $x_{i+k,j}$  ( $i, j, k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ) são os valores das amostras, obtêm-se da

Fig. III.2:

$$x_{i+k,j} = E'_M(t_{OH} - k Ta) \quad (\text{III.5})$$

onde "k" é um número inteiro.

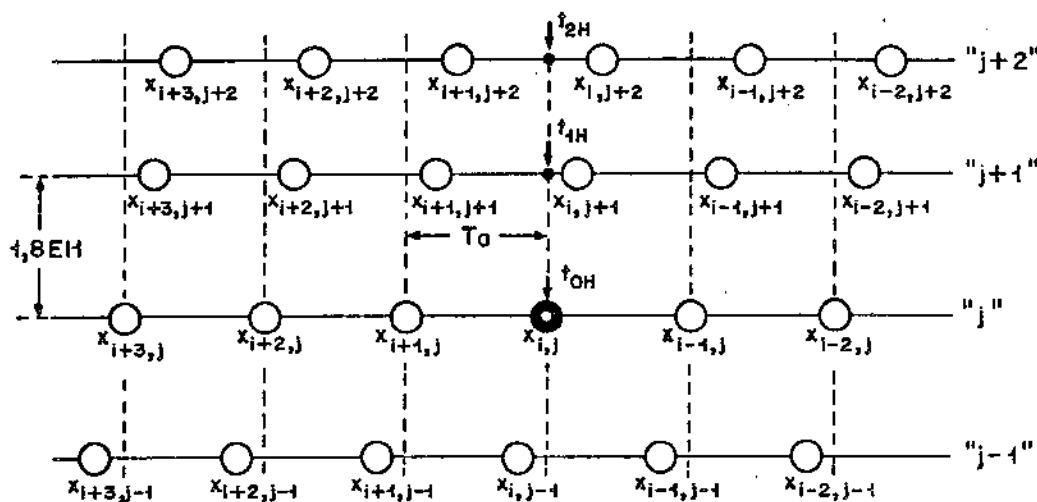


Fig. III.2 - Convenção para enumeração das amostras

Considere-se então uma região com variação lenta e linear em  $E'_Y$ ,  $E'_U$  e  $E'_V$ . Sejam ainda  $K_Y$ ,  $K_U$  e  $K_V$  as inclinações dos componentes  $E'_Y$ ,  $E'_U$  e  $E'_V$ , respectivamente, ao longo de uma linha.

Substituindo a eq.(III.5) na eq.(II.8), obtêm-se dentro de uma linha "j":

$$\begin{aligned} x_{i+k,j} = & E'_Y(t_{OH}) - K_Y k Ta + \\ & + [E'_U(t_{OH}) - K_U k Ta] \text{sen } \omega_{sc}(t_{OH} - k Ta) + \\ & + m(t_{OH}) [E'_V(t_{OH}) - K_V k Ta] \text{cos } \omega_{sc}(t_{OH} - k Ta) \end{aligned} \quad (\text{III.6})$$

onde "i", "j" e "k" são números inteiros enquanto que " $K_Y$ ", " $K_U$ " e " $K_V$ " são supostos constantes reais dentro de uma área quase uniforme.

Neste estudo são propostos preditores levando-se em conta as amostras das linhas atual, 1ª e 2ª prévias, tomando-se as suposições "S<sub>1</sub>" e "S<sub>2</sub>" descritas a seguir:

(S<sub>1</sub>) Há uma variação lenta e linear dos sinais E<sub>Y</sub><sup>'</sup>, E<sub>U</sub><sup>'</sup> e E<sub>V</sub><sup>'</sup> no tempo em torno de "t<sub>nH</sub>" (n = 0, 1 e 2), ao longo da linha, sendo que os coeficientes de variação K<sub>Y</sub>, K<sub>U</sub> e K<sub>V</sub> serão supostos iguais nas três linhas. Logo, dentro de um intervalo "Δt", tem-se:

$$E_L'(t_{nH} - \Delta t) = E_L'(t_{nH}) - K_L \Delta t \quad (\text{III.7})$$

onde L = Y, U e V e n = 0, 1 e 2.

(S<sub>2</sub>) Há uma pequena variação linear dos sinais de luminância E<sub>Y</sub><sup>'</sup> e de diferenças de cor E<sub>U</sub><sup>'</sup> e E<sub>V</sub><sup>'</sup> em torno de "t<sub>nH</sub>" (n = 0, 1 e 2) na vertical sendo os coeficientes de variação dados por K<sub>Y</sub><sup>'</sup>, K<sub>U</sub><sup>'</sup> e K<sub>V</sub><sup>'</sup>. Assim, dentro de um intervalo "Δt", tem-se:

$$E_L'(t_{nH} - \Delta t) = E_L'(t_{0H} - \Delta t) - n K_L' D_F T_a \quad (\text{III.8})$$

onde L = Y, U e V e n = 0, 1 e 2. O valor da constante "D<sub>F</sub>" é tal que "D<sub>F</sub> T<sub>a</sub>" corresponde em tempo à distância espacial entre duas linhas consecutivas do mesmo campo. Assim, "D<sub>F</sub>" vale 1,8 e 1,6 para f<sub>a</sub> = 3f<sub>sc</sub> e (8/3)f<sub>sc</sub>, respectivamente.

As suposições "S<sub>1</sub>" e "S<sub>2</sub>" têm como justificativa apenas a proximidade das linhas consideradas. Assim, as conclusões só serão válidas quando as eqs.(III.7) e (III.8) forem satisfeitas.

### III.2.1. TAF Baseada no "cos ω<sub>sc</sub>t"

A seguir são estudados os casos escolhidos para as

frequências de amostragem tomando-se como referência os cruzamentos de zero na subida "0↑" do cosseno. Se for baseada nos cruzamentos de zero de derivada negativa, os resultados são análogos. Isso porque a forma do mosaico de amostras permanece a mesma para áreas uniformes, sendo que neste caso as amostras de referência estão nos cruzamentos de zero na descida "0↓".

Seguindo a notação dada na Fig. III.2, as Figs. III.3 (a), (b) e (c) apresentam o mosaico de amostras para áreas uniformes no caso das frequências de amostragem iguais a " $3f_{sc}$ ", " $(5/2)f_{sc}$ " e " $(8/3)f_{sc}$ ", respectivamente. Em regiões com variação, essas mesmas figuras servirão como referência de fase das ondas " $\cos \omega_{sc} t$ " e " $\sin \omega_{sc} t$ ". Nessa figura, as amostras nos cruzamentos de zero estão representadas por "●". Os sinais "+" e "-" na Fig. III.3(c) representam oposição de polaridade nas crominâncias das amostras.

Pela Fig. III.3, pode-se ver que os instantes de amostragem da amostra " $x_{i+k, j+n}$ ", coincidem com " $t_{nk}$ " dado por:

$$t_{nk} = t_{nH} - (k - \alpha_{nF}) T_a \quad (\text{III.9})$$

onde  $n = 0, 1$  e  $2$ ,  $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$  e " $\alpha_{nF}$ " é uma constante que depende da linha e da frequência de amostragem sendo dada na Tab. III.1.

$f_a$	$\alpha_{0F}$	$\alpha_{1F}$	$\alpha_{2F}$
$3f_{sc}$	0	3/4	3/2
$(5/2)f_{sc}$	0	1/8	2/8
$(8/3)f_{sc}$	0	0	0

Tab. III.1 - Valores de " $\alpha_{nF}$ "

Suponha então que " $x_{i, j}$ " coincida com uma das amostras

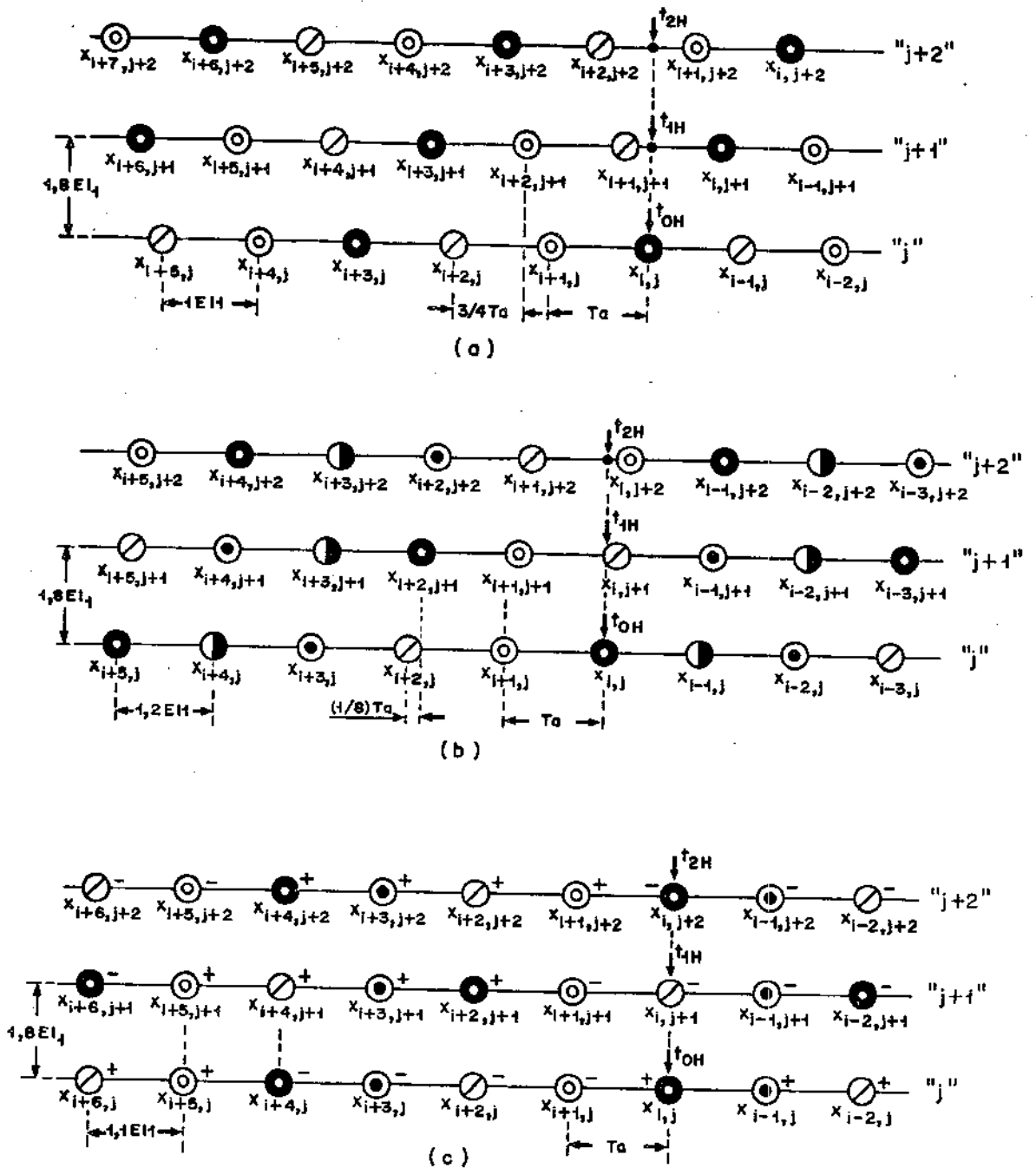


Fig. III.3 - Mosaico de amostras em três linhas consecutivas  
 ("0+" do  $\cos \omega_{sc} t$ )  
 (a)  $f_a = 3f_{sc}$  ; (b)  $f_a = (5/2)f_{sc}$  ; (c)  $f_a = (8/3)f_{sc}$

nos cruzamentos de zero, na subida do "cos  $\omega_{sc} t$ ", como ilustra do na Fig. III.3. Usando-se então as suposições "S<sub>1</sub>" e "S<sub>2</sub>" da das pelas eqs. (III.7) e (III.8), respectivamente na eq. (III.2) para  $\Delta t = (k - \alpha_{nF}) T_a$  tem-se:

$$\begin{aligned}
 x_{i+k, j+n} \cong & E'_Y(t_{nH}) - (k - \alpha_{nF}) K_Y T_a + \\
 & + [E'_U(t_{nH}) - (k - \alpha_{nF}) K_U T_a] \text{sen } \omega_{sc} [t_{0H} - (k - k_{nF}) T_a] + \\
 & + (-1)^n m_0 [E'_V(t_{nH}) - (k - \alpha_{nF}) K_V T_a] \text{cos } \omega_{sc} [t_{0H} - (k + k_{nF}) T_a]
 \end{aligned}
 \tag{III.10}$$

onde  $n = 0, 1$  e  $2$ ,  $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$  e " $k_{nF}$ " é uma constante inteira que depende da linha e da frequência de amostragem, sendo dada na Tab. III.2. Além disso, na eq. (III.10) tem-se:

$$m(t_{0H}) = m_0 \tag{III.11}$$

$$e \quad E'_L(t_{nH}) = E'_L(t_{0H}) - n K'_L D_F T_a \tag{III.12}$$

onde  $L = Y, U$  e  $V$  e  $n = 0, 1$  e  $2$ .

$f_a$	$k_{0F}$	$k_{1F}$	$k_{2F}$
$3f_{sc}$	0	0	0
$(5/2)f_{sc}$	0	3	1
$(8/3)f_{sc}$	0	6	4

Tab. III.2 - Valores de " $k_{nF}$ "

Pode-se observar que a eq.(III.10) não vale no caso em que " $x_{i,j}$ " não coincide com o cruzamento de zero especificado. De fato, a fim de se efetuar o equacionamento dos preditores, têm-se duas alternativas. Na primeira delas, a amostra " $x_{i,j}$ " não precisa coincidir necessariamente com o cruzamento de zero especificado. Neste caso, pode-se ver da Fig. III.3 que o valor de " $k_{nF}$ " na eq.(III.10) muda de acordo com a posição da amostra " $x_{i,j}$ " em relação à amostra no cruzamento de zero. Por exemplo, para " $3f_{sc}$ " ter-se-iam três valores de " $k_{nF}$ ". A outra alternativa consiste em se usar a mesma eq.(III.10) para a previsão de " $x_{i,j}$ ", " $x_{i+1,j}$ ", ..., " $x_{i+Z,j}$ " seguindo-se a associação feita na Fig. III.3, sendo que " $Z$ " vale 2,4,7 para " $f_a$ " igual a " $3f_{sc}$ ", " $(5/2)f_{sc}$ " e " $(8/3)f_{sc}$ ", respectivamente. Esta última opção é adotada neste trabalho. Naturalmente, as duas soluções devem levar às mesmas condições para anular parcial ou totalmente o erro de predição dentro das hipóteses assumidas. Verifica-se então que, na verdade, o preditor total é um que deve ser chaveado entre " $Z+1$ " preditores, ou seja, " $\hat{x}_{i,j}$ ", " $\hat{x}_{i+1,j}$ ", ..., " $\hat{x}_{i+Z,j}$ ", que servem para a predição de " $x_{i,j}$ ", " $x_{i+1,j}$ ", ..., " $x_{i+Z,j}$ ", respectivamente. Cada um desses preditores " $\hat{x}_{i+z,j}$ ", onde  $z = 0, 1, \dots, Z$  é denominado "preditor componente" e o preditor total de "preditor chaveado".

Considere-se então o preditor bidimensional linear envolvendo as linhas atual, a 1ª e 2ª linhas prévias, e dado por:

$$\hat{x}_{i+z,j} = \sum_{n=0}^z \sum_{k=Z_1}^{Z_2} G_{nk} x_{i+k,j+n} \quad \text{(III.13)}$$

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

onde  $z = 0, 1, \dots, Z$  e " $Z_1$ " e " $Z_2$ " são números inteiros com  $Z_1 \leq Z_2$ , enquanto que " $G_{0k}$ ", " $G_{1k}$ " e " $G_{2k}$ " são os coeficientes das amostras usadas na predição das linhas atual, 1ª e 2ª prévias, respectivamente. A notação  $G_{0k} \geq z+1$  significa que na linha atual só podem ser usadas amostras prévias àquela que está sendo prevista, ou seja, apenas amostras a partir de  $k \geq z+1$  na linha atual. O valor de " $Z$ " varia com a frequência de amostragem e é dado na Tab. III.3.



$f_a$	$3f_{sc}$	$(5/2)f_{sc}$	$(8/3)f_{sc}$	$(12/5)f_{sc}$	$(14/5)f_{sc}$
$Z$	2	4	7	11	13

Tab. III.3 - Valores de "Z"

Na eq.(III.13), o somatório para  $n = 0$  no membro direito representa as amostras usadas da linha atual, o somatório para  $n = 1$  as da 1ª linha prévia e o somatório para  $n = 2$  os da 2ª linha prévia. Os coeficientes " $G_{nk}$ ", ( $n = 0, 1$  e  $2$ ) devem ser tais que a predição seja correta pelo menos em áreas uniformes. O número inteiro e positivo " $Z_2 - Z_1 + 1$ " representa o número de amostras envolvidas na predição em cada linha. No entanto, o número de amostras efetivamente usadas no preditor em cada linha, em geral é menor do que " $Z_2 - Z_1 + 1$ " o que significa que nem todos os coeficientes " $G_{nk}$ " são diferentes de zero.

Seja agora o ângulo " $\theta_k$ " dado por:

$$\theta_k = \omega_{sc}(t_{0H} - k Ta) \quad (III.14)$$

onde " $k$ " é um número inteiro. Uma vez que se utiliza a técnica de amarração de fase na colheita das amostras, os valores de " $\sin \theta_k$ " e " $\cos \theta_k$ " estão perfeitamente definidos para cada frequência de amostragem. De fato, a Tab. III.4 mostra os valores que " $\theta_k$ " pode assumir para algumas frequências de amostragem dependendo da posição " $k$ " da amostra, supondo-se que " $t_{0H}$ " e  $k = 0$  correspondem a uma amostra no cruzamento de zero.

Substituindo então a eq.(III.10) na eq.(III.13) e levando-se em conta a eq.(III.14), obtêm-se:

$$\hat{x}_{i+z,j} = \sum_{m=1}^9 \left\{ \begin{array}{l} 2 \quad Z_2 \\ \sum_{n=0} \quad \sum_{k=Z_1} \\ R_{nmk} \quad G_{nk} \end{array} \right\} W_m \quad (III.15)$$

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

onde  $z = 0, 1, \dots, Z$  enquanto que " $Z_1$ " e " $Z_2$ " são números inteiros positivos. Nessas equações, os " $W_m$ " são dados por:

$$\begin{aligned}
 W_1 &= E'_Y(t_{OH}) = E'_{Y0} \\
 W_2 &= K_Y Ta \\
 W_3 &= E'_U(t_{OH}) = E'_{U0} \\
 W_4 &= m(t_{OH}) E'_V(t_{OH}) = m_0 E'_{V0} \\
 W_5 &= K_U Ta \\
 W_6 &= m(t_{OH}) K_V Ta = m_0 K_V Ta \\
 W_7 &= K'_Y D_F Ta \\
 W_8 &= K'_U D_F Ta \\
 W_9 &= m(t_{OH}) K'_V D_F Ta = m_0 K'_V D_F Ta
 \end{aligned}
 \tag{III.16}$$

Observa-se por essas eqs. (III.16) que os valores de " $W_m$ " dependem da região considerada.

Além disso, os coeficientes " $R_{nmk}$ ",  $n = 0, 1$  e  $2$  são dados por:

$$\begin{aligned}
 R_{n1k} &= 1 \\
 R_{n2k} &= -(k - \alpha_{nF}) \\
 R_{n3k} &= \text{sen}(\theta_k - \phi_n) \\
 R_{n4k} &= (-1)^n \cos(\theta_k - \phi_n) \\
 R_{n5k} &= -(k - \alpha_{nF}) \text{sen}(\theta_k - \phi_n) \\
 R_{n6k} &= (-1)^{n+1} (k - \alpha_{nF}) \cos(\theta_k - \phi_n) \\
 R_{n7k} &= -n \\
 R_{n8k} &= -n \\
 R_{n9k} &= (-1)^{n+1} n
 \end{aligned}
 \tag{III.17}$$

onde  $n = 0, 1$  e  $2$  e " $k$ " é um número inteiro limitado pelos valores de " $Z_1$ " e " $Z_2$ ".

$f_a$	$\theta_k$ (rd) , $n = n^\circ$ inteiro
$3f_{sc}$	$2n\pi - 2k\pi/3 + 3\pi/2$
$(5/2)f_{sc}$	$2n\pi - 4k\pi/5 + 3\pi/2$
$(8/3)f_{sc}$	$2n\pi - 3k\pi/4 + 3\pi/2$

Tab. III.4 - Valores de " $\theta_k$ "

Na eq.(III.17) tem-se ainda:

$$\phi_n = \omega_{sc} k_{nF} T_a \quad (\text{III.18})$$

onde  $n = 0, 1$  e  $2$ . O valor de " $\phi_n$ " é dado na Tab. III.5.

$f_a$	$\phi_0$ (rd)	$\phi_1$ (rd)	$\phi_2$ (rd)
$3f_{sc}$	0	0	0
$(5/2)f_{sc}$	0	$2\pi/5$	$4\pi/5$
$(8/3)f_{sc}$	0	$\pi/2$	$\pi$

Tab. III.5 - Valores de " $\phi_n$ "

As eqs.(III.17) mostram que os coeficientes " $R_{nmk}$ " dependem da posição das amostras, bem como da frequência de amostragem.

Substituindo as eqs.(III.14) e (III.16) na eq.(III.6) para  $k = z$ , obtêm-se:

$$x_{i+z,j} = \sum_{m=1}^9 \beta_{mz} W_m \quad (\text{III.19})$$

Os valores de " $\beta_{mz}$ " são dados a seguir:

$$\left. \begin{aligned} \beta_{1z} &= 1 & \beta_{3z} &= \text{sen } \theta_z & \beta_{5z} &= -z \text{ sen } \theta_z \\ \beta_{2z} &= -z & \beta_{4z} &= \text{cos } \theta_z & \beta_{6z} &= -z \text{ cos } \theta_z \\ \beta_{7z} &= \beta_{8z} = \beta_{9z} & & & & = 0 \end{aligned} \right\} (\text{III.20})$$

onde  $z = 0, 1, \dots, Z$ .

Por outro lado, da expressão de erro, isto é, da diferença entre o valor da amostra atual e do valor previsto obtêm-se:

$$\epsilon_{i+z,j} = x_{i+z,j} - \hat{x}_{i+z,j} \quad (\text{III.21})$$

Logo, substituindo as eqs.(III.15) e (III.19) na eq. (III.21) resulta:

$$\epsilon_{i+z,j} = \sum_{m=1}^9 \left[ \beta_{mz} - \sum_{n=0}^z \sum_{k=Z_1}^{Z_2} R_{nmk} G_{nk} \right] W_m \quad (\text{III.22})$$

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

onde  $z = 0, 1, \dots, Z$ .

Dessa expressão, podem-se estudar as situações em que o erro é nulo. É interessante que o erro seja nulo independente da região quase uniforme considerada, ou seja, que o erro seja nulo independente dos parâmetros " $W_m$ " que definem a região e dados pela eq.(III.16). Com esta restrição o erro será nulo desde que nove condições ( $m = 1, \dots, 9$ ) sobre os coeficientes " $G_{nk}$ " sejam satisfeitas.

Essas condições aqui denominadas " $L_m$ " ( $m = 1, 2, \dots, 9$ ) são dadas por:

$$\sum_{n=0}^2 \sum_{k=z_1}^{z_2} R_{nmk} G_{nk} = \beta_{mz} \quad (\text{III.23})$$

$$G_{\theta k \geq z+1}$$

para  $m = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8$  e  $9$  e  $z = 0, 1, 2, \dots, Z$ .

Das eqs. (III.22) e (III.23) pode-se observar que quando a condição " $L_m$ " é satisfeita anula-se o erro devido ao parâmetro " $W_m$ ". Assim, das eqs. (III.16) as condições " $L_m$ ",  $m = 1, 2, \dots, 9$  têm os seguintes significados quando satisfeitos:

- $L_1 \equiv$  previsão correta de luminância em áreas planas
- $L_2 \equiv$  previsão correta de luminância em regiões variando lenta e linearmente ao longo da linha
- $L_3 \equiv$  previsão correta da componente  $E'_U$  da crominância em áreas planas
- $L_4 \equiv$  previsão correta da componente  $E'_V$  da crominância em áreas planas
- $L_5 \equiv$  previsão correta da componente  $E'_U$  em regiões variando lenta e linearmente ao longo da linha
- $L_6 \equiv$  previsão correta da componente  $E'_V$  em regiões variando lenta e linearmente ao longo da linha
- $L_7 \equiv$  previsão correta de luminância em regiões variando lenta e linearmente na vertical
- $L_8 \equiv$  previsão correta da componente  $E'_U$  em regiões variando lenta e linearmente na vertical
- $L_9 \equiv$  previsão correta da componente  $E'_V$  em regiões variando lenta e linearmente na vertical

As condições que são satisfeitas podem ser agrupadas de diversas formas sendo que neste trabalho se dá ênfase às seguintes:

- $L_1, L_3$  e  $L_4 \equiv$  previsão correta em áreas uniformes
- $L_1, L_2, L_3$  e  $L_4 \equiv$  previsão correta em áreas uniformes para crominância e com variação lenta e linear na luminância

Por outro lado, verificou-se no capítulo anterior que cinco frequências de amostragem se sobressaem dentre as várias frequências possíveis de serem utilizadas. Este trabalho restringe-se a propostas de preditores apenas para duas frequências entre as cinco relacionadas. As frequências escolhidas foram " $3f_{sc}$ " e " $(8/3)f_{sc}$ ". Esta escolha leva em conta a complexidade de implementação do sistema. Quanto à filtragem inicial a fim de se evitar superposição de espectros na demodulação, as frequências de " $(5/2)f_{sc}$ " e " $(12/5)f_{sc}$ " são as mais desfavoráveis, uma vez que ficam muito próximas do limite inferior e que é de " $2,35f_{sc}$ " ("Taxa de Nyquist"). As frequências de " $3f_{sc}$ " e " $(8/3)f_{sc}$ " também foram escolhidas porque permitem uma maior simplicidade na obtenção da própria frequência de amostragem a partir da salva da sub-portadora de cor além de apresentar um mosaico com interdependências mais simples das amostras. Este último fato está relacionado com o número de preditores componentes que devem ser usados. Pela observação dos mosaicos dados na Fig. III.12 e pela Tab. III.3 pode-se ver que o número de preditores componentes é igual a 5, 6 e 7 para as frequências de " $(5/2)f_{sc}$ ", " $(12/5)f_{sc}$ " e " $(14/5)f_{sc}$ ", respectivamente, o que leva a implementações mais complexas do que nos casos escolhidos. No caso de  $f_a = (8/3)f_{sc}$ ,  $(12/5)f_{sc}$  e  $(14/5)f_{sc}$  o número de preditores componentes é dado por " $(Z+1)/2$ " que é o período em amostras da interdependência das amostras de crominância. A frequência de  $(8/3)f_{sc}$  foi escolhida também pelo fato peculiar de apresentar as amostras alinhadas na vertical, o que pode resultar em algumas propriedades interessantes para alguns tipos de preditores.

Cabe, no entanto, ressaltar que o fato de se terem esco

lhido as frequências " $3f_{sc}$ " e " $(8/3)f_{sc}$ " não implica que as demais frequências são inviáveis mas apenas que de início parece razoável se estudarem apenas essas duas frequências, baseado nos dados até agora disponíveis.

Uma outra observação a ser feita é que a caracterização dos preditores é feita pela forma algébrica dada na eq. (III.13), pelo número de amostras com coeficientes não nulos envolvidas na predição " $N_a$ ", pela distância média ponderada " $D_p$ " e pelas condições " $L_m$ " ( $m = 1, \dots, 9$ ) que são satisfeitas. O parâmetro " $D_p$ " é definido através de uma média ponderada das distâncias entre as amostras usadas e a amostra atual a ser prevista.

Define-se a distância média ponderada " $D_p$ " por:

$$D_p = \frac{\sum_{n=0}^Z \sum_{k=Z_1}^{Z_2} |G_{nk}| d_{nk}}{\sum_{n=0}^Z \sum_{k=Z_1}^{Z_2} |G_{nk}|} \quad (\text{III.24})$$

onde " $G_{nk}$ " é o coeficiente da  $k$ -ésima amostra na  $(j+n)$ -ésima linha e  $G_{0k \geq z+1}$ . O módulo de  $G_{nk}$  constitui o peso de ponderação. A variável " $d_{nk}$ " é a distância entre a amostra de coeficiente " $G_{nk}$ " e a atual. À medida que " $D_p$ " aumenta, o preditor tende a estar usando amostras cada vez menos correlatas.

#### III.2.1.1. Frequência de Amostragem " $3f_{sc}$ "

Da Tab. III.3 observa-se que neste caso, o número de preditores componentes é igual a três, uma vez que  $Z = 2$ .

As condições para  $\hat{x}_{i,j}$ ,  $\hat{x}_{i+1,j}$  e  $\hat{x}_{i+2,j}$  são obtidas com  $z = 0, 1$  e  $2$ , respectivamente na eq. (III.23), resultando então:

$$\sum_{n=0}^2 \sum_{k=Z_1}^{Z_2} R_{nmk} G_{nk} = \beta_{m0} \quad \text{para } z = 0 \Rightarrow (\hat{x}_{i,j})$$

$$\sum_{n=0}^2 \sum_{k=Z_1}^{Z_2} R_{nmk} G_{nk} = \beta_{m1} \quad \text{para } z = 1 \Rightarrow (\hat{x}_{i+1,j}) \quad (\text{III.25})$$

$$\sum_{n=0}^2 \sum_{k=Z_1}^{Z_2} R_{nmk} G_{nk} = \beta_{m2} \quad \text{para } z = 2 \Rightarrow (\hat{x}_{i+2,j})$$

onde  $m = 1, 2, \dots, 9$  e  $G_{0k \geq z+1}$ .

Os valores de " $R_{nmk}$ " são dados na Tab. III.6 para  $Z_1 = 0$  e  $Z_2 = 6$ .

O Tab. III.7 mostra os valores de " $\beta_{mz}$ ", assim como outros parâmetros de interesse.

Usando-se os valores das Tabs. III.6 e III.7, nas condições " $L_m$ " escolhidas nas eqs.(III.25), determinam-se os valores dos coeficientes " $G_{nk}$ " dos preditores. A Tab. III.8 mostra as condições (III.25) desenvolvidas.

Nesta tabela, tem-se:

$$G_{0k} = Ak ; G_{1k} = Bk ; G_{2k} = Ck \quad \text{para } k = 0, 1, \dots, 6 \quad (\text{III.26})$$

As Tabs. III.9(a), (b) e (c) mostram os preditores escolhidos neste trabalho para  $\hat{x}_{i,j}$ ,  $\hat{x}_{i+1,j}$  e  $\hat{x}_{i+2,j}$ , respectivamente. Observe-se que não foi dada muita ênfase a preditores com número de amostras usadas " $N_a$ " maior do que 3, porque tais preditores não são muito favoráveis à redução da taxa de bits. Isto ocorre porque quanto maior é o número de amostras que compõe o preditor, maior tende a ser a distância média ponderada e conseqüentemente, maior o tempo que o sistema leva para se estabilizar quando passa por uma região de transição abrupta. Os preditores com  $N_a = 5$  apresentados, são aqueles que satisfazem todas as condições " $L_m$ " ( $m=1, \dots, 9$ ), na tentativa de compensar a complexidade de implementação.



$R_{0mk}$	k=0	k=1	k=2	k=3	k=4	k=5	k=6
$R_{01k}$	1	1	1	1	1	1	1
$R_{02k}$	0	-1	-2	-3	-4	-5	-6
$R_{03k}$	-1	1/2	1/2	-1	1/2	1/2	-1
$R_{04k}$	0	$-\sqrt{3}/2$	$\sqrt{3}/2$	0	$-\sqrt{3}/2$	$\sqrt{3}/2$	0
$R_{05k}$	0	-1/2	-1	3	-2	-5/2	6
$R_{06k}$	0	$\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{3}$	0	$2\sqrt{3}$	$-5\sqrt{3}/2$	0
$R_{07k}$	0	0	0	0	0	0	0
$R_{08k}$	0	0	0	0	0	0	0
$R_{09k}$	0	0	0	0	0	0	0

(a)

$R_{1mk}$	k=0	k=1	k=2	k=3	k=4	k=5	k=6
$R_{11k}$	1	1	1	1	1	1	1
$R_{12k}$	3/4	-1/4	-5/4	-9/4	-13/4	-17/4	-21/4
$R_{13k}$	-1	1/2	1/2	-1	1/2	1/2	-1
$R_{14k}$	0	$\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{3}/2$	0	$\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{3}/2$	0
$R_{15k}$	-3/4	-1/8	-5/8	9/4	-13/8	-17/8	21/4
$R_{16k}$	0	$-\sqrt{3}/8$	$5\sqrt{3}/8$	0	$-13\sqrt{3}/8$	$17\sqrt{3}/8$	0
$R_{17k}$	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
$R_{18k}$	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
$R_{19k}$	1	1	1	1	1	1	1

(b)

$R_{2mk}$	k=0	k=1	k=2	k=3	k=4	k=5	k=6
$R_{21k}$	1	1	1	1	1	1	1
$R_{22k}$	3/2	1/2	-1/2	-3/2	-5/2	-7/2	-9/2
$R_{23k}$	-1	1/2	1/2	-1	1/2	1/2	-1
$R_{24k}$	0	$-\sqrt{3}/2$	$\sqrt{3}/2$	0	$-\sqrt{3}/2$	$\sqrt{3}/2$	0
$R_{25k}$	-3/2	1/4	-1/4	3/2	-5/4	-7/4	9/2
$R_{26k}$	0	$-\sqrt{3}/4$	$-\sqrt{3}/4$	0	$5\sqrt{3}/4$	$-7\sqrt{3}/4$	0
$R_{27k}$	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2
$R_{28k}$	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2
$R_{29k}$	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2

(c)

Tab. III.6 - Valores de " $R_{nmk}$ " para  $f_a = 3f_{sc}$ , 0† do cos(a) " $G_{0k} = Ak$ ",  $n = 0$  ; (b) " $G_{1k} = Bk$ ",  $n = 1$  ;(c) " $G_{2k} = Ck$ ",  $n = 2$

$\beta_{mz}$	$z=0$	$z=1$	$z=2$
$\beta_{1z}$	1	1	1
$\beta_{2z}$	0	-1	-2
$\beta_{3z}$	-1	1/2	1/2
$\beta_{4z}$	0	$-\sqrt{3}/2$	$\sqrt{3}/2$
$\beta_{5z}$	0	-1/2	-1
$\beta_{6z}$	0	$\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{3}$
$\beta_{7z}$	0	0	0
$\beta_{8z}$	0	0	0
$\beta_{9z}$	0	0	0

(a)

Parâmetro	$n=0$	$n=1$	$n=2$
$\alpha_{nF}$	0	3/4	3/2
$k_{nF}$	0	0	0
$\phi_n$	0	0	0
$\text{sen } \theta_n$	-1	1/2	1/2
$\text{cos } \theta_n$	0	$-\sqrt{3}/2$	$\sqrt{3}/2$

(b)

Tab.III.7 - Parâmetros para  $f_a = 3f_{sc}$ .(a) Valores de " $\beta_{mz}$ " para  $f_a = 3f_{sc}$ , 0† do cos

(b) Valores de diversos parâmetros de interesse.

m	$\sum_{k=z+1}^6 R_{0mk} A_k + \sum_{k=0}^6 R_{1mk} B_k + \sum_{k=0}^6 R_{2mk} C_k$	=	$\beta_{m0}$	$\beta_{m1}$	$\beta_{m2}$
1	$\sum_{k=0}^6 (A_k + B_k + C_k)$	=	1	1	1
2	$-A_1 - 2A_2 - 3A_3 - 4A_4 - 5A_5 - 6A_6 - (3/4)B_0 - (1/4)B_1 - (5/4)B_2 - (9/4)B_3 - (13/4)B_4 +$ $-(17/4)B_5 - (21/4)B_6 + (3/2)C_0 + (1/2)C_1 - (1/2)C_2 - (3/2)C_3 - (5/2)C_4 - (7/2)C_5 - (9/2)C_6$	=	0	-1	-2
3	$(1/2)A_1 + (1/2)A_2 - A_3 + (1/2)A_4 + (1/2)A_5 - A_6 - B_0 + (1/2)B_1 + (1/2)B_2 - B_3 +$ $+(1/2)B_4 + (1/2)B_5 - B_6 - C_0 + (1/2)C_1 + (1/2)C_2 - C_3 + (1/2)C_4 + (1/2)C_5 - C_6$	=	-1	1/2	1/2
4	$-(\sqrt{3}/2)A_1 + (\sqrt{3}/2)A_2 - (\sqrt{3}/2)A_4 + (\sqrt{3}/2)A_5 + (\sqrt{3}/2)B_1 - (\sqrt{3}/2)B_2 + (\sqrt{3}/2)B_4 +$ $-(\sqrt{3}/2)B_5 - (\sqrt{3}/2)C_1 + (\sqrt{3}/2)C_2 - (\sqrt{3}/2)C_4 + (\sqrt{3}/2)C_5$	=	0	$-\sqrt{3}/2$	$\sqrt{3}/2$
5	$-(1/2)A_1 - A_2 + 3A_3 - 2A_4 - (5/2)A_5 + 6A_6 - (3/4)B_0 - (1/8)B_1 - (5/8)B_2 + (9/4)B_3 +$ $-(13/8)B_4 - (17/8)B_5 + (21/4)B_6 - (3/2)C_0 + (1/4)C_1 - (1/4)C_2 + (3/2)C_3 - (5/4)C_4 +$ $-(7/4)C_5 + (9/2)C_6$	=	0	-1/2	-1
6	$(\sqrt{3}/2)A_1 - \sqrt{3} A_2 + 2\sqrt{3} A_4 - (5\sqrt{3}/2)A_5 - (\sqrt{3}/8)B_1 + (5\sqrt{3}/8)B_2 - (13\sqrt{3}/8)B_4 +$ $+(17\sqrt{3}/8)B_5 - (\sqrt{3}/4)C_1 - (\sqrt{3}/4)C_2 + (5\sqrt{3}/4)C_4 - (7\sqrt{3}/4)C_5$	=	0	$\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{3}$
7	$\sum_{k=0}^6 (B_k + 2C_k)$	=	0	0	0
8	$\sum_{k=0}^6 (B_k + 2C_k)$	=	0	0	0
9	$\sum_{k=0}^6 (B_k - 2C_k)$	=	0	0	0

Tab. III.8 - Condições sobre os coeficientes "Ak", "Bk" e "Ck" para  $f_a = 3f_{sc}$ , 0<sup>+</sup> do cos

$f_a = 3f_{sc}$		$z = 0$										
$N_a$	PzN	$\bar{x}_{i,j} = \sum_{k=1}^6 A_k x_{i+k,j} + \sum_{k=0}^6 B_k x_{i+k,j+1} + \sum_{k=0}^6 C_k x_{i+k,j+2}$	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$	$L_5$	$L_6$	$L_7$	$L_8$	$L_9$	Dp (EIs)
1	001	$x_{i+3,j}$	X		X	X		X	X	X	X	3,0
	002	$x_{i,j+1}$	X		X	X		X				1,8
	003	$x_{i+3,j+1}$	X		X	X		X				2,9
	004	$x_{i,j+2}$	X		X	X		X				3,9
	005	$x_{i+3,j+2}$	X		X	X		X				3,9
2	006	$(1/5)x_{i+3,j} + (4/5)x_{i,j+1}$	X	X	X	X	X	X				2,2
	007	$(1/2)x_{i+3,j} + (1/2)x_{i,j+1}$	X		X	X		X				2,5
	008	$-x_{i+3,j} + 2x_{i,j+2}$	X	X	X	X	X	X				3,6
	009	$(1/2)x_{i,j+2} + (1/2)x_{i+3,j+2}$	X	X	X	X	X	X				3,9
	010	$2x_{i,j+1} - x_{i,j+2}$	X	X	X	X	X	X	X	X		2,6
	011	$2x_{i,j+1} - x_{i,j+2}$	X	X	X	X	X	X	X	X		2,6
	012	$2x_{i,j+1} - x_{i+3,j+2}$	X	X	X	X	X	X	X	X		2,6
3	013	$x_{i+1,j} + x_{i+3,j} - x_{i+4,j}$	X	X	X	X			X	X	X	2,7
	014	$-3x_{i+1,j} + x_{i,j+1} + 3x_{i+2,j+1}$	X	X	X	X						1,6
	015	$(3/7)x_{i+2,j} + x_{i,j+1} - (3/7)x_{i+1,j+1}$	X	X	X	X						1,9
	016	$(1/2)x_{i+1,j} + x_{i,j+1} - (1/2)x_{i+2,j+1}$	X		X	X						1,8
	017	$x_{i+3,j} + x_{i,j+1} - x_{i+3,j+1}$	X	X	X	X	X	X	X	X	X	2,6
	018	$x_{i+3,j} + x_{i,j+2} - x_{i+3,j+2}$	X	X	X	X	X	X	X	X	X	3,6
	019	$(1/2)x_{i+2,j} + x_{i,j+1} - (1/2)x_{i+2,j+2}$	X	X	X	X			X	X		2,4
	020	$2x_{i,j+1} - 2x_{i,j+2} + x_{i+3,j+2}$	X	X	X	X		X	X	X		3,1
	021	$(1/2)x_{i+1,j} + x_{i,j+1} - (1/2)x_{i+1,j+2}$	X	X	X	X			X	X		2,1
	022	$x_{i,j+1} - 3x_{i+1,j+1} + 3x_{i+2,j+2}$	X	X	X	X						2,6
	023	$x_{i,j+1} + (3/7)x_{i+2,j+1} - (3/7)x_{i+1,j+2}$	X	X	X	X						2,4
	024	$x_{i+1,j} - x_{i+1,j+2} + x_{i+3,j+2}$	X	X	X	X			X	X	X	2,8
	025	$6x_{i+1,j} - 6x_{i+2,j+1} + x_{i+3,j+2}$	X	X	X	X						1,8
5	026	$x_{i+3,j} + (4/3)x_{i,j+1} - (4/3)x_{i+3,j+1} - (1/2)x_{i,j+2} + (1/2)x_{i,j+2}$	X	X	X	X	X	X	X	X	X	2,0

Tab. III.9(a) - Preditores para  $\bar{x}_{i,j}$ ,  $z = 0$ ,  $f_a = 3f_{sc}$ , 0† do cos

$f_a = 3f_{sc}$		$z = 1$									Dp (EIs)	
$N_a$	PzN	$\hat{x}_{i+1,j} = \sum_{k=2}^6 A_k x_{i+k,j} + \sum_{k=0}^6 B_k x_{i+k,j+1} + \sum_{k=0}^6 C_k x_{i+k,j+2}$	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$	$L_5$	$L_6$	$L_7$	$L_8$		$L_9$
1	101	$x_{i+4,j}$	X		X	X				X	X	X
	102	$x_{i+2,j+1}$	X		X	X						
	103	$x_{i+5,j+1}$	X		X	X						
	104	$x_{i+1,j+2}$	X		X	X						
	105	$x_{i+4,j+2}$	X		X	X						
2	106	$-(1/11)x_{i+4,j} + (12/11)x_{i+2,j+1}$	X	X	X	X	X	X				
	107	$(1/2)x_{i+4,j} + (1/2)x_{i+2,j+1}$	X		X	X						
	108	$(1/3)x_{i+4,j} + (2/3)x_{i+1,j+2}$	X	X	X	X	X	X				
	109	$(1/2)x_{i+1,j+2} + (1/2)x_{i+4,j+2}$	X	X	X	X	X	X				
	110	$(6/7)x_{i+2,j+1} + (1/7)x_{i+1,j+2}$	X	X	X	X	X	X				
	111	$2x_{i+2,j+1} - x_{i+1,j+2}$	X		X	X				X	X	
	112	$(6/5)x_{i+2,j+1} - (1/5)x_{i+4,j+2}$	X	X	X	X	X	X				
3	113	$x_{i+2,j} + x_{i+4,j} - x_{i+5,j}$	X	X	X	X	X		X	X	X	
	114	$(1/5)x_{i+2,j} + x_{i+2,j+1} - (1/5)x_{i+4,j+1}$	X	X	X	X	X					
	115	$-(1/3)x_{i+3,j} + x_{i+2,j+1} + (1/3)x_{i+3,j+1}$	X	X	X	X						
	116	$(1/2)x_{i+2,j} + x_{i+2,j+1} - (1/2)x_{i+4,j+1}$	X		X	X						
	117	$x_{i+4,j} + x_{i+2,j+1} - x_{i+5,j+1}$	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
	118	$x_{i+4,j} + x_{i+1,j+2} - x_{i+4,j+2}$	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
	119	$-(1/6)x_{i+3,j} + x_{i+2,j+1} + (1/6)x_{i+3,j+2}$	X	X	X	X						
	120	$2x_{i+2,j+1} - (1/3)x_{i+1,j+2} - (2/3)x_{i+4,j+2}$	X	X	X	X	X	X	X	X		
	121	$-(1/6)x_{i+2,j} + x_{i+2,j+1} + (1/6)x_{i+2,j+2}$	X	X	X	X	X					
	122	$x_{i+2,j+1} - (1/3)x_{i+3,j+1} + (1/3)x_{i+3,j+2}$	X	X	X	X						
	123	$-(1/7)x_{i+2,j} + (1/7)x_{i+1,j+1} + x_{i+2,j+1}$	X	X	X	X	X					
	124	$(1/2)x_{i+2,j} - (1/2)x_{i+1,j+1} + x_{i+2,j+1}$	X		X	X						
125	$x_{i+1,j+1} + x_{i+2,j+1} - x_{i+2,j+2}$	X	X	X	X	X			X	X		
5	126	$x_{i+4,j} + 2x_{i+2,j+1} - 2x_{i+5,j+1} - x_{i+1,j+2} + x_{i+4,j+2}$	X	X	X	X	X	X	X	X	X	

Tab. III.9(b) - Preditores para  $\hat{x}_{i+1,j}$ ,  $z = 1$ ,  $f_a = 3f_{sc}$ ,  $0 \dagger$  do cos

$f_a = 3f_{sc}$		$z = 2$									Dp (EIs)		
Na	PzN	$\hat{x}_{i+2,j} = \sum_{k=3}^6 A_k x_{i+k,j} + \sum_{k=0}^6 B_k x_{i+k,j+1} + \sum_{k=0}^6 C_k x_{i+k,j+2}$	L <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	L <sub>3</sub>	L <sub>4</sub>	L <sub>5</sub>	L <sub>6</sub>	L <sub>7</sub>	L <sub>8</sub>	L <sub>9</sub>		
1	201	$x_{i+5,j}$	X		X	X				X	X	X	3,0
	202	$x_{i+1,j+1}$	X		X	X							2,5
	203	$x_{i+4,j+1}$	X		X	X							2,2
	204	$x_{i+2,j+2}$	X		X	X							3,9
	205	$x_{i+5,j+2}$	X		X	X							3,9
2	206	$-(5/7)x_{i+5,j} + (12/7)x_{i+4,j+1}$	X	X	X	X	X	X					2,4
	207	$(1/2)x_{i+5,j} + (1/2)x_{i+4,j+1}$	X		X	X							2,6
	208	$-x_{i+5,j} + 2x_{i+2,j+2}$	X		X	X							3,6
	209	$(1/2)x_{i+2,j+2} + (1/2)x_{i+5,j+2}$	X	X	X	X	X	X					3,9
	210	$(2/11)x_{i+4,j+1} + (9/11)x_{i+2,j+2}$	X		X	X							3,6
	211	$2x_{i+4,j+1} - x_{i+2,j+2}$	X		X	X							2,8
	212	$-(3/19)x_{i+4,j+1} + (22/19)x_{i+5,j+2}$	X		X	X							3,7
3	213	$x_{i+3,j} + x_{i+5,j} - x_{i+6,j}$	X	X	X	X					X	X	2,7
	214	$5x_{i+4,j} + x_{i+4,j+1} - 5x_{i+5,j+1}$	X	X	X	X	X						2,4
	215	$-(5/5)x_{i+3,j} + (5/3)x_{i+3,j+1} + x_{i+4,j+1}$	X	X	X	X							1,6
	216	$(1/2)x_{i+3,j} - (1/2)x_{i+3,j+1} + x_{i+4,j+1}$	X	X	X	X							1,8
	217	$x_{i+5,j} + x_{i+1,j+1} - x_{i+4,j+1}$	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	2,6
	218	$x_{i+5,j} + x_{i+2,j+2} - x_{i+5,j+2}$	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	3,6
	219	$-(5/6)x_{i+3,j} + x_{i+4,j+1} + (5/6)x_{i+3,j+2}$	X	X	X	X							2,3
	220	$2x_{i+4,j+1} + (2/3)x_{i+2,j+2} - (5/3)x_{i+5,j+2}$	X		X	X				X	X		3,1
	221	$-(5/6)x_{i+4,j} + x_{i+4,j+1} + (5/6)x_{i+4,j+2}$	X	X	X	X	X						2,6
	222	$-(5/3)x_{i+3,j+1} + x_{i+4,j+1} + (5/3)x_{i+3,j+2}$	X		X	X							2,6
	223	$-(5/11)x_{i+4,j} + (5/11)x_{i+2,j+1} + x_{i+4,j+1}$	X	X	X	X							2,1
	224	$(1/2)x_{i+4,j} - (1/2)x_{i+2,j+1} + x_{i+4,j+1}$	X		X	X							2,1
	225	$x_{i+4,j+1} - (11/7)x_{i+5,j+1} + (11/7)x_{i+4,j+2}$	X		X	X							3,0
5	226	$x_{i+5,j} + 2x_{i+1,j+1} - 2x_{i+4,j+1} - x_{i+2,j+2} + x_{i+5,j+2}$	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	2,9

Tab. III.9 (c) - Preditores para  $\hat{x}_{i+2,j}$ ,  $z = 2$ ,  $f_a = 3f_{sc}$ ,  $0 \neq \text{do cos}$

Pelos resultados mostrados nas Tabs. III.9(a), (b) e (c) nota-se que os preditores obtidos para  $\hat{x}_{i,j}$ ,  $\hat{x}_{i+1,j}$  e  $\hat{x}_{i+2,j}$  não são os mesmos no caso geral. Logo, pode-se inferir que é necessário um conjunto de 3 preditores para se fazer a previsão de todas as amostras como já foi frisado anteriormente. Os preditores desse conjunto deverão então ser chaveados periodicamente a cada 3 amostras. Por exemplo, pode-se escolher o conjunto de preditores P010, P110 e P210 para previsão de  $x_{i,j}$ ,  $x_{i+1,j}$  e  $x_{i+2,j}$ , respectivamente.

Dessa forma, a utilização da linha prévia visando o melhor aproveitamento da correlação existente entre amostras vizinhas tem o preço de que os preditores são chaveados e portanto de maior complexidade na implementação do que aqueles em que um único preditor pode ser usado para todas as amostras.

#### III.2.1.2. Frequência de Amostragem " $(8/3)f_{sc}$ "

Neste caso, o número de preditores componentes é a priori igual a oito, como pode ser visto na Tab. III.3, uma vez que  $Z = 7$ . No entanto, esse número pode efetivamente ser reduzido para quatro. Na verdade, os preditores  $\hat{x}_{i+z,j}$  para  $z = 4, 5, 6$  e  $7$  podem ser obtidos daqueles correspondentes a  $\hat{x}_{i+z,j}$ , para  $z = 0, 1, 2$  e  $3$ , respectivamente. Para tanto, toma-se a associação feita na Fig. III.4, em que:

$$x'_{i+z,j+n} = x_{i+z+4,j+n} \quad (\text{III.27})$$

onde  $z = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$  é um número inteiro e  $n = 0, 1$  e  $2$ .

Seja também:

$$t'_{nH} = t_{nH} - 4Ta \quad (\text{III.28})$$

onde  $n = 0, 1$  e  $2$ .

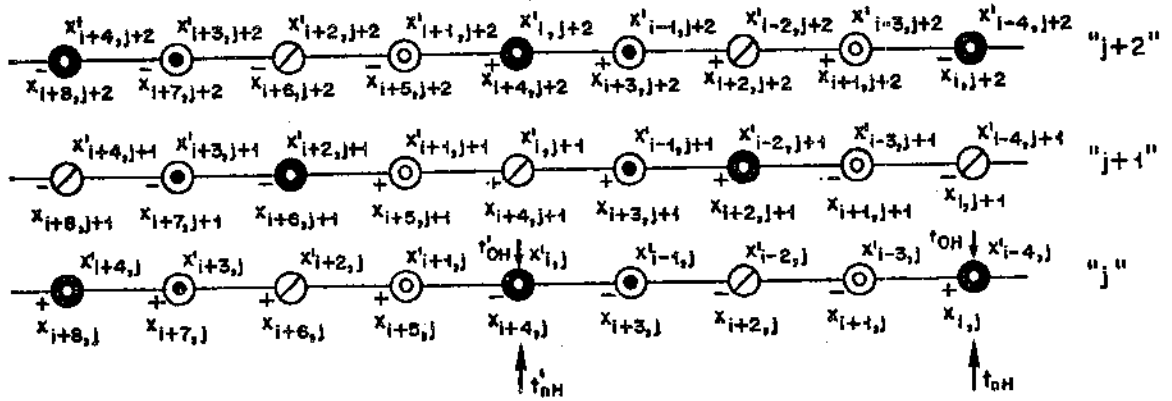


Fig. III.4 - Mosaico de amostras para  $f_a = (8/3)f_{sc}$ ,  $0^\dagger$  do cos

Por essa associação, nota-se que  $x_{i+j}^i$  coincide com o cruzamento de zero do cosseno na descida. Da eq.(III.10) tem-se para as linhas "j+n" e  $k=z$ :

$$\begin{aligned}
 x_{i+z,j+n}^i &= E_Y^i(t_{nH}) - z K_Y Ta + \\
 &+ [E_U^i(t_{nH}) - z K_U Ta] \text{sen } \omega_{sc} [t_{OH} - (z + k_{nF})Ta] + \\
 &+ (-1)^n m_0 [E_V^i(t_{nH}) - z K_V Ta] \text{cos } \omega_{sc} [t_{OH} - (z + k_{nF})Ta]
 \end{aligned}
 \tag{III.29}$$

onde  $n = 0, 1$  e  $2$ .

Também da eq.(III.10), tem-se para  $k = z+4$  a seguinte notação:

$$\begin{aligned}
 x_{i+z,j+n}^i &= E_Y^i(t_{nH}) - (z+4)K_Y Ta + \\
 &+ [E_U^i(t_{nH}) - (z+4)K_U Ta] \text{sen } \omega_{sc} [t_{OH} - (z+4+k_{nF})Ta] + \\
 &+ (-1)^n m_0 [E_V^i(t_{nH}) - (z+4)K_V Ta] \text{cos } \omega_{sc} [t_{OH} - (z+4+k_{nF})Ta]
 \end{aligned}
 \tag{III.30}$$

onde  $n = 0, 1$  e  $2$  nas linhas "j", "j+1" e "j+2", respectivamente.



Porém, tem-se também que:

$$E_L'(t'_{nH}) = E_L'(t_{nH}) - 4 K_L Ta \quad (\text{III.31})$$

onde  $L = Y, U$  e  $V$  e  $n = 0, 1$  e  $2$ .

Logo:

$$E_L'(t_{nH}) - (z + 4)K_L Ta = E_L'(t'_{nH}) - z K_L Ta \quad (\text{III.32})$$

onde  $L = Y, U$  e  $V$  e  $n = 0, 1$  e  $2$ .

Substituindo as eqs.(III.28) e (III.32) em (III.30), ob-  
têm-se:

$$\begin{aligned} x'_{i+z, j+n} = & E_Y'(t'_{nH}) - z K_Y Ta + \\ & + [E_U'(t'_{nH}) - z K_U Ta] \text{sen } \omega_{sc} [t'_{0H} - (z + k_{nF})Ta] + \\ & + (-1)^n m_0 [E_V'(t'_{nH}) - z K_V Ta] \text{cos } \omega_{sc} [t'_{0H} - (z + k_{nF})Ta] \end{aligned} \quad (\text{III.33})$$

onde  $z = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$  e  $n = 0, 1$  e  $2$ .

Comparando-se as eqs.(III.29) e (III.33), nota-se que  
elas têm a mesma forma. Além disso, da eq.(III.13) obtêm-se o pre-  
ditor para esta frequência de amostragem, dado por:

$$\hat{x}_{i+z, j} = \sum_{n=0}^2 \sum_{k=Z_1}^{Z_2} G_{nk} x_{i+k, j+n} \quad (\text{III.34})$$

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

onde  $z = 0, 1, \dots, 7$ .

Portanto, tomando-se o preditor dado por:

$$\hat{x}'_{i+z,j} = \sum_{n=0}^2 \sum_{k=Z_1}^{Z_2} G_{nk} x'_{i+k,j+n} \quad (III.35)$$

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

que tem a mesma forma da eq.(III.34), conclui-se que os preditores para  $x'_{i+z,j}$  têm a mesma forma daqueles correspondentes a  $x_{i+z,j}$ .

Assim, os preditores  $\hat{x}_{i+z,j}$  para  $z = 4, 5, 6$  e  $7$  são obtidos de  $\hat{x}_{i+z,j}$  para  $z = 0, 1, 2$  e  $3$ , respectivamente.

As condições para  $\hat{x}_{i,j}$ ,  $\hat{x}_{i+1,j}$ ,  $\hat{x}_{i+2,j}$  e  $\hat{x}_{i+3,j}$  são obtidas com  $z = 0, 1, 2$  e  $3$ , respectivamente na eq.(III.23), resultando então as seguintes condições:

$$\sum_{n=0}^2 \sum_{k=Z_1}^{Z_2} R_{nmk} G_{nk} = \beta_{m0} \quad \text{para } z = 0 \Rightarrow (\hat{x}_{i,j} \text{ e } \hat{x}_{i+4,j})$$

$$\sum_{n=0}^2 \sum_{k=Z_1}^{Z_2} R_{nmk} G_{nk} = \beta_{m1} \quad \text{para } z = 1 \Rightarrow (\hat{x}_{i+1,j} \text{ e } \hat{x}_{i+5,j})$$

$$\sum_{n=0}^2 \sum_{k=Z_1}^{Z_2} R_{nmk} G_{nk} = \beta_{m2} \quad \text{para } z = 2 \Rightarrow (\hat{x}_{i+2,j} \text{ e } \hat{x}_{i+6,j})$$

$$\sum_{n=0}^2 \sum_{k=Z_1}^{Z_2} R_{nmk} G_{nk} = \beta_{m3} \quad \text{para } z = 3 \Rightarrow (\hat{x}_{i+3,j} \text{ e } \hat{x}_{i+7,j})$$

$$(III.36)$$

onde  $m = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8$  e  $9$  e  $G_{0k \geq z+1}$ .

Os valores de " $R_{nmk}$ " são dados na Tab. III.10 para  $Z_1 = -2$  e  $Z_2 = 7$ .

A Tab. III.11 mostra os valores de " $\beta_{mz}$ ", assim como outros parâmetros de interesse.

$R_{0mk}$	$k=-2$	$k=-1$	$k=0$	$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=4$	$k=5$	$k=6$	$k=7$
$R_{01k}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$R_{02k}$	2	1	0	-1	-2	-3	-4	-5	-6	-7
$R_{03k}$	0	$\sqrt{2}/2$	-1	$\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$	1	$-\sqrt{2}/2$	0	$\sqrt{2}/2$
$R_{04k}$	-1	$\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$	1	$-\sqrt{2}/2$	0	$\sqrt{2}/2$	-1	$\sqrt{2}/2$
$R_{05k}$	0	$\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$	0	$3\sqrt{2}/2$	-4	$5\sqrt{2}/2$	0	$-7\sqrt{2}/2$
$R_{06k}$	-2	$\sqrt{2}/2$	0	$\sqrt{2}/2$	-2	$3\sqrt{2}/2$	0	$-5\sqrt{2}/2$	6	$-7\sqrt{2}/2$
$R_{07k}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$R_{08k}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$R_{09k}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

(a)

$R_{1mk}$	$k=-2$	$k=-1$	$k=0$	$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=4$	$k=5$	$k=6$	$k=7$
$R_{11k}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$R_{12k}$	2	1	0	-1	-2	-3	-4	-5	-6	-7
$R_{13k}$	1	$-\sqrt{2}/2$	0	$\sqrt{2}/2$	-1	$\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$	1	$-\sqrt{2}/2$
$R_{14k}$	0	$-\sqrt{2}/2$	1	$-\sqrt{2}/2$	0	$\sqrt{2}/2$	-1	$\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$
$R_{15k}$	2	$-\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$	2	$-3\sqrt{2}/2$	0	$5\sqrt{2}/2$	-6	$7\sqrt{2}/2$
$R_{16k}$	0	$-\sqrt{2}/2$	0	$\sqrt{2}/2$	0	$-3\sqrt{2}/2$	4	$-5\sqrt{2}/2$	0	$7\sqrt{2}/2$
$R_{17k}$	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
$R_{18k}$	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
$R_{19k}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

(b)

$R_{2mk}$	$k=-2$	$k=-1$	$k=0$	$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=4$	$k=5$	$k=6$	$k=7$
$R_{21k}$	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$R_{22k}$	2	1	0	-1	-2	-3	-4	-5	-6	-7
$R_{23k}$	0	$-\sqrt{2}/2$	1	$-\sqrt{2}/2$	0	$\sqrt{2}/2$	-1	$\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$
$R_{24k}$	1	$-\sqrt{2}/2$	0	$\sqrt{2}/2$	-1	$\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$	1	$-\sqrt{2}/2$
$R_{25k}$	0	$-\sqrt{2}/2$	0	$\sqrt{2}/2$	0	$-3\sqrt{2}/2$	4	$-5\sqrt{2}/2$	0	$7\sqrt{2}/2$
$R_{26k}$	2	$-\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$	2	$-3\sqrt{2}/2$	0	$5\sqrt{2}/2$	-6	$7\sqrt{2}/2$
$R_{27k}$	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2
$R_{28k}$	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2
$R_{29k}$	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2

(c)

Tab. III.10 - Valores de " $R_{nmk}$ " para  $f_a = (8/3)f_{sc}$ , 0† do cos(a) " $G_{0k} = Ak$ ",  $n = 0$  ; (b) " $G_{1k} = Bk$ ",  $n = 1$  ; (c) " $G_{2k} = Ck$ ",  $n = 2$

$\beta_{mz}$	$z=0$	$z=1$	$z=2$	$z=3$
$\beta_{1z}$	1	1	1	1
$\beta_{2z}$	0	-1	-2	-3
$\beta_{3z}$	-1	$\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$
$\beta_{4z}$	0	$-\sqrt{2}/2$	1	$-\sqrt{2}/2$
$\beta_{5z}$	0	$-\sqrt{2}/2$	0	$3\sqrt{2}/2$
$\beta_{6z}$	0	$\sqrt{2}/2$	-2	$3\sqrt{2}/2$
$\beta_{7z}$	0	0	0	0
$\beta_{8z}$	0	0	0	0
$\beta_{9z}$	0	0	0	0

(a)

Parâmetros	$n=0$	$n=1$	$n=2$	$n=3$
$\alpha_{nF}$	0	0	0	-
$k_{nF}$	0	6	4	-
$\phi_n$	0	$\pi/2$	$\pi$	-
$\text{sen } \theta_n$	-1	$\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$
$\text{cos } \theta_n$	0	$-\sqrt{2}/2$	1	$-\sqrt{2}/2$
$\text{sen}(\theta_n - \phi_1)$	0	$\sqrt{2}/2$	-1	$\sqrt{2}/2$
$\text{cos}(\theta_n - \phi_1)$	-1	$\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$
$\text{sen}(\theta_n - \phi_2)$	1	$-\sqrt{2}/2$	0	$\sqrt{2}/2$
$\text{cos}(\theta_n - \phi_2)$	0	$\sqrt{2}/2$	-1	$\sqrt{2}/2$

(b)

Tab.III.11 - Parâmetros para  $f_a = (8/3)f_{sc}$ (a) Valores de " $\beta_{mz}$ " para  $f_a = (8/3)f_{sc}$ , 0† do cos

(b) Valores de diversos parâmetros de interesse.

Com os valores dados nas Tabs. III.10 e III.11, determinam-se os valores dos coeficientes "Ak", "Bk" e "Ck" dados pela eq.(III.26). A Tab. III.12 mostra as condições (III.36) expandidas. Nessa tabela os coeficientes para "k" negativo são representados por "Aℓ<sup>-</sup>", "Bℓ<sup>-</sup>" ou "Cℓ<sup>-</sup>".

As Tabs. III.13(a),(b),(c) mostram os preditores escolhidos neste trabalho para  $\hat{x}_{i,j}$ ,  $\hat{x}_{i+1,j}$ ,  $\hat{x}_{i+2,j}$  e  $\hat{x}_{i+3,j}$ , respectivamente.

Conforme já foi dito, neste caso o preditor chaveado é um pouco mais complicado do que aquele para  $f_a = 3f_{sc}$ , requerendo 4 (quatro) preditores componentes.

### III.2.2. TAF Baseada no "sen $\omega_{sc} t$ "

Neste caso, as amostras de referência são os cruzamentos de zero da sub-portadora "sen  $\omega_{sc} t$ ". Os resultados para zeros com derivada positiva e negativa são análogos. Assim, estudam-se apenas os cruzamentos na subida "0↑".

A Fig. III.5 mostra o mosaico de amostras para  $f_a = 3f_{sc}$ , envolvendo 3 linhas consecutivas. As interdependências apresentadas nessa figura são das componentes de cromaticidade das amostras.

Para a frequência de amostragem  $(8/3)f_{sc}$ , o mosaico de amostras é o mesmo daquele obtido no caso do "cos  $\omega_{sc} t$ ". Portanto, servem os mesmos preditores já encontrados naquele caso, simplesmente fazendo a mesma associação da Fig. III.3(c) para as fases das amostras.

m	$\sum_{k=-2}^7 R_{0mk} A_k + \sum_{k=-2}^7 R_{1mk} B_k + \sum_{k=-2}^7 R_{2mk} C_k$	=	$\beta_{m0}$	$\beta_{m1}$	$\beta_{m2}$	$\beta_{m3}$
1	$\sum_{k=-2}^7 (A_k + B_k + C_k)$	=	1	1	1	1
2	$-A_1 - 2A_2 - 3A_3 - 4A_4 - 5A_5 - 6A_6 - 7A_7 + 2B_2^- + B_1^- - B_1 - 2B_2 - 3B_3 +$ $- 4B_4 - 5B_5 - 6B_6 - 7B_7 + 2C_2^- + C_1^- - C_1 - 2C_2 - 3C_3 - 4C_4 - 5C_5 - 6C_6 - 7C_7$	=	0	-1	-2	-3
3	$(\sqrt{2}/2)A_1 - (\sqrt{2}/2)A_3 + A_4 - (\sqrt{2}/2)A_5 + (\sqrt{2}/2)A_7 + B_2^- - (\sqrt{2}/2)B_1^- +$ $+ (\sqrt{2}/2)B_1 - B_2 + (\sqrt{2}/2)B_3 - (\sqrt{2}/2)B_5 + B_6 - (\sqrt{2}/2)B_7 - (\sqrt{2}/2)C_1^- + C_0 - (\sqrt{2}/2)C_1 +$ $+ (\sqrt{2}/2)C_3 - C_4 + (\sqrt{2}/2)C_5 - (\sqrt{2}/2)C_7$	=	-1	$\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$
4	$-(\sqrt{2}/2)A_1 + A_2 - (\sqrt{2}/2)A_3 + (\sqrt{2}/2)A_5 - A_6 + (\sqrt{2}/2)A_7 +$ $-(\sqrt{2}/2)B_1^- + B_0 - (\sqrt{2}/2)B_1 + (\sqrt{2}/2)B_3 - B_4 + (\sqrt{2}/2)B_5 - (\sqrt{2}/2)B_7 +$ $+ C_2^- - (\sqrt{2}/2)C_1^- + (\sqrt{2}/2)C_1 - C_2 + (\sqrt{2}/2)C_3 - (\sqrt{2}/2)C_5 + C_6 - (\sqrt{2}/2)C_7$	=	0	$-\sqrt{2}/2$	1	$-\sqrt{2}/2$
5	$-(\sqrt{2}/2)A_1 + (3\sqrt{2}/2)A_3 - 4A_4 + (5\sqrt{2}/2)A_5 - (7\sqrt{2}/2)A_7 +$ $+ 2B_2^- - (\sqrt{2}/2)B_1^- - (\sqrt{2}/2)B_1 + 2B_2 - (3\sqrt{2}/2)B_3 + (5\sqrt{2}/2)B_5 - 6B_6 + (7\sqrt{2}/2)B_7 +$ $- (\sqrt{2}/2)C_1^- + (\sqrt{2}/2)C_1 - (3\sqrt{2}/2)C_3 + 4C_4 - (5\sqrt{2}/2)C_5 + (7\sqrt{2}/2)C_7$	=	0	$-\sqrt{2}/2$	0	$3\sqrt{2}/2$
6	$(\sqrt{2}/2)A_1 - 2A_2 + (3\sqrt{2}/2)A_3 - (5\sqrt{2}/2)A_5 + 6A_6 - (7\sqrt{2}/2)A_7 +$ $-(\sqrt{2}/2)B_1^- + (\sqrt{2}/2)B_1 - (3\sqrt{2}/2)B_3 + 4B_4 - (5\sqrt{2}/2)B_5 + (7\sqrt{2}/2)B_7 +$ $+ 2C_2^- - (\sqrt{2}/2)C_1^- - (\sqrt{2}/2)C_1 + 2C_2 - (3\sqrt{2}/2)C_3 + (5\sqrt{2}/2)C_5 - 6C_6 + (7\sqrt{2}/2)C_7$	=	0	$\sqrt{2}/2$	-2	$3\sqrt{2}/2$
7	$\sum_{k=-2}^7 (B_k + 2C_k)$	=	0	0	0	0
8	$\sum_{k=-2}^7 (B_k + 2C_k)$	=	0	0	0	0
9	$\sum_{k=-2}^7 (B_k - 2C_k)$	=	0	0	0	0

Tab. III.12 - Condições sobre os coeficientes "Ak", "Bk" e "Ck" para  $f_a = (8/3)f_{sc}$ , 0+ do cos

$f_a = (8/3)f_{sc}$		$z = 0$										
$N_a$	PzN	$\hat{x}_{i,j} = \sum_{k=1}^7 A_k x_{i+k,j} + \sum_{k=-2}^7 B_k x_{i+k,j+1} + \sum_{k=-2}^7 C_k x_{i+k,j+2}$	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$	$L_5$	$L_6$	$L_7$	$L_8$	$L_9$	Dp (EIs)
1	001	$x_{i+8,j}$	X		X	X			X	X	X	9,0
	002	$x_{i+2,j+1}$	X		X	X		X				2,9
	003	$x_{i-4,j+2}$	X		X	X		X				5,8
	004	$x_{i+4,j+2}$	X		X	X		X				5,8
2	005	$-(1/3)x_{i+8,j} + (4/3)x_{i+2,j+1}$	X	X	X	X		X				4,1
	006	$2x_{i+2,j+1} - x_{i+4,j+2}$	X	X	X	X	X	X	X	X		3,8
	007	$(2/3)x_{i+2,j+1} + (1/3)x_{i-4,j+2}$	X	X	X	X	X	X			X	3,8
3	008	$x_{i+2,j} - x_{i+4,j} + x_{i+6,j}$	X	X	X	X						4,5
	009	$x_{i+1,j} - x_{i+4,j} + x_{i+5,j}$	X		X	X			X	X	X	3,8
	010	$-x_{i+2,j} + x_{i,j+1} + x_{i+2,j+1}$	X	X	X	X						2,3
	011	$x_{i+1,j} - x_{i+1,j+1} + x_{i+2,j+1}$	X		X	X		X	X	X	X	2,0
	012	$(1/2)x_{i+1,j} - (1/2)x_{i+1,j+1} + x_{i+2,j+1}$	X		X	X		X				2,3
	013	$-(1/2)x_{i+3,j} + (1/2)x_{i-1,j+1} + x_{i+2,j+1}$	X	X	X	X						2,8
	014	$-(1/3)x_{i+4,j} + (1/3)x_{i-2,j+1} + x_{i+2,j+1}$	X	X	X	X		X				3,2
	015	$x_{i+1,j} - x_{i,j+2} + x_{i+1,j+2}$	X		X	X	X	X	X	X	X	2,8
	016	$x_{i+1,j} - x_{i+4,j} + x_{i+1,j+2}$	X		X	X		X				3,1
	017	$x_{i+2,j} - x_{i+4,j} + x_{i+2,j+2}$	X	X	X	X		X				3,7
	018	$x_{i+2,j} - x_{i,j+2} + x_{i+2,j+2}$	X		X	X	X	X	X	X	X	3,4
	019	$x_{i-2,j+1} + x_{i+2,j+1} - x_{i,j+2}$	X	X	X	X		X	X	X		3,1
	020	$x_{i-1,j+1} + x_{i+2,j+1} - x_{i-1,j+2}$	X		X	X		X	X	X		2,9
	021	$-x_{i,j+1} + x_{i+2,j+1} + x_{i-2,j+2}$	X	X	X	X						3,0
	022	$x_{i+1,j+1} - x_{i,j+2} + x_{i+1,j+2}$	X		X	X	X	X				3,2
	023	$x_{i,j+1} - x_{i,j+2} + x_{i+2,j+2}$	X		X	X	X					3,2
	024	$-(1/2)x_{i+4,j} + x_{i+2,j+1} + (1/2)x_{i,j+2}$	X	X	X	X		X			X	3,5
	025	$-x_{i+4,j} + x_{i,j+2} + x_{i+4,j+2}$	X	X	X	X		X				4,6
	026	$x_{i-2,j+2} - x_{i,j+2} + x_{i+2,j+2}$	X	X	X	X	X					4,0
	027	$x_{i-1,j+1} + x_{i+3,j+1} - x_{i,j+2}$	X		X	X			X	X		3,2
028	$-x_{i+4,j} + x_{i,j+1} + x_{i+4,j+1}$	X	X	X	X						3,7	

Tab. III.13(a) - Preditores para  $\hat{x}_{i,j}$ ,  $z = 0$ ,  $f_a = (8/3)f_{sc}$ ,  $0^+$  do cos

$f_a = (8/3)f_{sc}$		$z = 1$									Dp (EIs)	
$N_a$	PzN	$\bar{x}_{i+1,j} = \sum_{k=2}^7 A_k x_{i+k,j} + \sum_{k=-2}^7 B_k x_{i+k,j+1} + \sum_{k=-2}^7 C_k x_{i+k,j+2}$	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$	$L_5$	$L_6$	$L_7$	$L_8$		$L_9$
1	101	$x_{i+9,j}$	X		X	X			X	X	X	9,0
	102	$x_{i+1,j+1}$	X	X	X	X	X	X				1,8
	103	$x_{i-3,j+2}$	X		X	X						4,2
	104	$x_{i+5,j+2}$	X		X	X						5,8
2	105	$(1/2)x_{i+9,j} + (1/2)x_{i+1,j+1}$	X		X	X						5,4
	106	$(1/2)x_{i+1,j+1} + (1/2)x_{i+5,j+2}$	X		X	X						3,8
	107	$(1/2)x_{i+1,j+1} + (1/2)x_{i-3,j+2}$	X		X	X						3,0
3	108	$x_{i+3,j} - x_{i+5,j} + x_{i+7,j}$	X		X	X						4,5
	109	$x_{i+2,j} - x_{i+5,j} + x_{i+6,j}$	X		X	X			X	X	X	3,8
	110	$x_{i+2,j} - x_{i,j+1} + x_{i+1,j+1}$	X		X	X	X		X	X	X	1,7
	111	$-x_{i+3,j} + x_{i-1,j+1} + x_{i+1,j+1}$	X		X	X						2,3
	112	$(1/2)x_{i+2,j} - (1/2)x_{i,j+1} + x_{i+1,j+1}$	X		X	X	X					1,7
	113	$-(1/2)x_{i+3,j} + (1/2)x_{i-1,j+1} + x_{i+1,j+1}$	X		X	X						2,2
	114	$-x_{i+4,j} + x_{i-2,j+1} + x_{i+1,j+1}$	X		X	X		X				3,0
	115	$x_{i+2,j} - x_{i+1,j+2} + x_{i+2,j+2}$	X		X	X	X	X	X	X	X	2,8
	116	$x_{i+2,j} - x_{i+5,j} + x_{i+2,j+2}$	X		X	X						3,1
	117	$x_{i+3,j} - x_{i+5,j} + x_{i+3,j+2}$	X	X	X	X						3,7
	118	$x_{i+3,j} - x_{i+1,j+2} + x_{i+3,j+2}$	X		X	X	X	X	X	X	X	3,4
	119	$x_{i-1,j+1} + x_{i+3,j+1} - x_{i+1,j+2}$	X	X	X	X			X	X		3,1
	120	$x_{i-1,j+1} + x_{i+1,j+1} - x_{i-1,j+2}$	X	X	X	X	X	X	X	X		3,0
	121	$x_{i,j+1} + x_{i+1,j+1} - x_{i-2,j+2}$	X		X	X	X		X	X		3,0
	122	$x_{i+1,j+1} - (1/3)x_{i+3,j+1} + (1/3)x_{i+3,j+2}$	X		X	X			X	X		2,5
	123	$x_{i,j+1} - x_{i+1,j+2} + x_{i+2,j+2}$	X	X	X	X	X					3,2
124	$-x_{i+4,j} + x_{i+1,j+1} + x_{i,j+2}$	X		X	X		X				3,0	
125	$-x_{i+5,j} + x_{i+1,j+2} + x_{i+5,j+2}$	X	X	X	X						4,6	
126	$x_{i-2,j+1} + x_{i+1,j+1} - x_{i,j+2}$	X		X	X		X	X	X		3,1	
127	$x_{i+2,j+1} + x_{i,j+2} - x_{i+1,j+2}$	X	X	X	X		X				3,2	
128	$x_{i+5,j} + x_{i+1,j+1} - x_{i+5,j+1}$	X	X	X	X	X	X	X	X	X	3,7	

Tab. III.13(b) - Preditores para  $\bar{x}_{i+1,j}$ ,  $z = 1$ ,  $f_a = (8/3)f_{sc}$ ,  $0 \uparrow$  do cos;



$f_a = (8/3)f_{sc}$		$z = 2$									Dp (EIs)		
$N_a$	PzN	$\hat{x}_{i+2,j} = \sum_{k=3}^7 A_k x_{i+k,j} + \sum_{k=-2}^7 B_k x_{i+k,j+1} + \sum_{k=-2}^7 C_k x_{i+k,j+2}$	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$	$L_5$	$L_6$	$L_7$	$L_8$		$L_9$	
1	201	$x_{i+10,j}$	X		X	X				X	X	X	9,0
	202	$x_{i,j+1}$	X			X	X	X					2,9
	203	$x_{i-2,j+2}$	X			X	X	X					5,8
	204	$x_{i+6,j+2}$	X			X	X						5,8
2	205	$(1/2)x_{i+10,j} + (1/2)x_{i,j+1}$	X			X	X						6,4
	206	$(1/2)x_{i,j+1} + (1/2)x_{i+6,j+2}$	X			X	X	X					4,3
	207	$(1/2)x_{i,j+1} + (1/2)x_{i-2,j+2}$	X			X	X	X					4,3
3	208	$x_{i+4,j} - x_{i+6,j} + x_{i+8,j}$	X			X	X						4,5
	209	$x_{i+3,j} - x_{i+6,j} + x_{i+7,j}$	X			X	X			X	X	X	3,4
	210	$x_{i+3,j} - x_{i-1,j+1} + x_{i,j+1}$	X			X	X			X	X	X	2,6
	211	$(1/3)x_{i+4,j} - (1/3)x_{i-2,j+1} + x_{i,j+1}$	X	X	X	X							3,1
	212	$x_{i+3,j} + x_{i+3,j+1} - x_{i+4,j+1}$	X	X	X	X	X			X	X	X	2,0
	213	$x_{i+4,j} + x_{i+2,j+1} - x_{i+4,j+1}$	X	X	X	X				X	X	X	2,3
	214	$x_{i+5,j} + x_{i+1,j+1} - x_{i+4,j+1}$	X	X	X	X				X	X	X	2,8
	215	$x_{i+3,j} - x_{i+2,j+2} + x_{i+3,j+2}$	X			X	X	X	X	X	X	X	2,8
	216	$x_{i+3,j} - x_{i+6,j} + x_{i+3,j+2}$	X			X	X	X					3,1
	217	$x_{i+4,j} - x_{i+6,j} + x_{i+4,j+2}$	X	X	X	X	X						3,7
	218	$x_{i+4,j} - x_{i+2,j+2} + x_{i+4,j+2}$	X			X	X	X	X	X	X	X	3,4
	219	$x_{i,j+1} + x_{i+4,j+1} - x_{i+2,j+2}$	X	X	X	X	X			X	X		3,1
	220	$x_{i-1,j+1} + x_{i,j+1} - x_{i-1,j+2}$	X			X	X	X					3,9
	221	$x_{i+1,j+1} + x_{i+1,j+2} - x_{i+2,j+2}$	X			X	X	X	X				3,2
	222	$x_{i+2,j+1} + x_{i,j+2} - x_{i+2,j+2}$	X			X	X		X				3,2
	223	$(2/3)x_{i+3,j} + (2/3)x_{i+3,j+1} - x_{i+2,j+2}$	X	X	X	X	X	X					2,5
	224	$(1/2)x_{i+4,j} + x_{i,j+1} - (1/2)x_{i,j+2}$	X	X	X	X				X	X		3,1
	225	$-x_{i+6,j} + x_{i+2,j+2} + x_{i+6,j+2}$	X	X	X	X	X						4,6
	226	$-x_{i-2,j+1} + x_{i,j+1} + x_{i,j+2}$	X	X	X	X							4,0
	227	$x_{i+1,j+1} - x_{i+4,j+1} + x_{i+1,j+2}$	X			X	X	X					2,9
	228	$-x_{i+6,j} + x_{i+2,j+1} + x_{i+6,j+1}$	X	X	X	X							3,7
	231	$x_{i+6,j} + x_{i,j+1} - x_{i+4,j+1}$	X	X	X	X	X			X	X	X	3,4

Tab. III.13(c) - Preditores para  $\hat{x}_{i+2,j}$ ,  $z = 2$ ,  $f_a = (8/3)f_{sc}$ ,  $0 \uparrow$  do cos

$f_a = (8/3)F_{sc}$		$z = 3$									Dp (EIs)	
$N_a$	PzN	$\bar{x}_{i+3,j} = \sum_{k=4}^7 A_k x_{i+k,j} + \sum_{k=-2}^7 B_k x_{i+k,j+1} + \sum_{k=-2}^7 C_k x_{i+k,j+2}$	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$	$L_5$	$L_6$	$L_7$	$L_8$		$L_9$
1	301	$x_{i+11,j}$	X		X	X			X	X	X	9,0
	302	$x_{i-1,j+1}$	X		X	X						4,8
	303	$x_{i+7,j+1}$	X		X	X						4,8
	304	$x_{i+7,j+2}$	X		X	X						5,8
2	305	$(1/2)x_{i+11,j} + (1/2)x_{i-1,j+1}$	X		X	X						6,9
	306	$(1/2)x_{i-1,j+1} + (1/2)x_{i+7,j+1}$	X	X	X	X	X	X				4,8
	307	$(1/2)x_{i-1,j+2} + (1/2)x_{i+7,j+2}$	X	X	X	X	X	X				5,8
3	308	$x_{i+5,j} - x_{i+7,j} + x_{i+9,j}$	X		X	X						4,5
	309	$x_{i+4,j} - x_{i+7,j} + x_{i+8,j}$	X		X	X			X	X	X	3,8
	310	$x_{i+4,j} + x_{i+2,j+1} - x_{i+3,j+1}$	X	X	X	X		X	X	X	X	1,7
	311	$x_{i+5,j} + x_{i+1,j+1} - x_{i+3,j+1}$	X	X	X	X			X	X	X	2,3
	312	$x_{i+6,j} + x_{i,j+1} - x_{i+3,j+1}$	X	X	X	X	X		X	X	X	3,0
	313	$-2x_{i+6,j} + 2x_{i+4,j+1} + x_{i+7,j+1}$	X	X	X	X						3,2
	314	$x_{i+5,j} - x_{i+5,j+1} + x_{i+7,j+1}$	X		X	X			X	X	X	3,3
	315	$x_{i+4,j} - x_{i+3,j+2} + x_{i+4,j+2}$	X		X	X	X	X	X	X	X	2,8
	316	$x_{i+4,j} - x_{i+7,j} + x_{i+4,j+2}$	X		X	X						3,1
	317	$x_{i+5,j} - x_{i+7,j} + x_{i+5,j+2}$	X	X	X	X						3,7
	318	$x_{i+5,j} - x_{i+3,j+2} + x_{i+5,j+2}$	X		X	X	X	X	X	X	X	3,4
	319	$x_{i+1,j+1} + x_{i+5,j+1} - x_{i+3,j+2}$	X	X	X	X			X	X		3,1
	320	$x_{i+4,j} + x_{i+2,j+1} - x_{i+3,j+2}$	X	X	X	X		X				2,3
	321	$x_{i+5,j} + x_{i+1,j+1} - x_{i+3,j+2}$	X	X	X	X						2,9
	322	$x_{i+1,j+1} - x_{i+3,j+1} + x_{i+5,j+1}$	X	X	X	X						2,5
	323	$-x_{i+3,j+1} + x_{i+1,j+2} + x_{i+5,j+2}$	X	X	X	X						3,4
	324	$-x_{i+3,j+1} + x_{i+2,j+2} + x_{i+6,j+2}$	X		X	X	X					3,5
	325	$-x_{i+7,j} + x_{i+3,j+2} + x_{i+7,j+2}$	X	X	X	X						4,6
	326	$(3/4)x_{i+4,j} - x_{i+3,j+1} + (3/4)x_{i+4,j+2}$	X	X	X	X	X	X				2,2
	327	$x_{i+3,j+1} + x_{i+7,j+1} - x_{i+3,j+2}$	X		X	X			X	X		3,4
328	$-x_{i+7,j} + x_{i+3,j+1} + x_{i+7,j+1}$	X	X	X	X						3,7	

Tab. III.13(d) - Preditores para  $\bar{x}_{i+3,j}$ ,  $z = 2$ ,  $f_a = (8/3)F_{sc}$ ,  $0 \uparrow$  do cos

Os instantes de amostragem na linha "j+1" para  $f_a = 3f_{sc}$  são ainda dados pela eq.(III.9). Assim, tem-se:

$$\begin{aligned} x_{i+k,j+n} = & [E'_Y(t_{nH}) - (k - \alpha_{nF})K_Y Ta] + \\ & + (-1)^n \cdot [E'_U(t_{nH}) - (k - \alpha_{nF})K_U Ta] \text{sen } \omega_{sc}(t_{OH} - k Ta) + \\ & + (-1)^n m_0 [E'_V(t_{nH}) - (k - \alpha_{nF})K_V Ta] \text{cos } \omega_{sc}(t_{OH} - k Ta) \end{aligned} \quad (\text{III.37})$$

onde  $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ , " $\alpha_{nF}$ " é dado na Tab. III.1 e  $n = 0, 1$  e  $2$ .

Tomando-se o preditor bidimensional dado pela eq. (III.13), os valores das amostras previstas " $\hat{x}_{i+2,j}$ " ( $z = 0, 1, 2$ ) são dados pela eq.(III.15) desde que semudem os valores de " $R_{nmk}$ " dados na eq.(III.17). O valor do erro " $\epsilon_{i+2,j}$ " é ainda dado pela eq. (III.22), e as condições sobre os coeficientes " $G_{nk}$ " do preditor são ainda expressas pela eq.(III.23) onde " $\beta_{mz}$ " ( $m = 1, 2, \dots, 9$ ) é dado pela eq.(III.20).

Fazendo-se cálculos análogos àqueles feitos para o cruzamento de zero do cosseno, obtêm-se das condições em (III.23), os preditores apresentados nas Tabs. III.14(a), (b) e (c) para  $\hat{x}_{i,j}$ ,  $\hat{x}_{i+1,j}$  e  $\hat{x}_{i+2,j}$ , respectivamente para  $f_a = 3f_{sc}$ . Nessa tabela, não são apresentados os preditores que usam amostras apenas da linha atual e da 2ª linha prévia, pois tais preditores são os mesmos já relacionados nas Tabs. III.9(a), (b) e (c) para  $\hat{x}_{i,j}$ ,  $\hat{x}_{i+1,j}$  e  $\hat{x}_{i+2,j}$ , respectivamente, já que nessas linhas, o sinal do chaveamento PAL é o mesmo. Assim, a Tab. III.14 mostra apenas preditores envolvendo amostras da linha atual e da 1ª linha prévia. Também não foram obtidos os preditores que usam as linhas atual, 1ª prévia e 2ª prévia a fim de simplificar os cálculos, uma vez que a idéia era de verificar a forma algébrica dos preditores e as distâncias médias ponderadas quando se tomam cruzamentos de zero do " $\text{sen } \omega_{sc}t$ ".

Pela Tab. III.14 pode-se ver que os preditores encontrados são do mesmo tipo daqueles já encontrados para o cosseno, tanto no que se refere às distâncias médias ponderadas, como às con

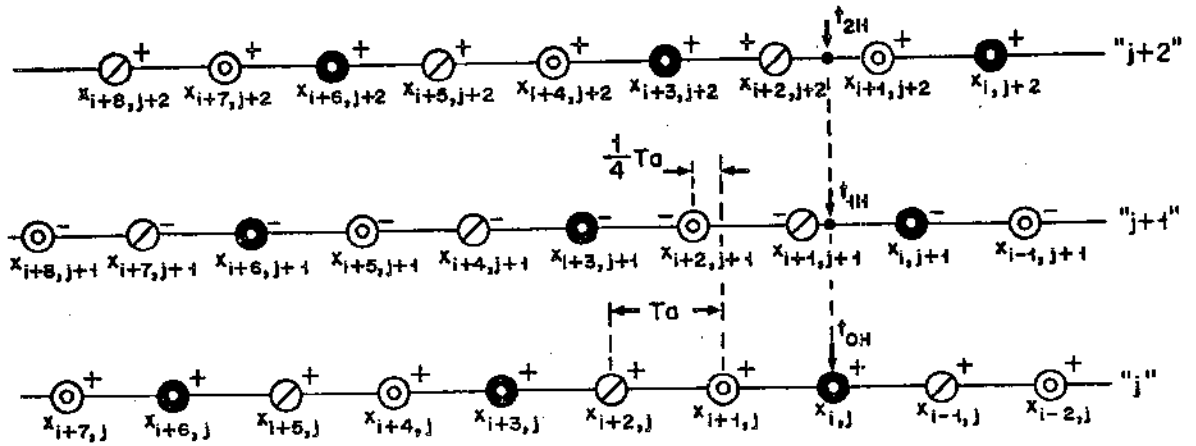


Fig. III.5 - Mosaico de amostras para  $f_a = 3f_{sc}$ , "0+" do  $\text{sen } \omega_{sc} t$

$N_a$	P0N	$\hat{x}_{i,j} = \sum_{k=1}^3 A_k x_{i+k,j} + \sum_{k=0}^3 B_k x_{i+k,j+1}$	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$	$L_5$	$L_6$	$D_p$ ( $EI_1$ )
3	P01	$x_{i+1,j} - x_{i,j+1} + x_{i+2,j+1}$	X		X	X			1,24
	P02	$x_{i+2,j} - x_{i,j+1} + x_{i+1,j+1}$	X		X	X			1,87
	P03	$x_{i+3,j} + x_{i,j+1} - x_{i+5,j+1}$	X	X	X	X	X		2,07
	P04	$x_{i+1,j} + x_{i-1,j+1} - x_{i,j+1}$	X	X	X	X			1,56

(a)

$N_a$	P1N	$\hat{x}_{i+1,j} = \sum_{k=2}^4 A_k x_{i+k,j} + \sum_{k=1}^4 B_k x_{i+k,j+1}$	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$	$L_5$	$L_6$	$D_p$ ( $EI_1$ )
3	P11	$-2x_{i+3,j} + 2x_{i+1,j+1} + x_{i+2,j+1}$	X		X	X			1,72
	P12	$x_{i+3,j} - x_{i+2,j+1} + x_{i+3,j+1}$	X		X	X			2,57
	P13	$x_{i+2,j} + x_{i+1,j+1} - x_{i+2,j+1}$	X	X	X	X			1,15

(b)

$N_a$	P2N	$\hat{x}_{i+2,j} = \sum_{k=3}^5 A_k x_{i+k,j} + \sum_{k=2}^5 B_k x_{i+k,j+1}$	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$	$L_5$	$L_6$	$D_p$ ( $EI_1$ )
3	P21	$x_{i+4,j} - x_{i+4,j+1} + x_{i+5,j+1}$	X		X	X			2,09
	P22	$x_{i+3,j} + x_{i+3,j+1} - x_{i+4,j+1}$	X	X	X	X			0,65
	P23	$x_{i+4,j} + x_{i+2,j+1} - x_{i+4,j+1}$	X	X	X	X			1,76

(c)

Tab. III.14 - Preditores bidimensionais usando as linhas atual e 1ª prévia, para  $f_a = 3f_{sc}$ , com TAF, "0+" do  $\text{sen } \omega_{sc} t$

(a)  $\hat{x}_{i,j}$  ; (b)  $\hat{x}_{i+1,j}$  ; (c)  $\hat{x}_{i+2,j}$

dições " $L_m$ " que são satisfeitas. Por esse motivo, este trabalho restringe-se ao estudo do caso de preditores com cruzamentos de zero do " $\cos \omega_{sc}t$ ".

### III.2.3. Comentários Parciais

Até o presente ponto, enfocaram-se principalmente aspectos relacionados com o preditor "P", uma vez que este é o elemento central do sistema MCPD proposto para a redução da taxa de bits de transmissão. Um outro elemento de importância no sistema é a quantizador "Q", o qual é objeto de estudo das seções seguintes.

Na procura dos preditores tomou-se como fundamental que os mesmos sejam eficientes em áreas uniformes, ou seja, que os coeficientes dos preditores satisfaçam as três condições " $L_1$ ", " $L_3$ " e " $L_4$ ", simultaneamente. Além disso, enfatizou-se a importância de que os mesmos sejam capazes de prever, pelo menos, variações lentas e pequenas dos sinais primários  $E'_R$ ,  $E'_G$  e  $E'_B$  ao longo da linha de varredura horizontal e eventualmente na vertical. Assim, tais variações correspondem às primeiras derivadas dos sinais, resultando então em um modelo com variações lineares. Dessa aproximação, resulta que variações lentas, pequenas e lineares em  $E'_R$ ,  $E'_G$  e  $E'_B$  levam ao modelo com variações também lineares nas componentes de luminância  $E'_Y$  e nos sinais diferenças de cor  $E'_U$  e  $E'_V$  [3.2]. O presente estudo foi desenvolvido para este último caso.

Por outro lado, para levar em conta o efeito das distâncias entre as amostras envolvidas na predição e a atual, definiu-se a distância média ponderada " $D_p$ ". É intuitivo que esta distância influencie no desempenho do preditor, já que o modelo tende a ser melhor em pequenas regiões envolvendo então pequenas distâncias entre as amostras passadas e a prevista. Assim, a distância " $D_p$ " fornece uma medida comparativa, mas é importante se frisar que um preditor com " $D_p$ " menor do que de um outro preditor, não leva necessariamente a um desempenho melhor do sistema em termos de entropia do sinal diferença. Isso porque a entropia resultante do sinal diferença depende da maneira como o preditor aproveita a

correlação existente entre as amostras, ou seja, depende da forma do preditor e da estatística do sinal. O que se pode afirmar, é que na maioria dos casos existe uma tendência da correlação, entre as amostras, diminuir com a distância entre as amostras. Logo, preditores com distância média ponderada " $D_p$ " maior tendem a estar usando amostras cada vez menos correlatas e portanto tendem a apresentar problemas quando surgem regiões de variações abruptas, bastante comuns nos sinais de televisão. Dessa forma, o desempenho dos preditores dentro do sistema, deve ser obtido de simulações em computador e de testes experimentais com os circuitos. No presente estudo, os resultados são obtidos através de simulações, essencialmente para preditores com " $D_p$ " menor do que a distância correspondente a cinco amostras, conforme já explicado anteriormente.

Os preditores relacionados são unidimensionais ou bidimensionais. No primeiro caso, enfatizaram-se os preditores intralinha, e no segundo, os interlinhas que exploram a redundância de linhas vizinhas próximas. Verificou-se que os preditores que satisfazem todas as condições necessárias para anular o erro devido às variações lineares em  $E'_Y$ ,  $E'_U$  e  $E'_V$  envolvem necessariamente amostras prévias de mesma fase no mosaico de áreas uniformes. Verificou-se ainda que para ambas as frequências de amostragem de " $3f_{sc}$ " e " $(8/3)f_{sc}$ " existem preditores que satisfazem as condições " $L_1$ ", " $L_3$ " e " $L_4$ " a fim de anular o erro em áreas uniformes e a condição " $L_2$ " simultaneamente para corrigir também variações lentas e lineares da luminância ao longo da linha de varredura. Isso se apresenta interessante, já que o sinal de luminância tendo uma faixa de frequência quase três vezes a dos sinais diferenças de cor  $E'_U$  e  $E'_V$  deve apresentar mais variações no tempo do que estes últimos. Logo, a correção das variações devido ao sinal de luminância pode contribuir favoravelmente para a redução da taxa de bits de transmissão do sinal de vídeo composto digitalizado.

Cabe ainda salientar que no caso unidimensional os preditores com ou sem TAF são os mesmos, enquanto que no caso bidimensional é necessário se fazer a distinção, pois sem TAF só é possível aproveitar amostras da 2ª, 4ª, etc, linhas prévias. Usando-se a TAF é possível se aproveitar também a 1ª, 3ª, etc, linhas prévias. O presente estudo se restringe apenas aos preditores que aproveitam a correlação

existente entre amostras de duas linhas prévias e da atual, mais especificamente da 2ª linha no caso sem TAF, ou da 1ª linha no caso com TAF. Quando não se usa a TAF, o mesmo preditor linear serve para a previsão de todas as amostras. Porém, no outro caso, com a TAF, isto não ocorre. Na verdade, para as frequências de amostragem de " $3f_{sc}$ " e " $(8/3)f_{sc}$ " são necessários 3 e 4 preditores componentes lineares, respectivamente, a fim de se constituir o preditor total.

Cabe também ressaltar que os preditores bidimensionais com TAF, usando-se como referência os cruzamentos de zero do " $\cos \omega_{sc} t$ " são, em geral, diferentes daqueles que têm como referência os cruzamentos de zero do " $\sin \omega_c t$ " para a mesma frequência de amostragem. A exceção ocorre para a frequência de amostragem igual a  $(8/3)f_{sc}$ . No entanto, do ponto de vista da forma algébrica do preditor, bem como das condições " $L_m$ " que são satisfeitas, os preditores baseados nos cruzamentos de zero do " $\sin \omega_{sc} t$ " são do mesmo tipo daqueles baseados nos cruzamentos de zero do " $\cos \omega_{sc} t$ ". Assim, neste trabalho optou-se pelo estudo apenas com a TAF baseada no cosseno já que neste caso também tem-se o fato de que as interdependências são entre amostras totais para  $f_a = 3f_{sc}$ .

Finalmente, deve-se dizer que a próxima etapa do trabalho consiste na avaliação dos preditores. O desempenho deverá ser obtido de testes de simulação objetivos em termos de parâmetros estatísticos como entropia, variância e relação sinal/ruído.

### III.3. QUANTIZADOR NÃO UNIFORME PARA O SISTEMA MCPD

Conforme já foi visto no Cap. I, o quantizador deve atuar sobre a diferença entre o valor da amostra atual " $x$ " e o seu valor previsto " $\hat{x}$ ". Deve-se lembrar que a amostra " $x$ " já está digitalizada uniformemente em 8 bits, assim como a amostra prevista " $\hat{x}$ ". Logo, a relação sinal/ruído que se pode esperar na saída do sistema MCPD é menor do que aquela que corresponde à conversão A/D

uniforme de 8 bits partindo-se de um sinal de fonte analógico. Assim, no caso geral, a fim de não introduzir uma degradação adicional na relação sinal/ruído, o quantizador deve trabalhar na entrada e na saída com 9 bits. Nesta situação, não há redução na taxa de bits na saída do sistema MCPD uma vez que no esquema proposto, a saída do quantizador é também a do sistema MCPD. Esta situação equivale a se transmitir diretamente o sinal digitalizado pelo conversor A/D. Naturalmente, a intenção de se usar o sistema MCPD é a de reduzir a taxa de bits de transmissão. Para isso, deve-se inicialmente observar que a entropia da diferença quantizada muda com o tipo de quantizador e preditor usados internamente ao sistema MCPD, gerando diversas opções de implementação. Essa entropia depende da distribuição de amplitude do sinal diferença e será tanto menor quanto mais concentrada for essa distribuição, ou seja, quanto menores forem os valores assumidos pela diferença. Conforme foi dito no Cap. I, a taxa mínima de bits é no melhor caso, igual à entropia do sinal diferença quantizado, vezes a frequência de amostragem. Essa taxa mínima poderia ser alcançada adicionando-se à saída do sistema MCPD um conversor de código ideal que, em média, obteria a taxa mínima. A realização prática de um tal conversor no caso de sinais de vídeo, mesmo com aproximações, torna-se laboriosa devido a diversidade muito grande de tipos de imagens em televisão comercial. Assim, neste trabalho optou-se por um esquema menos eficiente, porém de implementação mais simples.

A Fig. III.6(a) mostra o esquema com o conversor de código ideal "CC\*" na saída do sistema MCPD, onde  $R \leq N$ , "R" é um número real positivo e "N" um número inteiro positivo. "N" e "R" são o número médio de bits por amostra usados na entrada e na saída do sistema respectivamente. Q\* é o bloco do quantizador e "P" o do preditor.

Idealmente, o conversor de código não produz erros, porém na prática ao se usar um conversor não ideal, essa condição sem erro dificilmente pode ser assegurada em todas as situações. No caso particular em que no conversor de código, para cada palavra de entrada tem-se apenas uma palavra de saída, o esquema da



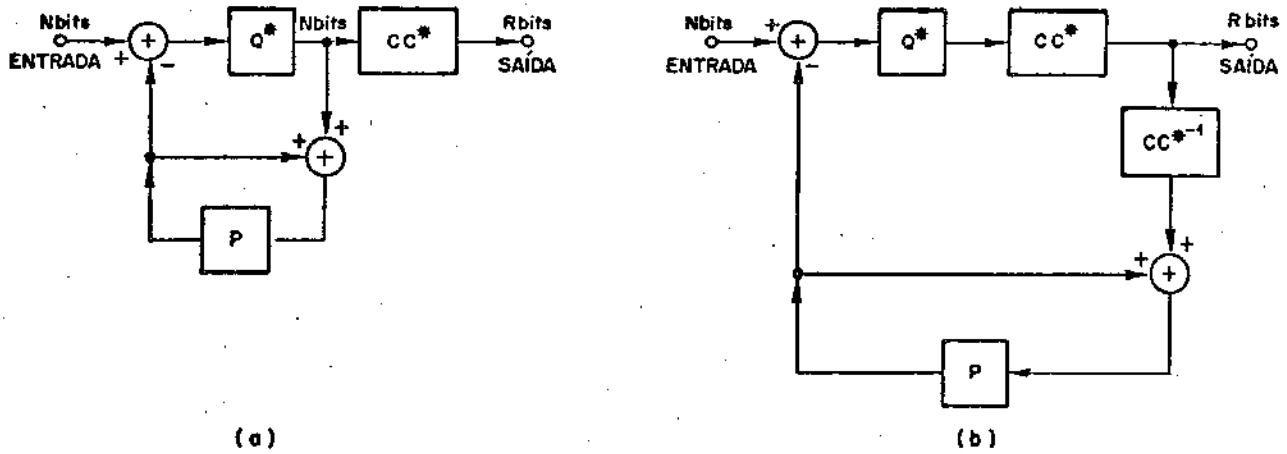


Fig. III.6 - Esquemas do redutor de redundância  
 (a) Com conversor de código ideal.  
 (b) Com conversor de código dentro da malha.

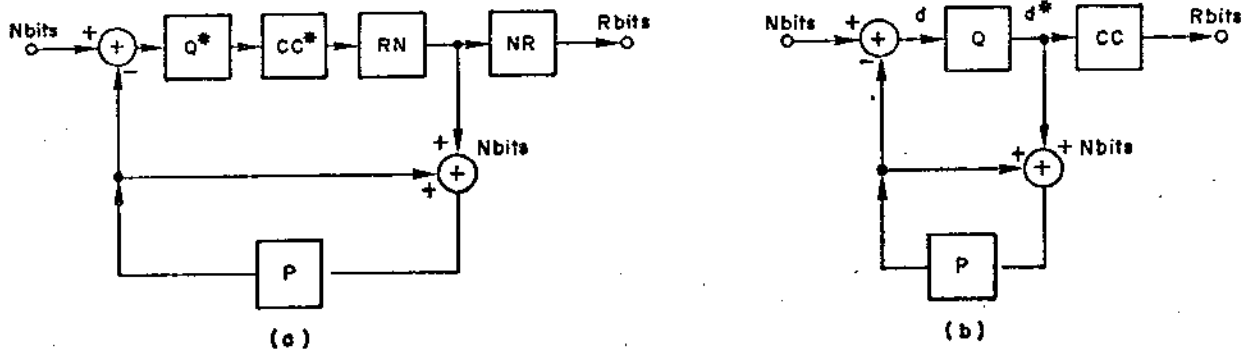


Fig. III.7 - Esquemas alternativos para o redutor de redundância  
 (a) Com conversor de código vinculado à entropia.  
 (b) Esquema proposto.

Fig. III.6(b) é preferível. De fato, nesse esquema evita-se a propagação de erros de aproximação, já que o conversor de código está incluído na malha de realimentação. O bloco "CC\*<sup>-1</sup>" é também um conversor de código cuja função é a de adequar o número de bits para a soma antes da predição. No entanto, uma vez que existe uma correspondência entre a palavra codificada em "CC\*" e a decodificada em "CC\*<sup>-1</sup>", é possível se utilizar o esquema da Fig. III.7(a). Os conversores "RN" e "NR" simplesmente transformam as palavras de "R" bits em "N" bits e de "N" bits em "R" bits em média, respectivamente. A principal diferença entre os blocos "CC\*" e "RN" ou "NR" é que o primeiro está diretamente vinculado à entropia do sinal diferença enquanto que os outros não.

Os blocos Q\*, CC\* e RN podem ser novamente agrupados em um único bloco "Q" como mostra a Fig. III.7(b). Este bloco tem como função fazer a quantização levando em conta a entropia do sinal diferença. O bloco "NR" na Fig. III.7(a) foi simplesmente denominado de "CC" na Fig. III.7(b). Dentre as várias versões para o bloco "Q" procuram-se, neste trabalho, aquelas que sejam mais viáveis do ponto de vista de implementação.

A opção mais simples para "Q" é simplesmente um quantizador uniforme de  $2^M$  níveis, onde "M" deve ser menor do que 8, já que se deseja reduzir a taxa de bits por amostra. No entanto, se a distribuição de amplitudes do sinal diferença não é uniforme no intervalo de -255 a +255, o quantizador uniforme não aproveita da melhor maneira os níveis de quantização disponíveis, do ponto de vista da degradação da relação sinal/ruído. Já foi dito que, usando-se preditores que sejam eficientes haverá uma maior concentração de valores do sinal diferença em torno do zero do que em torno de amplitudes maiores. Neste caso, a utilização de um quantizador não-uniforme é preferível pela maior flexibilidade que permite ao projeto do sistema. A configuração usada para o quantizador não-uniforme será aqui denominada quantizador com palavras "k-m-n", no sentido de que utiliza-se palavras código com "k" bits, "m" bits e "n" bits, onde  $k > m \geq n$  e k, m e n são inteiros positivos. Cada uma dessas palavras-código está associada a um nível de quantização biunivocamente. Essas palavras código são fornecidas pelo conversor de código "CC" da Fig. III.7(b), cuja entrada são os códigos correspondentes

aos níveis do quantizador "Q".

No caso particular em que  $k = 2m$  e  $n = 0$ , tem-se a quantização conhecida por codificação de palavra dual (CPD) [3.3]. No presente estudo, a complexidade adicional resultante do uso de palavras código com três comprimentos variáveis visa investigar o comportamento do sistema em alguns casos particulares.

Assim, na saída do quantizador proposto podem-se ter 3 tipos de palavras código que se diferenciam pelo comprimento. Esse comprimento pode ser de "k" bits, "m" bits e "n" bits. No intuito de reduzir a taxa de bits, associa-se às diferenças mais frequentes as palavras de menor comprimento de acordo com a teoria de informação. Logo, as diferenças menos frequentes são associadas aos códigos de maior comprimento.

Por outro lado, supondo-se um preditor razoavelmente eficiente, pode-se afirmar que as pequenas diferenças são as que ocorrem com maior frequência. Assim sendo, é razoável atribuir às palavras de menor comprimento, as pequenas diferenças.

Além disso, sabe-se que o olho humano é mais sensível a erros em regiões uniformes ou de pequenas variações do que em regiões com bordas ou com grandes variações [3.4]. Assim, usando-se um quantizador com menos de  $2^8$  níveis de quantização, os fatos citados sugerem que a lei de quantização seja uniforme para pequenas diferenças e gradualmente se torne cada vez mais grosseiro à medida que aumenta a diferença.

Nos itens seguintes, analisam-se então alguns aspectos relacionados com a lei de quantização a ser usada, devendo-se ainda frisar que este estudo se restringe a quantizadores não adaptativos.

### III.3.1. Condições para a Taxa de Bits

Conforme já foi dito anteriormente, a meta desejável

para a taxa de bits  $\dot{e}$  de 34 Mbit/s. A fim de se alcan $\bar{c}$ ar esse ob-  
jetivo, prop $\ddot{o}$ em-se neste trabalho, como recurso principal, v $\bar{a}$ rios  
preditores e quantizadores segundo o esquema MCPD j $\bar{a}$  apresentado.  
Al $\bar{e}$ m disso, pode-se aproveitar tamb $\bar{e}$ m o intervalo de apagamento  
horizontal (APH) para enviar amostras do sinal de v $\bar{i}$ deo ativo. Nes-  
te caso, a informa $\bar{c}$ o do sincronismo horizontal n $\bar{a}$ o ocupa todo o  
seu intervalo anal $\ddot{o}$ gico correspondente. Quanto  $\bar{a}$  salva de sub-por-  
tadora, pode-se optar por diversos esquemas em que amostras repre-  
sentativas da mesma s $\bar{a}$ o enviadas no intervalo vertical [3.5]. Es-  
te estudo est $\bar{a}$  sendo feito em paralelo num outro trabalho.

A Fig. III.8 mostra a rela $\bar{c}$ o de tempo entre o interva-  
lo de apagamento horizontal " $T_{APH}$ " e o intervalo de linha de var-  
redura horizontal " $T_H$ ", padronizada pela CCIR para o sistema PAL-M.

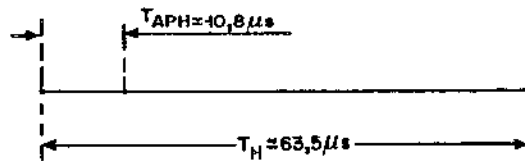


Fig. III.8 - Rela $\bar{c}$ o de tempo entre  $T_{APH}$  e  $T_H$

Seja " $\alpha$ " a rela $\bar{c}$ o entre  $T_{APH}$  e  $T_H$ . Logo, tem-se:

$$\alpha = \frac{T_{APH}}{T_H} \approx \frac{10,8}{63,5} \approx 0,17 \quad (\text{III.38})$$

Al $\bar{e}$ m disso, a rela $\bar{c}$ o " $\beta$ " entre o intervalo de apagam $\bar{e}$ n-  
to vertical " $T_{APV}$ " e o per $\ddot{i}$ odo de um campo " $T_V$ "  $\bar{e}$  dado por:

$$\beta = \frac{T_{APV}}{T_V} \approx \frac{20 T_H}{262,5 T_H} \approx 0,076 \quad (\text{III.39})$$

Por outro lado, a taxa " $R_L$ " do sistema de 3ª hierarquia do PCM é cerca de 34,368 Mbit/s. Dessa taxa, uma taxa " $R$ " de cerca de 33,792 Mbit/s ( $\approx 4 \times 8,448$  Mbit/s) é teoricamente disponível para o sinal de vídeo ativo digitalizado. No entanto, a relação " $\beta_T$ " entre as taxas " $R_L - R_\beta$ " e " $R_L$ " é muito pequena comparada com a relação " $\beta$ " dada pela eq.(III.39), sugerindo então que os bits de sincronismo do sistema de 34 Mbit/s podem ser enviados no intervalo de tempo correspondente ao sincronismo e apagamento vertical.

De fato:

$$\beta_T = \frac{R_L - R_\beta}{R_L} \approx 0,017 < \beta \quad (\text{III.40})$$

Assim, neste trabalho, decidiu-se usar como taxa limite o próprio valor de " $R_L$ ".

Logo, da equação da taxa de bits apresentada no Cap.I e usando a eq.(III.38) obtém-se, para o número médio de bits por amostra " $R$ ", a seguinte condição:

$$R < R_a \quad \text{bits/amostra} \quad (\text{III.41})$$

onde a taxa limite " $R_a$ " em bits por amostras, levando-se em conta a eq.(III.38) é dada por:

$$R_a = \frac{R_L}{(1-\alpha) f_a} \quad (\text{III.42})$$

onde " $f_a$ " é a frequência de amostragem. A Tab. III.15 mostra os valores de " $R_a$ " para as frequências de amostragem de " $3f_{sc}$ " e " $(8/3)f_{sc}$ ".

$R_a$ (bit / amostra)	
$3f_{sc}$	$(8/3)f_{sc}$
3,8	4,3

Tab. III.15 - Valores de " $R_a$ "

Dessa forma, a relação (III.42) representa o limite para o número médio de bits por amostras, caso não se deseje ultrapassar a taxa de 34 Mbit/s. Também se conclui que o intervalo horizontal é quase que totalmente utilizado para o envio de amostras de vídeo ativo.

Por outro lado, as informações de som, da salva da sub-portadora de cor, de sincronismo vertical, proteção de códigos e informações adicionais devem no máximo ocupar um tempo que corresponde ao intervalo de apagamento vertical. Esse intervalo é de cerca de  $20 T_H$  em um campo de TV. A alocação temporal dessas informações é função da estrutura de quadro escolhida para a transmissão do sinal digitalizado, e merece estudos à parte que não foram incluídos neste trabalho, mas que estão sendo feitos paralelamente.

### III.3.2. Aspectos sobre a Quantização Proposta

Como já foi dito, o quantizador proposto neste trabalho utiliza palavras código com três comprimentos diferentes. Tais comprimentos são aqui denominados "k", "m" e "n" conforme a palavra código tenha "k", "m" e "n" bits, respectivamente. Além disso, supõe-se que:

$$k > m \geq n \geq 0 \quad (\text{III.43})$$

onde "k", "m" e "n" são inteiros positivos.

A curva de quantização é então dividida em 3 regiões, sendo que na mais interna, que corresponde às menores diferenças, associam-se palavras código de menor comprimento, no caso "n". Na região do meio, associam-se palavras código de comprimento "m" e na região externa, que corresponde às maiores diferenças associam-se palavras código de maior comprimento "k". Isso é ilustrado na Fig. III.9, onde "d" é a diferença na entrada do quantizador e "q" o nível de quantização. Essa escolha de associação foi feita le

vando-se em consideração o fato de que com um bom preditor, supõe-se que as diferenças menores são as mais frequentes. Nessa figura, os limites  $\pm N_x$ ,  $Q_x$ , e  $Q'_x$ ,  $x = a, b, c$  delimitam as regiões citadas e caracterizam a curva de quantização. Os valores de " $N_x$ " são números inteiros no intervalo de 0 a +255, sendo  $N_c = 255$ , enquanto que os valores de " $Q_x$ " e " $R'_x$ " correspondem aos níveis de quantização do quantizador não-uniforme escolhido.

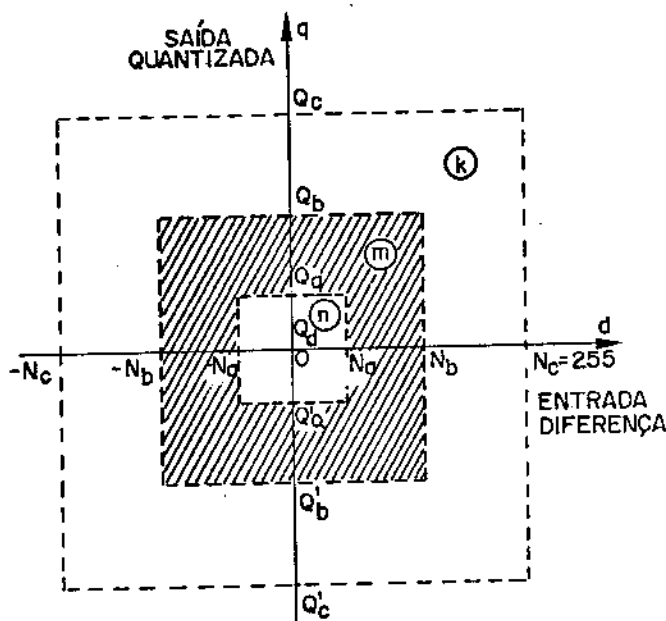


Fig. III.9 - Região do Quantizador usado no sistema MCPD

Por outro lado, na formação das palavras código devem-se obedecer às seguintes regras:

- (a) Não existem palavras código com todos os bits iguais a zero. Assim evita-se ambigüidade na decodificação.
- (b) As palavras código de comprimento " $k$ " possuem sempre " $m$ " bits iguais a zero no início da palavra e as de comprimento " $m$ " possuem sempre " $n$ " bits iguais a zero no início da palavra. Por causa da restrição (a), as palavras de " $k$ " bits possuem no máximo  $(k-1)$  zeros, enquanto que as palavras de " $m$ " bits possuem no máximo  $(m-1)$  zeros.

Assim das condições (a) e (b), pode-se constatar que:

- (1) Uma seqüência de palavras código é univocamente de codificada contando-se o número de zeros e sabendo-se que existem apenas três comprimentos, "k", "m" e "n".
- (2) Existem  $(2^n - 1)$  palavras de comprimento "n",  $(2^{m-n} - 1)$  palavras de comprimento "m" e  $(2^{k-m} - 1)$  palavras de comprimento "k". Logo, o número total " $N_q$ " de níveis no quantizador é dado por:

$$N_q = 2^n + 2^{m-n} + 2^{k-m} - 3 \quad (\text{III.44})$$

A Tab. III.16 mostra dois exemplos de códigos. No caso do código 8-4-2 obtêm-se 21 palavras código e no caso 6-3, obtêm-se 14 palavras código.

8-4-2 $N_q = 21$			6-3 $N_q = 14$	
k = 8	m = 4	n = 2	k = 6	m = 3
00000001	0001	01	000001	001
00000010	0010	10	000010	010
00000011	0011	11	000011	011
00000100			000100	100
00000101			000101	101
00000110			000110	110
00000111			000111	111
00001000				
00001001				
00001010				
00001011				
00001100				
00001101				
00001110				
00001111				

Tab. III.16 - Palavras código para os códigos 8-4-2 e 6-3



Sejam agora os comprimentos das palavras dados por:

$$k = N_1 \quad ; \quad m = N_2 \quad e \quad n = N_3 \quad (III.45)$$

Por outro lado, seja também " $P_i$ " a frequência de ocorrência da palavra de comprimento " $N_i$ ",  $i = 1, 2$  e  $3$  na saída do sistema MCPD. Assim, para se atingir a meta dada pela eq.(III.41) deve-se ter:

$$\sum_{i=1}^3 P_i N_i < R_a \quad (III.46)$$

onde " $R_a$ " é dada pela eq.(III.42) e pela Tab. III.15 e

$$\sum_{i=1}^3 P_i = 1.$$

Logo, dessa condição (III.46) deve-se ter para a palavra código de menor comprimento " $h$ ":

$$h \leq 3 \quad , \quad \text{para } f_a = 3f_{sc} \quad (III.47)$$

$$h \leq 4 \quad , \quad \text{para } f_a = (8/3)f_{sc}$$

onde " $h$ " é dado por:

$$h = n \quad , \quad \text{se } n > 0$$

$$h = m \quad , \quad \text{se } n = 0 \quad e \quad m > 0 \quad (III.48)$$

$$h = k \quad , \quad \text{se } n = m = 0 \quad e \quad k > 0$$

Dessa forma, se a entropia " $H_d$ " do sinal diferença em bits por amostra é maior do que " $R_a$ ", então impondo-se a condição dada na eq.(III.46) espera-se uma degradação adicional na relação sinal/ruído além daquela já introduzida no processo de conversão A/D. Dizendo de outro modo, a degradação adicional ocorre sempre

que dois ou mais valores diferentes do sinal diferença e cujas freqüências de ocorrência são diferentes de zero são levados a um único nível de quantização, isto é, quando duas ou mais diferenças distintas presentes na entrada do quantizador correspondem a um mesmo nível de quantização. Deve-se ainda ressaltar que a cada nível de quantização corresponde apenas uma e somente uma palavra código, bem como apenas uma e somente uma diferença de codificada. Matematicamente, tem-se uma aplicação sobrejetora  $f: D \rightarrow Q$  entre o conjunto das diferenças "D" e o conjunto dos níveis de quantização "Q" enquanto que tem-se uma aplicação bijetora  $g: Q \rightarrow D^*$  entre o conjunto dos níveis de quantização "Q" e o conjunto "D\*" das diferenças decodificadas em 8 bits novamente para se fazer a soma com o sinal previsto. Também, tem-se uma aplicação bijetora  $y: D^* \rightarrow V$  entre o conjunto D\* e o conjunto das palavras código "V". A Fig. III.10 ilustra o que foi dito.

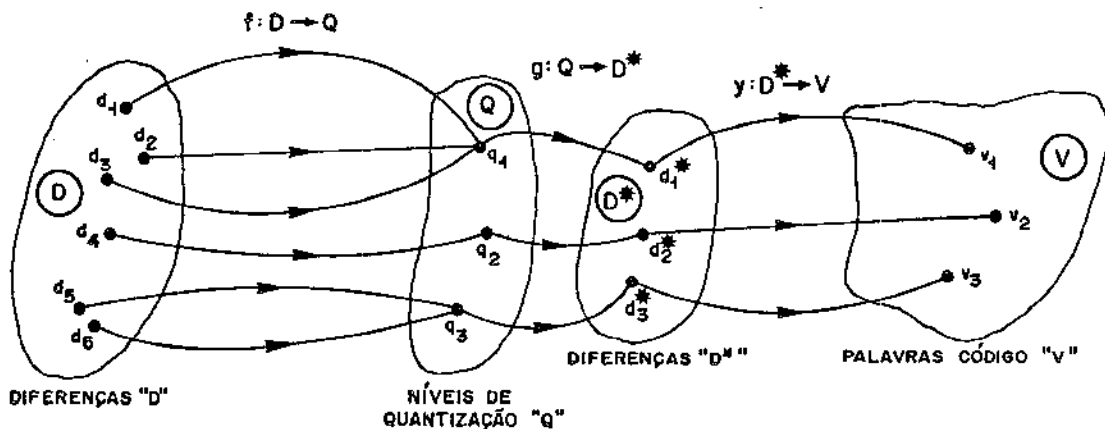


Fig. III.10 - Relações para o quantizador

Considerem-se agora as seguintes notações:

$P_d(d) \equiv$  freqüência de ocorrência das amplitudes do sinal diferença "d" na entrada do quantizador.

$P_q(q) \equiv$  freqüência de ocorrência dos níveis de quantização "q" na saída do quantizador.

$P_V(v)$   $\equiv$  frequência de ocorrências das palavras código "v" na saída do conversor de código.

$P_{d^*}(d^*)$   $\equiv$  frequência de ocorrência das diferenças decodificadas "d\*" na saída do quantizador.

As Figs. III.11(a) e (b) mostram distribuições típicas para  $P_d(d)$ ,  $P_q(q)$ ,  $P_V(v)$  e  $P_{d^*}(d^*)$  para o sinal de vídeo de uma dada imagem. Nessas figuras, as diferenças "d" e "d\*" assumem valores inteiros no intervalo de -255 a +255 enquanto que "q" e "v" correspondem a níveis de quantização e a palavras código, respectivamente. Além disso, pelo que foi dito e ilustrado na Fig. III.10, pode-se concluir que:

$$N_{d^*} = N_V = N_q \quad (\text{III.49})$$

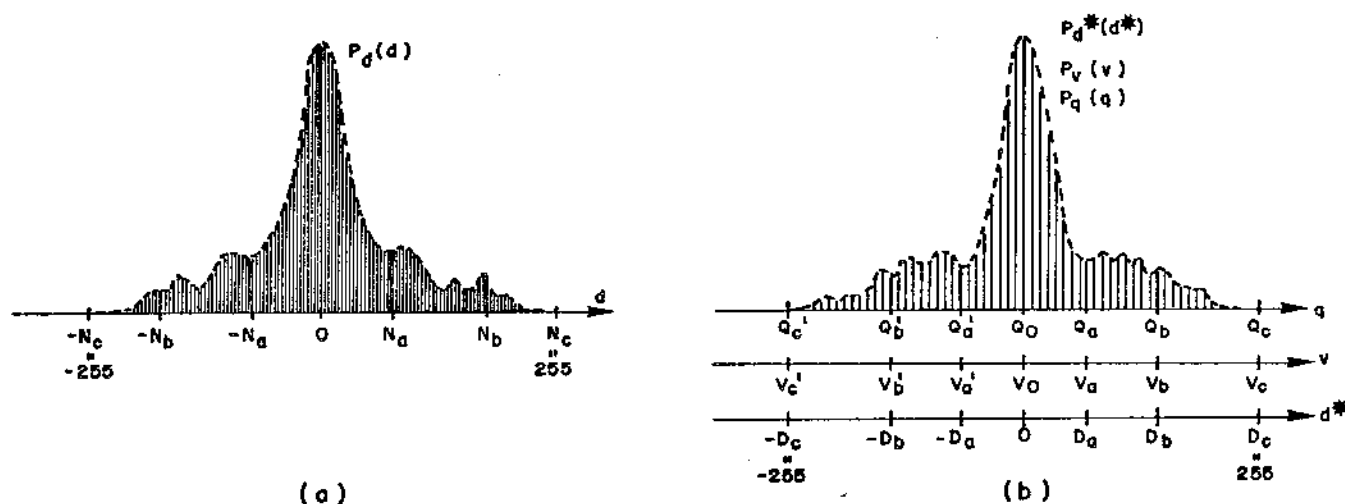


Fig. III.11 - Frequência de Ocorrência típica das diferenças "d" e "d\*"

(a) Entrada do quantizador "d"

(b) Saída do quantizador "d\*".

onde:

$N_q$  = número de níveis de quantização diferentes

$N_V$  = número de palavras código distintas

$N_{d^*}$  = número de diferenças decodificadas distintas

Conforme foi dito anteriormente, espera-se uma concentração das amplitudes em torno do zero tanto maior quanto melhor for o desempenho da predição. Este fato é sugerido na Fig. III.11 na forma das figuras. As distribuições, em geral, não são simétricas, porém neste trabalho, por simplicidade, dividiu-se simetricamente em torno do zero, o intervalo das diferenças "d" e "d\*" em regiões limitadas por  $\pm N_a$ ,  $\pm N_b$ ,  $\pm N_c$  e  $\pm D_a$ ,  $\pm D_b$ ,  $\pm D_c$ , onde  $N_c = D_c = 255$ , enquanto que " $N_a$ ", " $N_b$ ", " $D_a$ " e " $D_b$ " são números inteiros positivos.

Chamando-se "L" o comprimento da palavra código, convenciona-se que, para um dado quantizador com código k-m-n, os valores de " $D_a$ " e " $D_b$ " são fixados de forma que:

$$\begin{aligned} \text{se} \quad & |d^*| \leq D_a \quad \rightarrow L = n \text{ bits} \\ \text{se} \quad & D_a < |d^*| \leq D_b \quad \rightarrow L = m \text{ bits} \\ \text{se} \quad & D_b < |d^*| \leq 255 \quad \rightarrow L = k \text{ bits} \end{aligned} \quad (\text{III.50})$$

Logo, os valores de " $P_i$ " a serem usados na eq.(III.46) são:

$$\begin{aligned} P_1 &= \sum_{d^*=-D_a}^{D_a} P_{d^*}(d^*) \\ P_2 &= \sum_{d^*=-D_b}^{-D_a-1} P_{d^*}(d^*) + \sum_{d^*=D_a+1}^{D_b} P_{d^*}(d^*) \\ P_3 &= \sum_{d^*=-255}^{-D_b-1} P_{d^*}(d^*) + \sum_{d^*=D_b+1}^{255} P_{d^*}(d^*) \end{aligned} \quad (\text{III.51})$$

Além disso, na Fig. III.11(a) os valores de " $N_a$ " e " $N_b$ " correspondem aos valores " $D_a$ " e " $D_b$ " da Fig. III.11(b) de tal forma que os valores de  $|d| \leq N_a$  são levados a valores de  $|d^*| \leq D_a$ , os valores de  $N_a + 1 < |d| \leq N_b$  são levados a valores de  $D_a + 1 < |d^*| < D_b$  e os valores de  $N_b + 1 < |d| \leq 255$  são levados a valores de  $D_b + 1 < |d^*| \leq 255$ .

Seja então  $h: D \rightarrow D^*$  a função composta  $g[f]: D \rightarrow D^*$ . Assim,  $h(d) = d^*$  e portanto tem-se:

$$|d| \leq N_a \rightarrow |d^*| \leq D_a$$

$$N_a + 1 < |d| \leq N_b \rightarrow D_a + 1 < |d^*| \leq D_b \quad (\text{III.52})$$

$$N_b + 1 < |d| \leq 255 \rightarrow D_b + 1 < |d^*| \leq 255$$

Logo, os valores de " $P_i$ ", podem também ser obtidos a partir de  $P_d(d)$  de maneira análoga àquela feita para as eqs.(III.51), bastando trocar " $D_a$ " por " $N_a$ ", " $D_b$ " por " $N_b$ " e  $P_{d^*}(d^*)$  por  $P_d(d)$ . Se os valores obtidos para " $P_i$ " na eq.(III.51) não satisfazem a condição dada pela eq.(III.46) então a fim de manter a taxa desejada tem-se o recurso de mudar o quantizador alterando a lei de quantização ou o código associado ao quantizador ou ambos. Naturalmente, tal mudança acarreta modificações nas distribuições  $P_d(d)$  e  $P_{d^*}(d^*)$  já que o sistema é realimentado exigindo então outros testes para obtenção dos novos resultados. No entanto, uma primeira tentativa para alcançar a taxa desejada é fixar o código k-m-n associado e então variar a lei de quantização. Neste caso, quanto maiores forem os valores de " $N_a$ " e " $N_b$ " usados, maior tende a ser a degradação na relação sinal/ruído, já que o número de diferenças "d" presentes na entrada do quantizador tende a ser maior do que o número de níveis de quantização disponíveis para pequenas diferenças de "d\*", isto é, em torno da origem das diferenças, "d\*", onde a concentração das diferenças tende a ser maior para um sistema com bom desempenho. O estudo dos quantizadores propostos neste trabalho prossegue através de simulações em computador do sistema MCPD.

Por outro lado, um caso particular de interesse ocorre quando no código k-m-n, tem-se  $n=0$ ,  $m \neq 0$  e  $k \neq 0$ . Nesta situação, as palavras código possuem apenas dois comprimentos diferentes, "k" e "m". A Tab. III.17 apresenta alguns desses códigos.

Seja então " $P$ " a frequência de ocorrência das diferenças "d" tais que  $|d| \leq N_a$ . Logo, da equação análoga à eq. (III.51) para  $P_d(d)$  e da condição dada na eq.(III.46) pode-se determinar o valor mínimo para " $P$ " a fim de se atingir a taxa desejada.

Código		Número de Níveis de Quantização			$P_{\min}$	
k	m	$N_k$	$N_m$	$N_q = N_k = N_m$	$f_a = 3f_{sc}$	$f_a = (8/3)f_{sc}$
5	1	15	1	16	0,300	0,175
6	1	31	1	32	0,440	0,340
7	1	63	1	64	0,533	0,450
8	1	127	1	128	0,600	0,529
9	1	255	1	256	0,650	0,588
5	2	7	3	10	0,400	0,233
6	2	15	3	18	0,550	0,425
7	2	31	3	34	0,640	0,540
8	2	63	3	66	0,700	0,616
6	3	7	7	14	0,733	0,567
7	3	15	7	22	0,800	0,675
8	3	31	7	38	0,840	0,740
9	3	63	7	70	0,867	0,783
5	4	1	15	16	-	0,700
6	4	3	15	18	-	0,850
7	4	7	15	22	-	0,900
8	4	15	15	30	-	0,925
9	4	31	15	46	-	0,940

Tab. III.17 - Códigos k-m associados ao quantizador

Seja " $P_{\min}$ " esse valor. Então tem-se:

$$P_{\min} = \frac{k - R_a}{k - m} \quad (\text{III.53})$$

Qualquer valor de " $P$ " maior do que " $P_{\min}$ " faz com que a condição (III.46) seja satisfeita. A Tab. III.17 apresenta os valores de " $P_{\min}$ " para os códigos propostos. Assim, se o sistema apresentar um valor de " $P$ " menor do que " $P_{\min}$ ", a condição (III.46) não é satisfeita.

Outro caso particular, ocorre quando  $n = m = 0$  e  $k \neq 0$ . Neste caso, a condição expressa pela eq.(III.46) se transforma simplesmente em:

$$k < R_a \quad (\text{III.54})$$

Como " $k$ " é por definição um número inteiro, então o valor máximo " $k_{\max}$ " (III.54) de " $k$ " que pode ser usado dentro da condição (III.54) é dado pelo maior inteiro " $\lceil R_a \rceil$ " contido em " $R_a$ ". O valor de " $\lceil R_a \rceil$ " é então 3 e 4 para  $f_a = 3f_{sc}$  e  $(8/3)f_{sc}$ , respectivamente. Neste caso, o número de níveis de quantização é de 8 e 16 para  $f_a = 3f_{sc}$  e  $(8/3)f_{sc}$ , respectivamente, já que a palavra código com todos os bits iguais a zero também pode ser usada.

Finalmente, a Tab. III.18 mostra alguns códigos  $k$ - $m$ - $n$  que podem ser associados ao quantizador.

k	m	n	$N_k$	$N_m$	$N_n$	$N_q = N_k + N_m + N_n$
7	2	1	31	1	1	33
8	2	1	63	1	1	65
9	2	1	127	1	1	129
7	3	1	15	3	1	19
8	3	1	31	3	1	35
9	3	1	63	3	1	67
8	4	1	15	7	1	23
9	4	1	31	7	1	39
8	5	1	7	15	1	23
9	5	1	15	15	1	31
7	6	1	1	31	1	33
8	6	1	3	31	1	35
9	6	1	7	31	1	39
8	7	1	1	63	1	65
9	7	1	3	63	1	67
7	3	2	15	1	3	19
8	3	2	31	1	3	35
9	3	2	63	1	3	67
8	4	2	15	3	3	21
9	4	2	31	3	3	37
7	6	2	1	15	3	19
8	6	2	3	15	3	21
9	6	2	7	15	3	25
8	7	2	1	31	3	35
9	7	2	3	31	3	37
8	7	3	1	15	7	23
9	7	3	3	15	7	25
9	5	2	15	7	3	25
9	8	2	1	63	3	67
9	4	3	31	1	7	39
9	5	3	15	3	7	25
9	6	3	7	7	7	21
9	5	4	15	1	15	31

 $(8/3)f_{sc}$ 

Tab. III.18 - Códigos k-m-n associados ao quantizador



### III.3.3. Leis de Quantização

Neste trabalho fez-se a opção por uma lei de quantização dividida em três regiões associadas aos códigos de comprimentos "k", "m" e "n". Naturalmente, essa restrição permite ainda a existência de uma infinidade de leis que podem ser usadas. Porém, neste trabalho deu-se ênfase àquelas leis que são menos grosseiras em torno da origem e mais grosseiras à medida que as diferenças se aproximam dos extremos. Isso por causa da distribuição sugerida na Fig. III.11.(b).

Além disso, os níveis de decisão " $n_d(i)$ " para diferenças positivas e " $n_e(i)$ ",  $i = 1, 2, \dots$  para diferenças negativas são simetricamente distribuídos em torno da diferença zero como mostra a Fig. III.12.

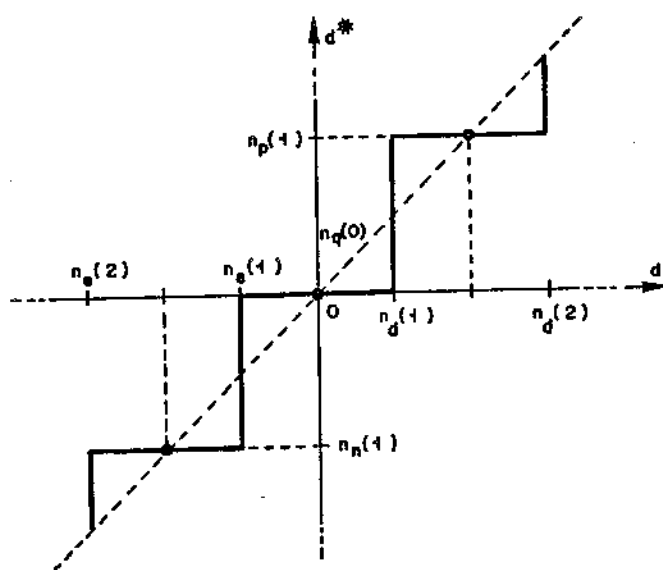


Fig. III.12 - Quantização em torno da origem

Os valores quantizados " $n_p(i)$ " e " $n_n(i)$ " correspondem a valores positivos e negativos de " $d^*$ ", respectivamente, e são dados por:

$$n_q(i) = \left\lceil \left[ \frac{n_e(i+1) + n_e(i)}{2} + 0,5 \right] \right\rceil \quad (\text{III.55})$$

$$q = \begin{cases} p & \text{para } \epsilon = d \\ n & \text{para } \epsilon = e \end{cases} \quad (\text{III.56})$$

onde  $i = 1, 2, 3, \dots, Q$  e " $2Q+1$ " é o número de níveis de quantização. A notação  $[[a]]$  significa o maior inteiro contido no argumento " $a$ ".

Além disso, para se ter simetria em torno do zero, o número de níveis de quantização efetivamente usado " $N'_q$ ", lembrando-se que  $n \leq m < k$ , é dado por:

$$N'_q = \begin{cases} N_q & \text{para } n > 0 \text{ ou } n = m = 0 \\ N_{q-1} & \text{para } n = 0 \text{ e } m > 0 \end{cases} \quad (\text{III.57})$$

Logo,

$$Q = (N'_q - 1) / 2 \quad (\text{III.58})$$

Para os testes escolheram-se 5 tipos de leis de quantização e que são descritas a seguir sob a denominação de " $Q_1$ ", " $Q_2$ ", " $Q_3$ ", " $Q_4$ " e " $Q_5$ ".

a) Lei " $Q_1$ "

Neste caso, a quantização é uniforme, sendo que o passo " $\Delta$ " é dado por:

$$\Delta = \frac{511}{N'_q} \quad (\text{III.59})$$

onde " $N'_q$ " é dado pela eq.(III.57).

O interesse principal na lei " $Q_1$ " é que a mesma serve como referência de comparação.

b) Lei " $Q_2$ "

A idéia central neste caso é fazer uma quantização uniforme 1:1 em torno da origem e a medida que se afasta da mesma aumentar o passo de quantização linearmente segundo a sequência  $P, 2P, \dots, JP$ , onde  $P \geq 1$ .

Mais especificamente, tem-se:

$$(b.1) \quad n > 0$$

$$\Delta = \begin{cases} 1 & \text{para } |d| \leq d_\ell \\ jP & \text{para } d_\ell + (j-1)P \leq |d| \leq d_\ell + jP, \quad j=1,2,\dots,P \end{cases} \quad (\text{III.60})$$

$$d_\ell = 2^{n-1} - 1 + \ell \quad (\text{III.61})$$

onde " $2\ell$ " é um número positivo que é igual ao número de níveis de quantização com passo "1" e associado a um código de comprimento " $m$ ". Da eq.(III.60) pode-se ver também que o número de níveis de quantização em torno da origem corresponde a uma quantização uniforme:  $\ell$  é maior ou igual a " $N_n$ ", já que  $\ell \geq 0$ . O valor de " $\ell$ " é dado por:

$$\ell = 2^{m-n-1} + 2^{k-m-1} - 1 - J \quad (\text{III.62})$$

onde " $J$ " é um valor inteiro positivo tal que o passo " $P$ " resulte maior ou igual a "1".

Assim,

$$P = \frac{255 - (d_\ell + 0,5)}{S_J} \quad (\text{III.63})$$

$$S_J = \frac{1+J}{2} \cdot J \quad (\text{III.64})$$

$$P \geq 1 \quad (\text{III.65})$$

Neste trabalho, o valor de " $J$ " é obtido por método iterativo.

$$(b.2) \quad n = 0, \quad m > 0$$

A lei neste caso é análoga à do item anterior, apenas que a quantização uniforme um para um é agora assegurada para um número de níveis igual a " $N_m$ " em torno da origem. Além disso, os

valores de " $\ell$ " e " $d_\ell$ " são dados por:

$$\ell = 2^{k-m-1} - 1 - J \quad (\text{III.66})$$

$$d_\ell = 2^{m-1} - 1 + \ell \quad (\text{III.67})$$

As eqs.(III.60), (III.62), (III.63) e (III.64) continuam válidas.

$$(b.3) \quad n = m = 0, \quad k > 0$$

Neste caso, só se assegura a quantização um para um para a diferença zero. O passo cresce linearmente, porém a quantização pode resultar uniforme em torno da origem em decorrência do valor de " $k$ ".

### c) Lei " $Q_3$ "

A diferença da lei " $Q_3$ " é que neste caso o passo aumenta exponencialmente segundo a sequência  $a^p, a^{2p}, \dots, a^{Jp}$ , onde  $a > 0$  e  $a^p \geq 1$ .

Tem-se:

$$(c.1) \quad n > 0$$

As eqs.(III.60) a (III.63) continuam válidas. Porém o valor da soma " $S_J$ " corresponde agora à uma soma de progressão geométrica enquanto que no caso anterior a progressão é aritmética.

Assim, tem-se:

$$S_J = \frac{a(a^{Jp} - 1)}{a - 1} \quad (\text{III.68})$$

$$a > 1; \quad a^p \geq 1 \quad (\text{III.69})$$

O valor de " $J$ " é também obtido por método iterativo.

(c.2)  $n = 0, m > 0$

Análogo ao caso (b.2):

(c.3)  $n = m = 0, k > 0$

Análogo ao caso (b.3).

Finalmente, cabe acrescentar que nas simulações foram realizadas aproximações de tal forma que os níveis de decisão resultassem na forma " $j+0,5$ " onde  $j = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ , uma vez que as diferenças de entrada " $d$ " são números inteiros.

(d) Lei " $Q_4$ "

Neste caso, os níveis de quantização são também distribuídos simetricamente, em torno de zero, sendo que o passo de quantização aumenta linearmente como na Lei " $Q_2$ ". A diferença com a Lei " $Q_2$ " consiste no fato de que o passo pode variar desde o início não sendo assegurada a quantização uniforme 1:1 em torno da origem. Além disso, os três primeiros intervalos em torno de zero são iguais, mas podem ser diferentes da unidade.

(e) Lei " $Q_5$ "

Esta lei é análoga a Lei " $Q_3$ ", sendo a diferença o fato de que o passo também pode variar desde o início. Como na Lei " $Q_4$ ", os três primeiros intervalos em torno da origem são iguais, podendo também ter um valor diferente do unitário.

#### III.4. COMENTÁRIOS

Abordaram-se neste capítulo aspectos relacionados com o preditor e o quantizador do sistema MCPD proposto para a redução da taxa de bits do sinal de vídeo PAL-M digitalizado.

Escolheram-se duas frequências de amostragem, a saber " $3f_{sc}$ " e " $(8/3)f_{sc}$ ", a fim de se estudar a extração de redundância desejada.

O desempenho do sistema em termos da degradação adicional da relação sinal/ruído é obtido de simulações no computador e apresentado nos capítulos posteriores. Para se realizarem as simulações, torna-se necessário adotar um modelo para o sinal de vídeo, o que é feito no capítulo seguinte.

CAPÍTULO IV

MODELOS PARA SIMULAÇÃO

#### IV.1. INTRODUÇÃO

Com o objetivo de avaliar o desempenho do sistema MCPD proposto neste trabalho, com diversos preditores e quantizadores, utilizam-se as imagens-padrão digitalizadas da SMPTE ("Society of Motion Picture and Television Engineers") números 1 a 15. Essas imagens são disponíveis na forma de componentes primárias RGB digitalizadas em 8 bits uniformes a uma taxa de cerca de 10 MHz com as amostras alinhadas na vertical. Assim, quando se deseja trabalhar com o sinal composto PAL, torna-se necessário efetuar a composição das primárias obtendo-se inicialmente os sinais de luminância e de diferenças de cor e em seguida o de crominância. Para tanto, devem-se fazer filtragens digitais que acompanhem o procedimento analógico. Das técnicas usuais para a realização dos filtros digitais preferiu-se a FIR ("Finite Impulse Response") em relação a IIR ("Infinite Impulse Response"). Isso porque o primeiro método permite a obtenção de filtros com fase linear o que é muito mais difícil no segundo método. Como já se sabe, a linearidade na característica de fase é exigida para os sinais de vídeo a fim de evitar distorções lineares. No entanto, devido aos requisitos de filtragem, a estrutura do filtro FIR tende a ficar mais complexa do que a do filtro IIR. Porém, cabe ressaltar que não se visa implementar o filtro digital fisicamente, mas apenas simular uma situação analógica de forma a conseguir resultados que forneçam subsídios para uma futura implementação física do sistema MCPD.

#### IV.2. SISTEMA PARA AQUISIÇÃO DE IMAGENS DIGITALIZADAS

Para a digitalização das Imagens-Padrão da SMPTE foi utilizado um aparato, cujo esquema simplificado está representado na Fig. IV.1.

A câmera de TV disponível no sistema usado é monocromática, sendo então necessário o emprego de filtros de luz a fim de se obterem as imagens correspondentes. A imagem padrão escolhida



da SMPTE em forma de diapositivo é atravessada por uma luz branca e, após a filtragem, aparece no mosaico do tubo da câmera. Na cabeça da câmera, a imagem é transformada ponto a ponto em um sinal elétrico correspondente à cor primária escolhida pela filtragem, dentro de um padrão de varredura convencional de 525 linhas alternadas em 60 Hz. A Fig. IV.1 corresponde ao sistema de aquisição de Imagens do INPE (Instituto de Pesquisas Espaciais), em São José dos Campos - SP, e que foi utilizado para se obterem as imagens digitalizadas. Esse sistema é formado por um conjunto de Circuito Fechado de Televisão (GE), um sistema computacional (I-100 da GE) e um computador PDP 11/45 (DEC) ligados entre si, além dos equipamentos periféricos usuais.

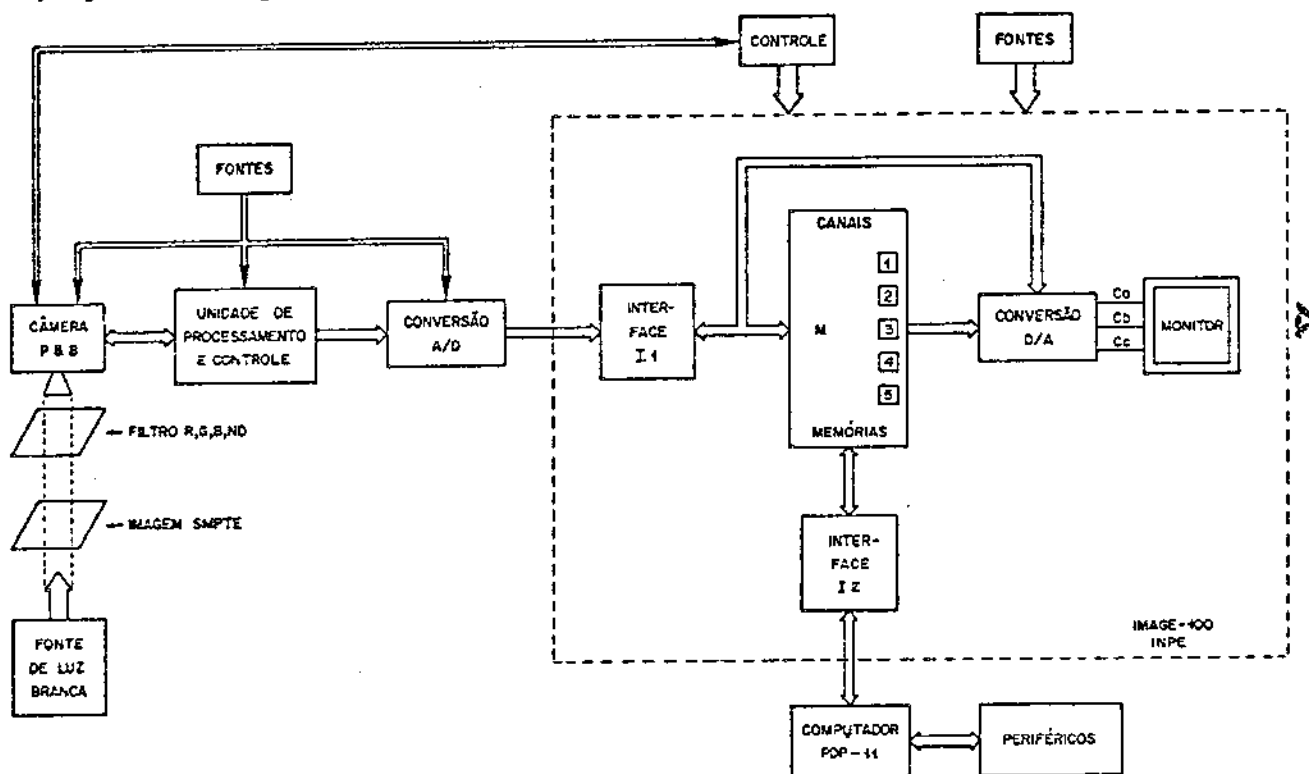


Fig. IV.1 - Esquema Simplificado do Sistema de Digitalização de Imagens Paradas

O sinal de vídeo gerado pelo tubo é amplificado e entregue a um circuito para ajuste da resposta em frequência. Após este tratamento inicial, o sinal é entregue à Unidade de Processamento e Controle (UPC), onde são realizadas a correção de abertura (a fim de melhorar a resposta em frequência e a definição), a correção gamma e a geração dos pulsos de sincronismo (horizontal e vertical) e

pulsos de apagamento. Nesta mesma unidade são também gerados diversos sinais de controle para a cabeça da câmera a fim de comandar a varredura. Nesta unidade é possível se controlar o ganho do sinal normal e do sinal invertido, que são as duas opções de saída. Também pode-se controlar o limiar de branco acima do qual o sinal é cortado. Além destes dois ajustes existem também os controles eletrônicos de foco e feixe. Na verdade, a focalização é feita principalmente ajustando-se a posição da câmera em uma estrutura mecânica vertical, através de deslocamentos contínuos que são realizados por controle remoto. Também por controle remoto pode-se girar horizontalmente a base sobre a qual se apóia a imagem a ser digitalizada. Esse movimento ajuda a enquadrar a imagem na tela do monitor de observação.

O sinal de vídeo composto casado em 75 ohms é então levado ao conversor analógico-digital. Na entrada do conversor existe um filtro opcional passa-baixas Butterworth de 7ª ordem com três etapas de equalização de fase a fim de se conseguirem as especificações de atraso de grupo recomendadas pela CCIR para o sistema de televisão comercial [4.1]. A seguir, o sinal é amostrado em cerca de 10 MHz e codificado em 8 bits paralelos de forma a se obterem 512 amostras por linha e alinhadas na vertical.

O sinal codificado em 8 bits é então enviado a um sistema computacional, no caso o IMAGE-100, onde, em essência, um quadro de TV pode ser armazenado em qualquer um dos 5 canais disponíveis. Tais canais são constituídos de bancos de memórias semicondutoras e de diversos controles sendo que cada canal é capaz de armazenar um quadro de 512 x 512 amostras de 8 bits.

Através de um conversor digital-analógico recupera-se o sinal de vídeo analógico que então pode ser visualizado no monitor de TV. Têm-se as opções de mostrar o sinal codificado "ao vivo" ou então o quadro armazenado de qualquer um dos 5 canais.

O sistema dispõe de 3 conversores digital-analógicos, sendo então possível também obter a imagem colorida correspondente a um sistema de TV no monitor. Isto é feito fornecendo ao monitor as informações contidas em três canais, cada um deles correspondente

a uma das cores primárias. Este sistema I-100 está interligado com um computador PDP-11/45, tendo-se então disponível toda a flexibilidade de acesso a diversos periféricos, tais como fitas magnéticas, discos magnéticos, teletipos e terminal gráfico.

A seguir, passa-se a descrição das principais operações executadas para gravação das imagens.

Para o ajuste geométrico e de alinhamento foi utilizado o diapositivo com o padrão de teste correspondente da SMPTE (TV35-AR-50). Para o ajuste de branco, usou-se o diapositivo com o padrão de teste que serve também para medir a resposta em médias frequências, tipo-A com barras pretas (TV35-FR-50).

As Figs. IV.2(a) e (b) mostram as imagens dos diapositivos usados.

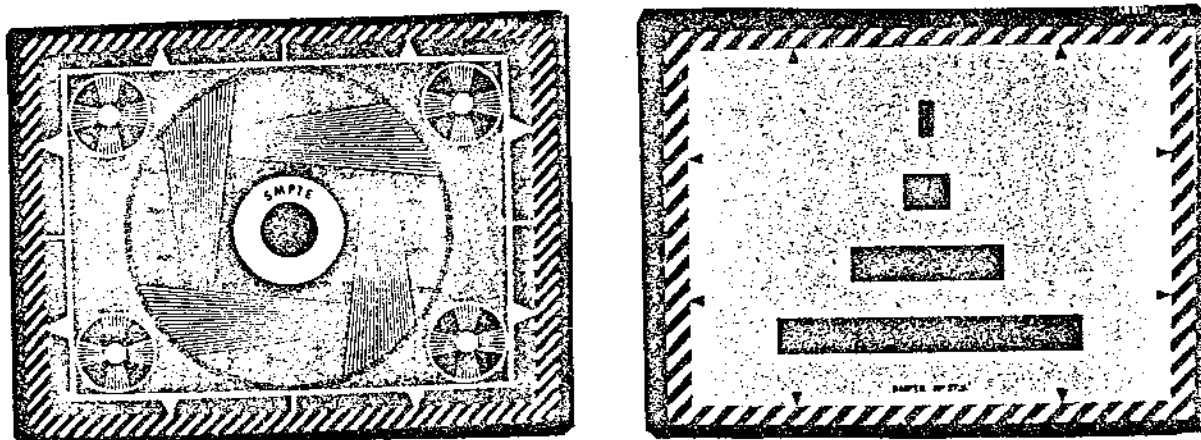


Fig. IV.2 - Diapositivos para ajuste do sistema

(a) TV35-AR-50

(b) TV35-FR-50, Tipo A

Os filtros coloridos foram usados para a separação das cores enquanto que os filtros de densidade neutra foram usados para fornecer a composição certa do nível de branco. Usando-se então o diapositivo TV35-FR-50, já citado, determinou-se a composição para os filtros coloridos R (29), G (61) e B (49), recomendados

pela "Kodak" para separação de cor [4.2]. Através dos ajustes de ganho e de limiar ("set-up") aproveitou-se o máximo possível o intervalo de codificação do conversor A/D ( $\pm 2$  volts em  $50\Omega$ ) e obteve-se experimentalmente a seguinte composição:

$$\begin{aligned} &R(29) \\ &G(61) \boxplus ND96(0.4) \qquad \qquad \qquad (IV.1) \\ &B(49) \boxplus ND96(0.3) \end{aligned}$$

onde ND96(0.4) e ND96(0.3) são filtros de densidade neutra com porcentagem de transmissão de 40% e 50%, respectivamente. O símbolo " $\boxplus$ " indica superposição.

Por outro lado, para controlar a entrada de luz ao tubo da câmera escolheu-se a utilização de filtros neutros, pois deve-se manter constante a luminosidade da fonte de luz a fim mudar o espectro de frequência que varia com a intensidade. A outra opção seria regular a abertura da objetiva existente na entrada da câmera, porém, experimentalmente, verificou-se que neste caso a imagem sofria uma interferência indesejável ("anéis de Newton") que só se tornava imperceptível com a objetiva totalmente aberta.

Outro aspecto de caráter mais subjetivo que deve ser levado em conta na gravação das imagens é a fidelidade na reprodução das cores originais. Parte das divergências aparece devido ao não casamento entre os filtros e as cores reproduzidas pelos fósforos do cinescópio além da limitação natural de que três cores primárias não podem reproduzir toda a gama de cores existentes na natureza. Com os filtros usados constatou-se que para reduzir as diferenças é importante um ajuste no fator de correção gama. No sistema disponível, não foi possível obter o gama normalmente recomendado que é cerca de 0,45, porém conseguiu-se um gama da ordem de 0,60 que já permitiu uma aproximação razoável entre as cores reproduzidas e as originais.

A qualidade da imagem digitalizada depende também da relação sinal/ruído. Parte do ruído é eliminada através da filtragem passa-baixas em 4,2 MHz. O ruído dentro da faixa do si

nal, pode ser reduzido tomando-se a média aritmética de várias gravações da mesma imagem, ponto a ponto. Assim, neste caso, supondo-se um ruído aleatório com média nula, espera-se uma redução do ruído ao se fazer a mediação do sinal com ruído o que de fato foi constatado visualmente. Usando-se esta técnica fizeram-se as gravações para algumas imagens repetindo-as de 4 a 10 vezes. O número de repetições que se escolheu foi de 6 (seis), que foi considerado razoável, levando-se em conta o tempo de gravação e a perda de resolução devido à não superposição entre quadros gravados em tempos sucessivos.

As imagens digitalizadas foram armazenadas em fitas magnéticas para processamentos em computador.

#### IV.2.1. Imagens de Teste

As quinze imagens-padrão da SMPTE foram digitalizadas porém, escolheram-se para simulações as imagens com algumas características mais diferenciadas entre si. Dessa forma, usaram-se as imagens  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ ,  $S_4$ ,  $S_6$ ,  $S_8$  e  $S_{15}$ , onde  $S_i$  ( $i = 1$  a  $15$ ) representa a imagem SMPTE nº  $i$ . A Tab. IV.1 mostra a classificação que se adotou para as diversas imagens as quais foram agrupadas segundo determinadas características comuns. Cabe ressaltar que a classificação feita tem um caráter bastante subjetivo e naturalmente não pretende ser única, pois rigorosamente cada imagem é diferente da outra em algum aspecto. A Fig. IV.3 mostra as cópias, em preto e branco, das imagens-padrão.

Convém, neste ponto, ressaltar que durante o processo de digitalização introduz-se uma degradação bastante perceptível na qualidade da imagem reproduzida em relação à da fotografia original. Essa deterioração é devida principalmente aos seguintes fatores:

(a) Perda de resolução espacial, uma vez que o número de linhas de varredura do monitor é finito, bem como o número de

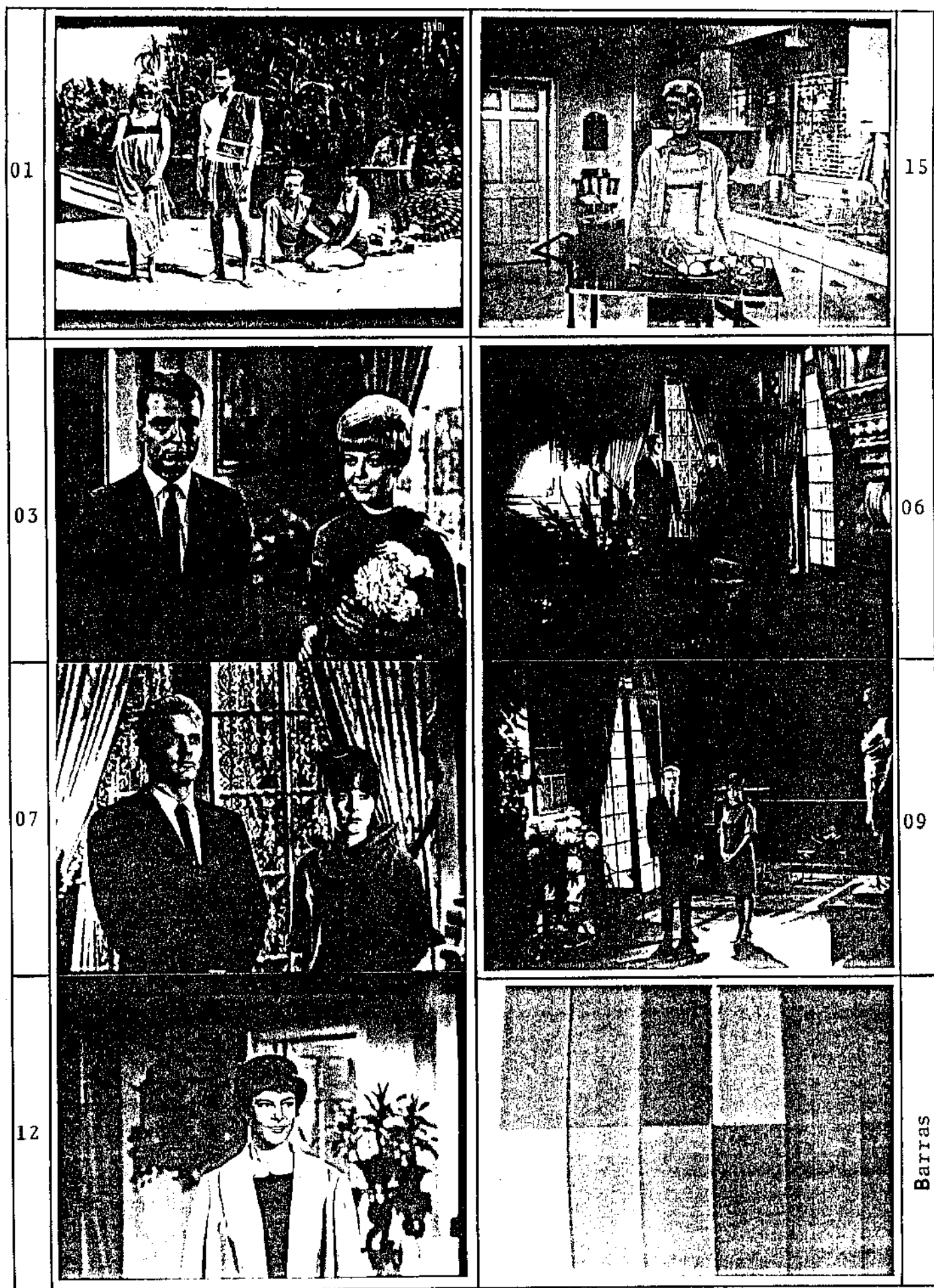
amostras por linha. O quadro completo contém um mosaico de 512 x 512 amostras após a digitalização.

(b) Introdução de ruído devido à quantização finita das amostras do sinal de vídeo, bem como pela presença dos ruídos térmico e balístico dos componentes eletrônicos que compõem o sistema. A conversão análoga-digital é de 8 bits uniformes, sendo portanto de 256 o número de níveis de quantização.

(c) Dificuldade de reprodução das cores originais em matiz, brilho e saturação devido às discrepâncias na correspondência entre os filtros das três cores primárias e a tríade de fósforos para reprodução de cor no monitor. Além disso, a correção gama usada para compensar as não-linearidades das respostas dos tubos da câmera e do monitor, não é perfeita. Na verdade, os ajustes finais da imagem digitalizada e da reproduzida na tela do monitor ficam com um caráter um tanto subjetivo devido à disponibilidade de uma quantidade razoavelmente grande de controles que podem ser usados para variar continuamente a matiz, o brilho e a saturação das cores obtidas.

Imagem de Teste nº	Características
1	muito detalhe, fundo rico, luz diurna, ambiente exterior, bastante iluminação
2,10	muito detalhe, fundo rico, luz diurna, ambiente interior, quantidade razoável de iluminação
3,7,12	quantidade razoável de detalhes, luz diurna, ambiente interior, ênfase nas pessoas, quantidade razoável de iluminação
4,5,13,14	detalhe localizado, fundo pobre, luz diurna, ambiente interior, cabeça e ombro, bastante iluminação
6,9	muito detalhe, fundo rico, luz noturna, ambiente interior, pouca iluminação
8,11	muito detalhe, fundo rico, luz noturna, pouquíssima iluminação
15	muito detalhe, fundo rico, luz diurna, ambiente interior, bastante iluminação, ênfase na pessoa

Tab. IV.1 - Classificação adotada para as 15 imagens da SMPTE



Barras

Fig. IV.3 - Imagens-padrão da SMPTE em branco e preto (1ª Parte)

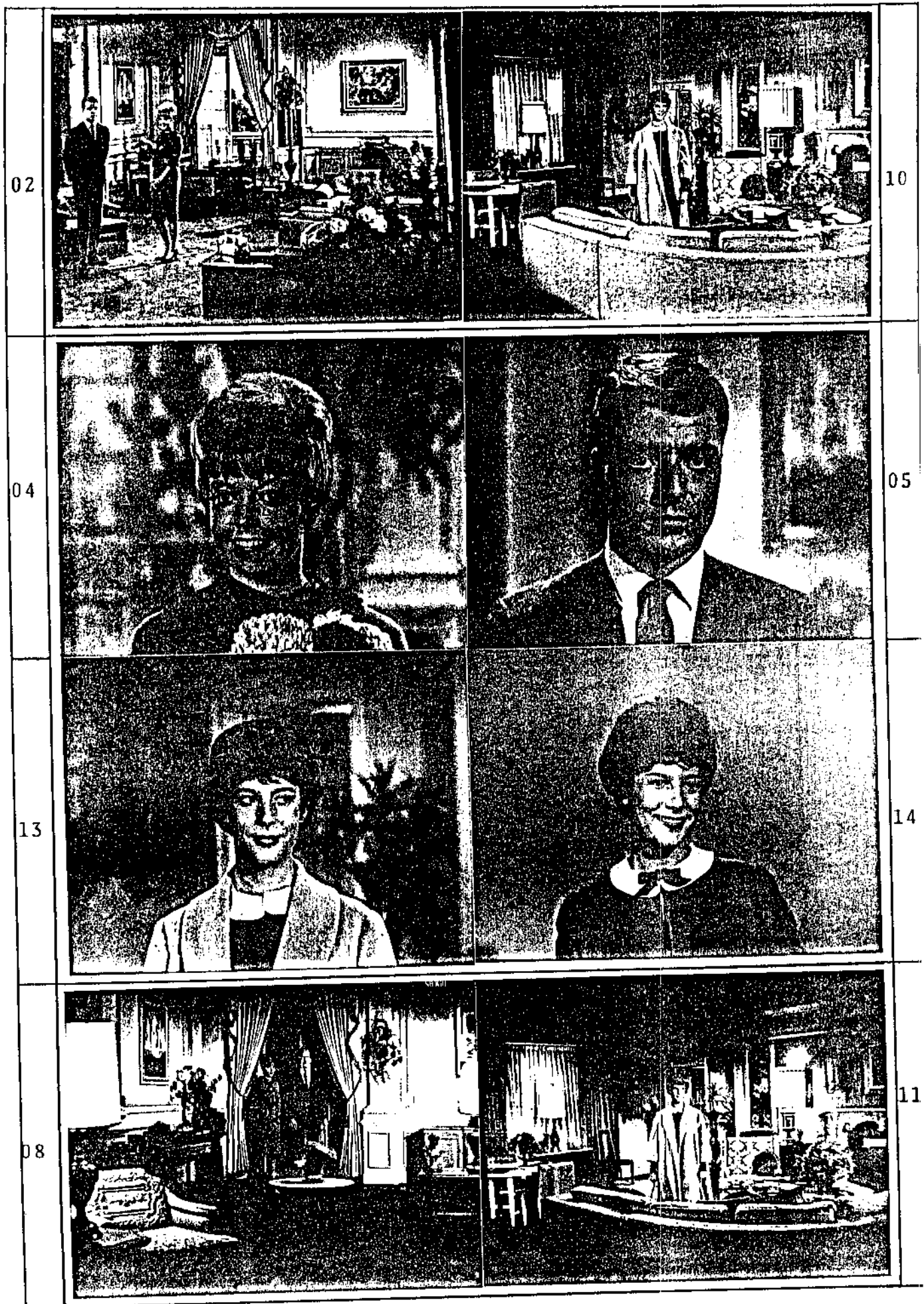


Fig. IV.3 - Imagens-padrão da SMPTE em branco e preto (2ª Parte)



### IV.3. MODELOS PARA SIMULAÇÃO

Durante o processamento do sinal de TV, desde a transmissão até a recepção, o sinal é submetido a diversas etapas de filtragem que modelam e limitam a faixa do espectro de frequência do sinal de vídeo. As características de filtragem dependem do estágio em que se encontra o sinal. A Fig. IV.4(a) mostra por exemplo, a faixa do espectro do sinal em banda base " $E_M(f)$ " comumente gerado na estação de TV. Neste caso, o espectro do sinal de crominância é simétrico em relação à subportadora de cor, respondendo então a uma modulação DSB em quadratura. Este sinal é geralmente modulado em "FM" (Modulação em Frequência) e através de um enlace de microondas é enviado até o local onde efetivamente alimenta a antena de radiodifusão. O espectro do sinal " $E'_M(f)$ " emitido por essa antena tem a forma típica mostrada na Fig. IV.4(b) e corresponde a uma modulação VSB ("Vestigial Sideband") com portadora de vídeo em " $f_V$ " e faixa de transmissão de 6 MHz. Essa é a forma final do espectro recebido em um receptor comercial comum.

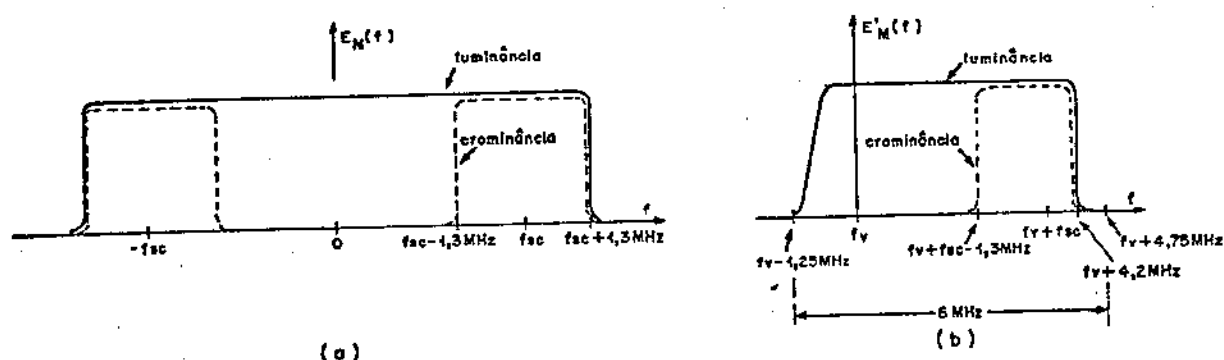


Fig. IV.4 - Espectros do sinal de vídeo composto

(a) Em banda base na estação

(b) Modulado na forma final para radiodifusão

Neste trabalho, para se realizarem as simulações, é suposto que o sinal a ser digitalizado encontra-se na forma composta

em banda base já apresentada na Fig. IV.4(a). Para tanto, é necessário antes obter as amostras do sinal de vídeo composto ativo a partir das amostras das componentes  $E'_R$ ,  $E'_G$  e  $E'_B$  que são os dados disponíveis e gravados em fita magnética. A Fig. IV.5 mostra o modelo usado para gerar o sinal desejado a partir das componentes primárias.

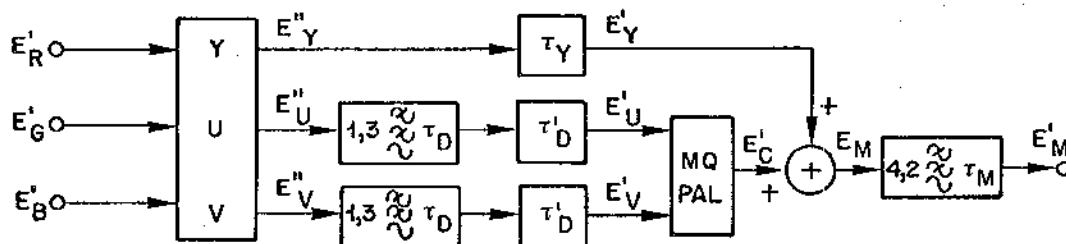


Fig. IV.5 - Esquema para obtenção do sinal composto

A partir dos sinais componentes  $E'_R$ ,  $E'_G$  e  $E'_B$  obtêm-se os sinais  $E''_Y$ ,  $E''_U$  e  $E''_V$  dados por:

$$E''_Y = 0,299 E'_R + 0,587 E'_G + 0,114 E'_B \quad (\text{IV.2})$$

$$E''_U = 0,493 (E'_B - E''_Y) \quad (\text{IV.3})$$

$$E''_V = 0,877 (E'_R - E''_Y) \quad (\text{IV.4})$$

Os sinais  $E''_U$  e  $E''_V$  são então filtrados por um filtro passa-baixas com largura de 1,3 MHz, aproximadamente. Durante a filtragem a variação do atraso de grupo, representado por " $\tau_D$ ", deve obedecer às especificações da CCIR [4.3].

Por outro lado, o sinal de luminância  $E''_Y$  deve ser atrasado de um valor tal que compense os retardos sofridos pelos sinais diferença de cor, de forma que a composição mantenha a precisão de registro da cena, ponto a ponto. Por simplicidade,

optou-se por atrasos " $\tau_Y$ " e " $\tau_D$ " que correspondam a um número inteiro de períodos de amostragem.

Assim, tem-se:

$$\tau_Y = \tau_D = K T_a \quad (IV.5)$$

onde " $K$ " é um número inteiro positivo e " $T_a$ " o período de amostragem.

Os sinais diferença de cor " $E'_U$ " e " $E'_V$ " obtidos após a filtragem são enviados ao modulador em quadratura para se obter o sinal de crominância " $E'_C$ ". Somando-se o sinal " $E'_Y$ " com " $E'_C$ ", obtêm-se o sinal de vídeo composto " $E_M$ " dado por:

$$E_M(t) = E'_Y(t) + E'_C(t) = E'_Y(t) + E'_U(t) \text{sen } \omega_{SC} t + m(t) E'_V(t) \text{cos } \omega_{SC} t \quad (IV.6)$$

A faixa do espectro do sinal  $E_M(t)$  é dada na Fig. IV. 6(a), já levando-se em conta que as primárias  $E'_R$ ,  $E'_G$  e  $E'_B$  foram limitadas durante a obtenção em 4,2 MHz, aproximadamente.

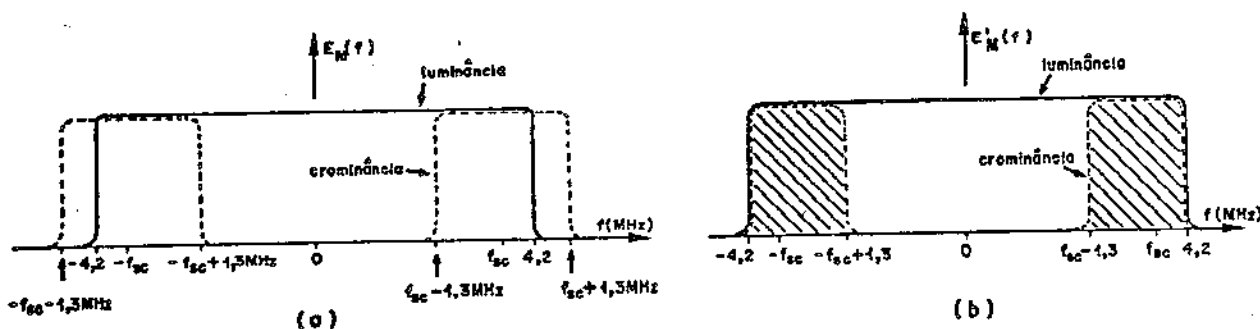


Fig. IV.6 - Espectros do sinal de vídeo em diversos estágios de processamento

Por essa figura, nota-se que a faixa do sinal  $E_M(t)$  é no mínimo igual a " $f_{SC} + 1,3$  MHz" que resulta em cerca de 4,9 MHz.

Essa faixa fica incompatível com a frequência de amostragem de  $(8/3)f_{sc}$  que corresponde aproximadamente a 9,5 MHz. Mesmo para a outra frequência de  $3f_{sc}$  a banda de guarda fica pequena, e a sobreposição de espectros pode ser reduzida com a presença de um filtro passa-baixas. De fato, do ponto de vista do processamento, seguindo o modelo da Fig. IV.5, a forma aproximada da faixa do espectro do sinal de vídeo composto  $E_M(t)$  amostrado na entrada do filtro passa-baixas de 4,2 MHz é dada na Fig. IV.7, supondo-se filtragens ideais abruptas.

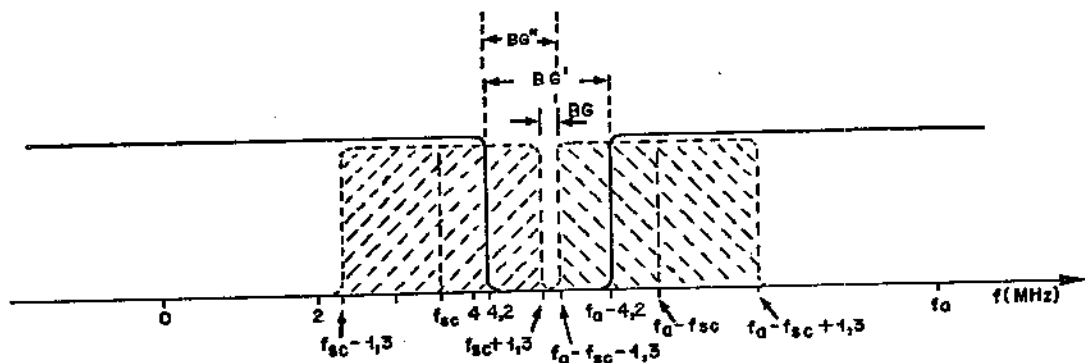


Fig. IV.7 - Faixa do espectro do sinal composto amostrado

Pela Fig. IV.7 pode-se ver que a banda de guarda "BG" é dada por:

$$BG = f_a - 2(f_{sc} + 1,3 \text{ MHz}) \quad (\text{IV.7})$$

Substituindo em (IV.7) os valores de " $f_a$ " tem-se:

$$BG = \begin{cases} 0,98 \text{ MHz} & \text{para } f_a = 3f_{sc} \\ -0,21 \text{ MHz} & \text{para } f_a = (8/3)f_{sc} \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

Logo, para  $f_a = (8/3)f_{sc}$  a banda de guarda "BG" não existe. Porém, com a filtragem passa-baixas pode-se diminuir o efeito da sobreposição de espectros. A faixa mínima do sinal de vídeo composto que deve ser preservada é de cerca de 4,2 MHz como

mostrada na Fig. IV.6(b) [4.2]. Neste caso, tem-se:

$$BG' = f_a - 2(4,2 \text{ MHz}) \quad (\text{IV.9})$$

Assim, substituindo novamente os valores de " $f_a$ " na eq. (IV.9), obtêm-se:

$$BG' = \begin{cases} 2,34 \text{ MHz} & \text{para } f_a = 3f_{sc} \\ 1,14 \text{ MHz} & \text{para } f_a = (8/3)f_{sc} \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

O sinal obtido  $E_M'(t)$  após a filtragem tem um espectro da forma mostrada na Fig. IV.6(b) em torno da origem e corresponde também ao sinal obtido em um receptor comercial após a demodulação do sinal de vídeo. O atraso introduzido por este filtro foi denominado " $\tau_M$ ".

Dessa forma, no modelo adotado da Fig. IV.5, os sinais componentes digitalizados são submetidos a operações similares àquelas sofridas pelos sinais analógicos em uma câmera típica de TV até a obtenção do sinal " $E_M$ ".

Do modelo da Fig. IV.5 pode-se então ver que são necessários basicamente dois tipos de filtros passa-baixas. O filtro com atraso " $\tau_Y$ " pode ser simulado de uma maneira muito simples, pois as amostras na saída estão atrasadas de um número inteiro de períodos de amostragem conforme foi escolhido na eq. (IV.5). Na verdade, do ponto de vista de simulação em programa de computador, o filtro para atrasar de " $\tau_Y$ " o sinal de luminância pode ser dispensado, já que as amostras deste sinal estão armazenadas. Assim, a atenção é agora dirigida para se fazerem considerações sobre os demais filtros.

#### IV.3.1. Especificações para os Filtros Passa-Baixas

Os filtros passa-baixas são aqueles dos sinais diferen

ça de cor com faixa de 1,3 MHz aproximadamente e o do sinal de vídeo composto com faixa de cerca de 4,2 MHz.

Como ponto de partida para o projeto do filtro do sinal de crominância, tomou-se as especificações dadas pela CCIR no volume XI, Rep. 624-1, Table II, dadas a seguir na eq. (IV.11) [4.2].

Tem-se:

$$|A(f)| \begin{cases} < 2 \text{ dB em } 1,3 \text{ MHz} \\ > 20 \text{ dB em } 3,6 \text{ MHz} \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

onde "A(f)" é o ganho do filtro dos sinais diferença de cor  $E_U'(t)$  e  $E_V'(t)$ .

A Fig. IV.8 mostra a máscara neste caso.

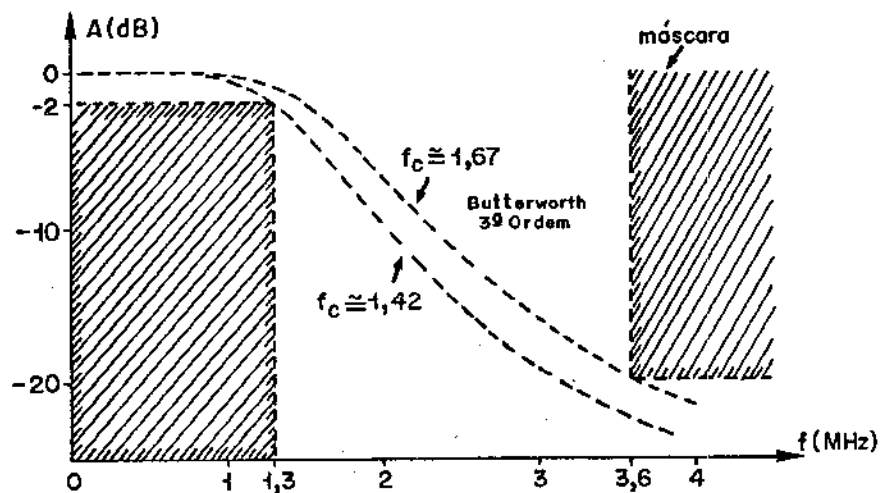


Fig. IV.8 - Máscara do filtro dos sinais diferença de cor para o sinal analógico

Nessa figura, "A" representa a amplitude em dB do filtro e "f" a frequência em MHz. Consultando tabelas, pode-se se ver

que a menor ordem de um filtro de Butterworth que satisfaz a condição (IV.11) é de 3ª ordem com frequência de corte " $f_c$ " entre 1,42 e 1,67 MHz aproximadamente. Na Fig. IV.8 representam-se esses limites em tracejado.

Por outro lado, na Fig. IV.7 pode-se ver que se o corte em 1,3 MHz não for suficientemente abrupto, pode haver sobreposição significativa do espectro dentro da faixa do sinal de vídeo (4,2 MHz), já que as bandas de guarda BG e BG' são relativamente pequenas. Conseqüentemente, no caso do sinal amostrado parece de se jável que o filtro para diferenças de cor tenha uma queda maior do que aquela dada por um Butterworth de ordem 3 que já satisfaz a máscara especificada pela CCIR e apresentada na Fig. IV.8. Ainda pela Fig. IV.7 pode-se observar que a sobreposição é minimizada se o espectro do sinal de crominância for atenuado na faixa de 4,2M a  $f_a - f_{sc} - 1,3M$ . Esta faixa foi denominada "BG" na Fig. IV.7.

Assim, tem-se:

$$BG'' = f_a - f_{sc} - 1,3MHz - 4,2MHz = \begin{cases} 0,45 \text{ MHz para } f_a = (8/3)f_{sc} \\ 1,65 \text{ MHz para } f_a = 3f_{sc} \end{cases} \quad (IV.12)$$

Convém no entanto, ressaltar que surge uma dificuldade adicional quando se leva em conta o fato de que os filtros realizáveis não têm corte abrupto como indicado na Fig. IV.7. Isso será considerado mais adiante.

No caso do filtro em 4,2 MHz, as especificações dadas pela CCIR para uso em radiodifusão, encontram-se no Vol. XII, Rec. 567, D.3.5.4 [4.3]. A Fig. IV.9(a) mostra os limites para a característica de amplitude "A", enquanto que a Fig. IV.9(b) para a variação do atraso de grupo " $T_G$ " em função da frequência, especificados pela CCIR para o sistema PAL-M no caso de transmissão.

Para se ter uma idéia de quanto deve ser a rejeição do filtro fora da faixa, tomaram-se as especificações de filtragem do sinal composto modulado para transmissão. A Fig. IV.10(a) mostra a máscara de amplitude "A" recomendada pela "NAB" ("National Assoc

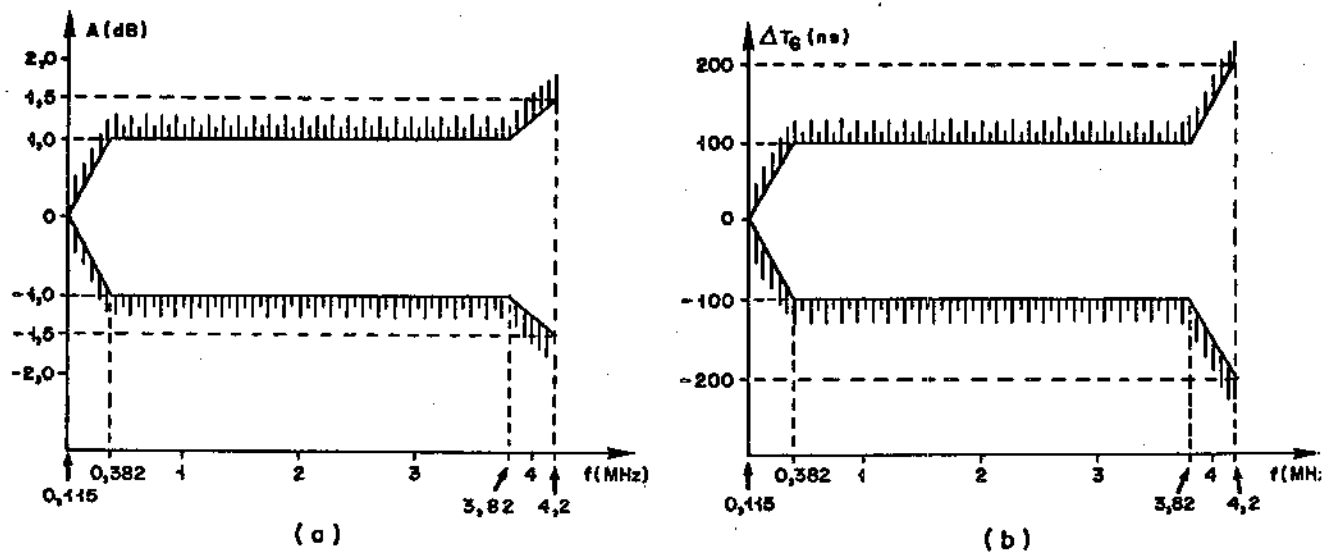


Fig. IV.9 - Características das máscara de amplitude e de atraso de grupo para o sistema PAL-M, recomendadas pela CCIR  
(a) Amplitude ; (b) Variação do atraso de grupo.

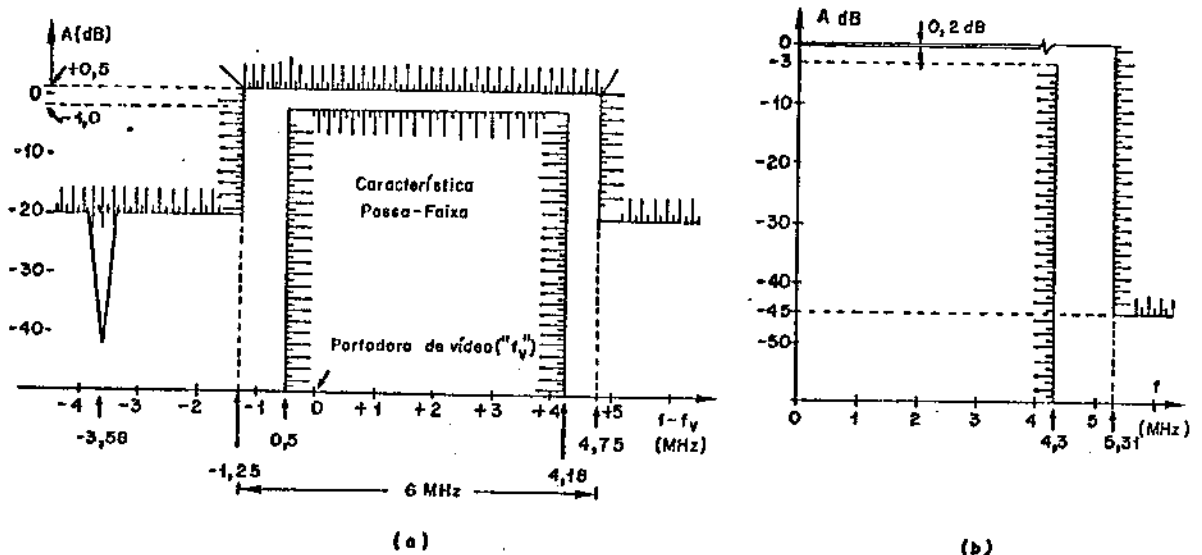


Fig. IV.10 - Características de filtragem  
(a) Faixa de transmissão de um sistema de TV moderno limitado em 4,2 MHz  
(b) Filtro comercial típico usado em conversão A/D



ciation of Broadcasters") em função da frequência " $f - f_v$ ", onde " $f_v$ " é a frequência da portadora de vídeo [4.4].

Por outro lado, os filtros comerciais da Matthey, usados na conversão A/D de sinais de vídeo apresentam uma atenuação superior a 45 dB fora da faixa de passagem. A Fig. IV.10(b) mostra a máscara de amplitude para o filtro FLM 455B da Matthey [4.5].

Pela Fig. IV.10(a) observa-se que a atenuação mínima especificada para evitar interferência entre canais adjacentes é de 20 dB. Levando-se em conta este valor e também as características das Figs. IV.8, IV.9 e IV.10(b), optou-se neste trabalho, pela máscara dada na Fig. IV.11(a) para a característica de amplitude do filtro passa-baixas de 4,2 MHz e pela máscara da Fig. IV.11(b) para o filtro de 1,3 MHz.

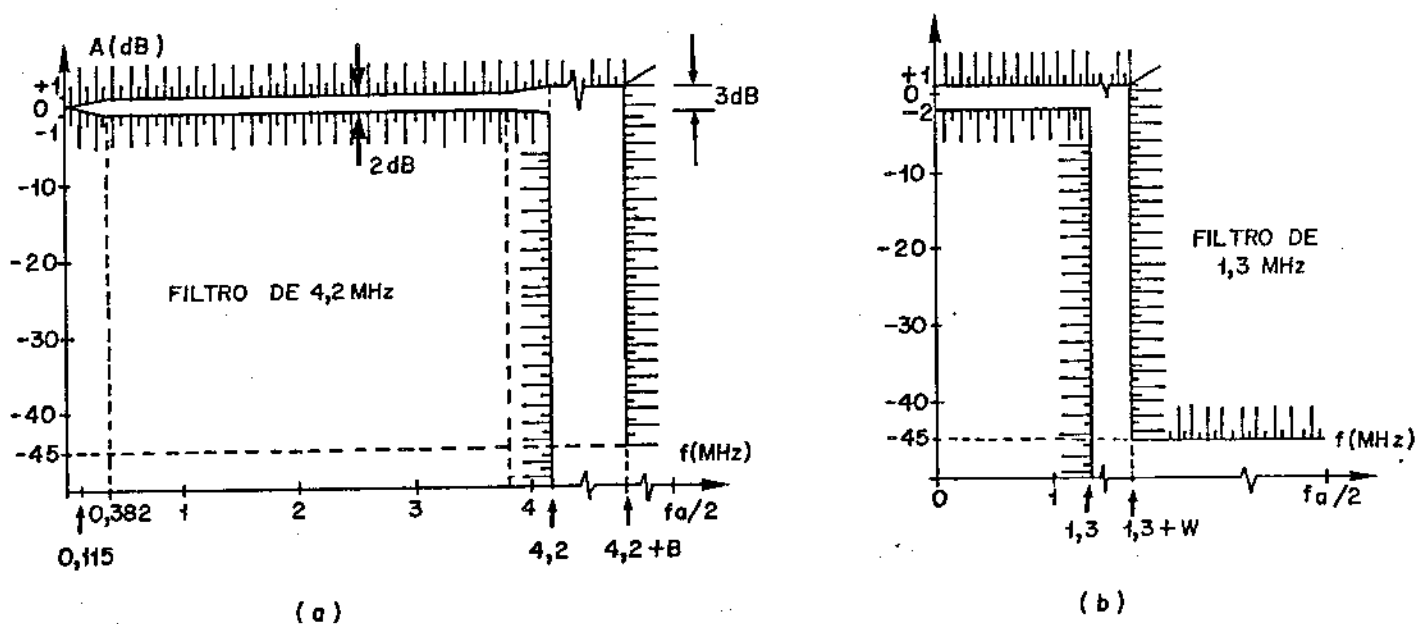


Fig. IV.11 - Máscara de amplitude para os filtros passa-baixas

(a) 4,2 MHz ; (b) 1,3 MHz

Nas Figs. IV.11(a) e (b) os valores de "B" e de "W" são tais que:

$$B + W = BG''$$

(IV.13)

onde  $BG''$  já foi dado na eq.(IV.12).

Cabe ressaltar neste ponto que as máscaras dadas na Fig. IV.9 representam os limites que não podem ser excedidos. No entanto, muitas outras especificações devem ser satisfeitas pelo sistema de televisão e que são medidas usando-se diversos sinais de teste. O simples fato do sistema obedecer às limitações dadas na Fig. IV.9 não assegura que os requisitos exigidos para os sinais de teste também estejam satisfeitos. Por esse motivo, é comum apertar-se um pouco as especificações de atraso usando dentro da faixa uma tolerância de  $\pm 15$  ns até 3,15 MHz e abrindo linearmente para  $\pm 63$  ns em 4,2 MHz. Além disso, neste trabalho, levando-se em conta que o filtro digital é simulado com alguma aproximação, trabalha-se também com uma certa folga nas especificações.

#### IV.3.2. Filtros Digitais Passa-Baixas

A fim de se realizar o projeto do filtro digital, o primeiro passo é escolher entre o tipo IIR ("Infinite Impulse Response") e o FIR ("Finite Impulse Response"). A simulação do tipo FIR apresenta a possibilidade de realização de um filtro com característica de fase linear e neste caso o atraso de grupo é constante. Logo, a variação do atraso de grupo é teoricamente nula e a preocupação se concentra então na característica de amplitude.

Por outro lado, para a simulação do tipo IIR inicialmente deve-se escolher o protótipo analógico correspondente. Tomou-se então o filtro de 4,2 MHz para  $f_a = 3f_{sc}$  com  $B = 1,1$  MHz. Note-se, no entanto, que o filtro para  $(8/3)f_{sc}$  exige maior rigor de projeto, pois neste caso, a banda de guarda  $BG''$  é menor. Escolhendo-se filtros de Butterworth e de Chebyshev, fizeram-se alguns cálculos iniciais que são reproduzidos na Tab. IV.2. Nessa

tabela, "n" é a ordem do filtro, "r" é a oscilação do filtro de Chebyshev dentro da faixa e "α" o parâmetro que determina o ganho em DC.

Esses cálculos iniciais mostram que o filtro de Butterworth, para satisfazer as especificações da Fig. IV.11, precisa ser de ordem maior do que 23, enquanto que os filtros de Chebyshev podem ter ordem 10. Dessa forma, para usar um filtro de ordem menor, escolheu-se então o de Chebyshev como sendo o protótipo analógico do filtro IIR. No entanto, os cálculos feitos para o filtro digital usando transformação bilinear mostraram que mesmo um filtro de 2ª ordem satisfaz a especificação de amplitude dada na Fig. IV.11. Isso se deve ao efeito combinado de dois fatores. Um deles, é que para o filtro de 4,2 MHz a frequência de corte fica muito próxima da metade da frequência de amostragem " $f_a/2$ ". O outro é que para a transformação bilinear, a característica em frequência do filtro analógico para a frequência angular " $\Omega$ " variando de 0 a  $\infty$  é comprimida no intervalo finito de frequência angular " $\omega$ " do filtro digital entre 0 a  $\pi$  radianos, onde  $\omega = \pi$  corresponde à frequência cíclica " $f_a/2$ ". Logo, em  $\omega = \pi$  tem-se necessariamente atenuação infinita. A dificuldade neste caso consiste em se equalizar a fase de modo a manter a variação do atraso de grupo dentro das especificações. Para tanto, podem-se usar seções equalizadoras de 2ª ordem acopladas em cascata. Esta equalização fica mais difícil para o filtro de 1,3 MHz, usado para os sinais diferença de cor já que neste caso a frequência de corte fica bem abaixo de " $f_a/2$ " e a ordem do filtro deve ser maior do que 2. Além disso, para os filtros de  $(8/3)f_{sc}$  a equalização fica ainda mais difícil pois a ordem do filtro analógico correspondente tende a aumentar.

A fim de usar o mesmo tipo de filtro para os sinais composto e de diferença de cor, e para evitar a correção de fase, optou-se então pelo filtro tipo FIR.

A função de transferência " $H(z)$ " do filtro digital FIR pode ser dada por:

Butterworth $n = 24$		Chebyshev $r = 1$ dB $\alpha = 1$		Chebyshev $r = 0,25$ dB $\alpha = 1$	
$f_c$ MHz	Atenuação (dB)	$f_c$ MHz	Atenuação (dB)	$f_c$ MHz	Atenuação (dB)
4,27	4,2 MHz 4,75 MHz 5,31 MHz 22,23 45,44	4,15	4,2 MHz 4,75 MHz 5,31 MHz 3,40 29,66 45,28	4,14	4,2 MHz 4,75 MHz 5,31 MHz 1,69 28,30 45,56
4,278	1,50 21,85 45,05	4,18	1,81 28,49 44,37	4,15	1,33 27,87 45,22
4,28	1,47 21,75 44,95	4,19	1,38 28,10 44,07	4,16	1,03 27,44 44,89

Tab. IV.2 - Atenuações para alguns filtros

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) z^{-n} \quad (\text{IV.14})$$

onde "N" é um número inteiro positivo, "h(n)" é a seqüência da res-  
posta ao "impulso" (amostra-unitária) e "z" a variável da "trans-  
formada"Z" para variáveis discretas [4.6,4.7].

Dentre as várias opções de implementação do filtro FIR, es-  
colheu-se o projeto por amostragem em freqüência, pois para um da-  
do "N" este método permite minimizar o valor máximo dos lóbulos la-  
terais da característica de amplitude fora da faixa de passagem ,  
além do fato de a simulação ser relativamente simples.

Neste caso, tem-se:

$$h(n) = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_d(e^{j\omega}) e^{j\omega n} & , n = 0, 1, \dots, N-1 \\ 0, n \geq N \end{cases} \Bigg|_{\omega = (2\pi/N)k} \quad (\text{IV.15})$$

onde "N" é o número de amostras em freqüência e  $H_d(e^{j\omega})$  é a carac-  
terística da resposta em freqüência desejada para o filtro digi-  
tal. Logo " $H_d$ " é periódico com período " $2\pi$ ".

A condição para que a fase seja linear é dada por:

$$h(n) = h(N-1-n) \quad (\text{IV.16})$$

Impondo-se a condição (IV.16) em (IV.15), o atraso de  
fase " $T_F$ " e de grupo " $T_G$ " são constantes e dados por:

$$T_F = T_G = \frac{N-1}{2} \text{ amostras} \quad (\text{IV.17})$$

Assim, escolheu-se "N" um número ímpar para que o atra-  
so correspondesse a um número inteiro de amostras, fato este que  
fica concordante com a eq.(IV.5).

Seja então:

$$H_d(e^{j\omega}) = |H_d| e^{j\phi_d} \quad (\text{IV.18})$$

Logo, da eq. (IV.17), tem-se:

$$\phi_d = \begin{cases} -\omega \frac{N-1}{2} & ; \omega < \pi \\ -\omega \frac{N-1}{2} + \pi (N-1) & ; \pi < \omega < 2\pi \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

Seja também:

$$H_a(k) = H_d(e^{j\omega}) \Big|_{\omega=(2\pi/N)k} = |H_a| e^{j\phi_a}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (\text{IV.20})$$

Logo, tem-se:

$$\begin{aligned} |H_a(k)| &= |H_a(N-k)| \\ \phi_a(k) &= -\phi_a(N-k) \end{aligned} \quad , \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (\text{IV.21})$$

Além disso, para simples conferência, substituindo (IV.21) em (IV.15) pode-se verificar que "h(n)" é real, para "n" im par.

De fato, "h(n)" pode ser reescrito como:

$$h(n) = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |H_a(k)| e^{j[(2\pi/N)kn + \phi_a(k)]} & , 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & , n \geq N \end{cases} \quad (\text{IV.22})$$

Usando (IV.21) em (IV.22) obtêm-se uma forma mais a apropriada para a realização dos cálculos.

Tem-se:

$$h(n) = \frac{1}{N} \left\{ |H_a(0)| + 2 \sum_{k=1}^{(N-1)/2} |H_a(k)| \cos \left[ \frac{2\pi}{N} k \left( n - \frac{N-1}{2} \right) \right] \right\},$$

para "N" ímpar e  $n=0,1,2,\dots,N-1$  (IV.23)

A Fig. IV.12 mostra uma característica de um filtro digital passa-baixas segundo as relações dadas nas eqs.(IV.21).

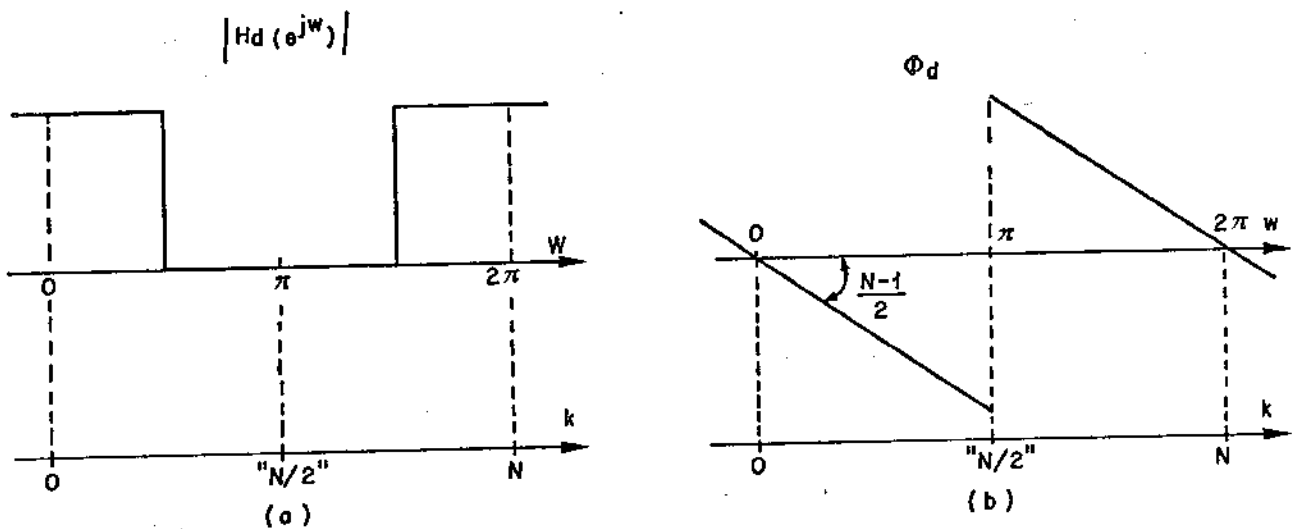


Fig. IV.12 - Característica do Filtro Digital Passa-Baixas  
(a) Amplitude ; (b) Fase

Da eq.(IV.14) obtêm-se a resposta em frequência dada por:

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) e^{-j\omega n} = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) \cos \omega n +$$

$$-j \sum_{n=0}^{N-1} h(n) \sin \omega n = A + j B \quad (IV.24)$$

Logo, tem-se:

$$|H(e^{j\omega})| = [A^2 + B^2]^{1/2}$$

$$\angle H(e^{j\omega}) = \text{tg}^{-1} \frac{B}{A} \quad (IV.25)$$

A fim de escolher o valor de "N" realizaram-se alguns cálculos iniciais nos quais foram usadas também as relações:

$$\omega = \frac{2\pi}{N} k \quad \text{e} \quad \omega = \frac{2\pi}{f_a} . f \quad (\text{IV.26})$$

Para a obtenção dos filtros optou-se também por duas amostras de transição " $T_1$ " e " $T_2$ ", já que os resultados obtidos por Rabiner et al., mostram que os filtros de 1,3 MHz com apenas uma amostra de transição apresentam uma atenuação fora da faixa de passagem menor que a especificada de 45 dB [4.8].

A Tab. IV.3 mostra os valores de amplitude obtidos para as frequências mais significativas em função de "N" e dos valores das amostras de transição " $T_1$ " e " $T_2$ ". Além disso, o "Minimax" corresponde ao máximo valor dos lóbulos laterais obtido através da simulação feita, enquanto que o "Minimax Ideal" corresponde àquele calculado por Rabiner et al. O valor de "KW" é igual ao valor de "k" da última amostra em frequência de valor desejado igual a "1", após a qual se seguem as amostras de transição correspondentes a " $T_2$ " e " $T_1$ ". A última amostra ( $k = (N-1)/2$ ) corresponde ao valor desejado igual a "0" na resposta de amplitude. Cálculos adicionais e que não estão apresentados na Tab. IV.3 mostram também que a característica de amplitude do filtro fora da faixa de passagem é muito sensível aos valores de " $T_1$ " e " $T_2$ ", sendo que a característica de amplitude degrada muito, do ponto de vista de atenuação quando se usam valores de transição diferentes daqueles que minimizam a amplitude dos lóbulos laterais.

Na Tab. IV.3 pode-se ver que para a frequência de amostragem de " $3f_{sc}$ " é possível encontrarem-se filtros a partir de "N" igual a 35. Escolheu-se  $N = 41$  que permite uma certa folga nas bandas de guarda. Para  $f_a = (8/3)f_{sc}$  as especificações são mais apertadas exigindo um "N" maior do que para  $f_a = 3f_{sc}$ . Escolheu-se  $N = 101$ , sendo que para o filtro de 1,3M usaram-se valores de transição diferentes dos ótimos a fim de que a característica satisfizesse a máscara da Fig. IV.11. Neste caso, conforme era de se esperar, houve uma degradação do valor do "Minimax".



$f_a = 3f_{sc}$																
Filtro de 4,2 M							Filtro de 1,3 M									
N	A(dB) 4,2MHz >-1,5dB	B (MHz)	T <sub>1</sub>	T <sub>2</sub>	Minimax Ideal	KW	A(dB) 1,3MHz >-2dB	W (MHz)	T <sub>1</sub>	T <sub>2</sub>	Minimax Ideal	KW	B+W (MHz) (4,2) <0,45MHz (1,3)	Observações		
33	0,09	0,84	0,05029	0,49149	-104,0	-104,04	13	0,00	0,89	0,10966	0,59674	-66,5	-66,54	4	1,73	KW = 12 e KW = 4 não satisfazem "A"
35	0,31	0,86	0,05024	0,49125	-103,6	-	14	-0,48	0,77	0,10957	0,59661	-66,3	-	4	1,63	
37	0,32	0,89	0,05019	0,49104	-103,7	-	15	-1,33	0,66	0,10948	0,59648	-66,2	-	4	1,55	
39	0,21	0,89	0,05014	0,49085	-103,6	-	16	0,20	0,83	0,10919	0,59520	-66,1	-	5	1,72	KW = 4 (1,3MHz) não satisfaz "A"
39	-0,75	0,65	0,08131	0,54692	-73,1	-	15	0,20	0,83	0,10919	0,59520	-66,1	-	5	1,48	
41	-0,10	0,68	0,08129	0,54685	-72,7	-	16	0,00	0,73	0,10910	0,59507	-66,1	-	5	1,41	
41	0,03	0,90	0,05009	0,49067	-103,5	-	17	0,00	0,73	0,10910	0,59507	-66,1	-	5	1,63	
$f_a = (8/3)f_{sc}$																
65	0,34	0,42	0,04978	0,48965	-104,7	-104,92	29	0,11	0,42	0,10548	0,58846	-65,7	-66,3	9	0,84	KW = 28 e KW = 8 não satisfazem "A"
101	-1,38	0,21	0,10301	0,58105	-67,2	-	44	0,21	0,29	0,10400	0,58450	-66,8	-	14	0,50	KW = 13 não satisfaz "A"
101	-1,38	0,21	0,10301	0,58105	-67,2	-	44	-1,99	0,19	0,15000	0,68000	-48,2	-	13	0,40	
101								-1,93	0,21	0,25000	0,70000	-35,5	-	13		
125	-0,09	0,21	0,10127	0,57912	-69,2	-69,3	55	-0,20	0,21	0,10365	0,58342	-67,4	-67,2	17	0,42	

Tab. IV.3 - Características do filtro FIR passa-baixas

A Tab. IV.4 mostra então os filtros escolhidos. Apresenta-se também o atraso em intervalos de amostras.

Filtro	N	$T_1$	$T_2$	KW	Atraso (amostras)	B+W (MHz)
$3f_{sc} - 4,2M$	41	0,08129	0,54685	16	20	1,41
$3f_{sc} - 1,3M$	41	0,10910	0,59507	5	20	
$(8/3)f_{sc} - 4,2M$	101	0,10400	0,57800	44	50	0,40
$(8/3)f_{sc} - 1,3M$	101	0,15000	0,68000	13	50	

Tab. IV.4 - Filtros Digitais Passa-Baixas Propostos

As Figs. IV.13(a) e (b) mostram as amplitudes  $|H_d(e^{j\omega})|$  e  $|H_d(k)|$  para as frequências de amostragem de " $3f_{sc}$ " e " $(8/3)f_{sc}$ ", respectivamente, com os valores de "N" escolhidos.

As Figs. IV.14(a) e (b) e as Figs. IV.15(a) e (b) mostram as respostas em frequência obtidas para os filtros propostos através de simulações no computador. As características de fase não foram apresentadas, já que teoricamente apresentam um comportamento linear, o que de fato foi verificado nas simulações. Os filtros para " $3f_{sc}$ " apresentam um atraso de 20 amostras, enquanto que os filtros para " $(8/3)f_{sc}$ " têm um atraso de 50 amostras, como já foi mostrado na Tab. IV.4.

Para a simulação do filtro FIR preferiu-se, por simplicidade, a forma direta obtida da eq.(IV.14). Naturalmente, no caso de implementação física de circuito, existem estruturas mais econômicas, principalmente no caso do filtro de 1,3 MHz que possui várias amostras em frequência " $H_a(k)$ " que são nulas.

Da eq.(IV.14) obtém-se:

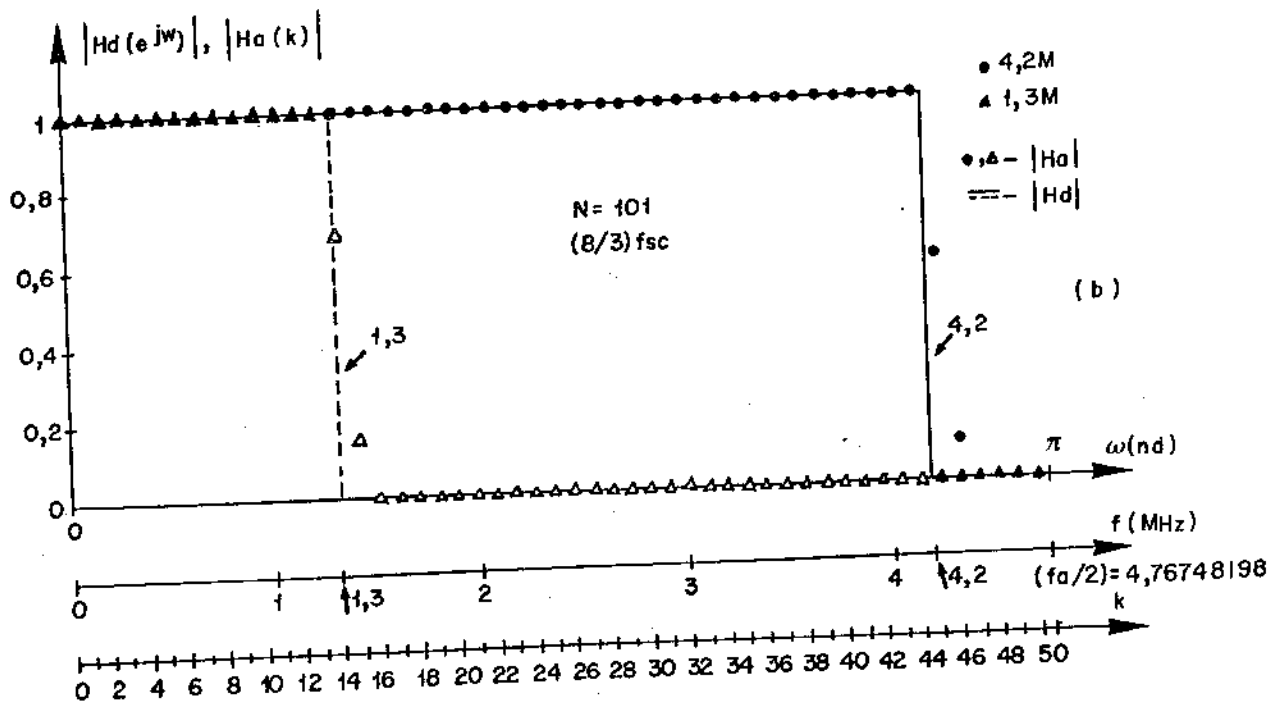
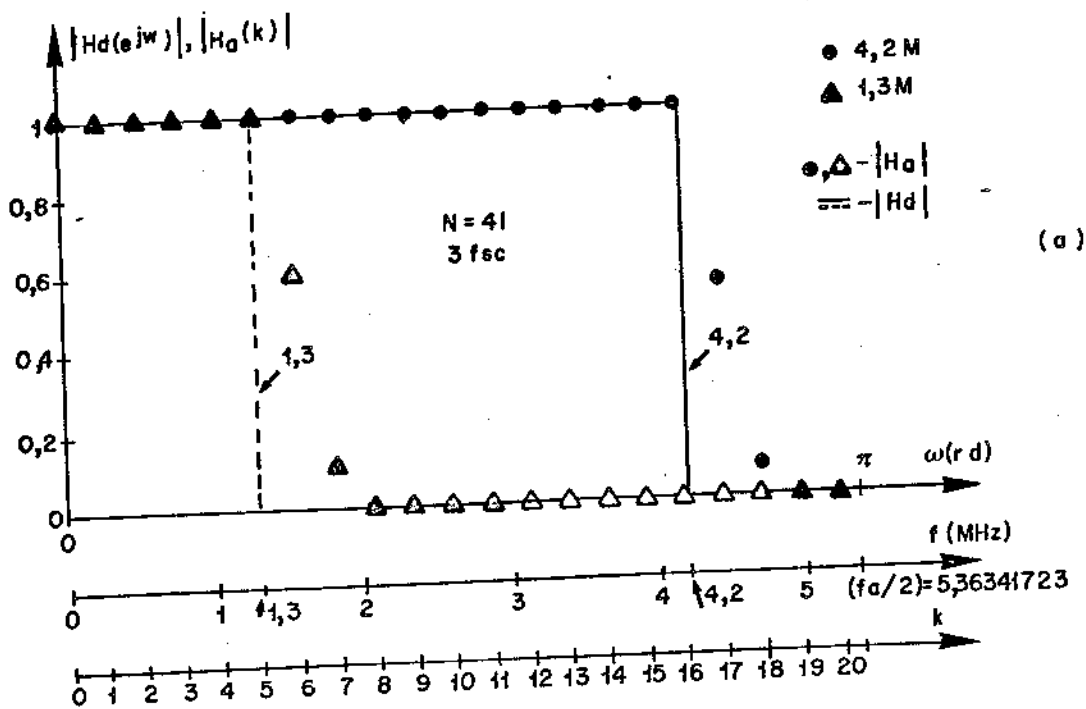


Fig. IV.13 - Respostas em frequência para o projeto dos filtros digitais  
 (a)  $f_a = 3f_{sc}$  ; (b)  $f_a = (8/3)f_{sc}$

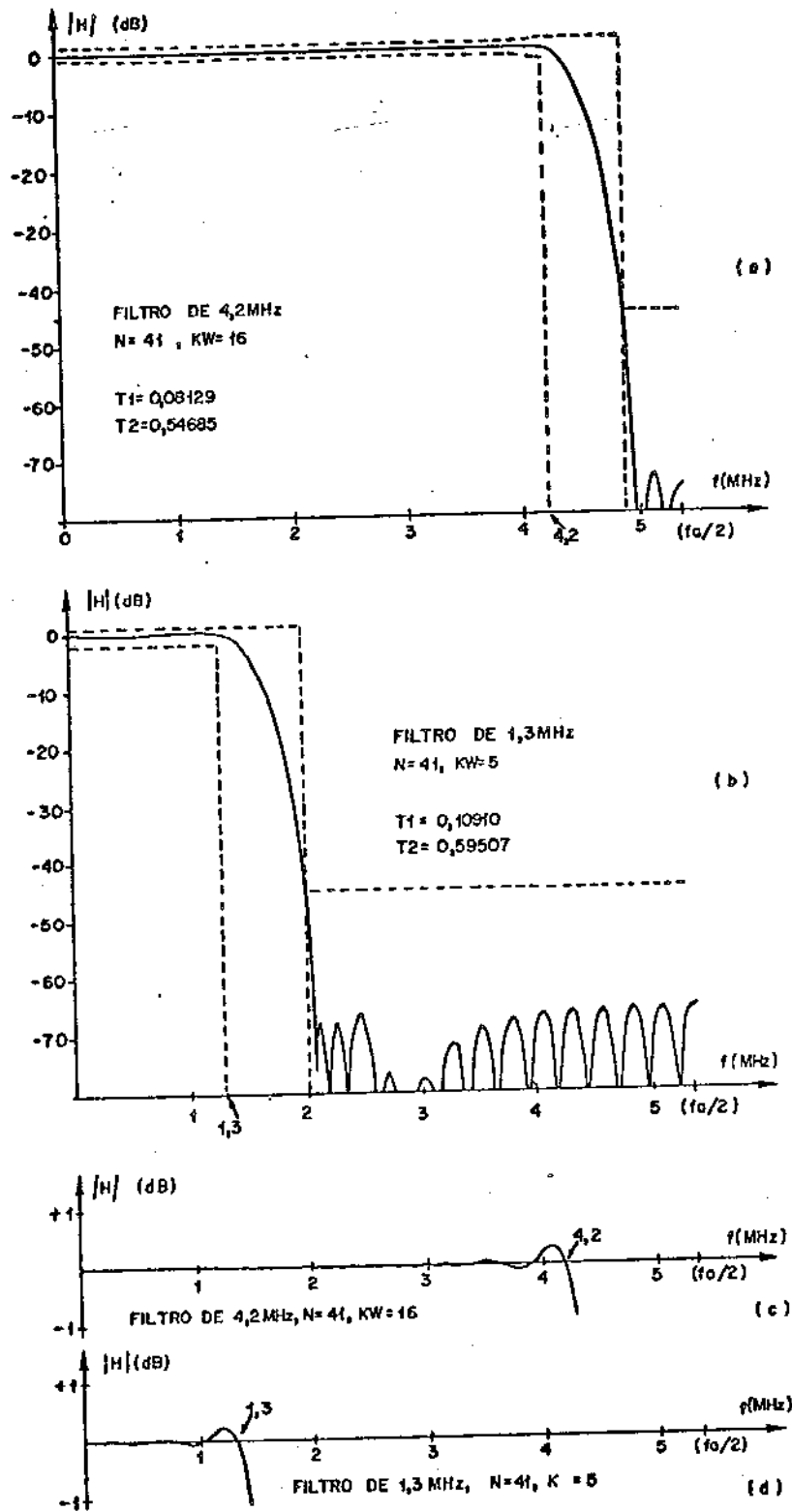


Fig. IV.14 - Características dos Filtros Digitais Propostos para  $f_a = 3f_{sc}$

(a) Filtro de 4,2 MHz ; (b) Filtro de 1,3 MHz

(c) Detalhe do Filtro de 4,2 MHz; (d) Detalhe do Filtro de 1,3 MHz

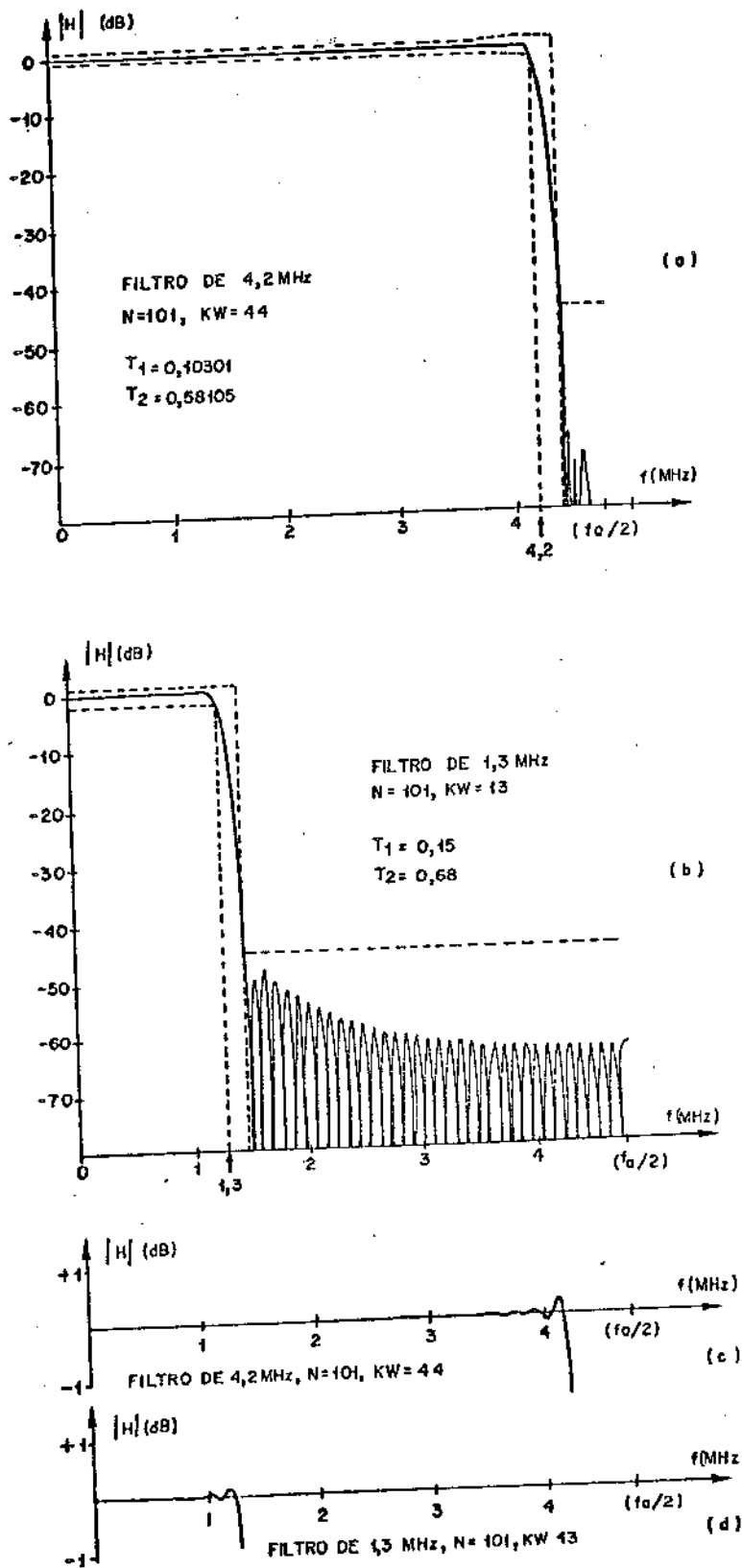


Fig. IV.15 - Características dos Filtros Digitais Propostos para  $f_a = (8/3)f_{sc}$

(a) Filtro de 4,2 MHz ; (b) Filtro de 1,3 MHz  
(c) Detalhe do Filtro de 4,2 MHz; (d) Detalhe do Filtro de 1,3 MHz

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) x(n-k) \quad (\text{IV.27})$$

Levando-se em conta a eq. (IV.16) na eq. (IV.27) obtém-se:

$$y(n) = h\left(\frac{N-1}{2}\right) x\left(n - \frac{N-1}{2}\right) + \sum_{k=0}^{(N-3)/2} h(k) \{x(n-k) + x(n - (N-1-k))\}$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, N-1, \text{ para } N \text{ ímpar} \quad (\text{IV.28})$$

A estrutura correspondente à eq. (IV.28) é dada na Fig. IV.16.

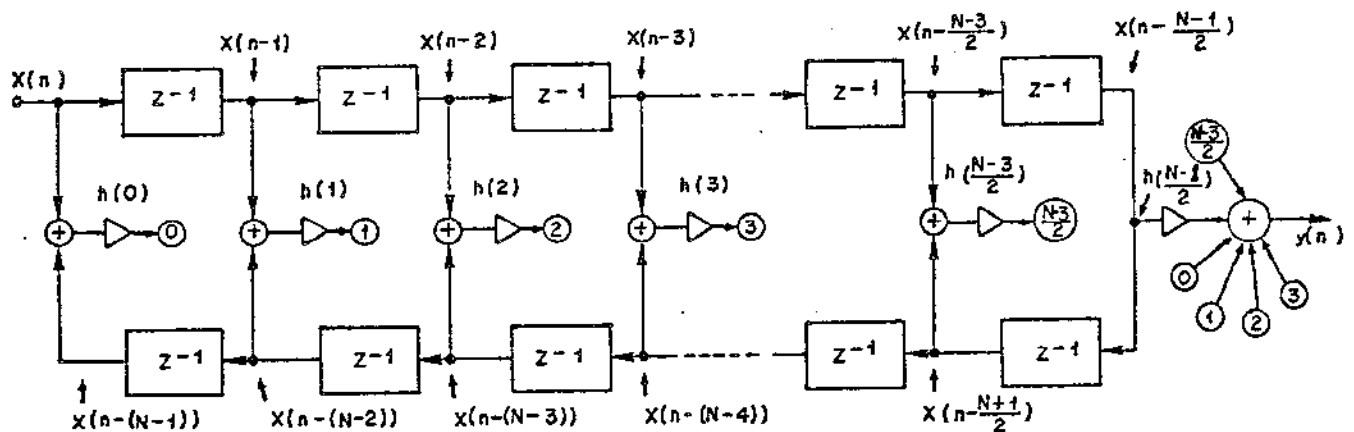


Fig. IV.16 - Estrutura em diagrama de bloco do filtro FIR, "N" ímpar

A partir dos resultados obtidos para os filtros digitais foi feita a passagem das amostras R,G,B para o sinal de vídeo ativo composto.

### IV.3.3. Aspectos Particulares da Amostragem

Conforme foi dito na seção IV.2, os três quadros primários com 512 x 512 amostras são obtidos num sistema de televisão preto e branco. Logo, neste sistema não existe a sub-portadora de cor na frequência " $f_{sc}$ ", a partir da qual poder-se-iam gerar as frequências de amostragem desejadas. A frequência real de amostragem foi cerca de 10 MHz. Devido à proximidade desse valor com as frequências de " $3f_{sc}$ " (10,7 MHz) e " $(8/3)f_{sc}$ " (9,6 MHz) supôs-se neste trabalho que as amostras obtidas valham para ambas as frequências de amostragem.

Por outro lado, como se pode observar no Cap. II, as amostras para a frequência de amostragem de " $3f_{sc}$ " não se encontram verticalmente alinhadas, mas apresentam deslocamentos de linha para linha correspondentes a  $(1/4)T_a$ ,  $(1/2)T_a$  e  $(3/4)T_a$ , enquanto que para as frequências de " $(8/3)f_{sc}$ ", a coleta das amostras resulta na vertical. Por simplicidade, levando-se em conta que os sinais primários durante a amostragem ainda estão em banda base com alto conteúdo de baixas frequências e que 10 MHz está um pouco mais próximo de " $(8/3)f_{sc}$ " do que de " $3f_{sc}$ ", foi suposto neste trabalho que as amostras obtidas no sistema de aquisição de imagens do INPE estão alinhadas na vertical. Dessa forma, para a frequência de " $(8/3)f_{sc}$ " não há necessidade de se alterar a disposição das amostras para composição. Porém, para " $3f_{sc}$ " é necessário providenciarem-se atrasos de  $(1/4)$ ,  $(1/2)$  e  $(3/4)$  do período de amostragem, das amostras dos sinais primários "RGB" antes de se efetuar a composição para geração do sinal de vídeo com posto.

Cabe ressaltar mais uma vez que a aproximação feita tem como justificativa apenas a proximidade das frequências envolvidas. Naturalmente, dentro deste raciocínio vale também a outra aproximação em que se supõe que o mosaico das amostras obtido pelo sistema de aquisição serve diretamente para ambas as frequências de amostragem. Neste caso, não se providenciam deslocamentos nem para " $3f_{sc}$ " nem para " $(8/3)f_{sc}$ ". No entanto, para visualização da imagem processada deve-se manter o mesmo sistema de armazenamento de quadros e monitoração de imagens a fim de que as

amostras processadas dos sinais primários retornem às mesmas posições correspondentes das amostras originais conservando assim a disposição inicial.

Neste trabalho, conforme já foi dito, faz-se a suposição de que as amostras são colhidas alinhadas na vertical. Os deslocamentos das amostras para  $f_a = 3f_{sc}$  são realizadas por filtros atrasadores. Tais filtros têm também aplicação na demodulação "PAL" do sinal composto a fim de se obterem as primárias para visualização em um monitor de imagens, conforme será visto na próxima seção.

Para a obtenção dos atrasos de  $(1/4)T_a$ ,  $(1/2)T_a$  e  $(3/4)T_a$ , quando  $f_a = 3f_{sc}$ , pode-se em princípio usar filtros digitais do tipo FIR ou IIR. O método IIR foi inicialmente tentado com protótipos analógicos do tipo Butterworth, Chebyshev e Bessel. Foram usadas as técnicas de "transformação bilinear" e da "invariância da resposta impulsiva", porém os resultados não apresentaram as características desejadas para a resposta em frequência, principalmente no tocante aos requisitos de atraso de grupo. As dificuldades se devem em parte ao fato de que a metade da frequência de amostragem " $f_a/2$ " ( $\approx 5,36$  MHz para  $f_a = 3f_{sc}$  e  $\approx 4,76$  MHz para  $f_a = (8/3)f_{sc}$ ) é um valor muito próximo do extremo superior da faixa do sinal que é cerca de 4,2 MHz. No entanto, os resultados obtidos com a técnica da "invariância da resposta impulsiva" indicam que modificando-se o protótipo analógico básico (Butterworth ou Bessel) existe a possibilidade de se conseguir o filtro desejado. Os resultados desse método empírico por tentativas deverão ser apresentados num trabalho paralelo oportunamente.

Neste trabalho, fez-se então a opção pelo método FIR, garantindo dessa forma a linearidade da resposta de fase e consequentemente um atraso de grupo constante. Neste caso, da eq. (IV. 17) pode-se observar que, a fim de se obterem atrasos correspondentes



a " $(1/2)T_a$ ", é necessário que "N" seja par.

Seja então o número de amostras em frequência "N", um número par positivo.

Da eq.(IV.13), o atraso de grupo " $T_G$ " é então dado por:

$$T_G = \left\lceil \frac{N-1}{2} \right\rceil + \frac{1}{2} \text{ amostras} \quad (\text{IV.29})$$

onde o símbolo " $\lceil \cdot \rceil$ " indica o maior inteiro do argumento "...".

Além disso, da eq.(IV.22) no caso de "N" par, a fim de se ter "h(n)" real deve-se impor:

$$H_a(N/2) = 0 \quad (\text{IV.30})$$

Neste caso, substituindo a eq.(IV.30) na eq.(IV.22), obtêm-se:

$$h(n) = \frac{1}{N} \left\{ |H_a(0)| + 2 \sum_{k=1}^{(N-2)/2} |H_a(k)| \cos \left[ \frac{2\pi}{N} k \left( n - \frac{N-1}{2} \right) \right] \right\},$$

para "N" par e  $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ . (IV.31)

Verifica-se da eq.(IV.31) que impondo-se a condição dada pela eq.(IV.30), "h(n)" resulta em número real.

Da condição dada na eq.(IV.30) pode-se também inferir que existe um "N" mínimo de forma que a resposta em amplitude do filtro atrasador satisfaça os requisitos para a faixa de passagem do sinal. Neste trabalho, os limites são aqueles já dados na Fig.IV.9. Cabe no entanto lembrar que esses limites englobam os processamentos gerais na composição e na decomposição, devendo-se então assegurar que os efeitos totais não ultrapassem os limites especificados.

Neste caso em que "N" é par continuam válidas as eqs. de

(IV.24) a (IV.27). Substituindo a eq.(IV.16) na eq.(IV.27) obtêm-se:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{(N-2)/2} h(k) \{x(n-k) + x(n-(N-1-k))\} \quad (IV.32)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, N-1, \text{ para "N" par}$$

A estrutura correspondente à eq.(IV.32) é dada na Fig. IV.17.

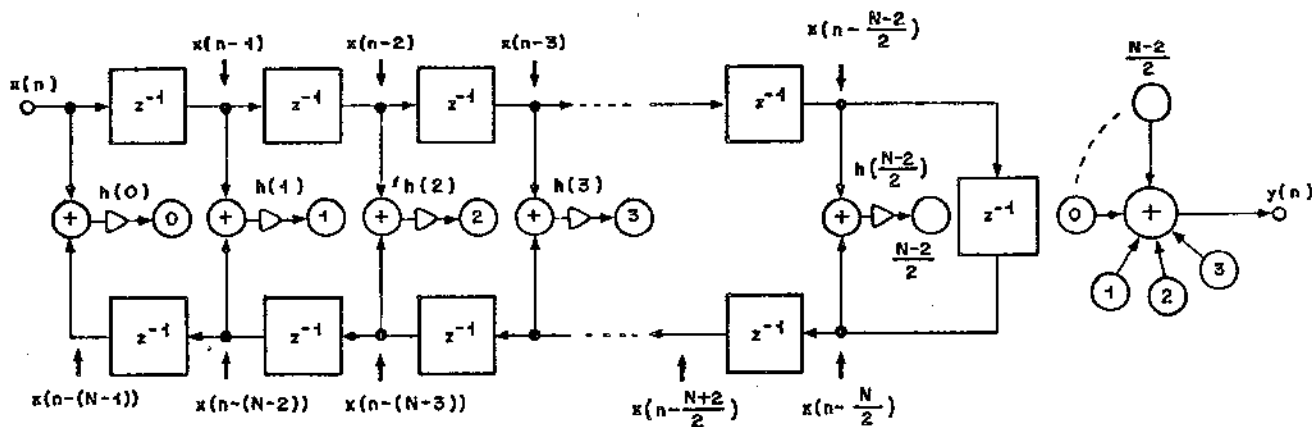


Fig. IV.17 - Estrutura em diagrama de blocos do filtro FIR, "N" par

A estrutura dada na Fig. IV.17 foi então usada para simular os atrasos exigidos no caso da frequência de amostragem igual a " $3f_{sc}$ ". Da eq.(IV.29) pode-se observar que o retardo de  $(1/2)T_a$  pode ser obtido usando-se diretamente a estrutura dada na Fig. IV.17. A parte inteira correspondente ao atraso do " $[(N-1)/2]$ " pode ser compensada na simulação através de uma renumeração das amostras. A fim de se conseguirem os retardos de  $(1/4)T_a$  e  $(3/4)T_a$ , faz-se a filtragem em duas etapas, como mostra a Fig. IV.18(a). Inicialmente, as amostras originais " $x(n]$ " são filtradas por um filtro " $H_1$ " do tipo FIR já apresentado na Fig. IV.17 e que introduz um atraso de  $(1/2)T_a$ . As amostras " $x_1(n]$ " na saída desse filtro são então inter

caladas nas amostras originais "x(n)" no bloco "C" de tal forma que resulte um novo mosaico de amostras equivalente àquele obtido com o dobro da frequência de amostragem original. Para tanto, é necessário que as amostras "x(n)" sejam deslocadas de " $\tau_1$ " amostras onde:

$$\tau_1 = \left\lfloor \frac{N-1}{2} \right\rfloor \text{ intervalos "T}_a\text{"} \quad (\text{IV.33})$$

e "N" é o número de amostras em frequência escolhido. As amostras " $y_1(n)$ " resultantes da composição feita em "C" são então novamente filtradas por uma estrutura " $H_2$ " idêntica àquela usada para " $H_1$ ". Dessa forma, introduz-se um novo atraso correspondente à metade do novo espaçamento temporal " $T_a$ " entre amostras. Como o intervalo " $T_a$ " vale " $(1/2)T_a$ ", isso significa que o atraso em " $H_2$ " corresponde a " $(1/4)T_a$ ". A Fig. IV.18(b) ilustra o que foi dito.

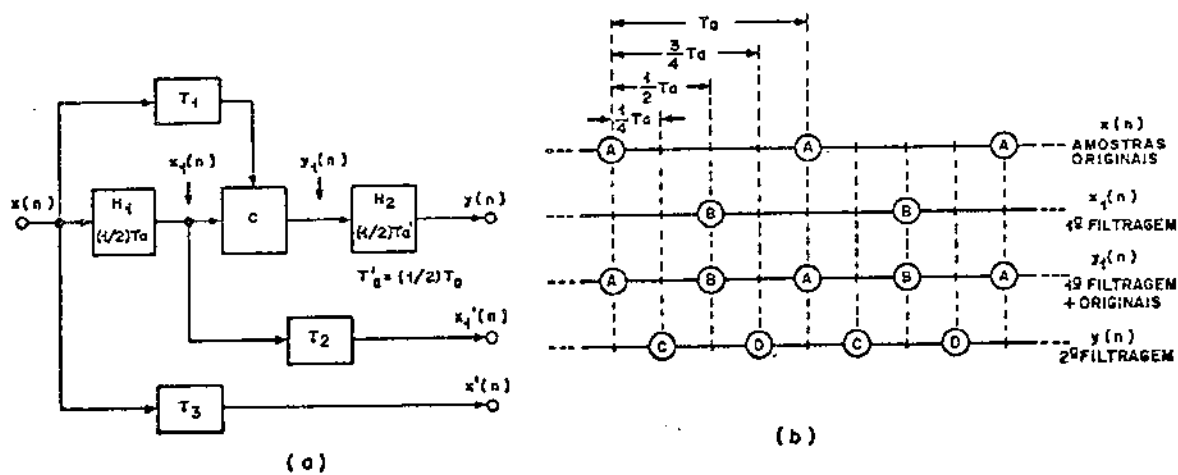


Fig. IV.18 - Esquema proposto para obtenção dos atrasos no caso de  $f_a = 3f_{sc}$

(a) Diagrama de blocos ; (b) Mosaico de amostras

Na Fig. IV.18(b) tomando-se apenas as amostras do tipo

"(C)" obtêm-se o atraso desejado de  $(1/4)T_a$  enquanto que tomando-se apenas as amostras tipo "(D)" obtêm-se o atraso de  $(3/4)T_a$ . A fim de se usarem as amostras originais concomitantemente com aquelas atrasadas devem-se providenciar também os deslocamentos  $\tau_2$  sobre as amostras  $x_1(n)$  e  $\tau_2$  sobre  $x(n)$ , onde:

$$\tau_2 = \left\lfloor \frac{N-1}{4} \right\rfloor \text{ intervalos } "T_a" \quad (\text{IV.34})$$

$$\tau_3 = \tau_1 + \tau_2 \quad (\text{IV.35})$$

Nas eqs.(IV.34) e (IV.35) foi suposto que o mesmo número de amostras em frequência "N" foi usado em ambos os filtros " $H_2$ " e " $H_1$ ".

A Tab. (IV.5) mostra os atrasos totais para os vários tipos de amostras.

Tipos de Amostras	Atraso em intervalos " $T_a$ "
(A)	$\tau_3$
(B)	$\tau_3 + (1/2)$
(C)	$\tau_3 + (1/4)$
(D)	$\tau_3 + (3/4)$

Tab. IV.5 - Atrasos finais correspondentes ao esquema proposto para  $f_a = 3f_{sc}$

O método usado para a realização com retardo de  $(1/2)T_a$  foi então o FIR por amostragem em frequência. A Fig. IV.19(a) mos

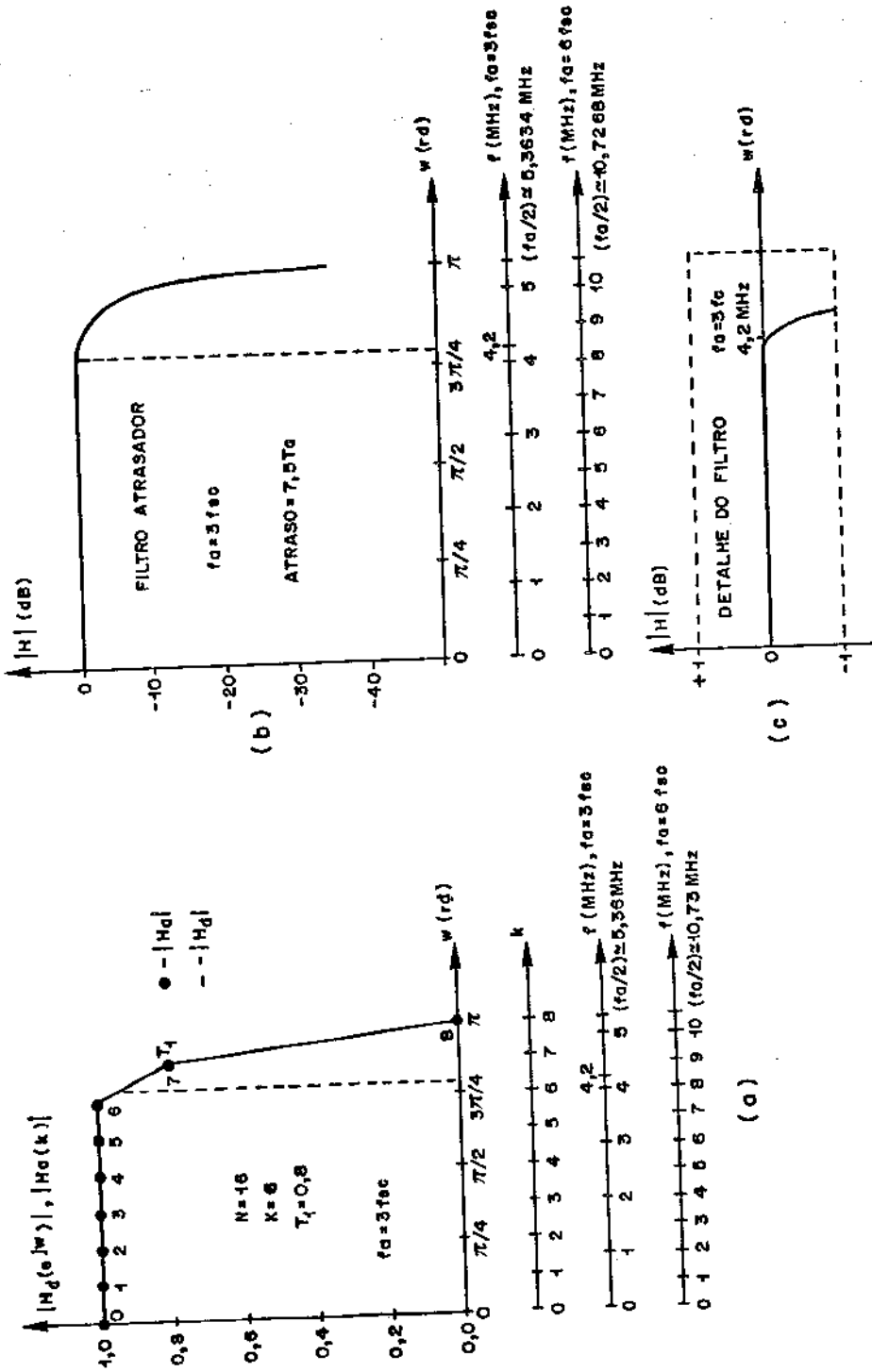


Fig. IV.19 - Características em frequência do filtro FIR proposto para retardo de  $(1/2)T_a$ ,  $f = 3f_{sc}$ .

- (a) Característica para projeto
- (b) Resposta em frequência do filtro digital;
- (c) Detalhe da resposta em frequência do filtro digital.

tra a característica em frequência para o projeto do filtro, enquanto que a Fig. IV.19(b) a resposta em frequência obtida. Deve-se salientar que foram simulados filtros com "N" variando desde 2 até 22. À medida que "N" aumenta, diminui a oscilação dentro da faixa, bem como aumenta a faixa do filtro que deve exceder o valor de 4,2 MHz, conforme já foi visto na Fig. IV.9. Pelos resultados obtidos o valor mínimo para "N", a fim de que a especificação de faixa seja satisfeita, é  $N = 8$ . Escolheu-se  $N = 16$  que é um número relativamente baixo a fim de não aumentar muito o número de amostras afetadas no início e no fim da linha de varredura devido à filtragem. Foi também usada uma amostra de transição com  $T_1 = 0,8$ ". Na Fig. IV.19(a), foram usados 4 eixos de abscissa, correspondentes à frequência angular digital normalizada " $\omega$ ", a frequência discreta normalizada " $k$ ", a frequência cíclica desnormalizada " $f$ " para  $f_a = 3f_{sc}$ , e a frequência cíclica desnormalizada " $f_2$ " para  $f_a = 6f_{sc}$ . Esta última frequência corresponde ao filtro " $H_2$ " na Fig. IV.18(a). Na Fig. IV.19 (b) também foram usados esses eixos a menos daquele correspondente a variável " $k$ ". Nessa figura, pode-se constatar que somando-se as variações dos filtros " $H_1$ ", " $H_2$ " e dos filtros passa-baixas de 1,3 MHz e de 4,2 MHz dados na Fig. IV.14 não se excedem os limites fixados na Fig. IV.9, quando  $f_a = 3f_{sc}$ .

#### IV.3.4. Demodulação

O interesse pela demodulação, neste trabalho, resulta do fato de que a visualização da imagem no sistema disponível só pode ser feita com a imagem decomposta nas componentes primárias correspondentes a  $E_R^i$ ,  $E_G^i$  e  $E_B^i$ .

O modelo usado para a demodulação é apresentado na Fig. IV.20, no qual se pretende efetuar processamentos similares àqueles feitos nos receptores de TV comerciais.

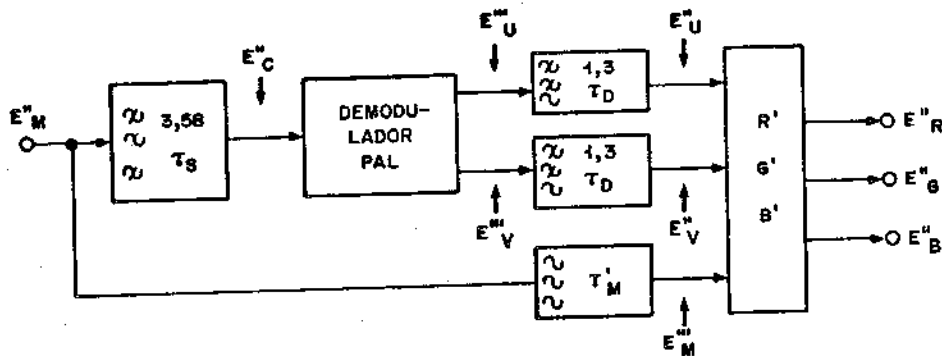


Fig. IV.20 - Esquema para demodulação do sinal composto

Inicialmente, o sinal  $E_M''(t)$  fornecido pelo sistema MCPD é submetido a uma filtragem passa-faixa para retirar o sinal de crominância  $E_C''(t)$ . Este sinal é injetado no demodulador PAL que fornece os sinais diferenças de cor  $E_U''(t)$  e  $E_V''(t)$  ainda contaminados por altas frequências, as quais são eliminadas pelos filtros passa-baixas de 1,3 MHz. Os sinais  $E_U''$ ,  $E_V''$  e  $E_M''$  são então usados para se recuperem as componentes primárias  $E_R''$ ,  $E_G''$  e  $E_B''$  que são então consideradas como sendo as réplicas dos sinais originais  $E_R'$ ,  $E_G'$  e  $E_B'$ .

O filtro passa-faixa possui uma característica vestigial em torno da frequência de sub-portadora de cor " $f_{sc}$ ". Isto porque o sinal de crominância está modulado em VSB e a detecção empregada é síncrona. Na verdade, a detecção neste caso deve ser síncrona e o filtro necessariamente vestigial com simetria em torno de " $f_{sc}$ " a fim de se evitarem distorções [4.9]. Esse filtro vestigial é aqui denominado filtro passa-faixa de 3,58 MHz. Deve-se observar que o sinal de luminância presente na faixa de passagem desse filtro não é eliminado na filtragem, porém no receptor comum de TV essa interferência do sinal de luminância se constitui numa interferência de baixa visibilidade, isto é, não perceptível ao olho humano

devido às relações escolhidas entre a frequência de subportadora de cor " $f_{sc}$ " e a frequência de varredura horizontal de linha " $f_H$ ", a saber,  $f_{sc} = (909/4)f_H$  [4.9].

O decodificador PAL usado difere um pouco do esquema comercial pelo fato de possuir duas linhas de retardo, ao invés de uma. A vantagem de se usar uma linha de retardo adicional é que, tanto a componente  $E'_U$  quanto  $E'_V$ , ainda em RF, podem ser obtidas livres da interferência de baixa visibilidade no caso de correlação perfeita entre as linhas consecutivas de um mesmo campo [4.9]. A Fig. IV.21(a) mostra o modelo do decodificador PAL usado. A Fig. IV.21(b) mostra a obtenção do sinal de luminância livre da interferência do sinal de crominância no caso de correlação perfeita entre linhas consecutivas.

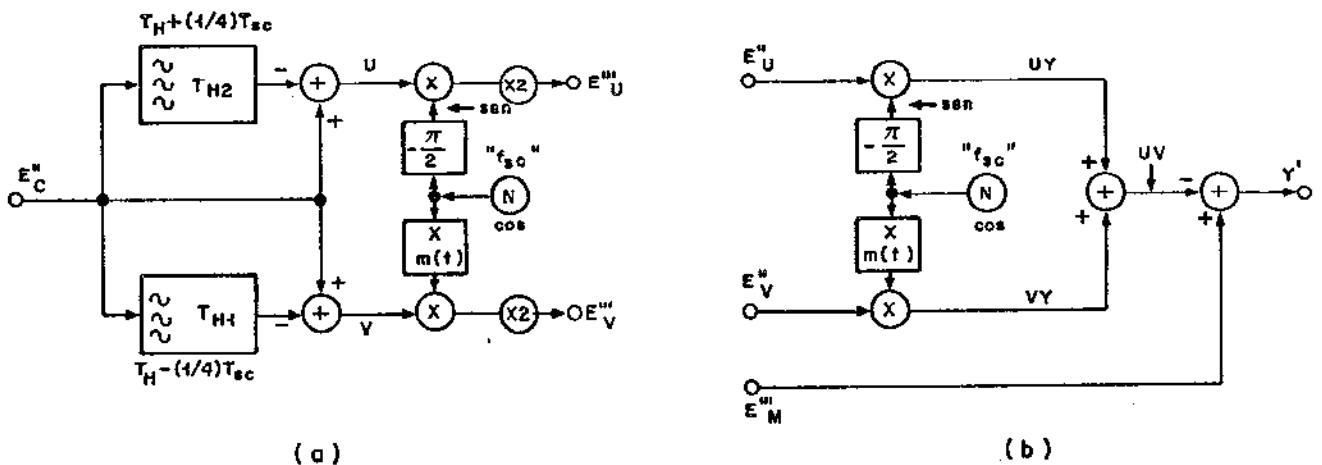


Fig. IV.21 - Etapas de decomposição do sinal composto nos sinais primários

(a) Decodificador PAL proposto

(b) Obtenção do sinal de luminância

Neste esquema, tem-se:

$$T_{H1} = T_H - \frac{1}{4} T_{sc} \quad (IV.36)$$



$$T_{H2} = T_H + \frac{1}{4} T_{sc}$$

onde:

$$T_H = \frac{909}{4} T_{sc} \quad e \quad T_{sc} = \frac{1}{f_{sc}} \quad (IV.37)$$

De (IV.29) e (IV.30) obtêm-se então:

$$\left. \begin{aligned} T_{H1} &= 681 T_a \\ T_{H2} &= (682 + 1/2) T_a \end{aligned} \right\} f_a = 3f_{sc} \quad (IV.38)$$

$$\left. \begin{aligned} T_{H1} &= (605 + 1/3) T_a \\ T_{H2} &= (606 + 2/3) T_a \end{aligned} \right\} f_a = (8/3) f_{sc}$$

onde " $T_a$ " é o período de amostragem.

As relações em (IV.38) mostram então que para a frequência de " $3f_{sc}$ " é necessário providenciar um filtro passa-tudo com a atraso de " $(1/2)T_a$ " a fim de simular o atraso de " $T_{H2}$ ". Naturalmente, os atrasos de números inteiros de " $T_a$ " podem ser implementados com relativa facilidade nas simulações com computador. Para a frequência de  $(8/3)f_{sc}$  é necessário implementarem-se os atrasos de " $(1/3)T_a$ " e " $(2/3)T_a$ ".

Os sinais  $E''_U$ ,  $E''_V$  e  $Y'$  são então usados para se obterem as réplicas primárias  $E''_R$ ,  $E''_G$  e  $E''_B$ . Das eqs. (IV.2), (IV.3) e (IV.4) tiram-se as expressões de dematrixagem dadas por:

$$E''_R = Y' + \frac{E''_V}{0,877} \quad (IV.39)$$

$$E''_G = Y' - 0,5808 E''_V - 0,3939 E''_U \quad (\text{IV.40})$$

$$E''_B = Y' + \frac{E''_U}{0,493} \quad (\text{IV.41})$$

Além disso, para a frequência de " $3f_{sc}$ ", após a demodulação é necessário providenciar novamente o alinhamento das amostras primárias "RGB", a fim de visualizar o resultado da demodulação no sistema disponível do INPE. Tal alinhamento é realizado usando - se os mesmos filtros atrasadores de  $(1/4)T_a$ ,  $(1/2)T_a$  e  $(3/4)T_a$  usados na composição. Para a realização desses filtros, e daquele necessário no decodificador PAL, decidiu-se usar os mesmos filtros apresentados nas Figs. IV.18 e IV.19.

No caso da frequência de " $(8/3)f_{sc}$ " os atrasos de  $(1/3)T_a$  e  $(2/3)T_a$  são realizados através de interpolações feitas após a obtenção das amostras atrasadas de  $(k/8)T_a$ ,  $k = 1, 2, 3, 4, 5, 6$  e  $7$  segundo um esquema semelhante ao daquele mostrado na Fig. IV.18(a). A Fig. IV.22(a) mostra o esquema proposto, enquanto a Fig. IV.22(b) apresenta o mosaico das amostras "A" até "H" intercaladas após a 1ª, 2ª e 3ª filtragens. A Fig. IV.22(c) mostra a interpolação linear usada e a Fig. IV.22(d), o efeito dessa interpolação para as amostras de uma onda senoidal na frequência de subportadora de cor " $f_{sc}$ ".

Na Fig. IV.22(a), a interpolação é efetuada no bloco "I". As regras de interpolação para os atrasos de " $(1/3)T_a$ " e " $(2/3)T_a$ " são dadas por "X" e "Y", respectivamente. Tem-se:

$$X = K_0 \left[ \frac{1}{3} C + \frac{2}{3} F \right] \quad \text{e} \quad Y = K_0 \left[ \frac{1}{3} D + \frac{2}{3} G \right] \quad (\text{IV.42})$$

onde " $K_0$ " é uma constante de correção. O valor usado para " $K_0$ " foi de 1,02.

Os retardos " $\tau_1$ ", " $\tau_2$ " e " $\tau_3$ " da Fig. IV.22(a) são dados por:

$$\tau_k = \left[ \frac{N-1}{2^k} \right] \quad (\text{IV.43})$$

onde  $K = 1, 2$  e  $3$  e " $\tau_k$ " é um número real. Dessa forma, os filtros

usados para se retardarem as amostras do sinal de crominância de " $(1/3)T_a$ " e de " $(2/3)T_a$ " são do mesmo tipo já usado para se obterem os atrasos necessários na composição do sinal para a frequência de amostragem de " $3f_{sc}$ ".

A Fig. IV.23 mostra as características para os filtros " $H_1$ " e " $H_2$ " da Fig. IV.22(a). Usou-se o número de amostras " $N$ " igual a 20, sendo portanto o atraso de grupo igual a 9,5 intervalos de amostras. Usou-se também uma amostra de transição com  $T_1 = 0,9$ .

Resta portanto, apresentar as características em frequência referentes ao filtro vestigial usado na decomposição do sinal de vídeo.

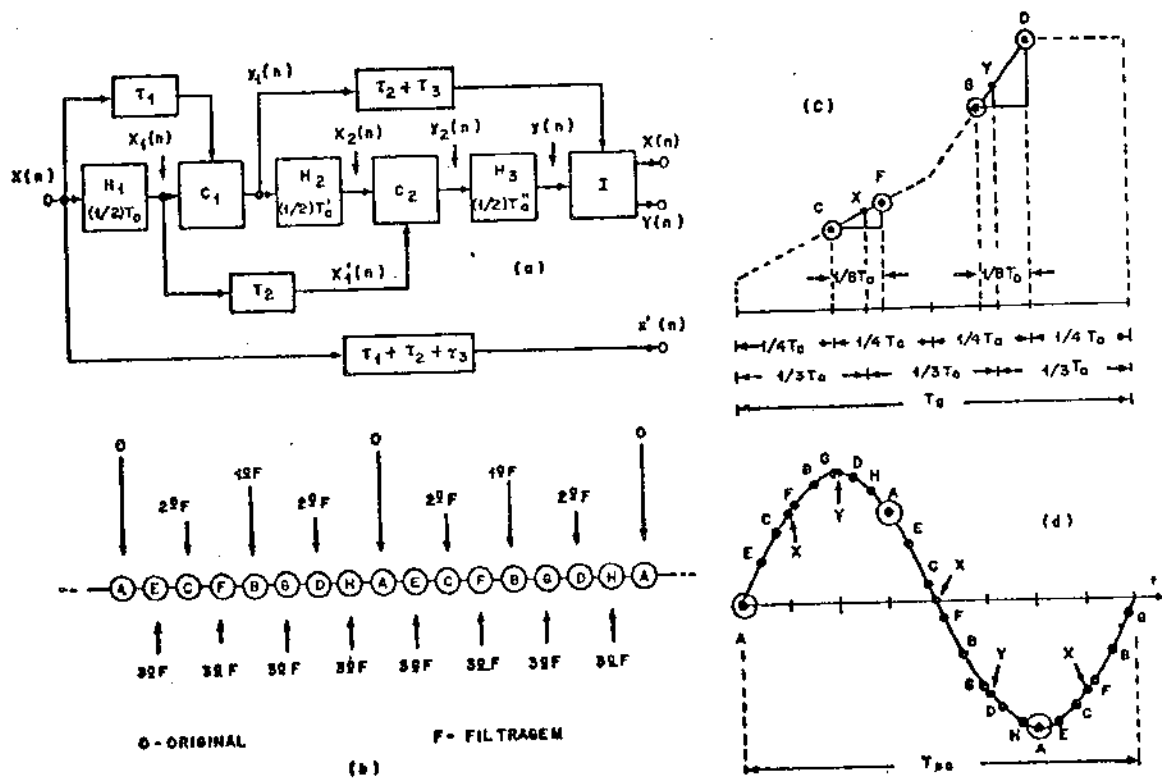


Fig. IV.22 - Atrasos para  $f_a = (8/3)f_{sc}$

- (a) Diagrama de Blocos;
- (b) Mosaico de Amostras;
- (c) Interpolação Linear;
- (d) Amostras da subportadora de cor.

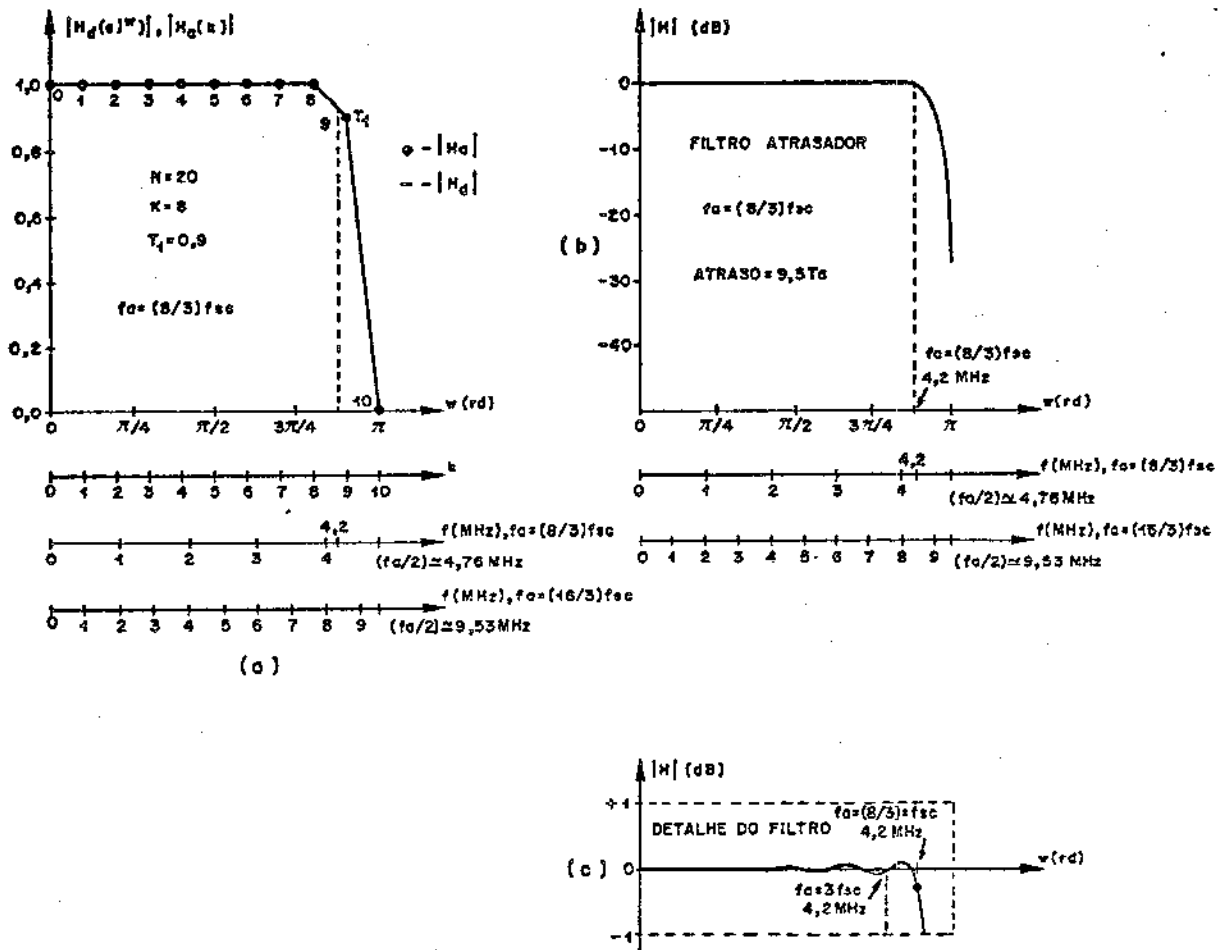


Fig. IV.23 - Características do Filtro Atrasador usado no decodificador PAL,  $f_a = (8/3)f_{sc}$

- (a) Característica para projeto;
- (b) Resposta em frequência do filtro digital;
- (c) Detalhe da resposta em frequência do filtro digital

A Fig. IV.24 mostra tais características para ambas as frequências de amostragem escolhidas. As Figs. IV.24(a), (b) e (c) se referem à frequência de amostragem de " $3f_{sc}$ ", enquanto que as Figs. IV.24(d),(f) e (g) à frequência de " $(8/3)f_{sc}$ ". Para o projeto do filtro vestigial de 3,58 MHz foram usadas as mesmas equações de (IV.14) a (IV.26). As respostas de fase são lineares com a frequência e deixaram de ser apresentadas, porém essa linearidade foi de fato confirmada nas simulações realizadas para a obtenção dos filtros.

Para se conseguir a característica vestigial em torno de " $f_{sc}$ " foram usadas quatro (4) amostras de transição, a saber " $V_1$ ", " $V_2$ ", " $V_3$ " e " $V_4$ ". O corte das frequências baixas exigiu duas (2) amostras de transição aqui denominadas " $T_1$ " e " $T_2$ ". Fora da faixa, a atenuação é superior a 45 dB como pode-se ver nas Figs. IV.24(c) e (f). A Tab. IV.6 mostra os valores das amostras de transição. Os valores de " $K_D$ " e " $K_S$ " se referem à enumeração das amostras que limitam a faixa de passagem.

$f_a$	$T_1$	$T_2$	$V_4$	$V_3$	$V_2$	$V_1$	$K_D$	$K_S$
$3f_{sc}$	0,2	0,6	0,69	0,405	0,1	0,0	6	12
$(8/3)f_{sc}$	0,2	0,65	0,87	0,611	0,319	0,07	7	13

Tab. IV.6 - Valores de Transição para o filtro vestigial

#### IV.4. COMENTÁRIOS

A ênfase neste capítulo foi dada à elaboração de modelos capazes de realizar processamentos digitais similares àqueles realizados com os sinais na forma analógica. Esses processamentos visam a obtenção do sinal de vídeo composto PAL-M a partir dos sinais primários digitalizados com o propósito de simular o desempenho do sistema MCPD quando se utilizam as imagens-padrão da SMPTE.

Por outro lado, para se visualizar o resultado do processamento no sistema MCPD torna-se necessário fazer a decomposição

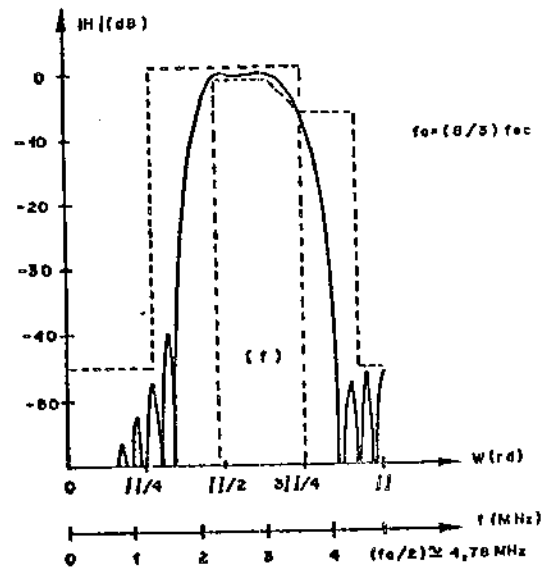
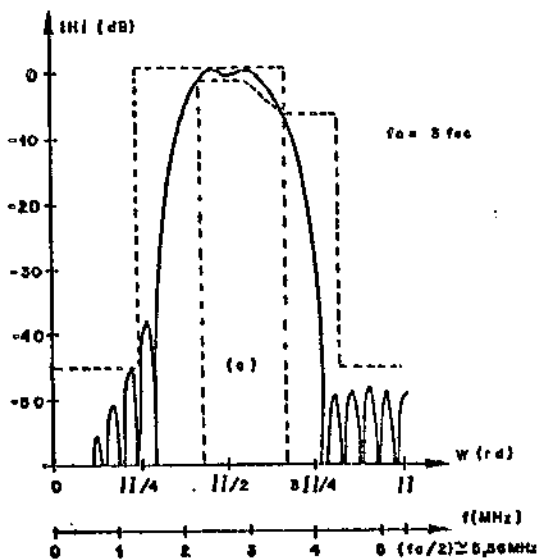
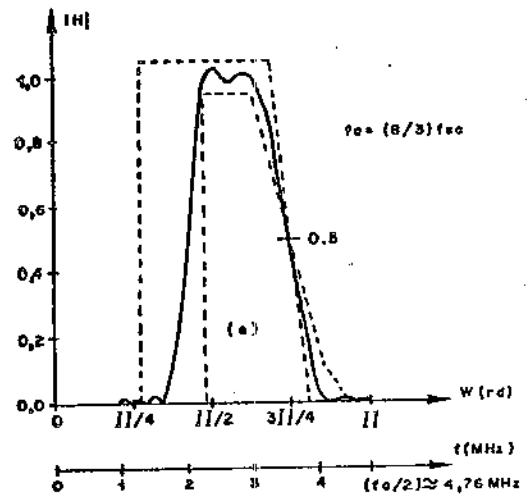
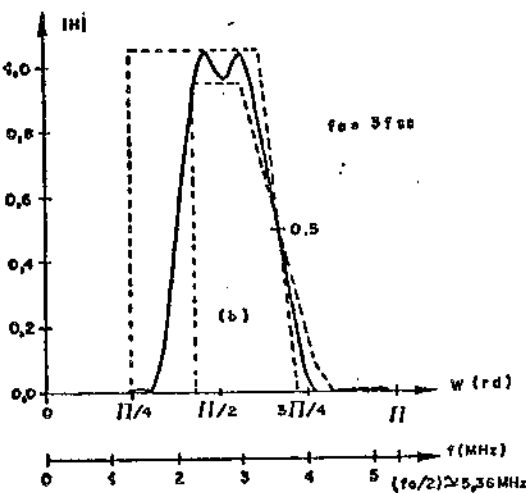
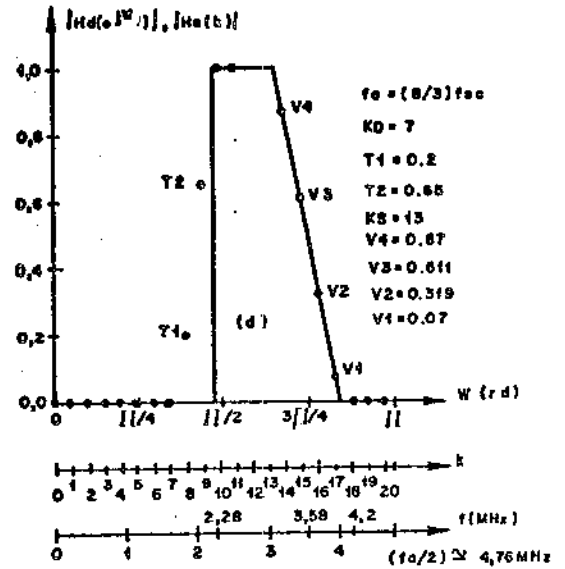
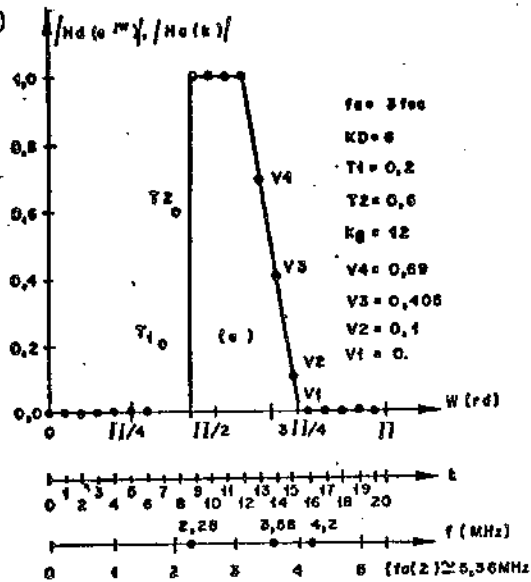


Fig. IV.24 - Características em frequência para o filtro vestigial de 3,58 MHz

(a) Projeto ; (b) Resposta de Amplitude;

(c) Amplitude em dB ; (d) Projeto;

(e) Resposta de Amplitude; (f) Amplitude em dB.

(a), (b), (c)  $f_a = 3f_{sc}$  ; (d), (e), (f)  $f_a = (8/3)f_{sc}$

do sinal composto nos sinais primários novamente.

A complexidade maior na execução dos modelos coube aos filtros digitais para os quais preferiu-se o uso de filtros tipo FIR a fim de assegurar uma resposta de fase linear e portanto um atraso de grupo constante.

No capítulo seguinte, realizam-se então as simulações com os preditores e quantizadores escolhidos neste trabalho.

CAPÍTULO V

SIMULAÇÕES PARA AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO  
SISTEMA MCPD



## V.1. INTRODUÇÃO

O comportamento do sistema MCPD para extração da redundância deve ser medida através de critérios objetivos e subjetivos. A avaliação objetiva de maior interesse neste estudo é a degradação da relação sinal/ruído quando se impõe a taxa limite de 34 M bit/s. Essa degradação está associada à perda de qualidade da imagem reproduzida, que constitui uma avaliação subjetiva do desempenho do sistema.

Assim, visando conhecer o desempenho do esquema proposto para redução da taxa de bits, pretende-se neste capítulo efetuar simulações com preditores e quantizadores usando como sinais de teste as imagens digitalizadas da SMPTE. Com essa finalidade, são elaborados diversos programas de computador trabalhando-se essencialmente com a linguagem FORTRAN ("Formula Translation"). As imagens digitais encontram-se gravadas em fitas magnéticas em versões que permitem o emprego de utilitários tanto do computador PDP-10 como do PDP-11 do "DEC" ("Digital Equipment Corporation").

Dada a complexidade do sistema, a avaliação do desempenho através de implementação física de todos os preditores e quantizadores que podem ser usados torna-se quase impraticável. A fim de contornar o problema uma solução viável é a simulação em computador que é usada neste trabalho partindo-se de duas fontes diferentes de sinal. Uma delas corresponde a sinais-padrão determinísticos do tipo gerado eletronicamente por equipamentos de teste. A outra corresponde a um sinal real em que as amostras de uma imagem parada são digitalizadas e armazenadas para uso posterior. A vantagem neste último caso reside no fato de que é possível usar imagens típicas estáticas de radiodifusão, cujo equacionamento matemático é praticamente impossível.

Mais uma vez, cabe ressaltar que os estudos realizados visam dar uma base inicial para a implementação de um sistema redutor de redundância que, uma vez concluído, permitirá então o teste dinâmico com cenas reais em movimento.

## V.2. CRITÉRIOS PROPOSTOS PARA A AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO

O desempenho do sistema pode ser julgado por critérios subjetivos e objetivos. Inicialmente apresentam-se os objetivos, já que eles podem ser traduzidos diretamente em valores numéricos, estando mais casados portanto com as simulações em computador. Os subjetivos também podem ser traduzidos em números mas, na fase intermediária, dependem necessariamente do julgamento pessoal de um observador.

A avaliação usando-se critérios objetivos é efetuada empregando-se sinais de teste padronizados pela CCIR para transmissão analógica como também as imagens de teste da SMPTE consideradas representativas das cenas normais de televisão.

Seja então " $EI_{i,j}$ " o  $i$ -ésimo elemento de imagem na  $j$ -ésima linha de um quadro de imagem. Seja também:

$x_{i,j}$  = o valor codificado de  $EI_{i,j}$  em 8 bits, onde  $0 \leq x_{i,j} \leq 255$

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

$x'_{i,j}$  = valor recuperado de  $EI_{i,j}$  na malha de realimentação, onde  $0 \leq x'_{i,j} \leq 255$

$M$  = número total de elementos de imagem considerados

$d_{i,j}$  = diferença entre  $x_{i,j}$  e  $\hat{x}_{i,j}$ , ou seja,  

$$d_{i,j} = x_{i,j} - \hat{x}_{i,j}$$

$N(d)$  = número de vezes em que ocorre a diferença de valor " $d$ ", onde  $-255 \leq d \leq 255$

$d^*_{i,j}$  = diferença  $d_{i,j}$  quantizada

$N(d^*)$  = número de vezes em que ocorre a diferença  $d^*_{i,j}$  de valor " $d^*$ ", onde  $-255 \leq d^* \leq 255$

Definem-se a seguir os parâmetros que avaliam objetivamente o desempenho do sistema MCPD [5.1],[5.2]. Tais parâmetros

correspondem a variáveis estatísticas, sendo que neste trabalho eles são definidos através de estimativas.

#### A. Entropia das Diferenças, " $H_d$ " e " $H_{d^*}$ "

Define-se a entropia " $H_\epsilon$ " por:

$$H_\epsilon = - \sum_{\epsilon=-255}^{255} [N(\epsilon)/M] \cdot \log_2 [N(\epsilon)/M] \quad \text{bit/amostra} \quad (\text{V.1})$$

onde  $\epsilon = d, d^*$ . O valor de " $H_d$ " indica o número mínimo de bits por amostra necessários para transmitirem-se as diferenças codificadas de uma imagem enquanto que o valor de " $H_{d^*}$ " indica o número de bits efetivamente transmitido.

#### B. Variância das Diferenças, " $\sigma_d^2$ " e " $\sigma_{d^*}^2$ "

Define-se a variância " $\sigma_\epsilon^2$ " por:

$$\sigma_\epsilon^2 = \frac{1}{M-1} \sum_{j=1}^{N_L} \sum_{i=1}^{N_j} (\epsilon_{i,j} - \mu_\epsilon)^2 \quad (\text{V.2})$$

onde  $\epsilon = d, d^*$ , " $N_L$ " é o número de linhas de varredura, " $N_j$ " é o número de amostras na  $j$ -ésima linha e " $\mu_\epsilon$ " é a média de " $\epsilon_{i,j}$ ". Logo,

$$M = \sum_{j=1}^{N_L} N_j \quad (\text{V.3})$$

A entropia " $H_\epsilon$ " é tanto menor quanto mais concentrada for a distribuição de amplitudes. Logo, a variância deve ser a menor possível. Além disso, a fim de se evitarem erros de cálculos durante a simulação, pois se trabalham com números muito grandes preferiu-se uma fórmula em que os cálculos possam ser executados parcialmente linha por linha.

Assim, tem-se uma forma mais apropriada para " $\sigma_\epsilon^2$ " dada por:

$$\sigma_\epsilon^2 = \frac{Na}{M-1} \sum_{j=1}^{N_L} \frac{\sum_{i=1}^{Na} \epsilon_{i,j}^2}{Na} - \left[ \frac{1}{\sqrt{M-1}} \sum_{j=1}^{N_L} \frac{\sum_{i=1}^{Na} \epsilon_{i,j}}{\sqrt{M}} \right]^2 \quad (\text{V.4})$$

onde  $\epsilon = d, d^*$ , " $N_a$ " é o número de amostras na linha suposto cons  
tante e " $N_L$ " o número de linhas de varredura. Logo,

$$M = N_L N_a \quad (V.5)$$

C. Coeficiente de correlação entre os valores das amostras de vídeo e das amostras previstas, " $R_\tau$ "

Supondo-se " $M$ " suficientemente grande, define-se " $R_\tau$ "  
por:

$$R_\tau = \frac{\sum_i \sum_j [x_{i,j} - \mu_x] [\hat{x}_{i,j} - \hat{\mu}_x]}{[\sum_i \sum_j (x_{i,j} - \mu_x)^2]^{1/2} \cdot [\sum_i \sum_j (\hat{x}_{i,j} - \hat{\mu}_x)^2]^{1/2}} \quad (V.6)$$

onde  $i = 1, 2, \dots, N_a$  e  $j = 1, 2, \dots, N_L$ . Além disso, " $\mu_x$ " é a média de " $x_{i,j}$ " enquanto que " $\hat{\mu}_x$ " é a média de " $\hat{x}_{i,j}$ ". Dessa equação, nota-se que o " $R_\tau$ " máximo é igual a "1" e ocorre para  $x_{i,j} = \hat{x}_{i,j}$ .

A eq. (V.6) pode ser reescrita numa forma mais apropriada para os cálculos, dada por:

$$R_\tau = \frac{\overline{x \cdot \hat{x}} - (\bar{x})(\bar{\hat{x}})}{[\overline{x^2} - (\bar{x})^2]^{1/2} [\overline{\hat{x}^2} - (\bar{\hat{x}})^2]^{1/2}} \quad (V.7)$$

onde:

$$\overline{y \cdot z} = \frac{1}{N_L} \sum_{j=1}^{N_L} \frac{\sum_{i=1}^{N_a} y_{i,j} \cdot z_{i,j}}{N_a} \quad (V.8)$$

e " $y$ " e " $z$ " podem ser "1", " $x$ " e " $\hat{x}$ " sendo "1" o elemento neutro da operação de "multiplicação".

D. Valor Diferença de Pico, " $\epsilon_p$ "

Define-se neste trabalho, o valor diferença de pico co  
mo sendo a menor diferença absoluta " $\epsilon_p$ " que satisfaz a seguinte condição:

$$\frac{1}{M} \sum_{\epsilon=-\epsilon_p}^{\epsilon_p} N(\epsilon) \geq \beta, \quad 0 \leq \beta \leq 1 \quad (\text{V.9})$$

onde  $\epsilon = d, d^*$  e  $\beta$  é um número real positivo e tal que  $0 \leq \beta \leq 1$ . Assim, tem-se que pelo menos  $\beta \times 100\%$  dos valores absolutos das diferenças são menores do que " $\epsilon_p$ ". Para um dado quantizador, quanto maior for o valor de " $\epsilon_p$ " maior será a tendência de aumentar o ruído de quantização.

#### E. Degradação na Relação Sinal/Ruído

Suponha que "X" seja o sinal analógico de entrada e que "x" e "x'" sejam os valores analógicos correspondentes após a conversão A/D e a recuperação na malha de realimentação (ou do decodificador), respectivamente.

Sejam então os erros " $\eta$ ", " $\epsilon$ " e " $\mu$ " dados por:

$$\begin{aligned} \eta &= X - x \\ \epsilon &= X - x' \\ \mu &= x - x' \end{aligned} \quad (\text{V.10})$$

Assim, define-se a degradação " $D_g$ " como sendo:

$$D_g = 10 \log_{10} \left[ \frac{\overline{X^2}}{\overline{\eta^2}} \right] - 10 \log_{10} \left[ \frac{\overline{X^2}}{\overline{\epsilon^2}} \right] \quad (\text{V.11})$$

As estimativas usadas para " $\overline{X^2}$ ", " $\overline{\eta^2}$ " e " $\overline{\epsilon^2}$ " são dadas por:

$$\overline{S^2} = \frac{1}{N_L} \sum_{j=1}^{N_L} \frac{\sum_{i=1}^{N_a} S_{i,j}^2}{N_a} \quad (\text{V.12})$$

onde  $S = x, \eta, \epsilon$  e " $X_{i,j}$ ", " $\eta_{i,j}$ " e " $\epsilon_{i,j}$ " são as amostras correspondentes a "X", " $\eta$ " e " $\epsilon$ ", respectivamente. Naturalmente, a eq. (V.11) só pode ser usada no caso em que o sinal analógico "X" é conhecido como, por exemplo, quando "X" é um sinal de teste determinístico.

No caso das imagens da SMPTE tomou-se como sinal de entrada "x" o sinal já digitalizado em 8 bits.

Por outro lado, a avaliação subjetiva da imagem pode ser feita usando-se as tabelas de qualidade, de degradação ou de comparação da imagem recomendadas pela CCIR, na Rec. 500-1, Tabelas I e II, Vol. XI [5.3]. Essas tabelas são aqui reproduzidas na Tab. V.1.

Escala de 5 graus		Escala de Comparação
Qualidade	Degradação	
5. Excelente	5. Imperceptível	+3. Muito melhor
4. Boa	4. Perceptível mas não perturbadora	+2. Melhor
3. Regular	3. Levemente perturbadora	+1. Ligeiramente melhor
2. Ruim	2. Perturbadora	0. A mesma
1. Péssima	1. Muito perturbadora	-1. Ligeiramente pior
		-2. Pior
		-3. Muito pior

Tab. V.1 - Escalas para medida subjetiva da qualidade de imagem

Neste trabalho, o mais apropriado é a escala de 5 graus para medida da degradação da qualidade de imagem.

### V.3. SINAIS DE TESTE PARA SIMULAÇÕES

Os sinais de teste usados nas simulações são do tipo gerado eletronicamente e também aqueles correspondentes às imagens padrão da SMPTE digitalizadas. Do primeiro tipo, escolheram-se 4 sinais apresentados na Fig. V.1.

Nessa figura a coordenada da abcissa corresponde ao tempo " $t_L$ " que está relacionado com o tempo real " $t$ " pela seguinte equação:

$$t = t_0 + (n-1)T_H + t_L \quad (\text{V.13})$$

onde " $t_0$ " é o tempo inicial na 1ª linha, isto é, quando  $n=1$  no 1º campo. As linhas do 1º campo foram enumeradas de 1 a 263, enquanto que as do 2º campo de 264 a 512. Assim,  $n=1,2,\dots,512$ . O intervalo " $T_H$ " é o período de uma linha horizontal. Dessa forma, o tempo " $t_L$ " dentro de cada linha inicia em "0" e termina em " $T_H$ ", ou seja;

$$0 \leq t_L < T_H \quad (\text{V.14})$$

Assim, os instantes marcados na Fig. V.1 sobre o eixo " $t_L$ " permanecem constantes embora o tempo real " $t$ " esteja variando nesses instantes, de linha para linha, já que a relação entre o período de uma linha " $T_H$ " e o da subportadora de cor " $T_{sc}$ " não é inteira, mas fracionária.

Na Fig. V.1.(a) tem-se o padrão de barras coloridas "SSTO2" com amplitude de 75%. Esse sinal foi escolhido porque é o mais usado nas estações para visualização das cores. O sinal de barras aqui chamado de " $s_2(t_L)$ " é dado por:

$$s_2(t_L) = \sum_{k=1}^8 d_k(t_L) [Y_k + U_k \text{sen } \theta_{sn}(t_L) + m(t_L + t_{Ln}) V_k \text{cos } \theta_{sn}(t_L)] \quad (\text{V.15})$$

onde:

$$t_k = 10 + 6,6(k-1)\mu\text{s} \quad (\text{V.16})$$

$$d_k(t_L) = \mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1}) \quad , \quad k = \text{inteiro} \quad (\text{V.17})$$

$$u(t) = \begin{cases} 1, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases} \quad \equiv \text{função degrau} \quad (\text{V.18})$$

$$\theta_{sn}(t_L) = \omega_{sc}(t_L + t_{Ln}) \quad (\text{V.19})$$

$$t_{Ln} = t_0 + (n-1)T_H \quad , \quad n = 1, 2, \dots, 512 \quad (\text{V.20})$$

Os valores de " $Y_k$ ", " $U_k$ ", " $V_k$ ", " $t_k$ " e " $t_{k+1}$ " são dados na Tab. V.2.(a).

Na Fig. V.1.(b) tem-se o padrão CCIR.I "SST09" composto de uma "barra T", um "pulso 2T", um "pulso 12,5T modulado" e uma "escada de 5 degraus modulada". Este sinal aqui chamado de " $s_9(t_L)$ " é dado por:

$$s_9(t_L) = \sum_{k=1}^8 d_k(t_L) [Y_k + U_k \text{ sen } \theta_{sn}(t_L)] + \\ + \sum_{k=9}^{14} d_k(t_L) [(k-9)140 + 140 \text{ sen } \theta_{sn}(t_L)] + \\ + d_{15}(t_L) \cdot 700 \quad (V.21)$$

onde:

$$t_k = 43 + 3(k-9) \mu s, \quad k = 9, 10, 11, 12, 13, 14 \quad (V.22)$$

Os valores de " $Y_k$ ", " $U_k$ ", " $V_k$ ", " $t_k$ " e " $t_{k+1}$ " são dados na Tab. V.2.(b).

Na Fig. V.1.(c) tem-se o padrão CCIR-II "SST10" composto de um "topo", uma sequência de "multisalva" de diferentes frequências e um "pedestal modulado". Esse sinal aqui chamado de " $s_{10}(t_L)$ " foi escolhido juntamente com o sinal anterior "SST09", por apresentar maiores dificuldades à redução da taxa de bits devido à complexidade dos mesmos, como foi visto em trabalho anterior [5.2]. O sinal " $s_{10}(t_L)$ " é dado por:

$$s_{10}(t_L) = d_0(t_L) \cdot 700 + \sum_{k=1}^{13} d_k(t_L) [350 + 175 \text{ sen } \theta_{Fk}(t_L)] + \\ + \sum_{k=14}^{16} d_k(t_L) [350 - 2^{(k-14)} \cdot 70 \text{ sen } \theta_{sn}(t_L)] + \\ + d_{17}(t_L) \cdot 350 \quad (V.23)$$

onde:

$$\theta_{Fk}(t_L) = 2\pi F_k(t_L - t_k) \quad (V.24)$$

Os valores de " $F_k$ ", " $t_k$ " e " $t_{k+1}$ " são dados na Tab.V.2.(c).



Na Fig. V.1.(d) tem-se a onda triangular modulada "SST11". Escolheu-se esse sinal porque ele representa os sinais com variação lenta e linear de luminância sendo essa variação, no entanto, mais rápida que a da rampa modulada "SST05". Esse sinal aqui chamado " $s_{11}(t_L)$ " é dado por:

$$s_{11}(t_L) = \sum_{k=1}^4 d_k(t_L) [Y_k - 70 \text{ sen } \theta_{sn}(t_L)] \quad (V.25)$$

Os valores de " $Y_k$ ", " $t_k$ " e " $t_{k+1}$ " são dados na Tab. V. 2.(d).

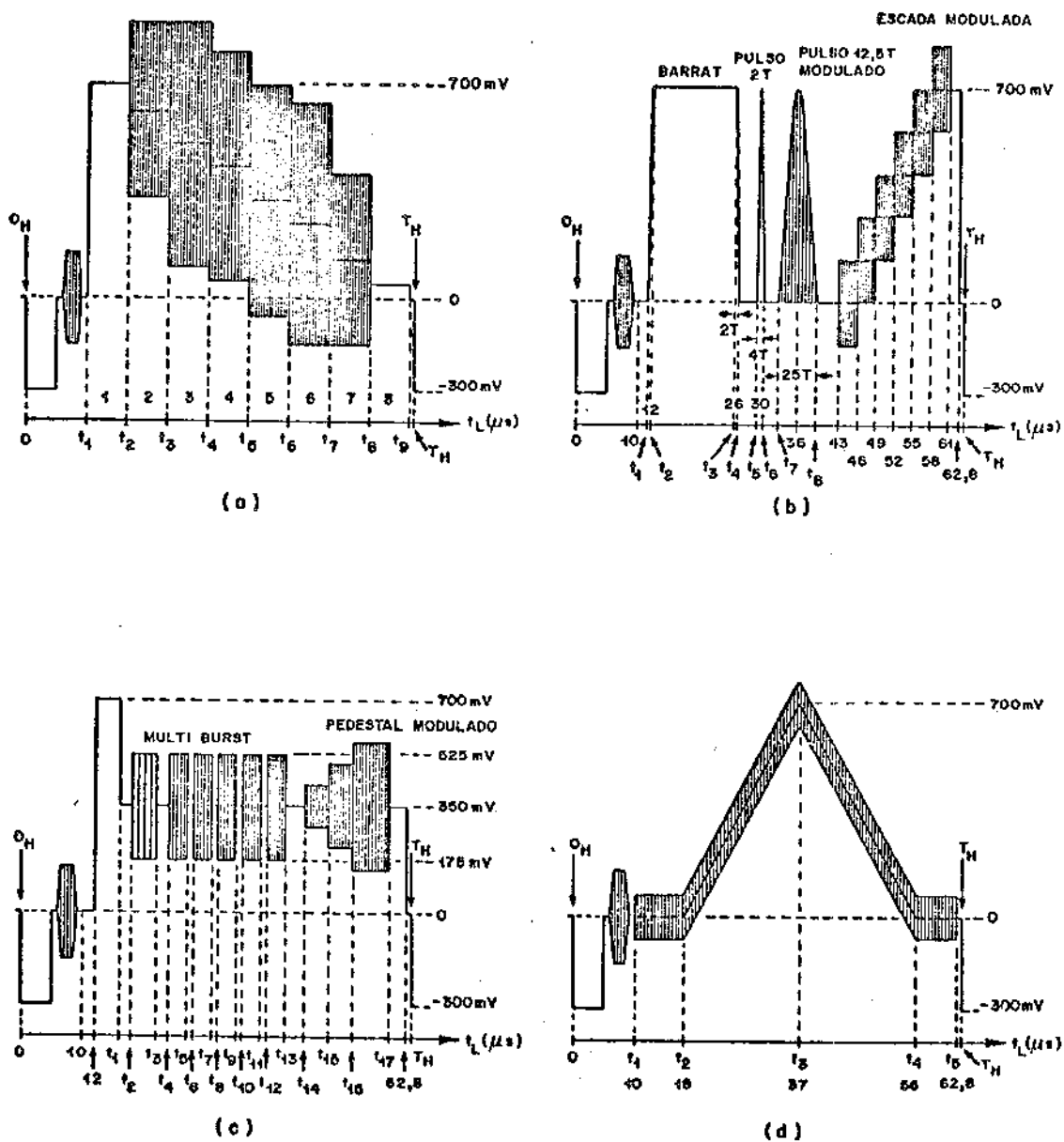


Fig. V.1 - Sinais de teste: (a) Barras Coloridas; (b) CCIR.I; (c) CCIR.II; (d) Triangular Modulada

Amplitude 75%				Tempos	
k	$Y_k$ (mV)	$U_k$ (mV)	$V_k$ (mV)	$t_k$ ( $\mu$ s)	$t_{k+1}$ ( $\mu$ s)
1	537,5	0,0	0,0	10,0	16,6
2	481,9	425,9	97,5	16,6	23,2
3	391,8	143,7	599,4	23,2	29,8
4	336,2	282,2	501,9	29,8	36,4
5	251,3	282,2	501,9	36,4	43,0
6	195,7	143,7	599,4	43,0	49,6
7	105,6	425,9	97,5	49,6	56,2
8	50,0	0,0	0,0	56,2	62,8

Tab. V.2 - Valores dos parâmetros usados nos sinais de teste  
(a) Barras coloridas

k	$Y_k$ (mV)	$U_k$ (mV)	$t_k$ ( $\mu$ s)	$t_{k+1}$ ( $\mu$ s)
1	$700 \left[ 1 - \frac{12 + 0,5T + t_L}{T} + \frac{1}{2\pi} \text{sen} \frac{\pi}{T} (12 + 0,5T - t_L) \right]$	0	11,750	12,250
2	700	0	12,250	25,750
3	$700 \left[ 1 + \frac{26 - 0,5T - t_L}{T} - \frac{1}{2\pi} \text{sen} \frac{\pi}{T} (26 - 0,5T - t_L) \right]$	0	25,750	26,250
4	0	0	26,250	29,500
5	$700 \cos^2 \left[ \frac{\pi(t_L - 30)}{4T} \right]$	0	29,500	30,500
6	0	0	30,500	32,875
7	$350 \cos^2 \left[ \frac{\pi(t_L - 36)}{25T} \right]$	$U_7 = -Y_7$	32,875	39,125
8	0	0	39,125	43,000
15	700	0	61,000	62,800

Tab. V.2 - Valores dos parâmetros usados nos sinais de teste  
(b) CCIR-I

k	$F_k$ (MHz)	$t_k$ ( $\mu$ s)	$t_{k+1}$ ( $\mu$ s)
0	-	12	16
1	0	16	18
2	0,5	18	22
3	0	22	24
4	1	24	27
5	0	27	28
6	2	28	31
7	0	31	32
8	3	32	35
9	0	35	36
10	3,575	36	39,076
11	0	39,076	40
12	4,2	40	43,095
13	0	43,095	46
14	-	46	50
15	-	50	54
16	-	54	60
17	-	60	62,8

Tab. V.2 - Valores dos parâmetros usados nos sinais de teste  
(c) CCIR.II

k	$Y_k$ (mV)	$t_k$ ( $\mu$ s)	$t_{k+1}$ ( $\mu$ s)
1	0	10	18
2	$\frac{1}{19} (700 t_L - 12600)$	18	37
3	$\frac{1}{19} (39200 - 700 t_L)$	37	56
4	0	56	62,8

Tab. V.2 - Valores dos parâmetros usados nos sinais de teste  
(d) Triangular Modulada

Por outro lado, as cópias fotográficas das imagens digitalizadas da SMPTE são apresentadas em P & B na Fig. V.2. Como já se sabe, na conversão A/D foram usados 8 bits uniformes. Inicialmente, convém ressaltar que durante o processo de digitalização há uma perda perceptível de resolução na imagem reproduzida em relação à original porque tanto o número de linhas de varredura quanto a largura de faixa são finitas. Além disso, as cores originais não podem ser fielmente reproduzidas no monitor de TV pelas razões já expostas no capítulo anterior, na seção em que se descreve o sistema de aquisição de imagens. Também as fotos tiradas do monitor não reproduzem, nem as cores originais nem as cores aparentes do monitor, havendo uma tendência das mesmas ficarem azuladas, provavelmente por causa das condições ambientais de iluminação em que foram batidas, bem como do filme usado e da regulação da máquina fotográfica.

#### V.4. SIMULAÇÕES

Como já foi dito, as simulações foram feitas com sinais de teste do tipo gerado eletronicamente e com as imagens digitalizadas da SMPTE. Os primeiros, por sua natureza determinística, permitem acompanhar o comportamento dos preditores e quantizadores em regiões de sinal com características específicas já que a forma do sinal é, a priori, perfeitamente conhecida. Os segundos, apresentam um caráter mais estatístico permitindo uma avaliação mais próxima da realidade pela própria natureza das imagens usadas.

Como ponto de partida das simulações, devem-se adotar algumas convenções.

A Fig. V.3 mostra então a enumeração escolhida para as linhas de varredura, bem como o sinal de chaveamento PAL.

A Fig. V.3.(a) mostra a convenção adotada no caso de sinais de teste determinísticos, supondo-se 525 linhas ativas. As enumerações nos campos "1" e "2" são dadas por " $N_1$ " e " $N_2$ ", respectivamente, enquanto que " $m(t)$ " indica o sinal do chaveamento PAL. A Fig. V.3.(b) mostra a enumeração seguida no caso das imagens da

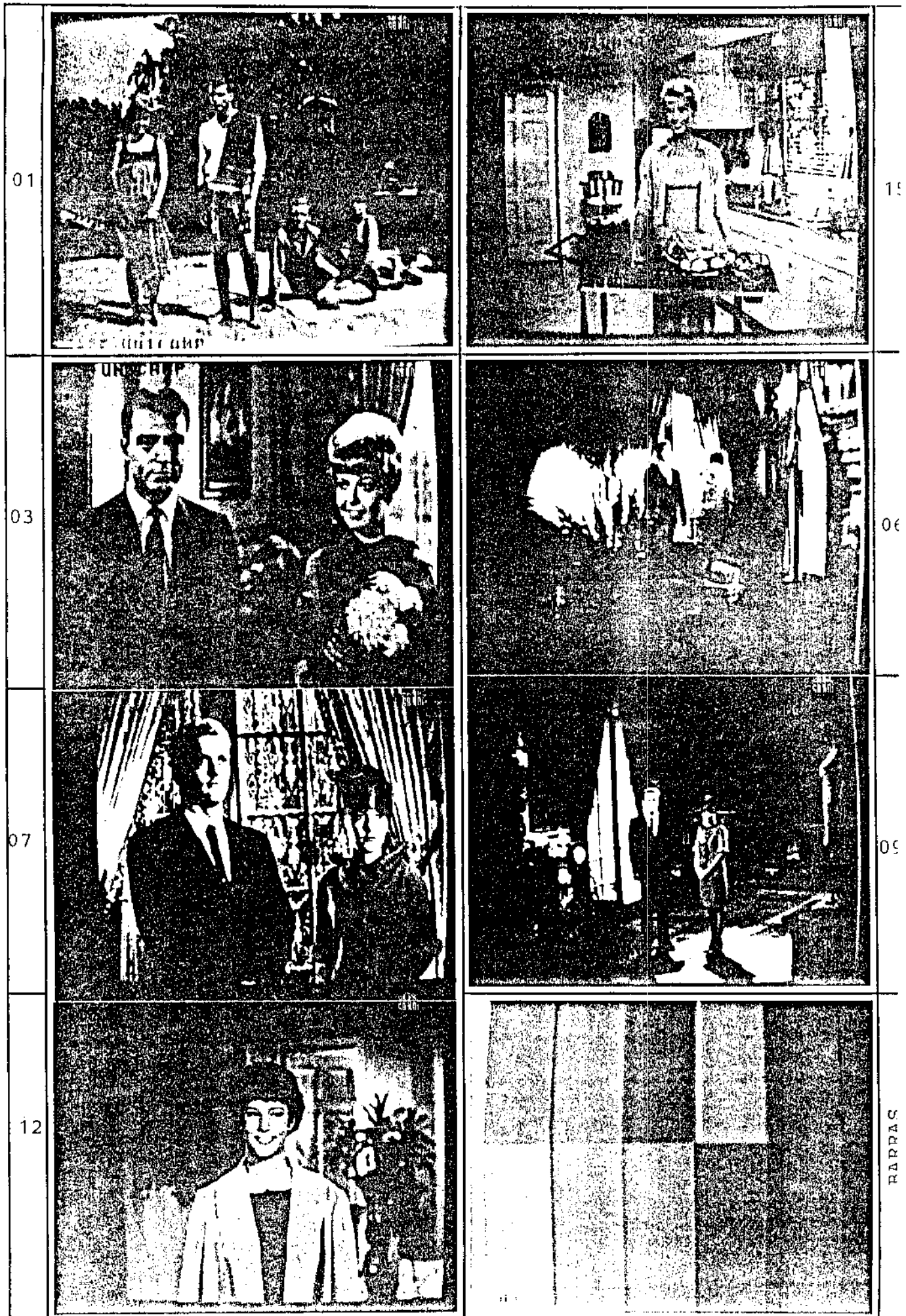


Fig. V.2 - Imagens da SMPTE digitalizadas em 8 bits uniformes no sistema de aquisição de imagens do INPE (Instituto de Pesquisa



Fig. V.2 - Imagens da SMPTE digitalizadas em 8 bits uniformes no sistema de TV de 625 linhas do INPE (Instituto de Pesquisas

SMPTE. A enumeração "N<sub>1</sub>" é aquela usada apenas na leitura e escrita dos valores das amostras na linha. Neste caso, convém ainda lembrar que, na verdade, existem apenas 512 linhas.

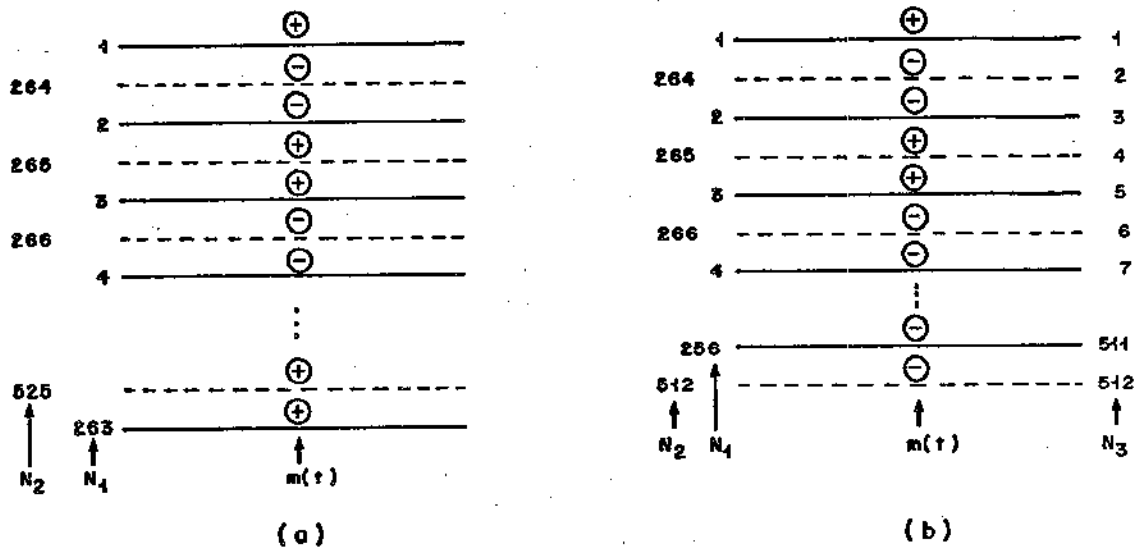


Fig. V.3 - Enumeração das linhas de varredura  
(a) Comum ; (b) SMPTE

Por outro lado, os coeficientes dos preditores "A<sub>k</sub>", "B<sub>k</sub>" e "C<sub>k</sub>" nas linhas atual, 1ª prévia e 2ª prévia, respectivamente, estão relacionadas com as variáveis indexadas "AP(i)", "BP(i)" e "CP(i)", conforme ilustrado na Fig. V.4. A Fig. V.4.(a) se refere a  $f_a = 3f_{sc}$  enquanto que a Fig. V.4.(b) a  $f_a = (8/3)f_{sc}$ .

Nessa figura, tem-se:

$$\left. \begin{aligned} AP(i) &= A_i \\ BP(i) &= B_{i-4} \\ CP(i) &= C_{i-4} \end{aligned} \right\} f_a = 3f_{sc} \qquad \left. \begin{aligned} AP(i) &= A_i \\ BP(i) &= B_{i-5} \\ CP(i) &= C_{i-5} \end{aligned} \right\} f_a = (8/3)f_{sc}$$

(V.26)

onde "i" é número natural, isto é,  $i = 1, 2, 3, \dots$

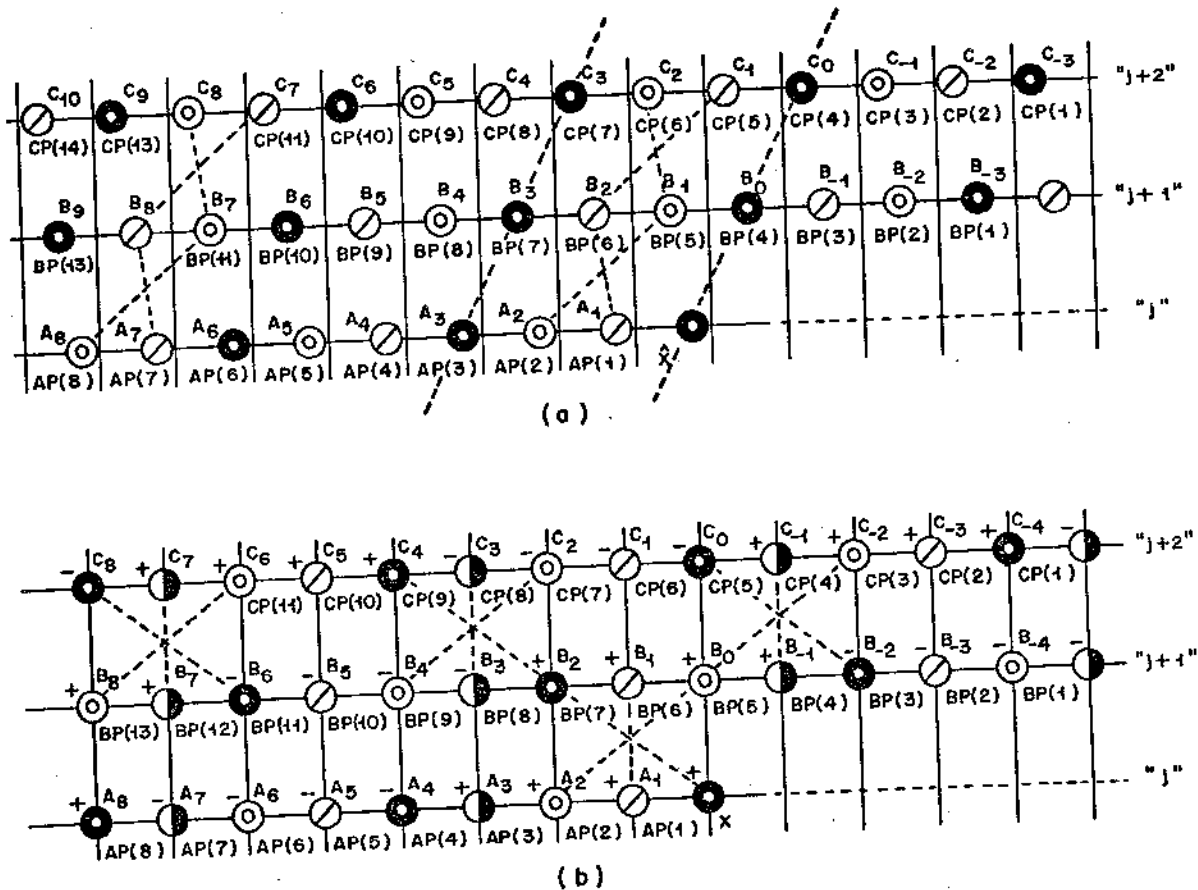


Fig. V.4 - Enumeração dos coeficientes dos preditores  
 (a)  $f_a = 3f_{sc}$  ; (b)  $f_a = (8/3)f_{sc}$

Além disso, nas simulações, os coeficientes dos preditores nas linhas atual, 1ª e 2ª prévias foram denominados "APZ(i)", "BPZ(i)" e "CPZ(i)", respectivamente, onde  $Z = 0, 1$  e  $2$  para  $f_a = 3f_{sc}$  e  $Z = 0, 1, 2$ , e  $3$  para  $f_a = (8/3)f_{sc}$ . As linhas atual, 1ª e 2ª prévias também correspondem a "j", "j+1" e "j+2", respectivamente.



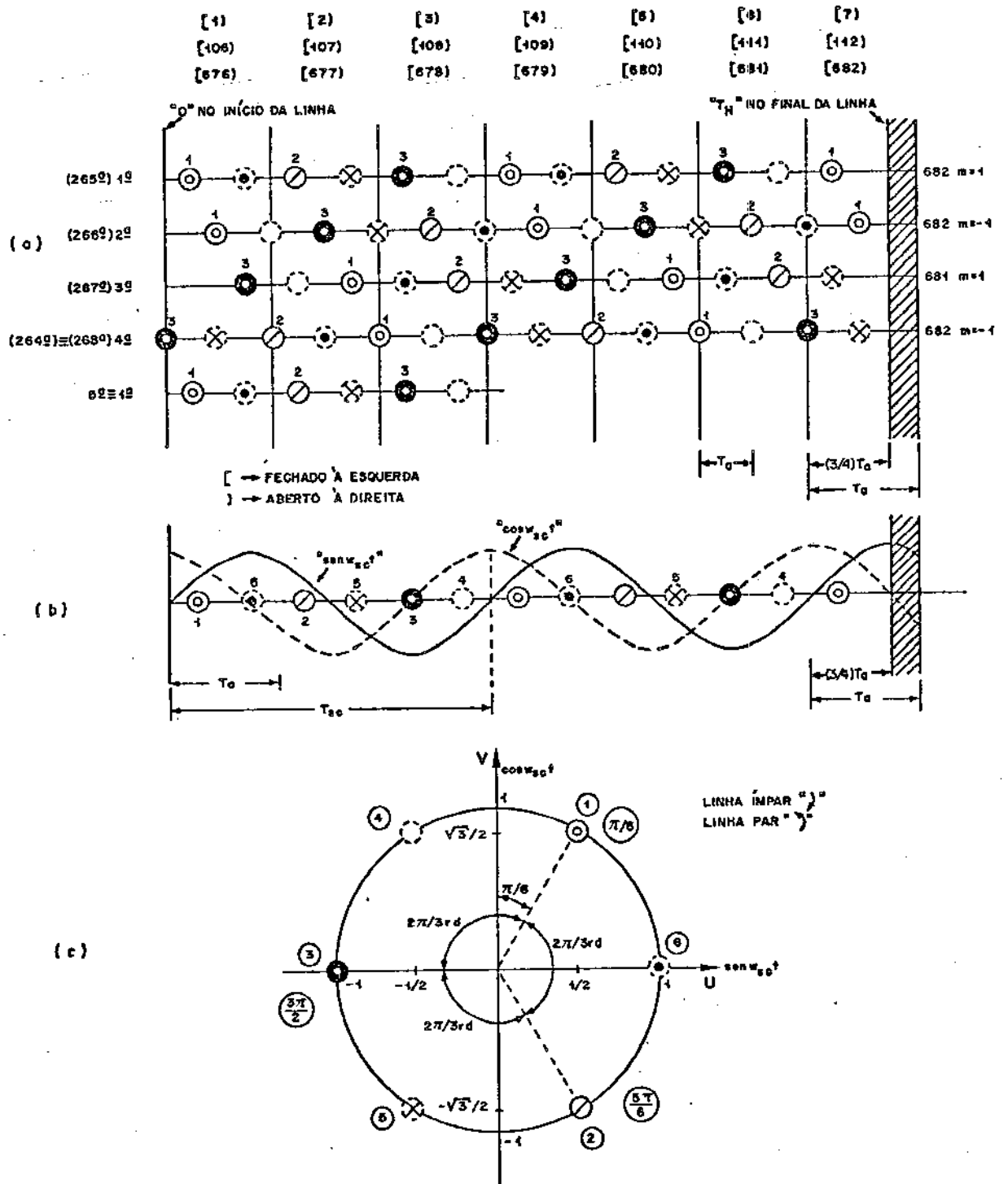


Fig. V.5 - Distribuição das amostras para  $f_a = 3f_{sc}$   
 (a) Campo ; (b) Subportadoras ; (c) Diagrama Fasorial

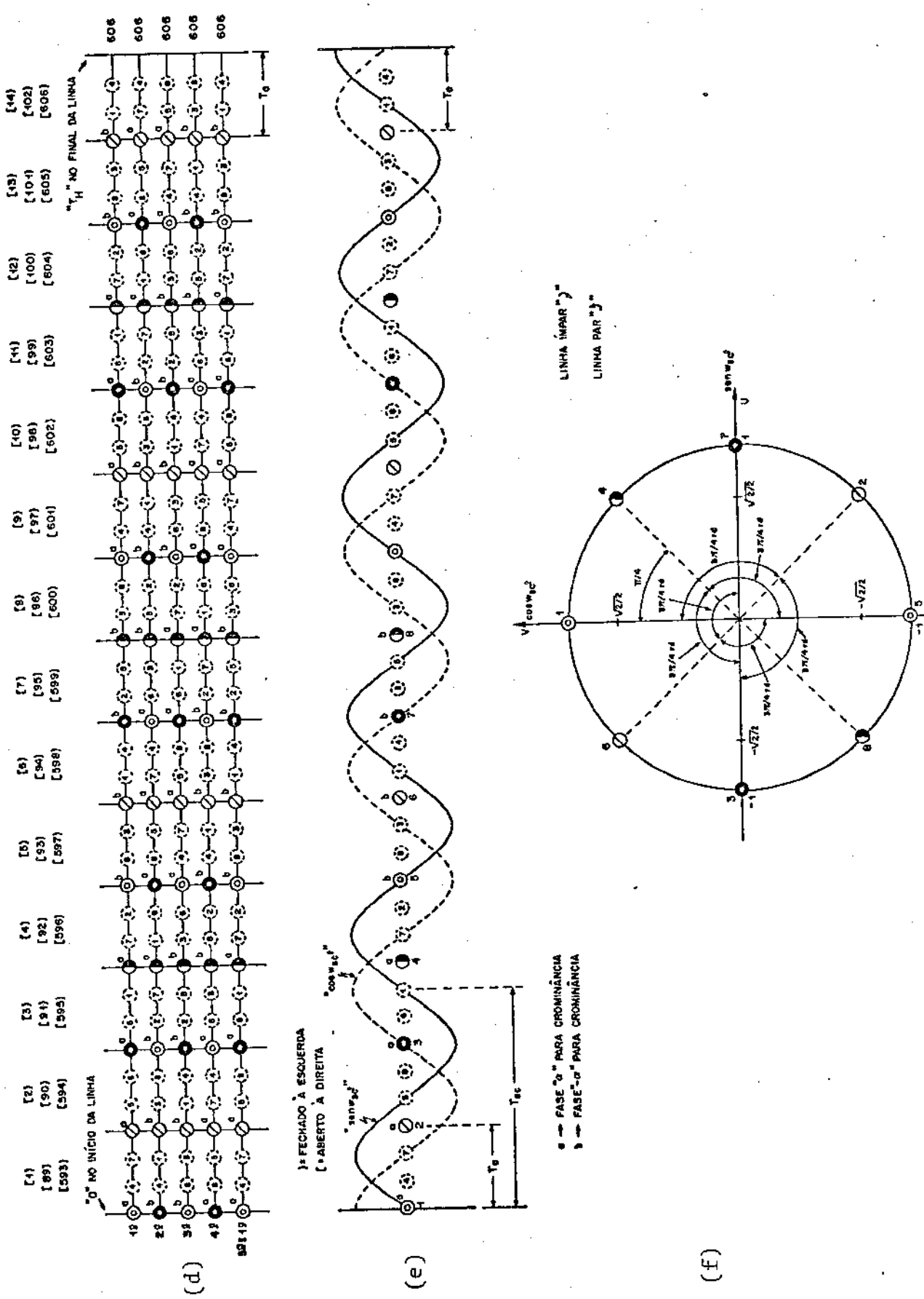


Fig.V.5. - Distribuição das amostras para  $f_a = (8/3)f_{sc}$ .  
 (d) Campo; (e) Subportadoras; (f) Diagrama Fasorial

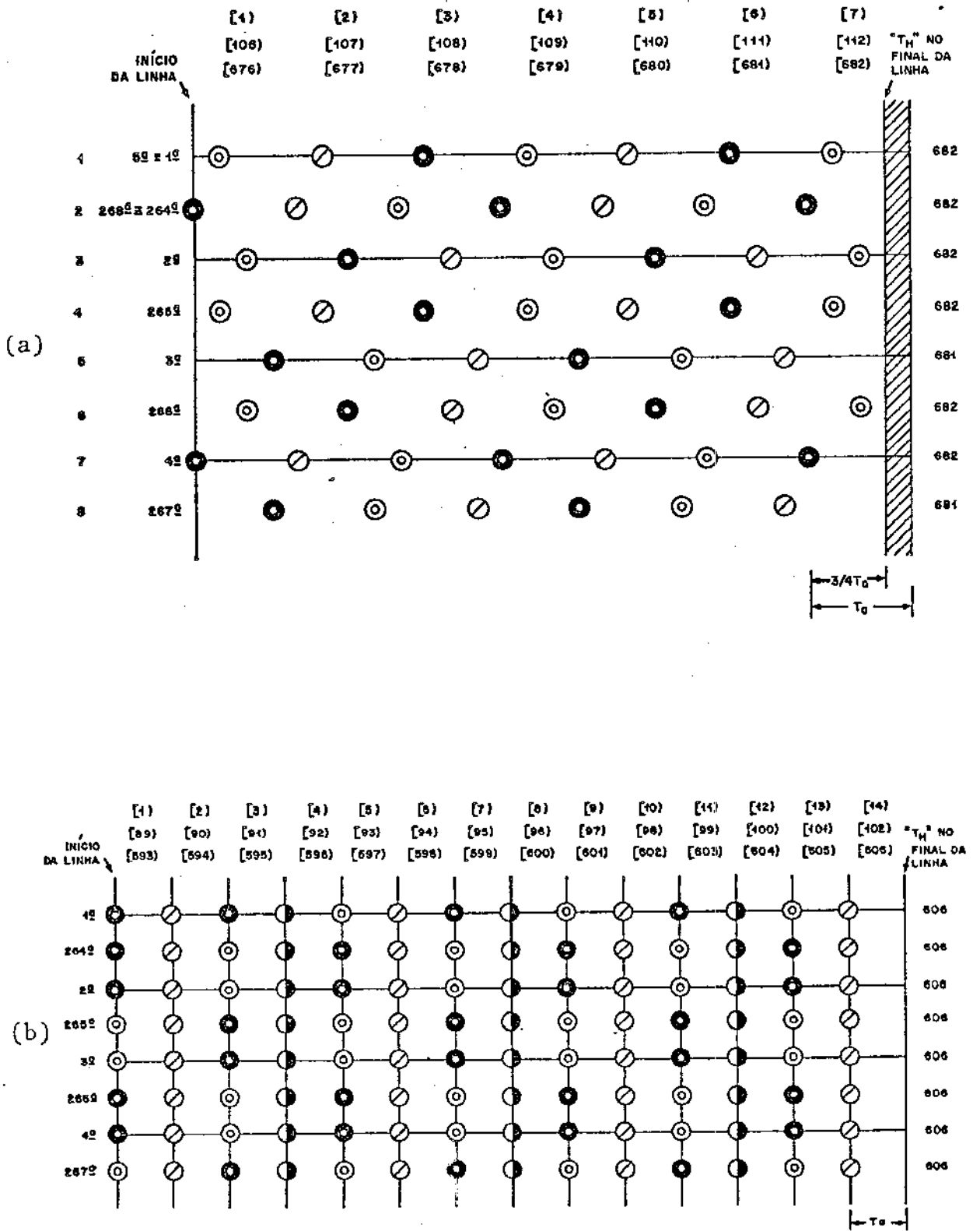


Fig.V.6 - Quadros das amostras

(a)  $f_a = 3f_{sc}$  ; (b)  $f_a = (8/3)f_{sc}$

Uma outra convenção de interesse se refere à enumeração das amostras dentro das linhas de varredura.

As Figs.V.5(a) a (c) mostram as enumerações seguidas para  $f_a = 3f_{sc}$ . Nessas figuras representa-se a amostra no cruzamento de zero, na subida do " $\cos \omega_{sc} t$ " por uma bolinha do tipo "●". Representam-se também as amostras defasadas de " $(1/2)T_a$ " e que são usadas na de modulação PAL. Deve-se notar ainda que as Imagens da SMPTE possuem efetivamente 512 amostras na linha, porém o mosaico da Fig. V. 5 corresponde àquele de uma linha com duração de " $T_H$ ". A Fig. V. 5.(a) mostra a distribuição das amostras em linhas consecutivas do mesmo campo. A Fig. V.5.(b) ilustra a evolução das subportadoras de cor. A Fig. V.5.(c) mostra um diagrama fasorial que facilita a visualização das fases das amostras ao longo da linha de varredura. Analogamente, as Figs.V.5(d) a V.5(f) mostram as enumerações adotadas no caso em que  $f_a = (8/3)f_{sc}$ .

As Figs.V.6(a) e (b) mostram a distribuição das amostras em um quadro formado com linhas intercaladas de dois campos sucessivos, para as frequências de  $3f_{sc}$  e  $(8/3)f_{sc}$  respectivamente.

#### V.4.1. Sinais de Teste Determinísticos

A Fig. V.7 mostra um diagrama de blocos do programa principal "TAF.F4" apresentando apenas os passos principais a serem seguidos durante a simulação.

Nessa figura, têm-se:

E : entrada de dados

I : definição das relações, condições e valores iniciais

L : obtenção dos níveis de decisão do quantizador diferencial escolhido

X : geração e conversão A/D das amostras do sinal de teste escolhido

D : obtenção do sinal diferença na entrada do quantizador

Q : quantização diferencial

X' : determinação do valor de entrada do preditor

- P : previsão da próxima amostra  
 C : acumulação de dados para cálculo dos parâmetros de avaliação  
 H : cálculos dos parâmetros de avaliação do preditor  
 S' : saída dos parâmetros

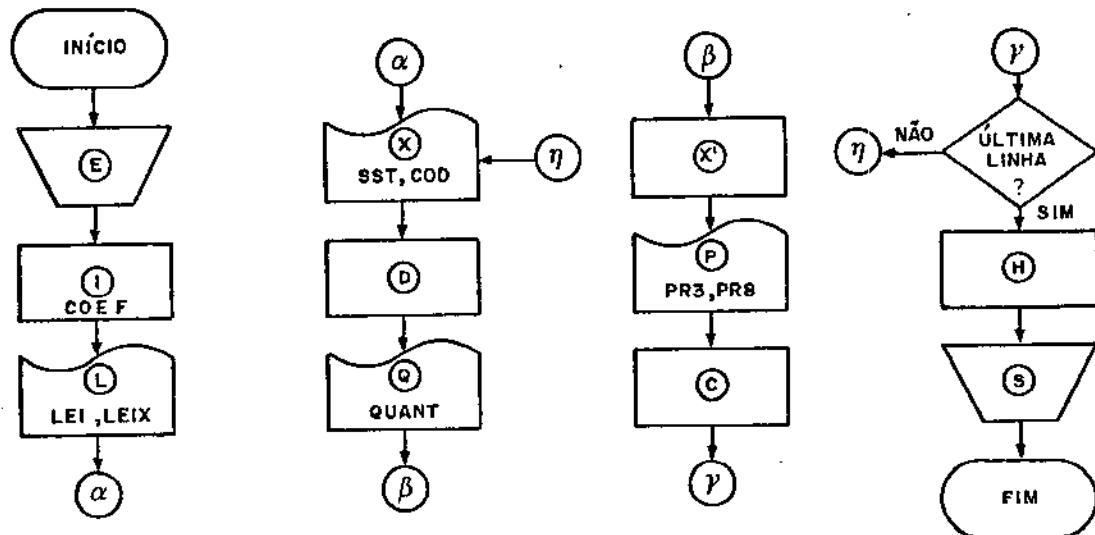


Fig. V.7 - Diagrama de blocos para sinais determinísticos  
 [TAF.F4]

Também têm-se:

COEF: subrotina para escolha dos coeficientes do preditor. Internamente chamam-se outras subrotinas que indicam o tipo de preditor escolhido de acordo com a frequência de amostragem.

LEI: subrotina da lei de quantização. Internamente chamam-se outra subrotina "LEIX" onde "X" indica o tipo de quantizador escolhido.

SST: subrotina do sinal de teste. Internamente chamam-se outra subrotina "SSTNX", onde "NX" indica o sinal de teste escolhido.

COD: subrotina do conversor A/D.

QUANT: subrotina do quantizador diferencial

PR3: subrotina do preditor para frequência de amostragem igual a " $3f_{sc}$ ".

PR8: subrotina do preditor para frequência de amostragem igual a " $(8/3)f_{sc}$ ".

KEP: subrotina do limitador

FIRDT e F4P2T: subrotina para filtragem quando desejado, do sinal decodificado localmente.

Cabe ainda fazer as seguintes observações:

(1ª). Na codificação A/D simula-se o conversor ADC-820T da Tektronix. Para tanto, deve-se inicialmente deslocar o nível do sinal de vídeo padronizado de um valor igual a  $-307$  mV, uma vez que o conversor citado opera no intervalo de  $-607$  mV a  $+607$  mV. O intervalo dinâmico total é portanto de  $1214$  mV sendo suficiente para os sinais de teste que variam entre  $-300$  mV a  $+910$  mV, bem como para os sinais reais de radiodifusão, em geral entre  $-300$  mV a  $+700$  mV. A Fig. V.8.(a) mostra o modelo usado para o conversor A/D e a Fig. V.8.(b) a curva de quantização desse conversor. Nessa figura, o bloco "A" é o amostrador e o bloco "A/D" o conversor de 8 bits paralelos.

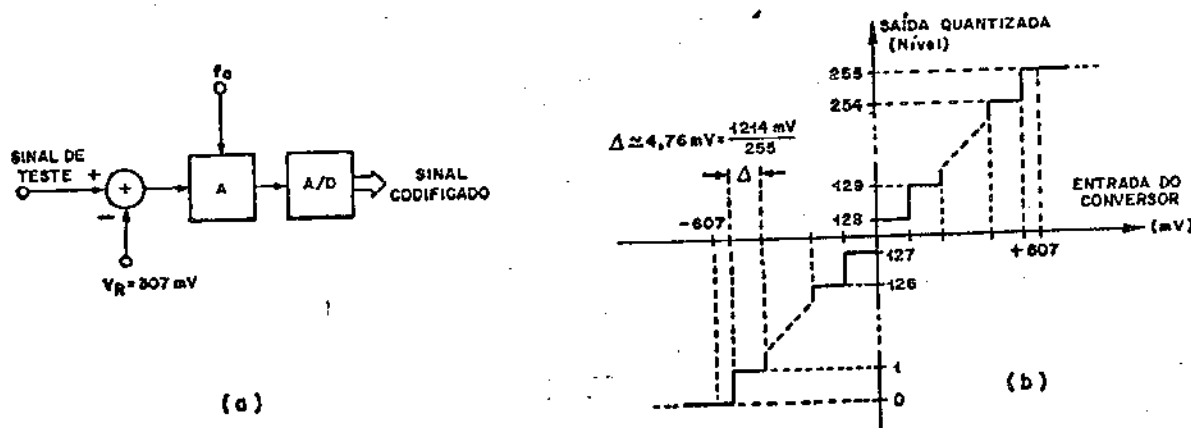


Fig. V.8 - Modelo do Conversor A/D

(a) Esquema ; (b) Curva de quantização do conversor A/D

(2ª). Os parâmetros calculados nas simulações são:

- (a). Entropia das diferenças
- (b). Variância das diferenças
- (c). Valor diferença de pico
- (d). Correlação entre os valores atuais e os previstos

Além disso, são calculados também outros elementos de análise, tais como:

- (e). Taxa mínima de bits
- (f). Frequência de ocorrência da diferença zero, em porcentagem
- (g). Desvio padrão das diferenças
- (h). Valor da amostra codificada, da amostra prevista, da diferença das amostras, da diferença quantizada e da amostra para previsão
- (i). Número de vezes das diferenças codificadas

(3ª). Para realizar os cálculos dos parâmetros de avaliação, fizeram-se as seguintes opções:

- (a). Consideraram-se apenas os resultados obtidos a partir da 3ª linha no início do campo, uma vez que para as duas primeiras linhas não se tem amostras passadas correspondentes à segunda linha prévia
- (b). Consideraram-se, no máximo, 263 linhas de varredura para a simulação. Isso representa um total aproximado de 179.000 e 159.000 amostras para as frequências de " $3f_{sc}$ " e " $(8/3)f_{sc}$ ", respectivamente. Sabendo-se que existem 511 diferenças possíveis, pode-se concluir que o número médio de amostras por diferença, supondo-se todas as diferenças igualmente prováveis, é de 350 e 311 para as frequências de " $3f_{sc}$ " e " $(8/3)f_{sc}$ ", respectivamente. Neste trabalho, supõe-se que tais números sejam suficientes para os cálculos dos parâ

métros. Naturalmente, o mosaico de amostras do sinal digitalizado pelo conversor A/D tem um ciclo de repetição de 4 em 4 linhas para ambas as frequências de amostragem. Isso acontece porque o sinal de teste é determinístico e igual em todas as linhas e o ciclo de repetição do chaveamento PAL é de 4 em 4 linhas e também por causa das relações de tempo que resultam para essas frequências em particular. No entanto, o mosaico de amostras do sinal digital usado para predição não se repete necessariamente de 4 em 4 linhas por causa do erro que pode ocorrer no quantizador diferencial. Dessa forma, não se variou o instante inicial de amostragem a fim de não tornar muito longo o tempo de processamento no computador, mesmo porque os parâmetros determinados para um instante inicial particular não diferem muito daquele obtido de médias para vários instantes iniciais, como mostraram alguns testes particulares com preditores específicos e quantizador uniforme um para um.

- (4ª). Na interpretação dos resultados enfatizam-se aqueles correspondentes à degradação na relação sinal/ruído. Porém, os demais parâmetros são importantes elementos auxiliares na avaliação do desempenho e das deficiências do sistema.

#### V.4.2. Imagens da SMPTE

Neste caso, a simulação foi dividida em 3 etapas. Na primeira é feita uma composição dos sinais primários de forma a se obter o sinal composto PAL-M. Na segunda, realiza-se a simulação propriamente dita para avaliação dos preditores e quantizadores. Finalmente, na 3ª e última fase é feita a decomposição do sinal composto nas componentes primárias a fim de se visualizar



a imagem resultante.

#### V.4.2.1. Composição do Sinal PAL-M a Partir das Primárias RGB

A Fig. V.9 mostra o diagrama de blocos do programa principal "RGBM.F4" para realizar a composição do sinal PAL-M partindo-se dos sinais primários digitalizados em 8 bits.

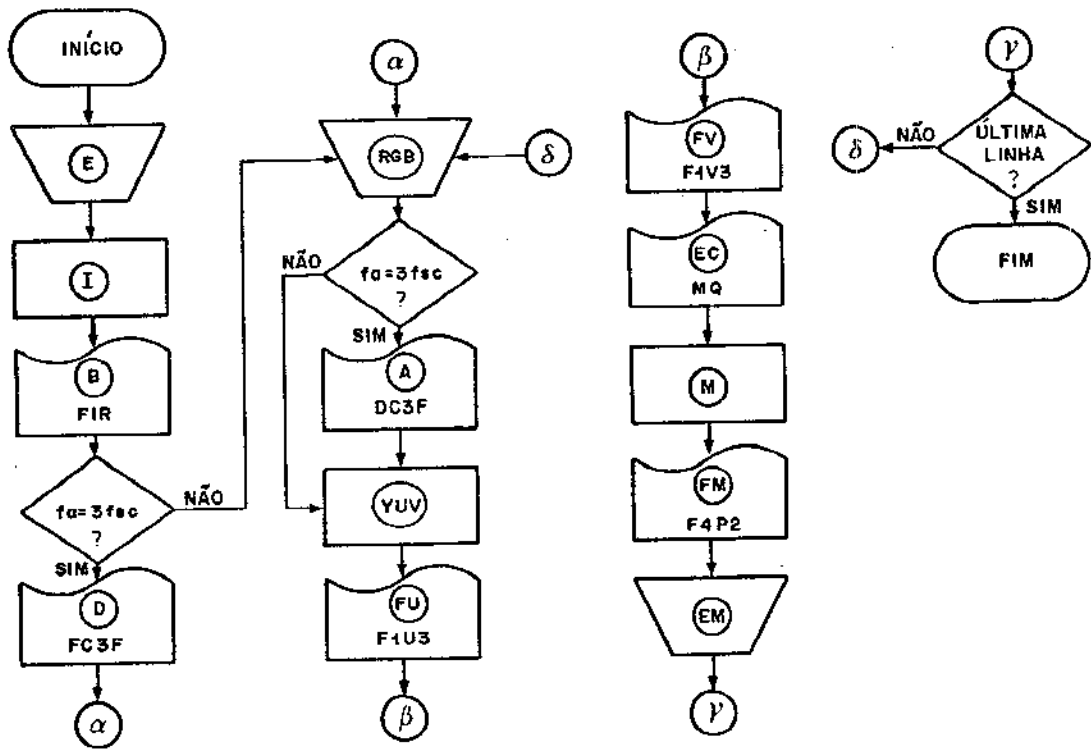


Fig. V.9 - Diagrama de blocos para composição [RGBM.F4]

Nessa figura, têm-se:

E : Entrada de dados

I : Definição das relações, condições e valores iniciais

B : Geração da resposta ao impulso dos filtros passa-baixas de 1,3 MHz e 4,2 MHz

- D : Geração da resposta ao impulso dos filtros atrasadores para deslocamento das amostras quando a frequência de amostragem " $f_a$ " é igual a " $3f_{sc}$ "
- RGB : Leitura de uma linha de cada uma das primárias de cor " $E'_R$ ", " $E'_G$ " e " $E'_B$ "
- A : Deslocamento das amostras para  $f_a = 3f_{sc}$  obtendo -se atrasos de " $(1/4)T_a$ ", " $(1/2)T_a$ " e " $(3/4)T_a$ " dependendo da linha de varredura
- YUV : Obtenção dos sinais de luminância " $E'_Y$ " e diferenças de cor " $E'_U$ " e " $E'_V$ "
- FU : Filtragem passa-baixas da componente " $E'_U$ " em 1,3 MHz
- FV : Filtragem passa-baixas da componente " $E'_V$ " em 1,3 MHz
- EC : Obtenção do sinal de cromaância " $E'_C$ " através da Modulação PAL em quadratura
- M : Obtenção do sinal composto antes da filtragem passa-baixas
- FM : Filtragem passa-baixas do sinal composto " $E'_M$ " em 4,2 MHz
- EM : Escrita de uma linha do sinal composto " $E'_M$ "

Também têm-se:

- FIR : Subrotina para geração da resposta ao impulso dos filtros passa-baixas tipo FIR de 1,3 MHz e de 4,2 MHz. A resposta varia com o filtro e com a frequência de amostragem
- FC3F : Subrotina para geração da resposta ao impulso usada para realização dos filtros atrasadores tipo FIR para deslocamento das amostras quando  $f_a = 3f_{sc}$
- DC3F : Subrotina para efetuar as defasagens necessárias no caso em que  $f_a = 3f_{sc}$
- F1U3 : Subrotina para realizar o filtro de 1,3 MHz para o sinal " $E'_U$ "

F1V3 : Subrotina para realizar o filtro de 1,3 MHz para o sinal " $E'_V$ "

MQ : Subrotina para obtenção do sinal de crominância " $E'_C$ "

F4P2 : Subrotina para realizar o filtro de 4,2 MHz para o sinal " $E'_M$ "

LDA : Subrotina para conversão de níveis

Naturalmente, o efeito da filtragem é o espalhamento da imagem na linha. A fim de diminuir a perda de informação criaram-se inicialmente amostras adicionais de valor aproximadamente nulo (Nível 63) de forma a estender a linha para 712 amostras que é suficiente para ambas as frequências de amostragem usadas. A Fig. V.10 mostra o deslocamento da imagem durante as várias fases de processamento, sendo que na saída as amostras que contêm a informação da imagem original são reenumeradas de 1 a 608. As Figs. V.10(a) e (b) se referem a  $f_a = 3f_{sc}$  e  $f_a = (8/3)f_{sc}$ , respectivamente. Além disso, no caso de  $f_a = 3f_{sc}$  é necessário se realizar uma reamostragem através de filtros atrasadores conforme já foi dito anteriormente. Os valores nas saídas desses filtros são limitados entre "0" e "255".

Cabe ressaltar que na obtenção do sinal preferiu-se trabalhar com os valores das amostras primárias variando entre "0" e "255" evitando assim sucessivas conversões D/A e A/D. Os resultados são os mesmos, pois supondo-se que "R, G e B" sejam as amostras nos intervalos de "0" a "255" têm-se:

$$E'_L = aL + b \quad (V.27)$$

onde  $L = R, G$  e  $B$  e "a" e "b" são constantes de decodificação.

Logo, das eqs.(II.1) a (II.8) pode-se verificar que o sinal composto "M" obtido a partir de "R, G e B" é dado por:

$$E'_M = aM + b \quad (V.28)$$

O valor de "M" é novamente limitado ao intervalo de "0" a "255" pela equação:

$$IM = \alpha M + \beta \quad (V.29)$$

onde "IM" corresponde então ao valor codificado de "M" e "α" e "β" são constantes reais. Neste trabalho, usaram-se para as imagens de "SMPTE" os seguintes valores de "α" e "β":

$$\alpha = \frac{255}{\alpha_1 + \alpha_2} ; \alpha_1 = -\frac{17}{50} \eta_p + 341 ; \alpha_2 = -\frac{67}{50} \eta_p + 86 \quad (V.30)$$

$$\beta = \alpha \cdot \alpha_2$$

onde " $\eta_p$ " é o valor mínimo do nível de preto.

Os valores de "α" e "β" foram escolhidos de forma a maximizar o intervalo de variação de "IM" tomando-se como referência as cores amarelas e azul. Pelas eqs.(II.1) a (II.8) pode-se ver então que "α" e "β" dependem do valor mínimo do preto. Para as imagens da "SMPTE" o valor mínimo de preto obtido durante a digitalização é igual ao nível 60. Esse valor foi usado para se obterem os valores dados na eq.(V.30).

#### V.4.2.2. Sinais Digitais da SMPTE

A Fig. V.11 mostra o diagrama de blocos do programa principal "SMPTE.F4" para simular o esquema MCPD proposto variando-se o preditor e o quantizador.

Também têm-se:

COEF : Subrotina para escolha dos coeficientes do preditor

LEI : Subrotina da lei de quantização

QUANT : Subrotina do quantizador diferencial

PR3E : Subrotina do preditor para  $f_a = 3f_{sc}$

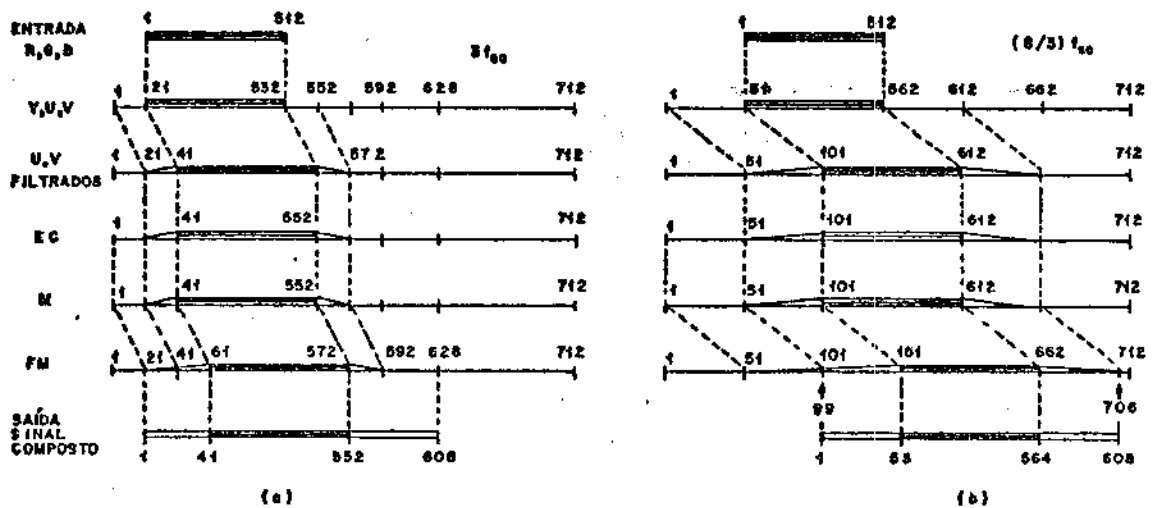


Fig. V.10 - Espalhamento e deslocamento da imagem na composição. (a)  $f_a = 3f_{sc}$  ; (b)  $f_a = (8/3)f_{sc}$

Na Fig. V.11, têm-se:

- E = Entrada de dados
- I = Definição das relações, condições e valores iniciais
- XA : Leitura das 6 primeiras linhas do quadro com sinal composto
- D : Obtenção do sinal diferença na entrada do quantizador
- Q : Quantização diferencial
- X' : Determinação do valor de entrada do preditor
- P : Previsão da próxima amostra
- C : Acumulação de dados para cálculo dos parâmetros de avaliação
- XB : Leitura de mais 2 linhas sucessivas do quadro com sinal composto
- H : Cálculos dos parâmetros de avaliação do preditor
- S : Saída dos parâmetros

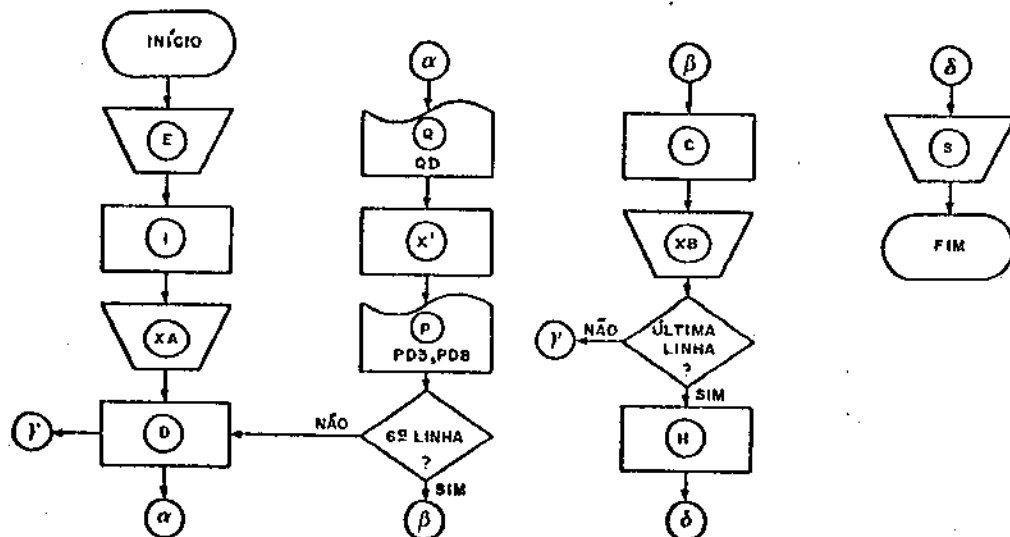


Fig. V.11 - Diagrama de blocos para Imagem da SMPTE [SMPTE.F4]

PR8E : Subrotina do preditor para  $f_a = (8/3)f_{sc}$

KEP : Subrotina do limitador

FIRDS e F4P2S : Subrotinas para filtragem quando desejado, do sinal decodificado localmente

#### V.4.2.3. Decomposição do Sinal PAL-M nas Primárias RGB

A Fig. V.12 apresenta o digrama de blocos do programa principal "MRGB.F4" que efetua a decomposição do sinal composto nas componentes primárias.

Nessa figura, têm-se:

- E : Entrada de dados
- I : Definição das relações, condições e valores iniciais
- F : Geração da resposta ao impulso dos filtros passa-baixas de 1,3 MHz e do filtro passa-faixa vestigial de 3,58 MHz
- D : Geração da resposta ao impulso dos filtros atrasadores para deslocamento das amostras quando a frequência de amostragem " $f_a$ " é igual a " $3f_{sc}$ "
- M : Leitura de uma linha do sinal de vídeo composto
- V : Filtragem passa-faixa vestigial do sinal de vídeo composto a fim de isolar o sinal de crominância
- PAL : Demodulação PAL do sinal de crominância para se obterem os sinais diferença de cor
- FU : Filtragem passa-baixas da componente correspondente a " $E_U$ " em 1,3 MHz
- FV : Filtragem passa-baixas da componente correspondente a " $E_V$ " em 1,3 MHz
- YRGB : Obtenção dos sinais de luminância e dos sinais primários recuperados

A : Deslocamento das amostras para  $f_a = 3f_{sc}$  a fim de se obter o alinhamento das mesma na vertical

RGB : Escrita de uma linha de cada uma das primárias de cor recuperadas

Também têm-se:

FIRD, FIRD2 : Subrotinas para geração das respostas ao impulso dos filtros passa-baixas tipo FIR de 1,3 MHz e 4,2 MHz, respectivamente.

FAIXA : Subrotina para geração da resposta ao impulso do filtro passa-faixa vestigial tipo FIR de 3,58 MHz

FD3F : Subrotina para geração da resposta ao impulso usada para realização dos filtros atrasadores tipo FIR para deslocamentos das amostras no demodulador PAL, bem como na saída das primárias quando  $f_a = 3f_{sc}$

ADL : Subrotina para conversão de nível

FPFV : Subrotina para realizar o filtro vestigial de 3,58 MHz

FTH3 : Subrotina para realizarem as defasagens necessárias no demodulador PAL quando  $f_a = 3f_{sc}$

FTH8 : Subrotina para realizarem as defasagens necessárias no demodulador PAL quando  $f_a = (8/3)f_{sc}$

PALM : Subrotina para realizar a detecção síncrona dos sinais de referência de cor

F1U3D : Subrotina para efetuar a filtragem em 1,3 MHz na componente relativa a " $E_U'$ "

F1V3D : Subrotina para efetuar a filtragem em 1,3 MHz na componente relativa a " $E_V'$ "

- TRY : Subrotina para recuperação das componentes primárias
- DD3F : Subrotina para alinhamento das amostras no caso em que  $f_a = 3f_{sc}$
- F4P2D : Subrotina para efetuar a filtragem em 4,2 MHz nas componentes primárias  $E'_R$ ,  $E'_G$  e  $E'_B$

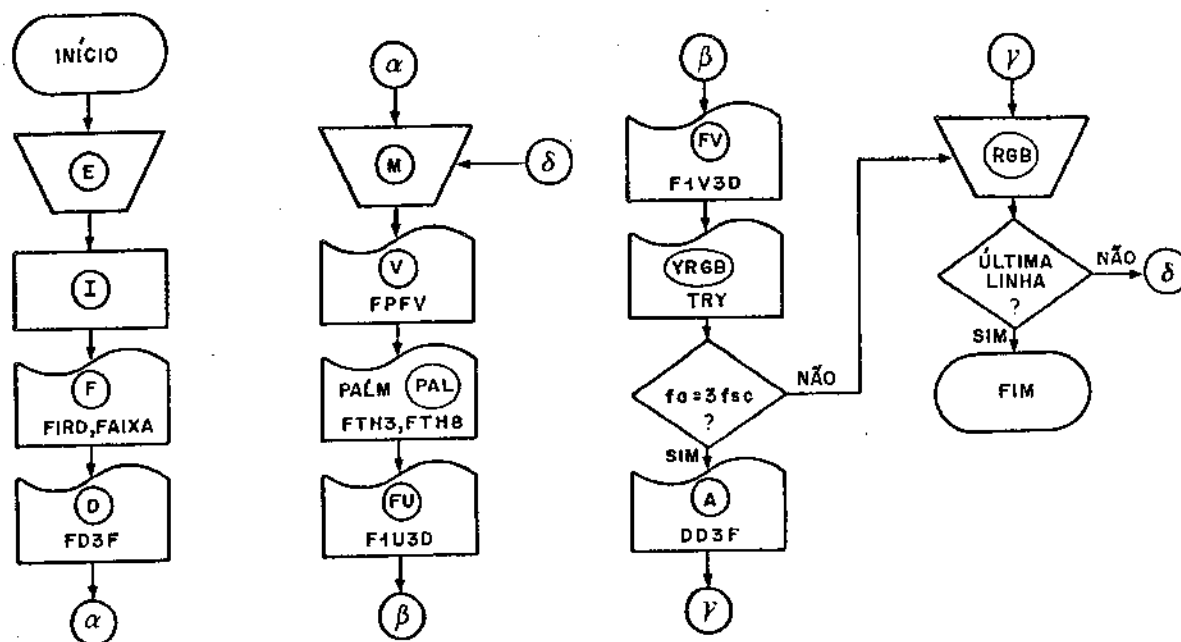


Fig. V.12 - Diagrama de blocos para decomposição do sinal composto [MRGB.F4]

A Fig. V.13 mostra o espalhamento e o deslocamento da imagem ao longo do processo de decomposição.

## V.5 - RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

Inicialmente, para se realizarem as simulações houve uma certa preocupação em confirmar a execução correta dos programas. Os cuidados mais relevantes que foram tomados são citados ao longo deste capítulo.



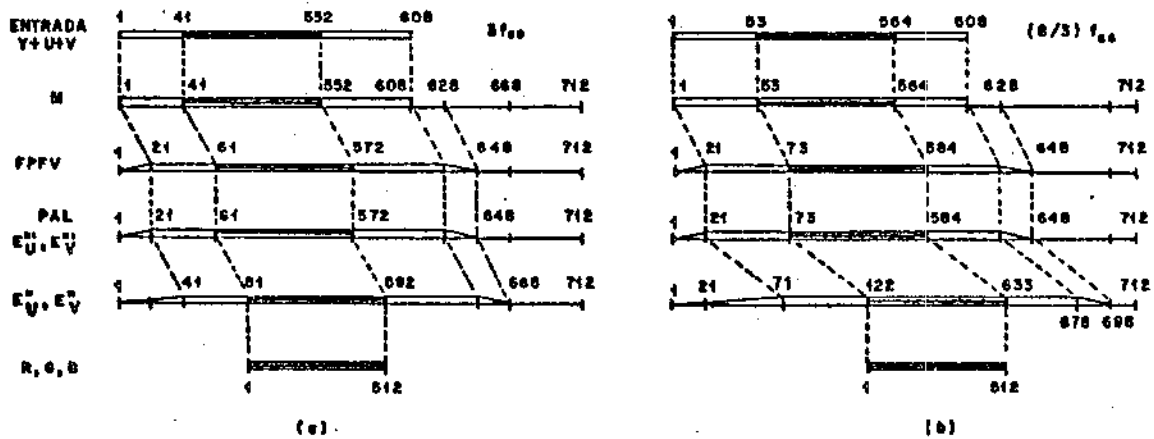


Fig. V.13 - Espalhamento e deslocamento da imagem na decomposição

$$(a) f_a = 3f_{sc} \quad ; \quad (b) f_a = (8/3)f_{sc}$$

Por outro lado, a fim de se obter um parâmetro de comparação para a degradação da relação sinal/ruído no caso das imagens da SMPTE fez-se uma estimativa da relação sinal/ruído para a imagem codificada uniformemente em 7 e 6 bits por amostra, tomando-se como referência a imagem digitalizada em 8 bits. Isso porque na verdade, o sinal analógico original foi perdido no processo de digitalização. Assim para se ter uma idéia do efeito de se usar o sinal digitalizado em 8 bits no lugar do sinal original, fez-se uma estimativa da relação sinal/ruído "S/N" para os sinais de teste da Fig.V.1. A Tab.V.2 mostra os resultados obtidos onde "SN<sub>7</sub>" e "SN<sub>6</sub>" correspondem à relação com 7 e 6 bits, respectivamente. Além disso, "SN'<sub>7</sub>" e "SN'<sub>6</sub>" correspondem também a 7 e 6 bits, respectivamente, porém neste caso, o sinal original foi tomado como sendo aquele já digitalizado em 8 bits.

S/N (dB)	SSTXX fa	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12
		SN <sub>7</sub>	3f <sub>sc</sub> (8/3)f <sub>sc</sub>	39,1 39,7	41,3 41,9	42,5 42,3	41,8 41,9	44,4 44,9	39,0 38,9	43,4 43,4	42,4 42,3	43,0 43,5
SN <sub>6</sub>	3f <sub>sc</sub> (8/3)f <sub>sc</sub>	34,5 34,6	35,0 34,9	36,5 36,5	36,4 36,4	39,4 39,4	30,3 30,4	37,4 37,5	36,1 36,3	36,4 36,6	34,7 34,3	36,1 36,1
SN <sub>7</sub>	3f <sub>sc</sub> (8/3)f <sub>sc</sub>	44,1 44,1	44,7 44,7	45,2 45,2	45,0 45,0	49,4 49,4	41,8 41,8	46,4 46,4	45,9 45,9	44,4 44,4	43,2 43,2	46,9 46,9
SN <sub>6</sub>	3f <sub>sc</sub> (8/3)f <sub>sc</sub>	37,1 36,9	37,3 37,3	38,5 38,6	38,3 38,5	43,3 43,5	33,6 33,5	40,0 40,0	39,2 39,1	38,8 38,6	36,0 36,4	39,8 39,8
SN <sub>7</sub> -SN <sub>7</sub>	3f <sub>sc</sub> (8/3)f <sub>sc</sub>	5,0 4,4	3,4 2,8	2,7 2,9	3,2 3,1	5,0 4,5	2,8 2,9	3,0 3,0	3,5 3,6	1,4 0,9	3,1 3,1	4,8 4,8
SN <sub>6</sub> -SN <sub>6</sub>	3f <sub>sc</sub> (8/3)f <sub>sc</sub>	2,6 2,3	2,3 2,4	2,0 2,1	1,9 2,1	3,9 4,1	3,3 3,1	2,6 2,5	3,1 2,8	2,4 2,0	1,3 2,1	3,7 3,7

Tab.V.2 - Relação Sinal/Ruído para sinais de teste determinísticos.

Na Tab.V.2, o sinal de teste "SST12" é uma onda senoidal de 2 períodos "T<sub>0</sub>" em cada linha de varredura, como mostra a Fig.V.14, onde "A" é a amplitude da senóide. Este sinal foi aproveitado para servir de referência uma vez que a relação sinal/ruído para uma senóide quantizada é mais familiar [5,4]. A pequena diferença em relação ao resultado teórico se deve ao fato de que a onda da Fig. V.14 não é uma senóide ao longo de todo o tempo.

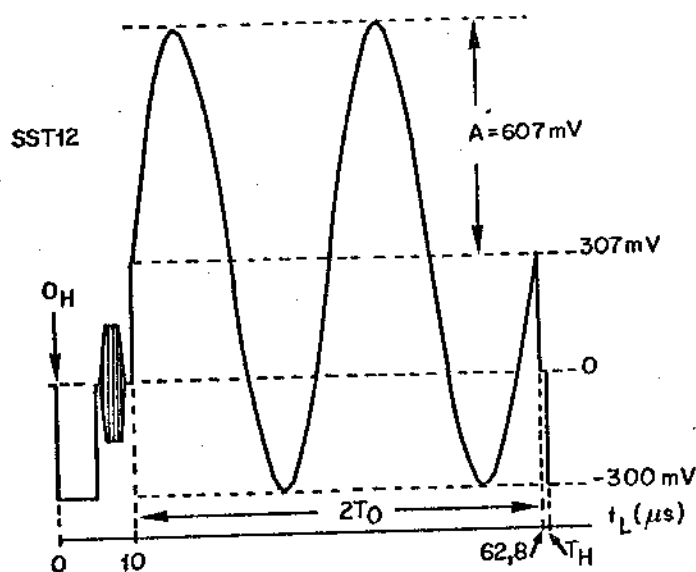


Fig.V.14 - Divisão Temporal para a Onda Senoidal "SST12".

Neste trabalho, pretende-se usar a relação " $SN'_6$ " como referência. A Tab. V.2 mostra que para os sinais de teste determinísticos existe um erro médio de cerca de 2,6dB para ambas as frequências de amostragem. O programa usado para se obter a Tab. V.2 foi aqui denominado "SNT.F4",

Por outro lado, a relação " $SN'_6$ " para as imagens da SMPTE é dada na Tab.V.3. O programa usado foi o "SNE.F4".

$SN'_6$ (dB) - Imagens da SMPTE								
$f_a$	01	02	03	04	06	08	11	15
$3f_{sc}$	35,2	34,5	34,2	33,3	33,0	31,3	31,4	34,0
$(8/3)f_{sc}$	35,4	34,6	34,3	33,5	33,1	31,4	31,5	34,2

Tab.V.3 - Relação sinal/ruído de Referência para as imagens da SMPTE.

Cabe ainda ressaltar que um outro programa o "STPE.F4" foi usado para se obterem os sinais determinísticos na forma matricial correspondente à das imagens SMPTE a fim de se verificar se os resultados obtidos com o "TAF.F4" eram reproduzidos pelo "SMPTE.F4". Esse fato foi confirmado para diversos casos.

Além disso, para testar a composição das primárias bem como a decomposição, geraram-se 512 amostras em uma linha de varredura correspondentes a cores com variação triangular a saber branca, amarela, turquesa, verde, magenta, vermelha, azul e preta a partir de primárias  $E'_R$ ,  $E'_G$  e  $E'_B$  dadas por:

$$E'_L(nTa) = \begin{cases} K_L n & , 0 \leq n < 255 \\ K_L (511-n) & , 256 \leq n < 511 \end{cases} \quad (V.31)$$

onde  $n=0,1,\dots,511$  corresponde ao número da amostra na linha, " $K_L$ " vale 1 ou 0 conforme a cor primária exista ou não e

L=R,G e B. O programa usado foi o "FT.F4".

A partir das primárias dadas pela eq(V.31) obteve-se o sinal composto usando-se o programa "RGBM.F4" e em seguida fez-se a decomposição usando-se o programa "MRGB.F4". Os resultados obtidos foram considerados satisfatórios já que os erros na maioria das amostras eram nulos ou iguais à unidade.

Também foram gerados sinais senoidais na frequência da subportadora de cor a fim de se verificarem os atrasos de  $(1/4)T_a$ ,  $(1/2)T_a$  e  $(3/4)T_a$  para " $3f_{sc}$ " e de  $(1/3)T_a$  e  $(2/3)T_a$  para " $(8/3)f_{sc}$ ".

#### V.5.1. - Convenções e Opções

A Fig.V. 15 mostra a correspondência entre as funções e variáveis principais do esquema MCPD proposto com aquelas do programa de simulação "TAF.F4". Mostra também o intervalo de valores das variáveis.

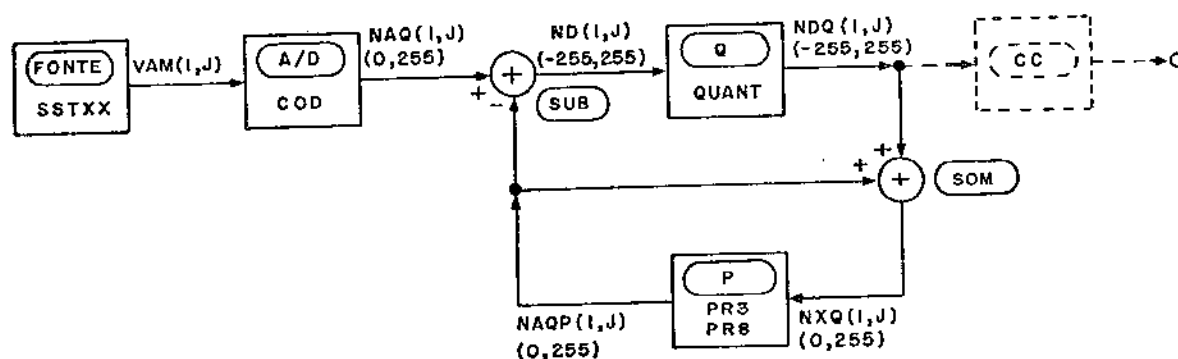


Fig.V.15 - Funções e variáveis usadas na simulação

Para o cálculo da relação sinal/ruído considerou-se que o valor decodificado "VD" correspondente ao nível inteiro "N" é dado por.

$$VD = (N-127,5) \Delta + 307 \quad (\text{mV}) \quad (\text{V.32})$$

onde "N" é um número inteiro positivo e tal que  $0 \leq N \leq 255$ . Além disso "Δ" é o passo de quantização do conversor A/D e dado por:

$$\Delta = \frac{1214}{255} \quad (\text{mV}) \quad (\text{V.33})$$

Por outro lado, a Fig.V.16(a) mostra as correspondências usadas entre as variáveis diferença "ND" e "NDQ", antes e depois da quantização diferencial, respectivamente. Os números inteiros "ND1", "NQ1", "ND2" e "NQ2" delimitam 3 regiões às quais são associadas palavras código de comprimentos "k", "m" ou "n". A Fig.V.16.(b) mostra funções típicas discretas da frequência de ocorrência "FD" e FQ" das diferenças "ND" e "NDQ", respectivamente. Como essas funções são monotônicas crescentes, tem-se:

$$P_n = \sum_{ND=-ND1}^{ND1} FD(ND) = \sum_{NDQ=-NQ1}^{NQ1} FQ(NDQ)$$

$$P_m = \sum_{ND=-ND2}^{-ND1-1} FD(ND) + \sum_{ND=ND1+1}^{ND2} FD(ND) = \sum_{NDQ=-NQ2}^{-NQ1-1} FQ(NDQ) + \sum_{NDQ=NQ1+1}^{NQ2} FQ(NDQ)$$

$$P = \sum_{ND=-255}^{-ND2-1} FD(ND) + \sum_{ND=ND2+1}^{255} FD(ND) = \sum_{NDQ=-255}^{-NQ2-1} FQ(NDQ) + \sum_{NDQ=NQ2+1}^{255} FQ(NDQ)$$

(V.34)

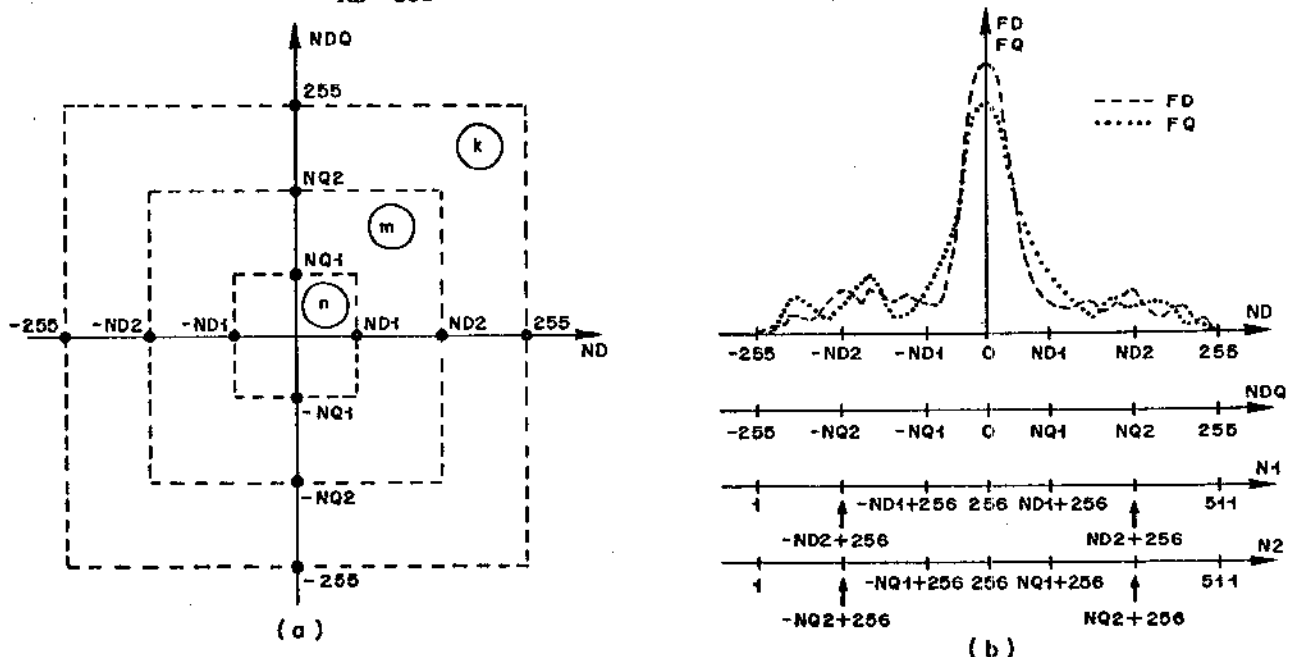


Fig.V.16-Quantizador diferencial  
 (a) Regiões de quantização;  
 (b) Frequência de ocorrência das diferenças.

onde "n", "m" e "k" são números inteiros positivos e tais que  $n < m < k$ .

Assim, a taxa média de bits por amostra "RM" na saída do conversor de código, é dada por:

$$RM = P_n \cdot n + P_m \cdot m + P_k \cdot k \quad (V.35)$$

As leis de quantização usadas foram denominadas "LEIX. F4" onde "X" é um número que indica o tipo de quantizador usado. Essas leis já foram descritas anteriormente no Cap.III.

Além disso, neste trabalho optou-se por:

$$\begin{aligned} ND1 &= NQ1 \\ ND2 &= NQ2 \end{aligned} \quad (V.36)$$

Essa opção foi feita porque os níveis de quantização nas leis escolhidas correspondem ao ponto médio entre dois níveis de decisão consecutivos.

#### V.5.2 - Resultados para Quantização Uniforme

Inicialmente realizaram-se as simulações usando -se quantização uniforme 1:1. Os preditores escolhidos estão relacionados na Tab.V.4 e foram retirados das Tabs.III.9(a), (b) e (c) para  $f_a = 3f_{sc}$  e das Tabs. III.13(a), (b), (c) e (d) para  $f_a = (8/3)f_{sc}$ . Naturalmente, existem muitas outras opções de agrupamento para se obter o preditor chaveado além daquelas apresentadas na Tab.V.4. Procurou-se agrupar os preditores levando-se em conta o número de amostras usadas "Na", a distância média ponderada "Dp", as linhas envolvidas "(j=0,1e2)", as condições "L<sub>i</sub> (i=1, ..., 9)" que são satisfeitas e os valores dos coeficientes. Os valores dos coeficientes são importantes para determinar a complexidade de implementação, pois sendo números racionais do tipo "m/n" com "m" e "n" inteiros, a complexidade aumenta com "m" e "n" crescendo. A Tab.V.5 mostra

uma primeira classificação dos preditores. Nessa tabela " $C_s$ " indica "coeficiente simples" de valor 1,2 e 1/2.

As Figs. V.17 e V.18 mostram os resultados obtidos para  $f_a = 3f_{sc}$  e  $f_a = (8/3)f_{sc}$ , respectivamente. Nessas figuras a ordenada " $H_d$ " é o valor da entropia das diferenças antes da quantização em bit/amostra. Na abcissa tem-se o número do preditor segundo a Tab.V.4.

Pelas Figs.V.17 e V.18 pode-se ver que no caso de sinais de teste a entropia " $H_d$ " para a maioria dos preditores está abaixo do limiar de 3,8 bit/amostra e 4,3 bit/amostra para  $f_a = 3f_{sc}$  e  $(8/3)f_{sc}$ , respectivamente.

Para a imagem SMPTE04 a Tab.V.6(a) mostra os preditores que estão abaixo do limiar. A Tab.V.6(b) apresenta os preditores escolhidos para as simulações com as outras imagens da SMPTE sendo que a Tab. V.6(b) inclui todos os preditores da Tab. V.6(a).

Na Fig.V.17 pode-se observar que os preditores P3027 e P3028 que usam apenas a amostra prévia na mesma linha e na linha anterior, respectivamente, não apresentam bons resultados, principalmente para os sinais de teste que contém o sinal de crominância. Fato análogo ocorre com os preditores P8029 e P8030 na Fig.V.18.

Na Fig.V.17 destaca-se o preditor unidimensional P3013 que corrige variações lentas e lineares na luminância. Dos preditores bidimensionais que usam amostras nas linhas atual e 1ª prévia devem-se citar o P3017, P3040, P3041, P3042, P3049, P3050, P3052 e P3054. Dos preditores bidimensionais que usam amostras apenas nas linhas atual e 2ª prévia pode-se citar o P3018 embora o valor da entropia " $H_d$ " esteja acima do limiar no caso da imagem - padrão SMPTE04. Outros preditores que se destacam são aqueles - de P3040 a P3050, alguns deles já citados. Esses últimos aproveitam a correlação existente entre amostras das linhas atual e da 1ª linha prévia sendo que alguns deles usam também amostras da 2ª linha prévia.

Na Fig.V.18 deve-se mencionar o preditor unidimensional P8009. Dos bidimensionais que usam amostras nas linhas atual e

1ª prévia destacam-se o P8010, P8012; P8048, P8055, P8056 e P8057. Dos bidimensionais que usam amostras apenas nas linhas atual e 2ª prévia merece destaque o P8015 embora o valor da entropia "Hd" esteja um pouco acima do limiar no caso da imagem SMPTE04. Outros preditores que devem ser mencionados são aqueles de P8031 a P8051 e de P8053 a P8057, alguns deles já citados. Esses preditores usam amostras das linhas atual e da 1ª linha prévia sendo que alguns deles aproveitam também amostras da 2ª linha prévia.

Além disso, na Fig.V.18 cabe salientar que os preditores P8025, P8028 e P8052 apresentam resultados excelentes para os sinais de teste determinísticos porém apenas o P8028 mantém um bom desempenho para a imagem SMPTE04. Tal fato ocorre porque na realidade para os sinais de teste determinísticos, a distância na vertical não tem influência, uma vez que todas as linhas contêm o mesmo sinal apenas amostrado em instantes diferentes em relação ao início da linha de varredura. Por outro lado, no caso das imagens da SMPTE existe variação na vertical sendo então compreensível que o preditor P8028 tenha apresentado melhor desempenho do que os preditores P8025 e P8052, já que o primeiro usa apenas amostras das linhas atual e 1ª prévia enquanto que os outros dois usam amostras também na 2ª linha prévia.

Além disso, na Fig.V.18 pode-se observar também que os preditores P8037, P8038, P8045 e P8046 apresentam bons resultados para os sinais de teste determinísticos assim como para a imagem-padrão SMPTE04.

Dos resultados das Figs.V.17 e.V.18 pode-se concluir que o aproveitamento de amostras na 1ª linha prévia tende a aumentar a eficiência do preditor quanto à redução na taxa de bits confirmando o fato de que amostras mais próximas em geral, apresentam maior correlação.

Os preditores da Tab.V.6(b) foram escolhidos levando-se em conta os resultados obtidos para os sinais determinísticos e para a imagem-padrão SMPTE04. A fim de se verificar o comportamento desses preditores para outras imagens-padrão foram obtidas as curvas das Figs. V.19(a) e (b).



$3 f_{sc}$	$(8/3) f_{sc}$
3001	8001
3002	8002
3003	8003
3004	8004
3005	8005
3006	8006
3007	8007
3008	8008
3009	8009
3010	8010
3011	8011
3012	8012
3013	8013
3014	8014
3015	8015
3016	8016
3017	8017
3018	8018
3019	8019
3020	8020
3021	8021
3022	8022
3023	8023
3024	8024
3025	8025
3026	8026
3027	8027
3028	8028
3029	8029
3030	8030
3031	8031
3032	8032
3033	8033
3034	8034
3035	8035
3036	8036
3037	8037
3038	8038
3039	8039
3040	8040
3041	8041
3042	8042
3043	8043
3044	8044
3045	8045
3046	8046
3047	8047
3048	8048
3049	8049
3050	8050
3051	8051
3052	8052
3053	8053
3054	8054
	8055
	8056
	8057

Tab.V.4. - Preditores para  $f_a = 3f_{sc}$  e  $f_a = (8/3)f_{sc}$

$f_a = 3f_{sc}$		$f_a = (8/3)f_{sc}$	
Características	Preditores	Características	Preditores
$N_a=1 ; j=0$	3001	$N_a=1 ; j=0$	8001
$N_a=1 ; j=1$	3002, 3003	$N_a=1 ; j=1$	8002
$N_a=1 ; j=2$	3004, 3005	$N_a=1 ; j=2$	8003,8004
$N_a=2 ; j=0,1$	3006, 3007	$N_a=2 ; j=0,1$	8005
$N_a=2 ; j=0,2$	3008	-	-
$N_a=2 ; j=1,2$	3009,3010,3011,3012	$N_a=2 ; j=1,2$	8006,8007
$N_a=3 ; j=0$	3013	$N_a=3 ; j=0$	8008,8009
$N_a=3 ; j=0,1$	3014,3015,3016,3017	$N_a=3 ; j=0,1$	8010,8011,8012,8013 8014,8028
$N_a=3 ; j=0,2$	3018	$N_a=3 ; j=0,2$	8015,8016,8017,8018
$N_a=3 ; j=1,2$	3020,3022	$N_a=3 ; j=1,2$	8019
$N_a=3 ; j=0/1/2$	3023,3024,3025	$N_a=3 ; j=0/1/2$	8020,8021,8022,8023 8024,8026,8027
$N_a=3 ; j=0,1,2$	3019,3021	$N_a=3 ; j=0,2 ; C_s$	8025
$N_a=1 ; j=1, D_p \leq 2,2$	3029	$N_a=3 ; j=0,1$ $L_1 a L_4 ; C_s$	8031,8032,8033,8034
$N_a=3 ; D_p < 1,7$	3030	$N_a=3 ; j=0/1/2$ $L_1 a L_4 ; C_s$	8035,8036,8037,8038
$N_a=2 ; L_1 a L_6$	3031,3032,3033,3034	$N_a=3 ; j=0,1$ $C_s$	8039,8040,8041,8042 8055,8056,8057
$N_a=2 ; C_s$	3035,3036,3037,3038	$N_a=3 ; j=0/1/2$	8043,8044,8045,8046
$N_a=2 ; L_1 a L_4$	3039	$N_a=3 ; D_p < 2,0 ; C_s$	8048
$N_a=2 ; C_s$ $L_1 a L_4$	3040,3041,3042,3043 3044,3045,3045,3047,3048	$N_a=3 ; D_p < 3,2$ $C_s$	8049
$D_p < 1,8 ; C_s$	3049,3050	$N_a=2/3 ; C_s$	8047,8050,8051,8052
$D_p < 2,1 ; C_s$	3051,3052,3053	$N_a=3 ; j=0/1/2 C_s$	8053,8054
$D_p < 2,6 ; C_s$	3054	-	-

Tab.V.5 - Classificação dos preditores.

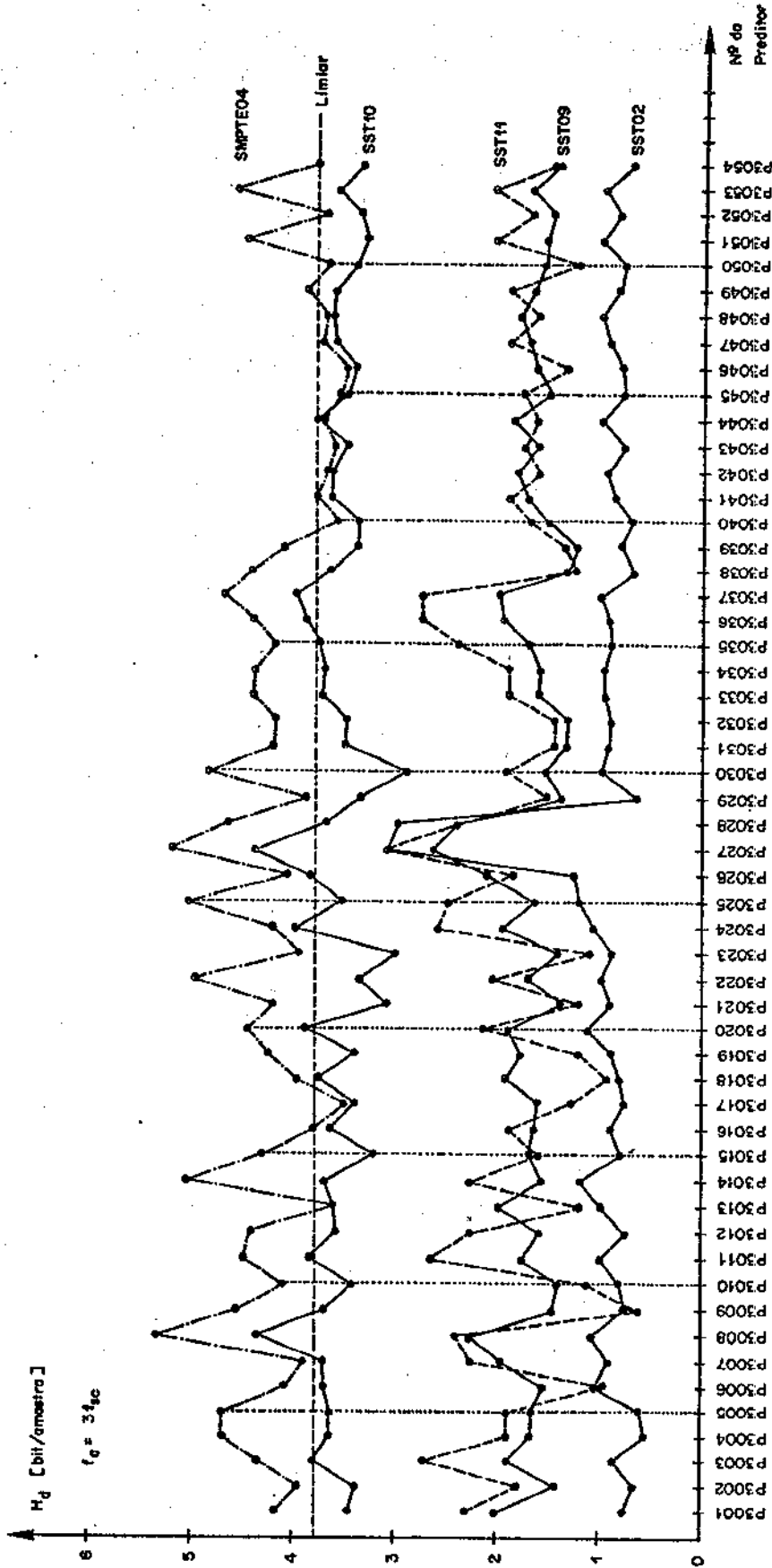


Fig.V.17 - Entropia da diferença com quantização uniforme 1:1 para  $f_c = 34kc$ .

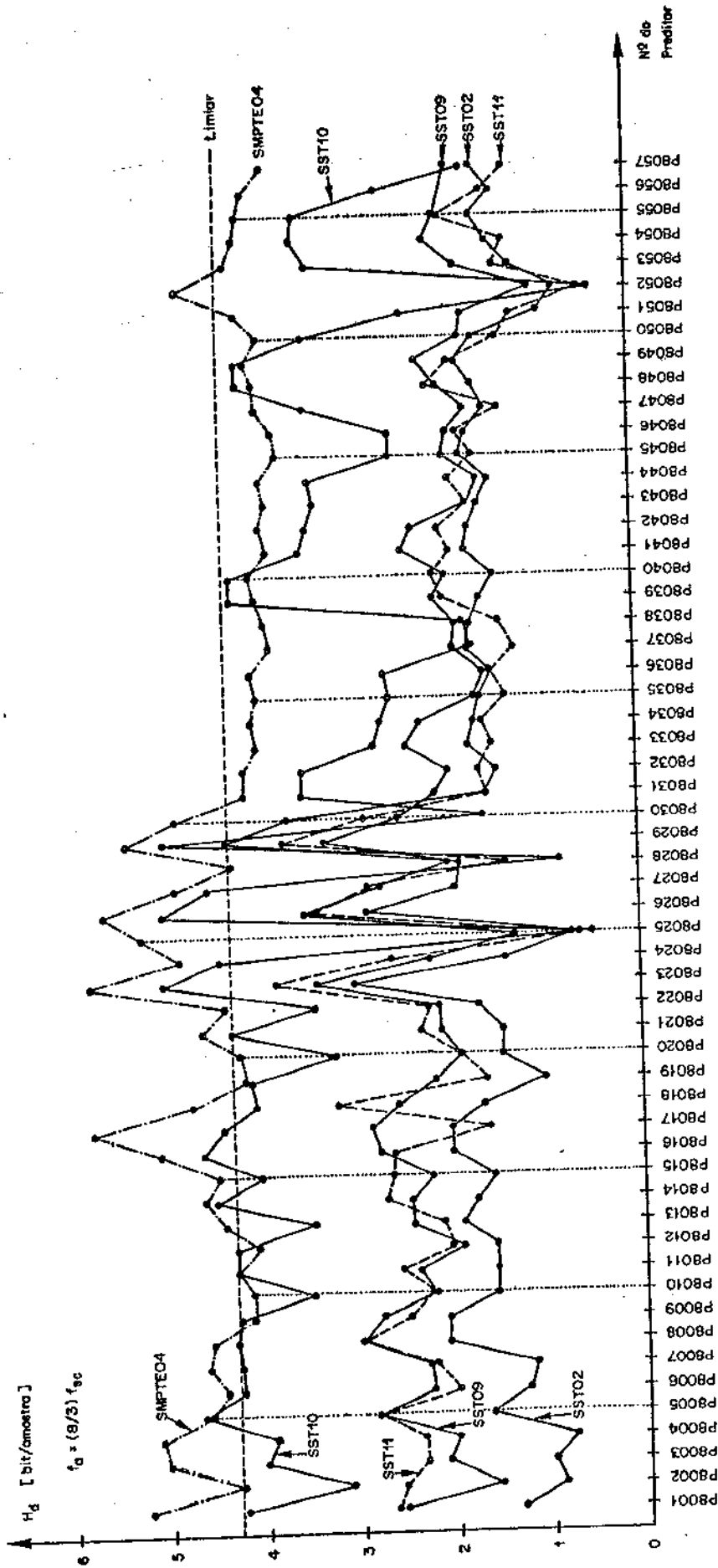


Fig.V.18 - Entropia da diferença com quantização uniforme 1:1 para  $f_a = (8/3)f_{sc}$ .

(a)						(b)					
$3f_{sc}$		$(8/3)f_{sc}$				$3f_{sc}$		$(8/3)f_{sc}$			
3013	3046	8002	8032	8041	8050	3002	3043	8002	8028	8039	8048
3016	3047	8009	8033	8042	8051	3007	3044	8006	8031	8040	8049
3017	3048	8010	8034	8043	8053	3013	3045	8009	8032	8041	8050
3040	3050	8011	8035	8044	8054	3016	3046	8010	8033	8042	8051
3041	3052	8012	8036	8045	8055	3017	3047	8011	8034	8043	8053
3042	3054	8019	8037	8046	8056	3029	3048	8012	8035	8044	8054
3043		8020	8038	8047	8057	3040	3050	8015	8036	8045	8055
3044		8028	8039	8048		3041	3052	8019	8037	8046	8056
3045		8031	8040	8049		3042	3054	8020	8038	8047	8057

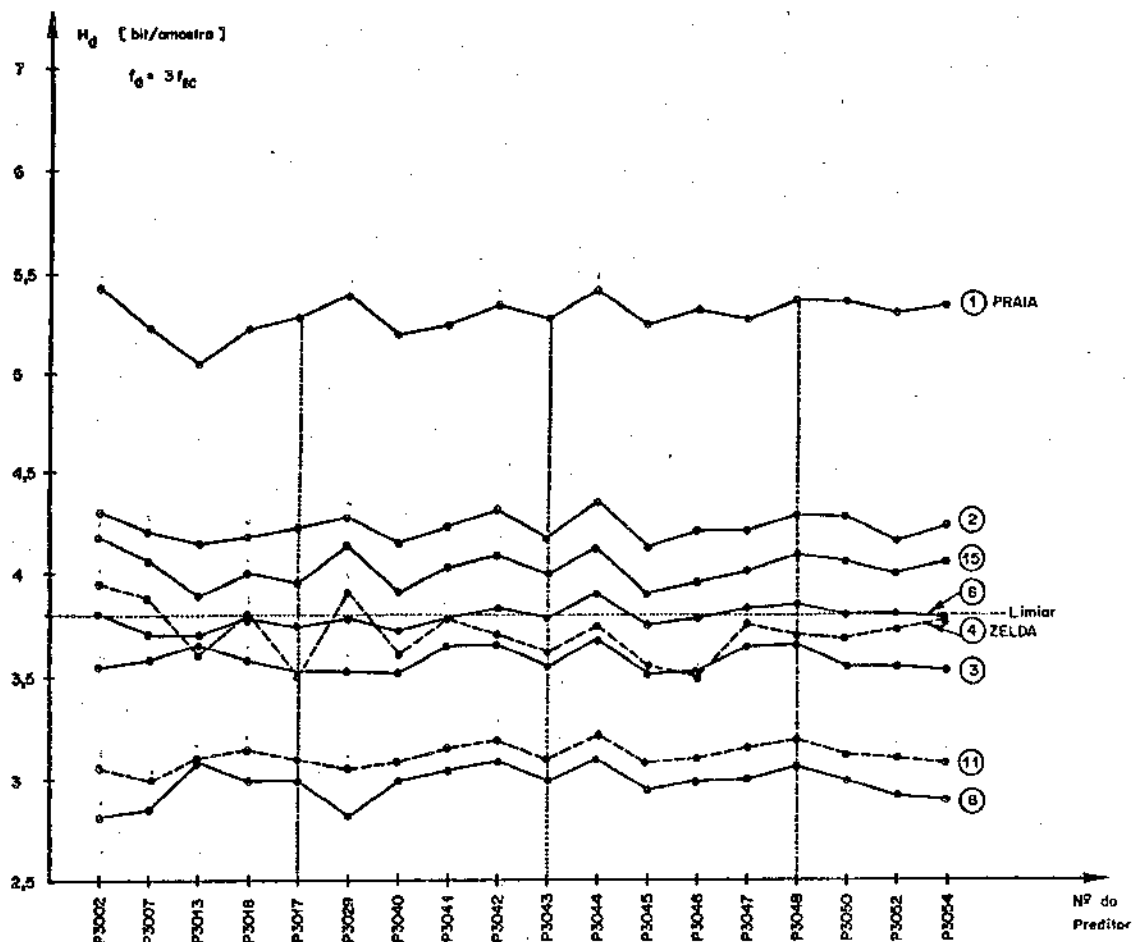
Tab.V.6 - Preditores

(a) Abaixo do limiar para SMPTE04

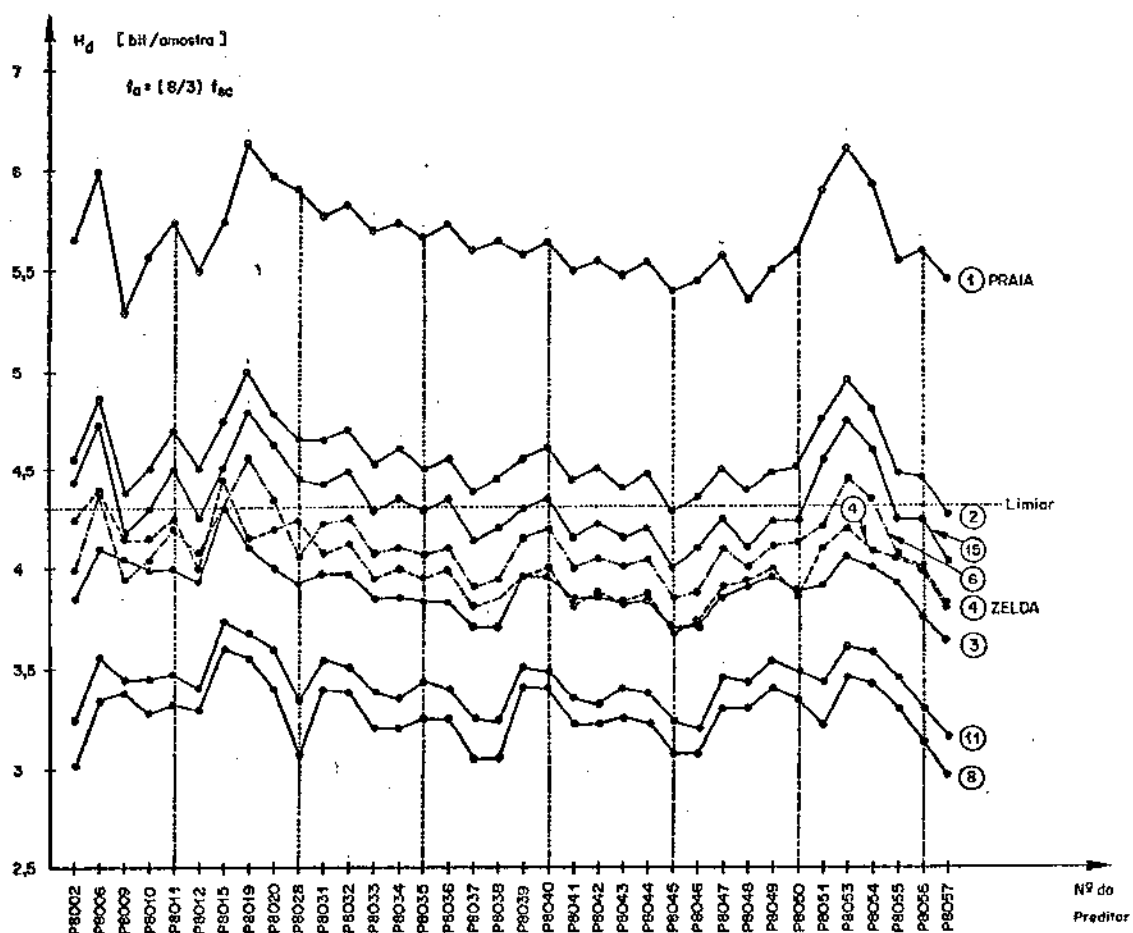
(b) Escolhidos para simulações com outras imagens.

A Fig.V.19 (a) contém os resultados das simulações para as oito imagens-padrão escolhidas da SMPTE no caso em que  $f_a = 3f_{sc}$ . Analogamente, a Fig.V.19 (b) apresenta os resultados para  $f_a = (8/3)f_{sc}$ .

De início, observa-se nas Figs.V.19(a) e (b) que a imagem SMPTE01 ("PRAIA") é a que oferece maior dificuldade à redução da taxa de bits. Pela classificação da Tab.IV.1 trata-se de uma imagem com muitos detalhes principalmente na paisagem do fundo e com muita iluminação. Da classificação dada na Tab.IV.1 é também a única imagem entre as 15 imagens-padrão que apresenta tais características. Em seguida, no que tange à dificuldade de redução da taxa de bits aparece a imagem SMPTE02 que pela Tab.IV.1 pode ser comparada a SMPTE10. A imagem que oferece menos dificuldade é a SMPTE08, comparável a SMPTE11 pela Tab.IV.1. Essas últimas são imagens com pouquíssima iluminação. Aliás, as curvas da Fig.V.19 mostram claramente a tendência do aumento da dificuldade, quanto à redução da taxa, com os aumentos da iluminação e da quantidade de detalhes.



(a)



(b)

Fig.V.19 - Entropia da diferença com quantização uniforme 1:1 para as oito (8) imagens-padrão da SMPTE.  
 (a)  $f_a = 3f_{sc}$  ; (b)  $f_a = (8/3)f_{sc}$

Os resultados nas Figs.V.19(a) e (b) mostram que existem vários preditores com desempenhos similares. Contendo, a fim de não aumentar em demasiado o número de simulações, deu-se destaque a alguns preditores para prosseguimento do estudo proposto que deve ainda incluir os quantizadores e a degradação na relação sinal/ruído a fim de atingir a taxa desejada de 34 Mbit/s. As Figs.V.19(a) e (b) mostram que essa degradação deverá necessariamente ocorrer uma vez que as entropias para diversas imagens-padrão se encontram acima do limiar dado na Tab.III.16. Assim, para a frequência de amostragem igual a  $3f_{sc}$  escolheram-se os preditores P3013, P3040, P3045 e P3054. Para  $(8/3)f_{sc}$  escolheram-se os preditores - P8009, P8037, P8045, P8048 e P8057.

Na Fig.V.19 foram apresentados os resultados para os preditores escolhidos na Tab.V.6(b). Para se ter uma idéia do comportamento dos demais preditores levantaram-se as curvas das Figs.V.20(a) e (b) para  $3f_{sc}$  e  $(8/3)f_{sc}$ , respectivamente. Os resultados dessas figuras confirmam que os preditores com melhor desempenho ou de desempenho comparável já foram relacionados nas Figs.V.19(a) e (b).

### V.5.3 - Resultados para Quantização não-uniforme.

Até o presente momento os resultados envolveram apenas quantização uniforme 1:1. Como a meta é atingir a taxa de 34Mbit/s iniciaram-se as simulações com a imagem mais difícil, a SMPTE01. As Figs.V.21(a) e (b) mostram os resultados para  $f_a=3f_{sc}$  e  $f_a=(8/3)f_{sc}$ , respectivamente. Nessa figuras foi usada a lei "Q<sub>2</sub>" de quantização abreviada simplesmente para "lei 2". Na Fig.V.21(a) usaram-se os preditores P3013, P3040 e P3045 enquanto que na Fig.V.21(b) os preditores P8009 e P8048. Também foram marcados nos pontos correspondentes a taxa de bits " $R_d$ ", os valores das relações sinal/ruído tomando-se o sinal digitalizado em 8 bits como sendo o sinal original. Nos eixos das abcissas nas Figs.V.21(a) e (b) tem-se o número do quantizador cuja notação é dada por "Q<sub>2</sub>nmk", onde "Q<sub>2</sub>" indica a lei escolhida e "n", "m" e "k" são os comprimentos das palavras-código conforme foi descrito na secção III.3.2. Na Fig.V.21(a) observa-se que dos quantizadores simulados apenas dois de

les, o Q2136 e Q2135, satisfazem a restrição da taxa de bits enquanto que na Fig.V.21(b) apenas o Q2148 permite uma taxa abaixo do limite requerido. No entanto como se vê na Fig.V.21(a) a relação sinal/ruído obtida, quando se usam os quantizadores Q2136 e Q2135, está bem abaixo da relação de referência  $SN'_6$  dada na Tab.V.3 que é de 35,2 dB. No caso da Fig.V.21(b) usando-se o quantizador Q2148 essa diferença melhora um pouco. De fato sendo a referência  $SN'_6$  de 35,4dB - resulta uma degradação de cerca de 5 a 6 dB, que corresponde aproximadamente à eliminação de um bit na conversão enquanto que nos casos da Fig.V.21(a), a degradação é bem maior.

Já foi dito que, dos preditores que apresentam desempenho comparável nas Figs.V.19(a) e (b), espera-se um comportamento similar nas outras simulações. Para reforçar esse fato a Fig.V.22 mostra os resultados obtidos para os preditores P8002, P8037, P8045 e P8057.

A.Fig.V.23 apresenta resultados de simulações usando-se a lei "Q4" e os preditores P3013, P3040 e P3045 para a imagem SMPTE01. Também neste caso se constata que a taxa desejada só é conseguida introduzindo-se uma degradação considerável na relação sinal/ruído.

Pelos resultados obtidos para a imagem de teste SMPTE01 constatou-se que a taxa de bits desejada só pode ser alcançada às custas de uma apreciável degradação na relação sinal/ruído do sinal decodificado.

Neste ponto deve-se dizer que o grau de importância da degradação introduzida em cada imagem recuperada está relacionado com a frequência relativa de ocorrência de cada tipo de imagem em cenas de televisão. Dessa forma, ao invés de se transmitirem todas as imagens com a mesma degradação, introduz-se uma degradação menor para a maioria das imagens enquanto que para as mais difíceis, quanto à redução da taxa de bits, força-se uma degradação maior a fim de se manter a taxa desejada.

No universo de imagens proposto para este estudo têm - se 15 imagens-padrão da SMPTE. A imagem SMPTE01 mostrou-se pouco propícia para a redução quando se quer manter a relação sinal/ruído - correspondente dada na Tab.V.3. Dessa forma, a atenção é agora voltada para a imagem SMPTE02.



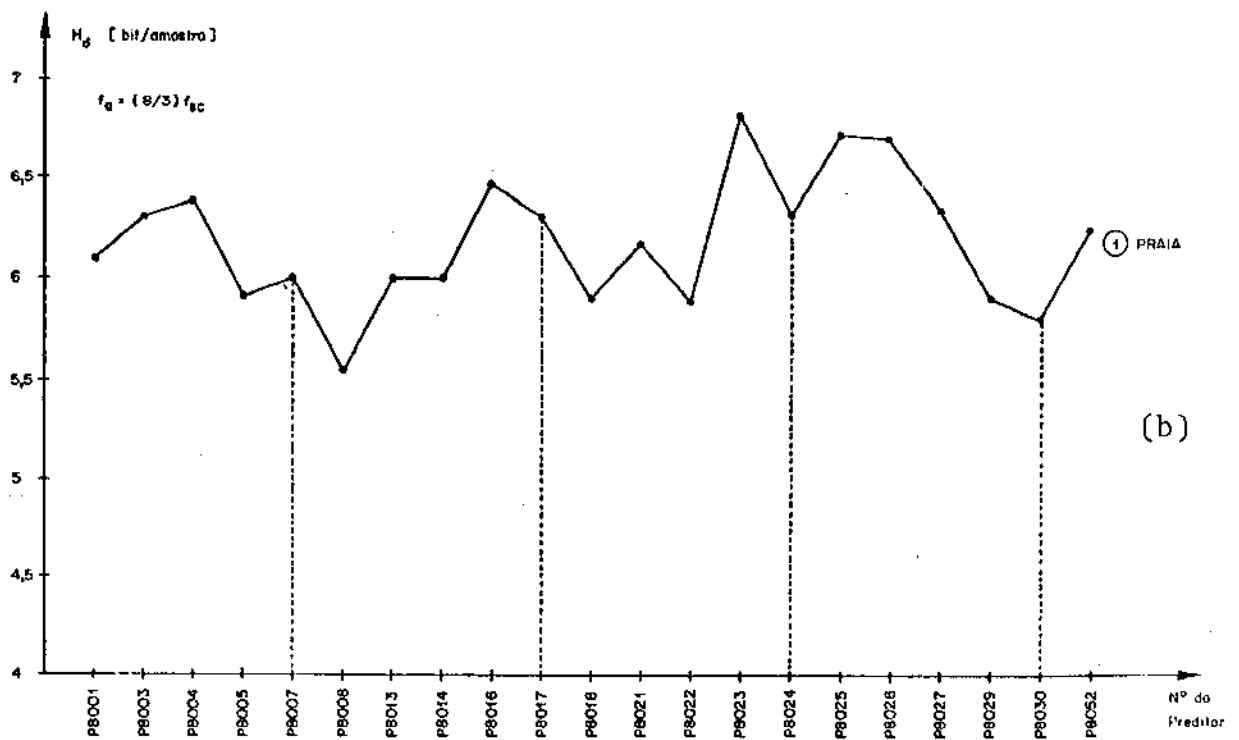
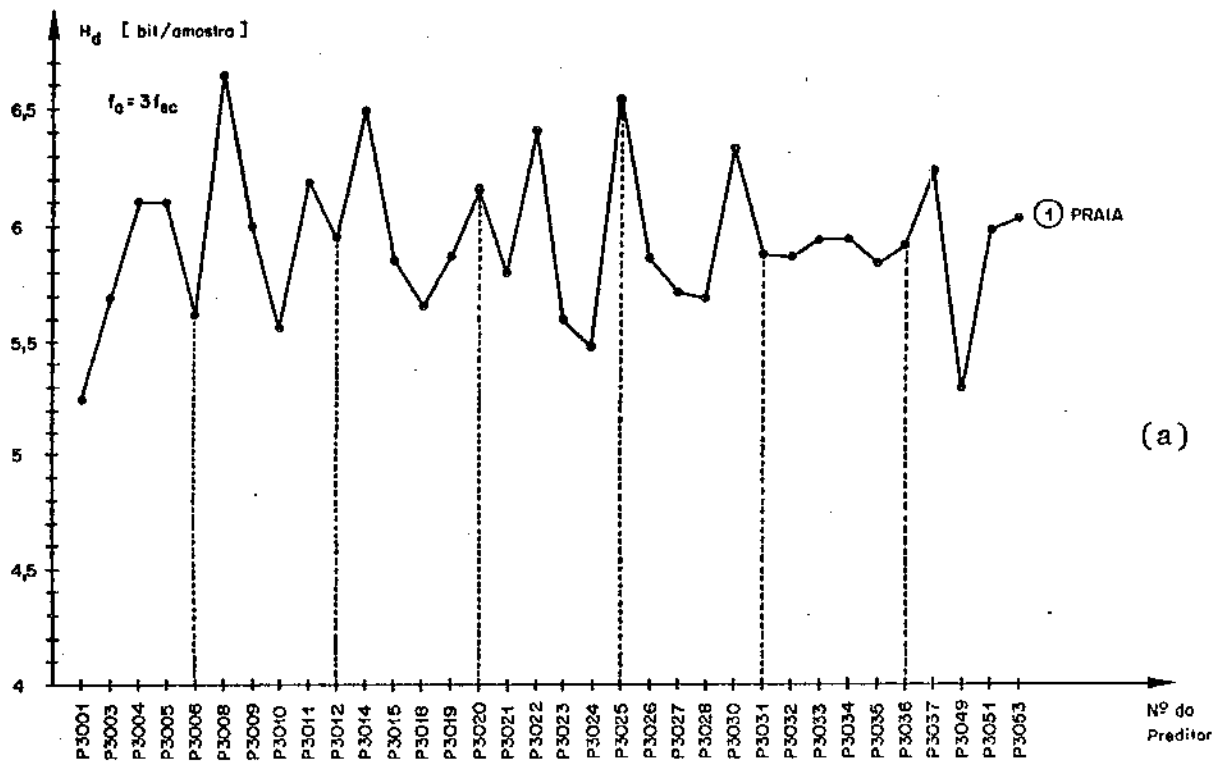


Fig.V.20-Entropia da diferença com quantização uniforme 1:1 para a imagem padrão SMPTE01 e para os preditores não relacionados na Fig.V.19.

(a)  $f_a = 3f_{sc}$  ; (b)  $f_a = (8/3)f_{sc}$

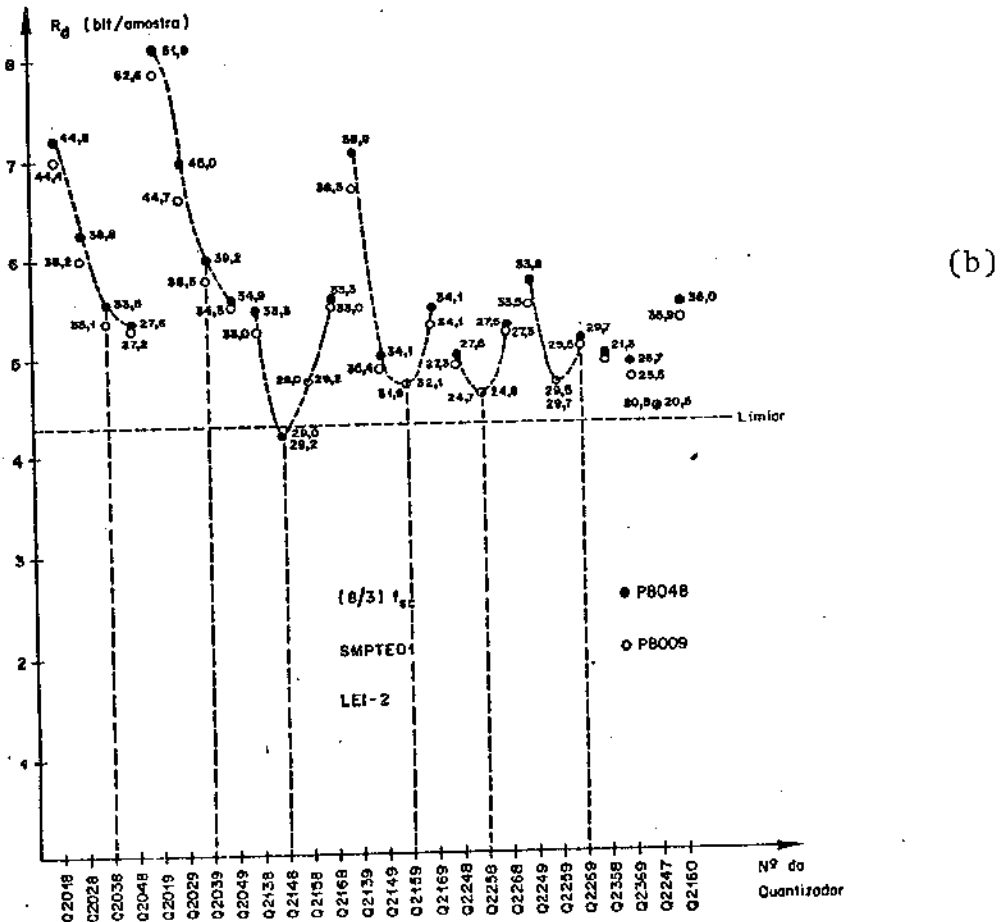
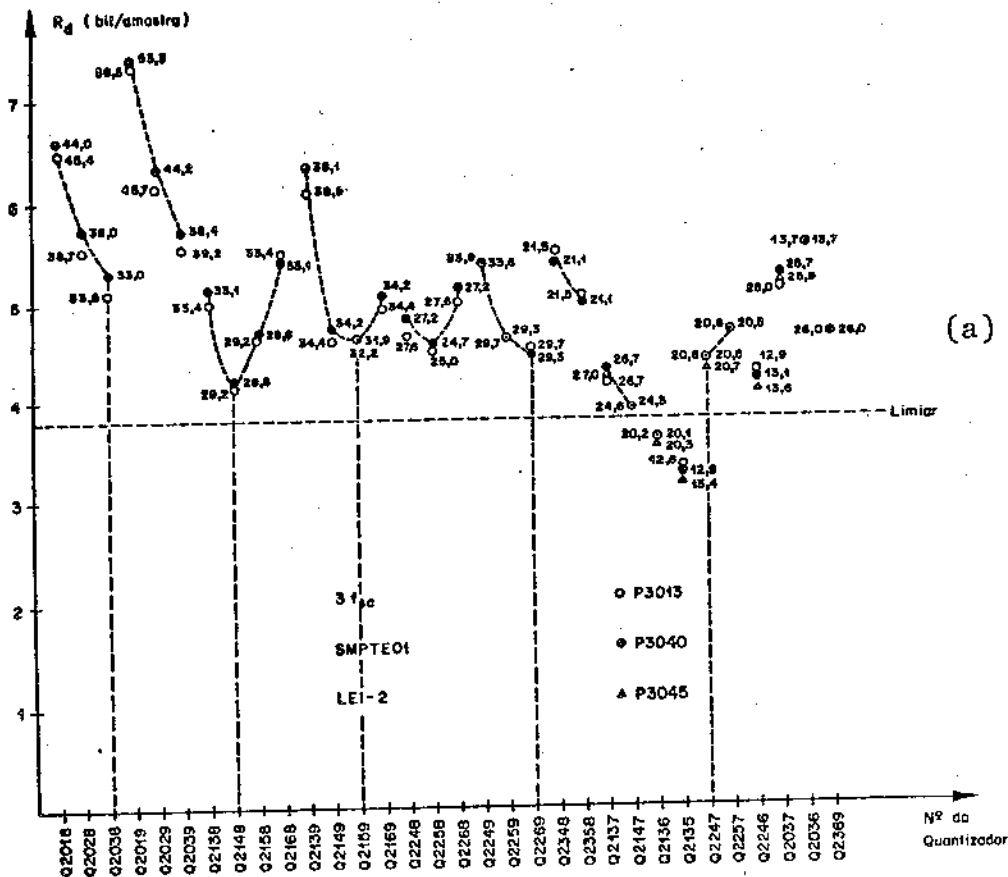


Fig.V.21 - Taxa de bits em quantização não-uniforme, Lei Q2, SMPTE01.

(a)  $f_a = 3f_{sc}$  ; (b)  $f_a = (8/3)f_{sc}$

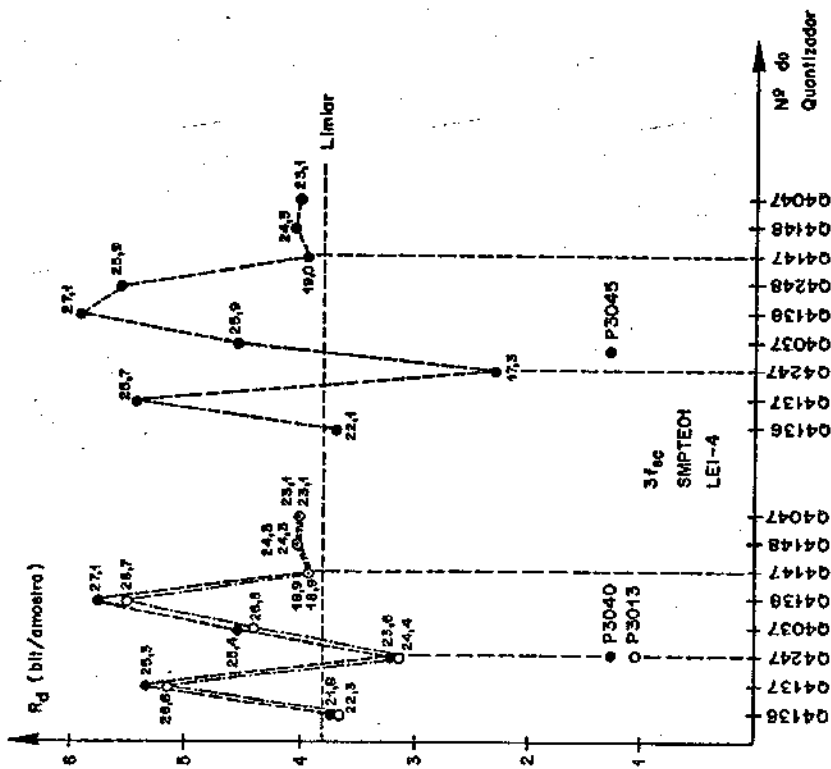


Fig.V.23 - Taxa de bits com quantização não uniforme, Lei  $Q_4$ ,  $3f_{sc}$ , SMPTE01

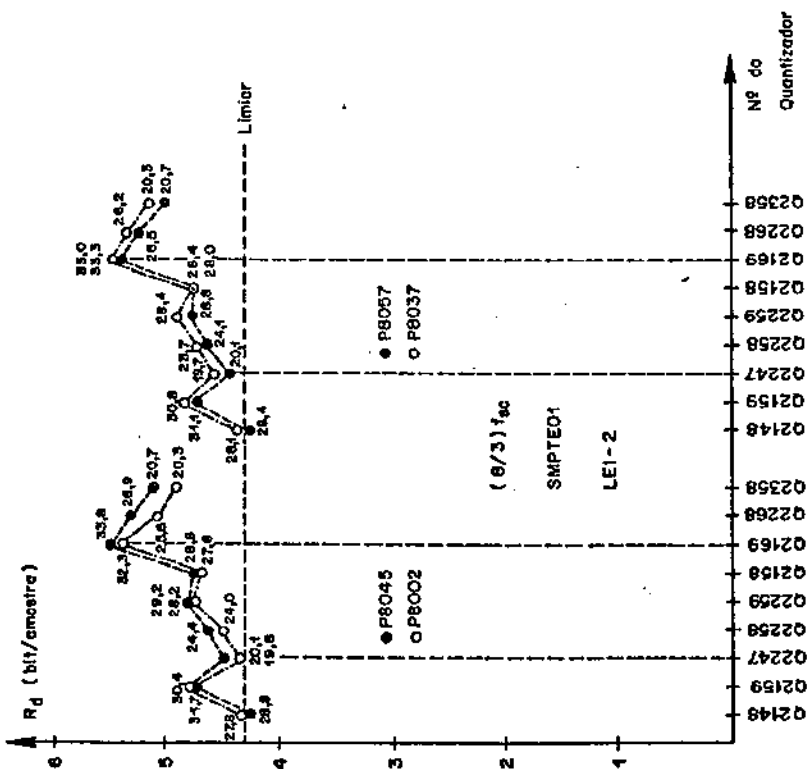


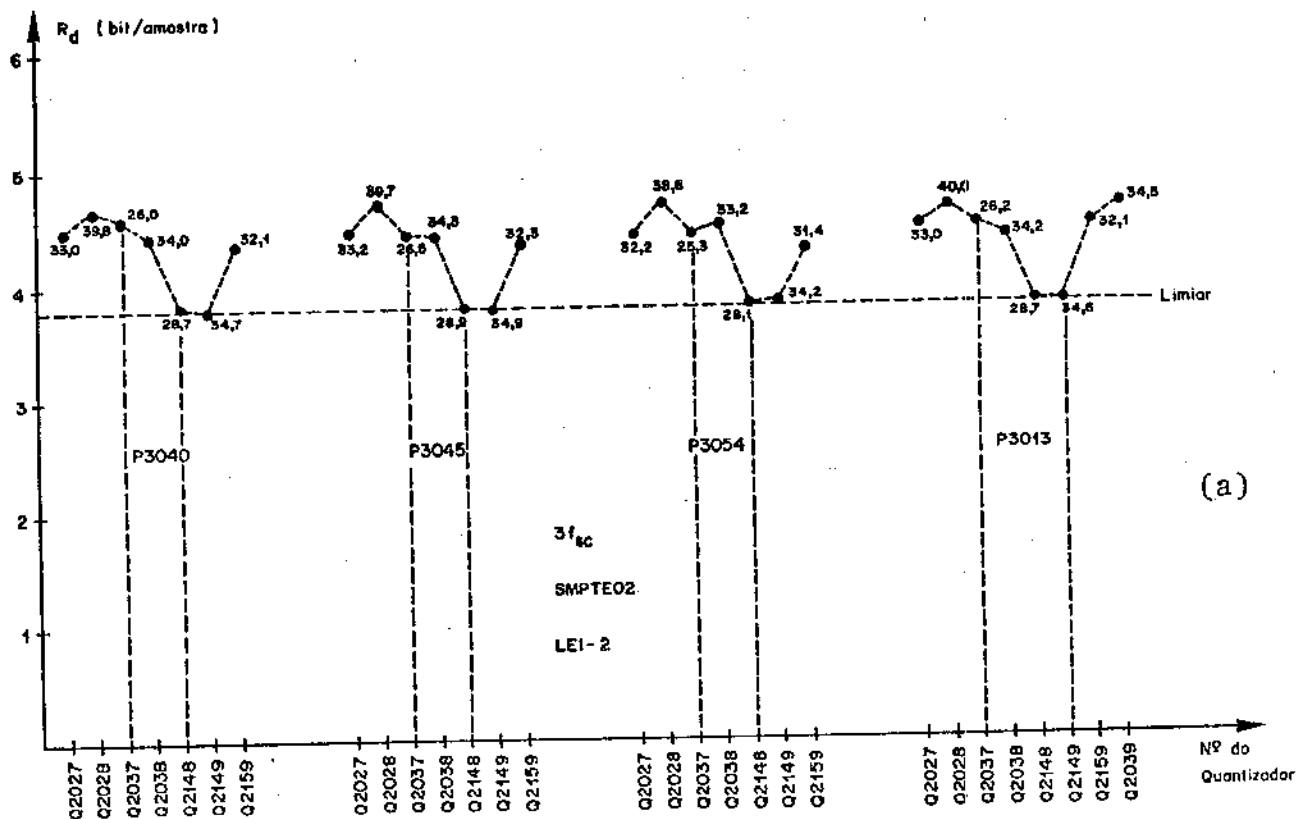
Fig.V.22 - Taxa de bits com quantização não-uniforme, Lei  $Q_2$ ,  $(8/3)f_{sc}$ , SMPTE01

As Figs.V.24(a) e (b) mostram os resultados com a lei " $Q_2$ " para  $f_a = 3f_{sc}$  e  $f_a = (8/3)f_{sc}$ , respectivamente. Na Fig.V.24(a) usaram-se os preditores P3013, P3040, P3045 e P3054 enquanto que na Fig.V.24(b) os preditores P8002, P8009, P8037, P8045, P8048 e P8057. Para ambas as frequências de amostragem destacou-se o quantizador Q2149 que manteve a relação sinal/ruído em torno da referência dada na Tab.V.3. Novamente se constatam nessas figuras comportamentos parecidos para preditores de desempenhos comparáveis nas Figs.V.19(a) e (b).

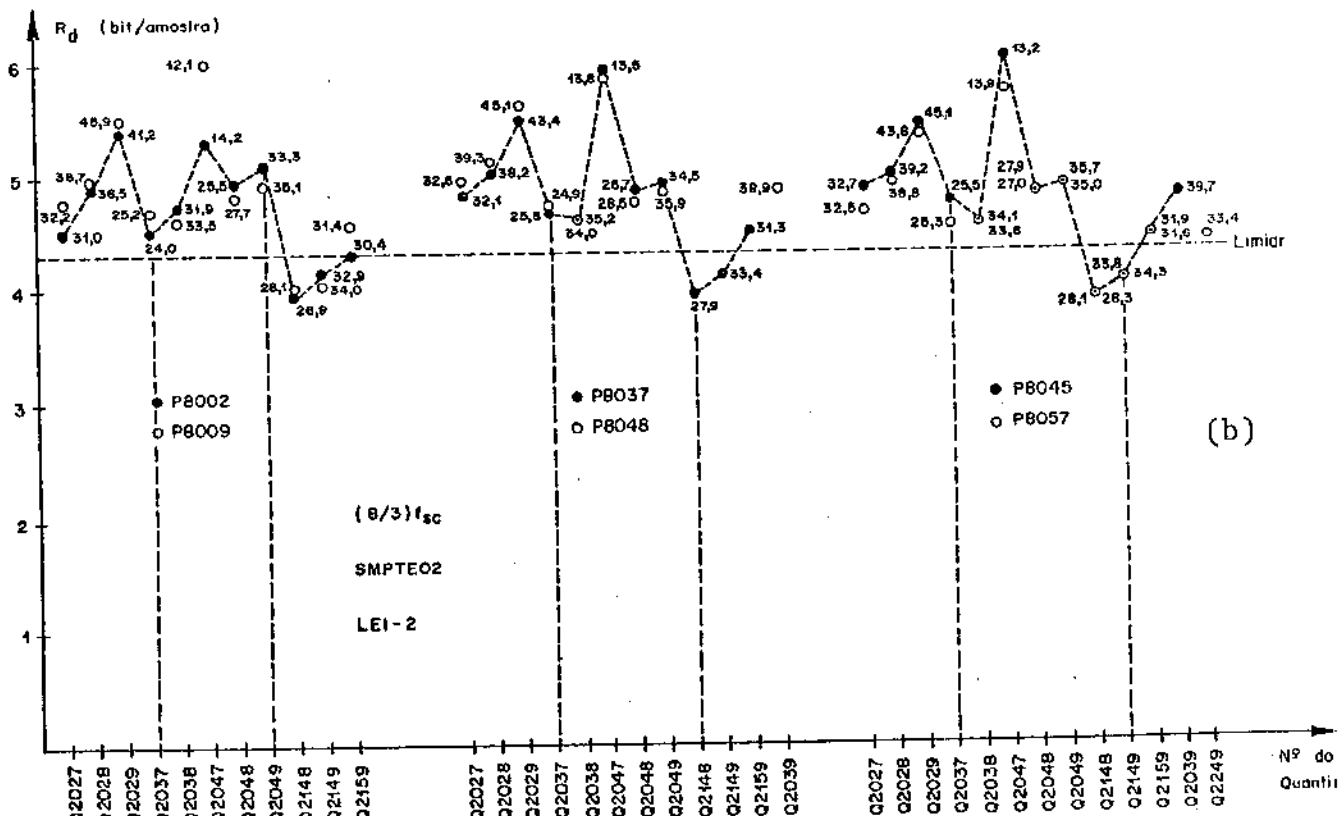
Além da Lei " $Q_2$ " foram propostas também no Cap.III as leis " $Q_3$ ", " $Q_4$ " e " $Q_5$ ". As Figs.V.25 (a) e (b) mostram os resultados para essas leis quando  $f_a = 3f_{sc}$  e  $f_a = (8/3)f_{sc}$ , respectivamente. Os quantizadores são denotados por  $QXnmk$ , onde "X" vale "3", "4" ou "5". Para  $f_a = 3f_{sc}$  escolheu-se o preditor P3040 e para  $f_a = (8/3)f_{sc}$  o preditor P8045. Naturalmente esperam-se comportamentos similares de preditores com desempenhos comparáveis nas Figs.V.19(a) e (b). Para ambas as frequências destacaram-se os quantizadores Q4149, Q4249 e Q4038. Para  $(8/3)f_{sc}$  devem-se mencionar ainda Q4049 e Q5049. A relação sinal/ruído obtida com os quantizadores citados corresponde a proximadamente àquela de referência dada na Tab.V.3. Para as leis " $Q_3$ " e " $Q_5$ " usou-se o valor de "a" dado nas eqs. (III.68) e (III.69) igual a 1,1. O valor de "a" é denominado daqui para frente de "APG".

Para se ter uma avaliação do efeito de variação do valor de "APG" sobre a taxa de bits " $R_d$ " obteve-se as curvas dadas na Fig.V.26, para as leis " $Q_3$ " e " $Q_5$ ".

Nessa figura, usou-se o preditor P3040 e o quantizador QX028 para " $3f_{sc}$ ". Para " $(8/3)f_{sc}$ " usou-se o preditor P8045 e o quantizador QX029. Para " $3f_{sc}$ " o valor de " $R_d$ " não varia para "APG" maior do que 1,2, mas a relação sinal/ruído varia. Analogamente para " $(8/3)f_{sc}$ " o valor de " $R_d$ " não muda para "APG" acima de 1,04, mas varia a relação Sinal/Ruído. Note-se também que para a lei " $Q_5$ " existem quantizadores que satisfazem a restrição da taxa desejada e ainda apresentam uma relação Sinal/Ruído acima da referência dada na Tab. V.3. De fato, para  $f_a = 3f_{sc}$ , preditor P3040, quantizador Q5028 e APG = 1.09 a relação Sinal/Ruído está 2,5 dB acima da referência. Para  $f_a = (8/3)f_{sc}$ , preditor P8045, quantizador Q5029 e APG = 1.027 a relação Sinal/Ruído está 3,4 dB acima da referência. Deve-se notar



(a)



(b)

Fig.V.24 - Taxa de bits com quantização não-uniforme, Lei Q<sub>2</sub>, SMPTE02  
 (a)  $f_a = 3f_{sc}$  ; (b)  $f_a = (8/3)f_{sc}$

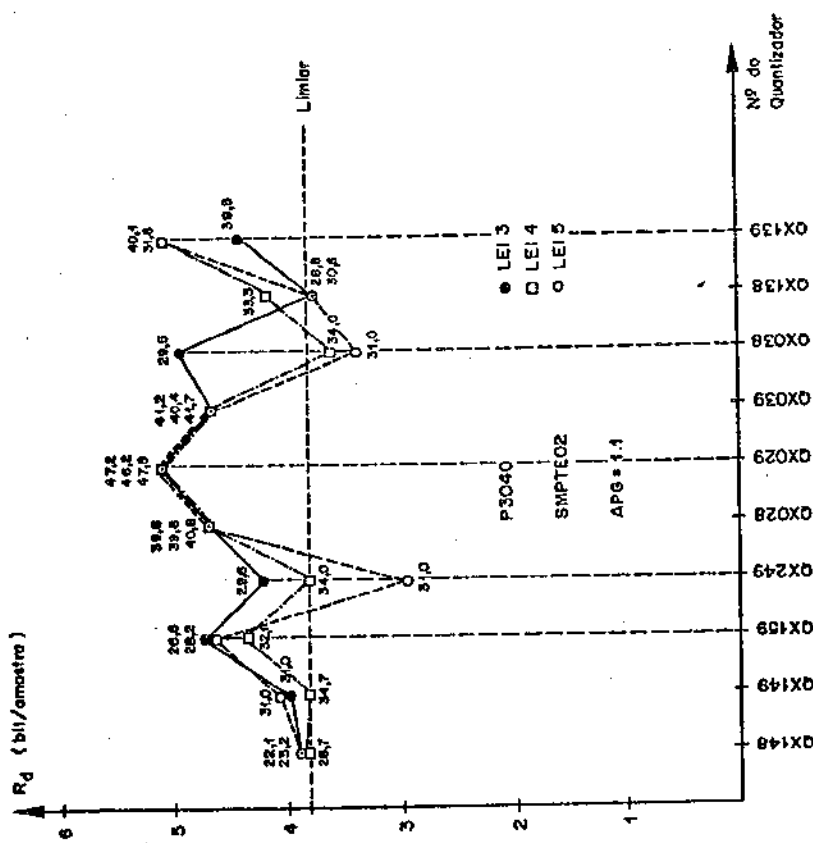
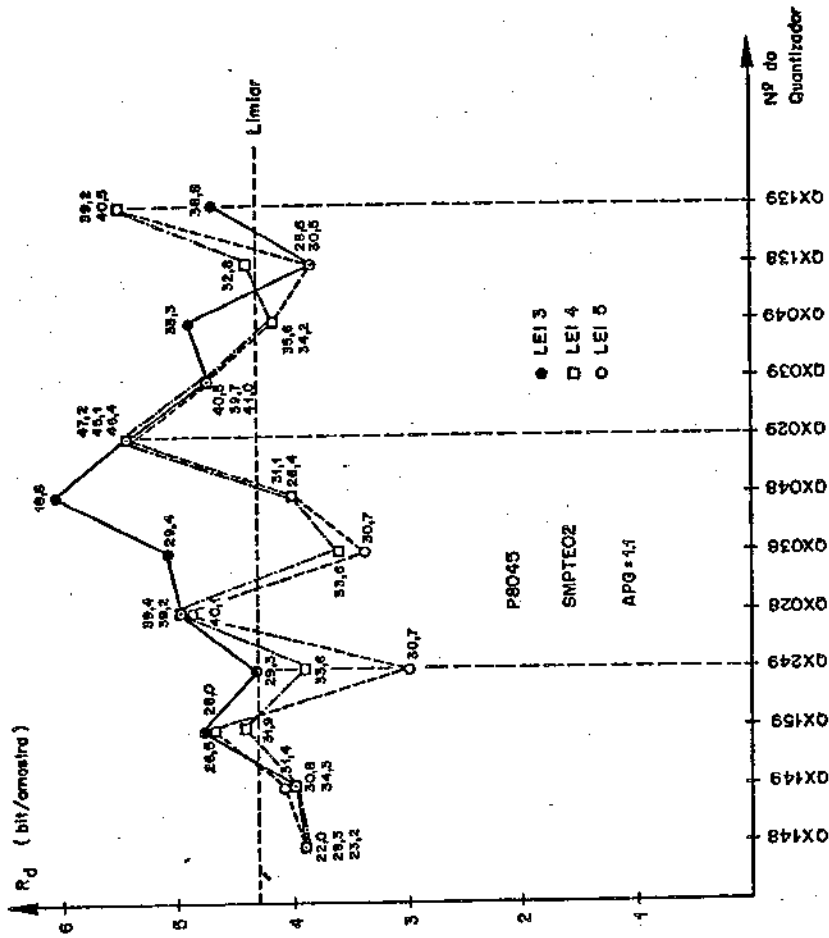


Fig.V.25 - Taxa de bits com quantização não-uniforme, Lei  $Q_3$ , Lei  $Q_4$ , Lei  $Q_5$ , SMPTE02.  
 (a)  $f_a = 3f_{sc}$  ; (b)  $f_a = (8/3)f_{sc}$ .

que quando "APG" varia, na verdade muda a curva de quantização. Outro fato a destacar é que quanto mais diferenças quantizadas forem associadas às palavras-código de menor comprimento, maior é a tendência de diminuir a taxa de bits na linha. Esses dois fatos citados sugeriram então pequenas mudanças em torno da origem na distribuição dos níveis de decisão positivos " $Q_d(i)$ " e negativos " $Q_e(i)$ " dos quantizadores que mantiveram uma relação Sinal/Ruído acima da referência " $N_6'$ ", porém com uma taxa de bits acima do limiar requerido. Tais modificações foram feitas em alguns quantizadores que seguem as leis " $Q_4$ " e " $Q_5$ " e as leis modificadas foram denominadas de leis " $Q_7$ " e " $Q_6$ ", respectivamente.

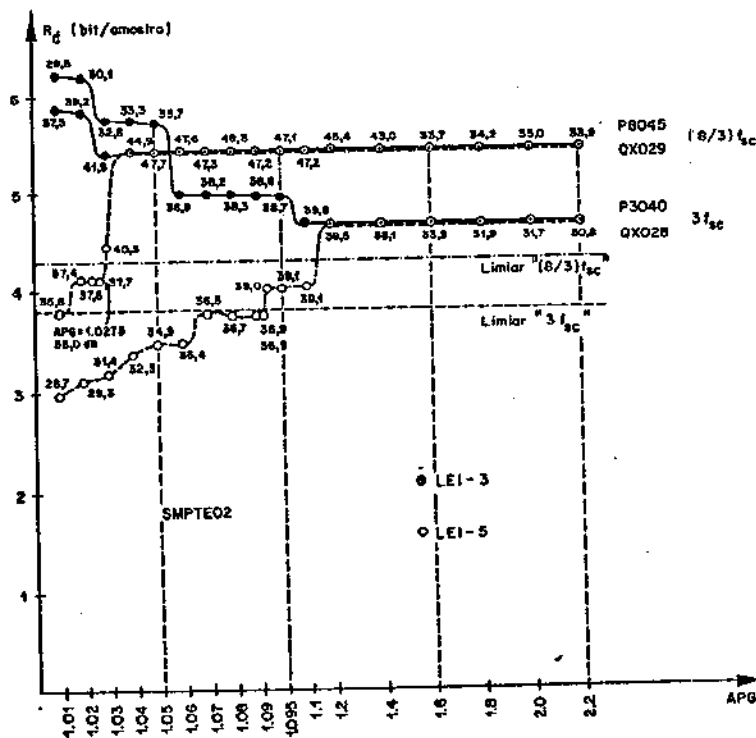


Fig. V.26 - Efeito da variação de "APG" sobre " $R_d$ ", SMPTE02

As Figs. V.27 (a) e (b) mostram os resultados obtidos usando-se as leis modificadas. As condições dos testes estão especificadas nas próprias figuras. Dessas figuras, os quantizadores de maior interesse estão indicados por uma seta virada para baixo

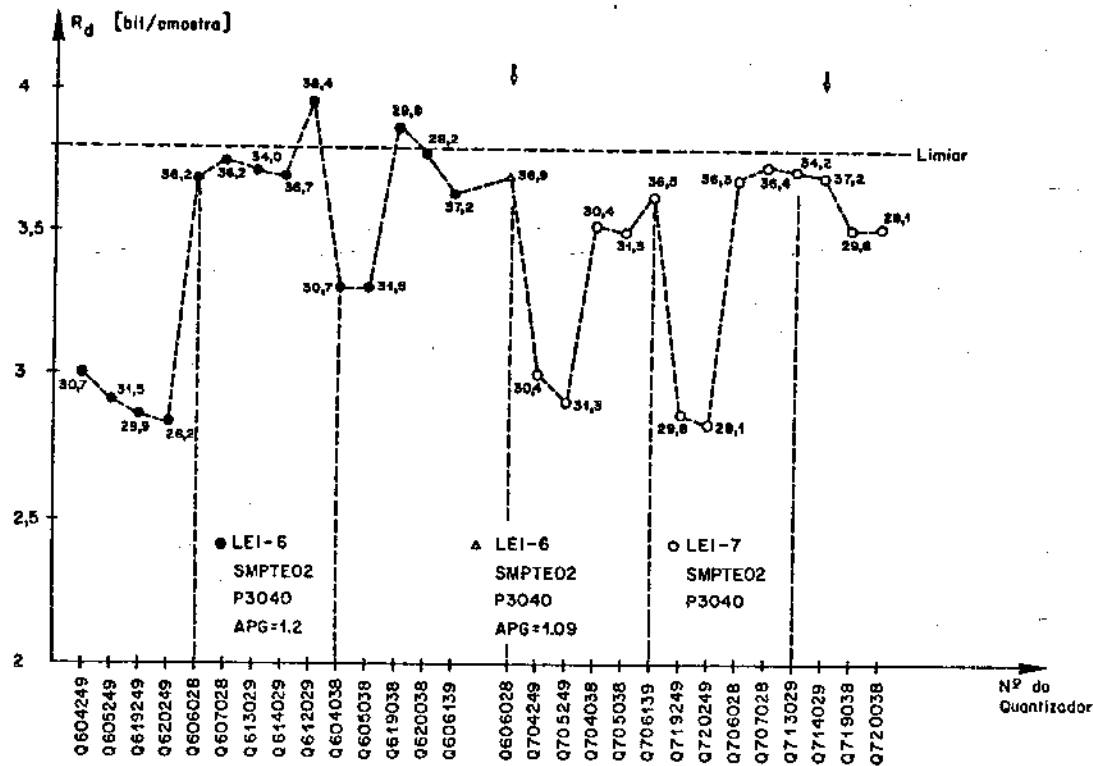
"4". Deu-se preferência aos quantizadores cujas leis estejam associadas às palavras-código com apenas dois comprimentos, a fim de diminuir a complexidade de implementação. Naturalmente, com quantizadores associados às palavras-código com três comprimentos é possível obter uma eficiência maior quanto à redução na taxa de bits com um desempenho, quanto à relação Sinal/Ruído comparável aos daqueles quantizadores escolhidos.

A Tab. V.6 mostra os níveis de decisão positivos " $Q_d(1)$ ", ..., modificados em torno da origem. Deve-se frisar que os demais níveis permanecem inalterados e seguem a lei original correspondente. Além disso, os níveis de decisão são simétricos em torno da origem conforme já foi dito anteriormente. Nas Figs. V.27 (a) e (b) os quantizadores são denominados  $Q6NNmk$  e  $Q7NNmk$ , respectivamente, onde "NN" é dado na Tab. V.6.

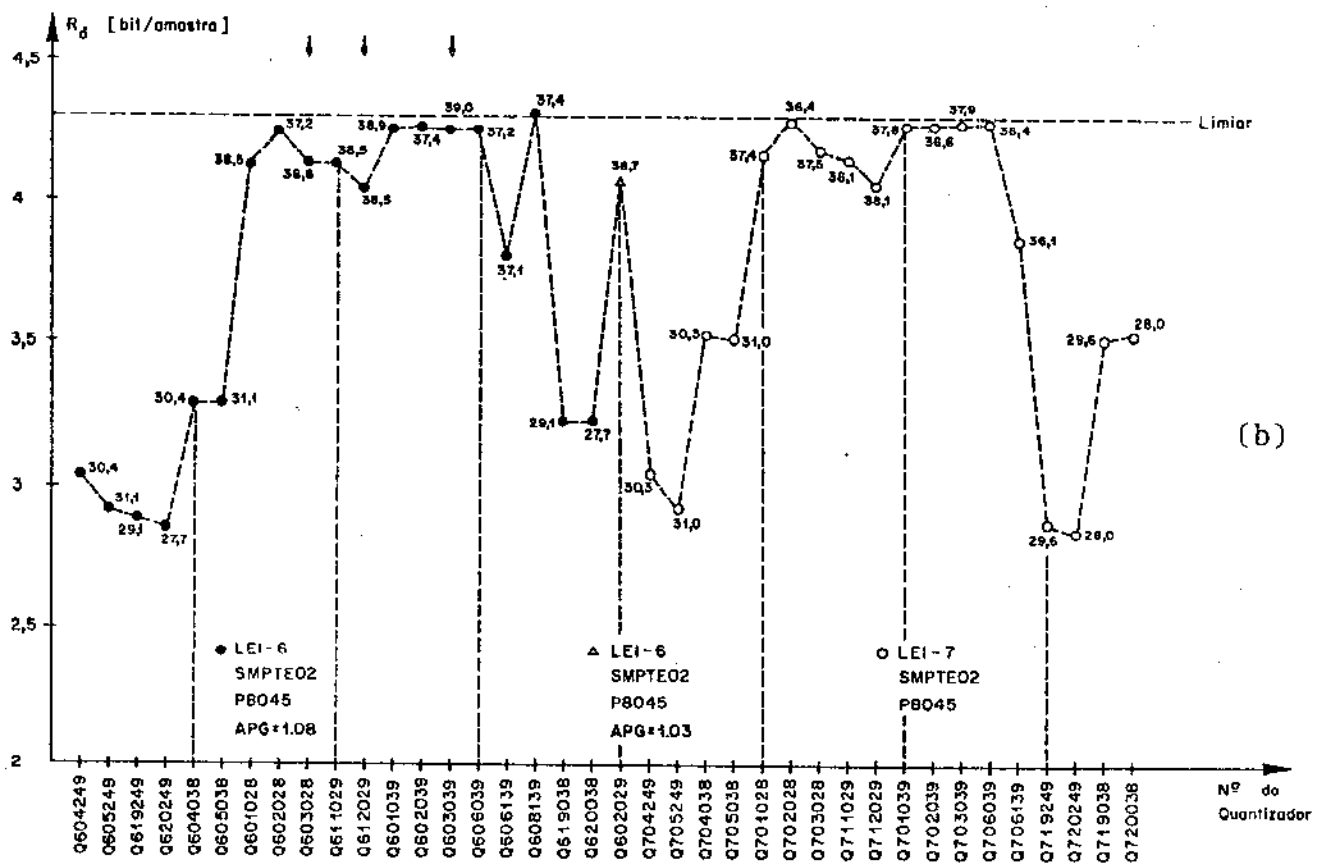
Nº NN	Níveis Positivos de Decisão	Nº NN	Níveis Positivos de Decisão
01	0,5-2,5-4,5-5,5	15	0,5-2,5-4,5; $Q_d(i)=Q_d(i+1)$
02	1,5-2,5-4,5-5,5	16	1,5-2,5-4,5; $Q_d(i)=Q_d(i+1)$
03	0,5-2,5-3,5-5,5	17	0,5-2,5-3,5; $Q_d(i)=Q_d(i+1)$
04	0,5-5,5-12,5	18	1,5-3,5-4,5; $Q_d(i)=Q_d(i+1)$
05	1,5-6,5-12,5	19	3,5-7,5-12,5
06	1,5-3,5-4,5-5,5	20	4,5-8,5-12,5
07	0,5-3,5-4,5-5,5	21	1,5
08	1,5	22	3,5
09	0,5-2,5; $Q_d(i)=Q_d(i+1)$	23	1,5-6,5
10	1,5-2,5; $Q_d(i)=Q_d(i+1)$	24	5,5
11	0,5-3,5; $Q_d(i)=Q_d(i+2)$	25	9,5
12	1,5-3,5; $Q_d(i)=Q_d(i+2)$	26	11,5
13	2,5-4,5; $Q_d(i)=Q_d(i+3)$	27	14,5
14	1,5-4,5; $Q_d(i)=Q_d(i+3)$	28	16,5

Tab. V.6 - Níveis positivos de decisão em torno do zero para as leis " $Q_6$ " e " $Q_7$ "





(a)



(b)

Fig. V.27 - Taxa de bits com quantização não-uniforme, SMPTE02, Lei "Q<sub>6</sub>" e Lei "Q<sub>7</sub>".

(a)  $f_a = 3f_{sc}$  ; (b)  $f_a = (2/3)f_{sc}$

As Figs. V.28(a) e (b) apresentam os resultados obtidos para " $3f_{sc}$ " e " $(8/3)f_{sc}$ " com os quantizadores e preditores escolhidos usando-se as oito imagens da SMPTE citadas na seção IV.2.1. Os resultados mostram que, com exceção da imagem do teste SMPTE01, todas as outras permitem a redução de taxa requerida com uma relação Sinal/Ruído superior à de referência. Naturalmente, conforme já foi frisado, outros preditores devem ter desempenhos comparáveis àqueles obtidos nessas figuras. Porém, o importante é que existem preditores e quantizadores capazes de atingir a meta inicialmente proposta.

Nas Figs. V.28(a) e (b) verifica-se também que a frequência de amostragem de " $(8/3)f_{sc}$ " é mais propícia à redução da taxa de bits com menor degradação na relação Sinal/Ruído, do que a frequência de " $3f_{sc}$ ".

Resta portanto o problema de transmissão das imagens tipo SMPTE01. Neste caso, a solução pode ser aquela adotada por Sawada e Kotera [5,5]. Introduce-se o chamado "modo forçado" de quantização de tal maneira que a taxa média de bits por amostra na linha ou no quadro permaneça constante e igual ao limiar que é o máximo permitido. Para este trabalho, pelo tipo de desenvolvimento teórico feito, é mais apropriado conservar a taxa média no quadro, constante. Neste caso, para a quantização no modo forçado escolheu-se uma lei com 3 bits por amostra para " $3f_{sc}$ " e uma com 4 bits por amostra para " $(8/3)f_{sc}$ ". O quantizador do modo forçado, é aqui chamado de "quantizador forçado" a fim de diferenciá-lo do outro que é então chamado de "quantizador principal". A idéia básica consiste em se usar o quantizador principal até o ponto em que usando-se o quantizador forçado consegue-se manter a taxa média no quadro. Seja então " $N_0$ " o número total de elementos de imagem em um quadro. Sejam também " $N_d$ " e " $N_f$ " o número de amostras quantizadas pelo quantizador principal e pelo quantizador forçado, respectivamente. Suponha então que para um dado preditor, um dado quantizador principal e uma dada imagem de teste se use a taxa média " $R_d$ " de bits por amostra como estimativa da taxa de bits, mesmo para parte da imagem de teste. A Fig. V.29 ilustra essa situação. Nessa figura, tem-se:

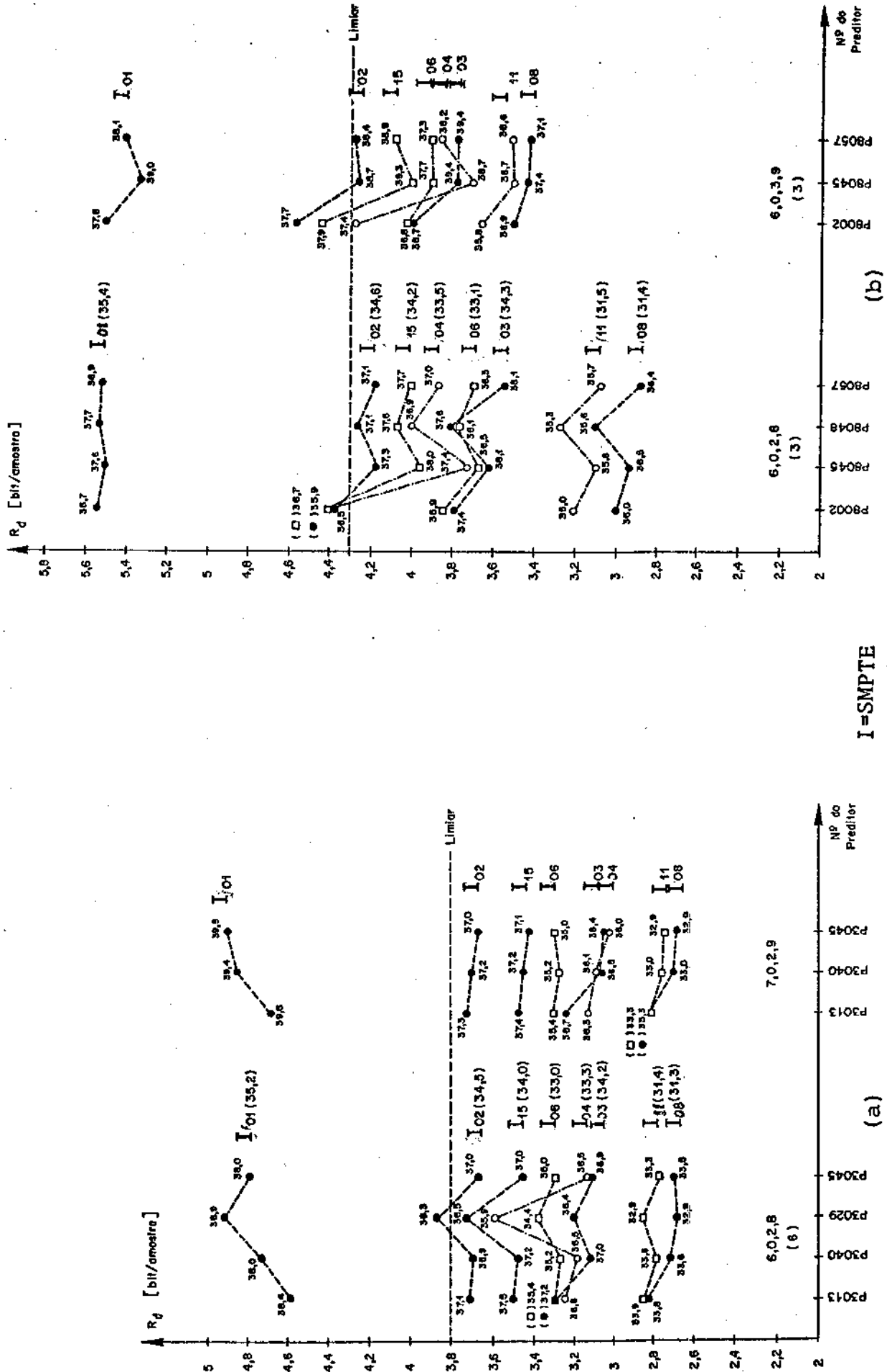


Fig.V.28 - Taxa de bits para os quantizadores escolhidos para oito imagens da SMPTE.  
 (a)  $f_a = 3f_{sc}$  ; (b)  $f_a = (8/3)f_{sc}$

$$R_f = \begin{cases} 3, & \text{para } f_a = 3f_{sc} \\ 4, & \text{para } f_a = (8/3)f_{sc} \end{cases} \quad (\text{V.37})$$

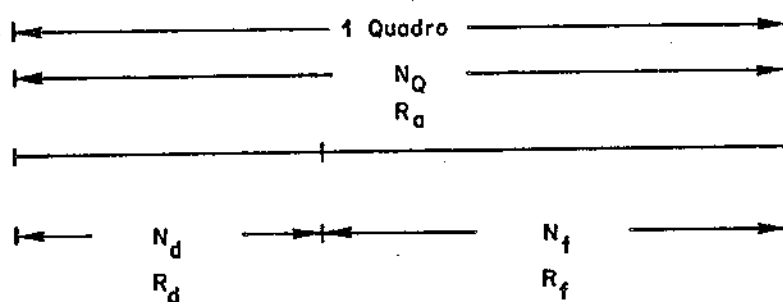


Fig. V.29 - Distribuição dos quantizadores principal e forçado no quadro

O valor da taxa limite " $R_a$ " foi dado na Tab. III.15.

Assim, a porcentagem " $P_f$ " de amostras quantizadas no modo forçado é dada por:

$$P_f = \frac{N_f}{N_Q} \cdot 100\% = \frac{R_d - R_a}{R_d - R_f} \cdot 100\% \quad (\text{V.38})$$

Na eq.(V.38) supõe-se " $R_d$ " maior do que " $R_a$ " e consequentemente maior do que " $R_f$ ". Caso contrário, não há necessidade de se usar o modo forçado.

Usando-se a eq.(V.38) pode-se calcular que para o conjunto P3040/Q606028 o valor de " $P_f$ " fica próximo de 50%. Já para o P8045/Q603028 o valor de " $P_f$ " fica próximo de 80%.

Para a escolha da lei de quantização a ser usada no modo

forçado obtiveram-se os resultados mostrados nas Figs. V.30(a) e (b). Nessas figuras, a ordenada é a relação Sinal/Ruído que varia com o quantizador usado. Para " $3f_{sc}$ " escolheu-se o quantizador Q36025 que segue a lei " $Q_6$ " com "NN" dado na Tab. V.6 igual a 25 e APG = 2,40. Para " $(8/3)f_{sc}$ " escolheu-se o quantizador Q86021 que segue a lei " $Q_6$ " com "NN" igual a 21, e APG = 1,55. Nas Figs. V.30(a) e (b) foram simulados diversos quantizadores seguindo as leis " $Q_1$ ", " $Q_2$ ", " $Q_3$ ", " $Q_4$ ", " $Q_5$ " e " $Q_6$ ", para a imagem SMPTE01 e os preditores P3040 e P8045, conforme indicação nas próprias figuras.

Por outro lado, nas Figs. V.31(a) e (b) apresentam-se histogramas das diferenças antes e após a quantização, respectivamente num caso típico. Note-se que no eixo da ordenada foi necessário usar 2 escalas diferentes a fim de se poder visualizar melhor a distribuição das amplitudes das diferenças antes da quantização "D" e após a quantização "DQ". Os resultados confirmam a hipótese feita no início do trabalho de que as diferenças se concentram em torno da origem quando o preditor e o quantizador apresentam um bom desempenho. Note-se na Fig. V.31(b) que o número de níveis de quantização é menor do que o número total de diferenças possíveis de ocorrerem antes da quantização.

Finalmente, a Tab. V.7 apresenta as leis de quantização de maior interesse neste trabalho. Na tabela, são mostrados apenas os níveis de decisão positivos " $Q_d(i)$ ",  $i = 1, 2, \dots$ , já que as leis usadas são simétricas em torno da origem.

#### V.5.4. Comentários Parciais

Assim, verificou-se nas seções anteriores, a existência de preditores e quantizadores capazes de conseguir no sistema MCPD a taxa de bits por amostra desejada e ao mesmo tempo mantendo uma relação Sinal/Ruído acima da referência escolhida.

Por outro lado, vários outros parâmetros definidos no início do capítulo foram determinados ao longo das simulações e

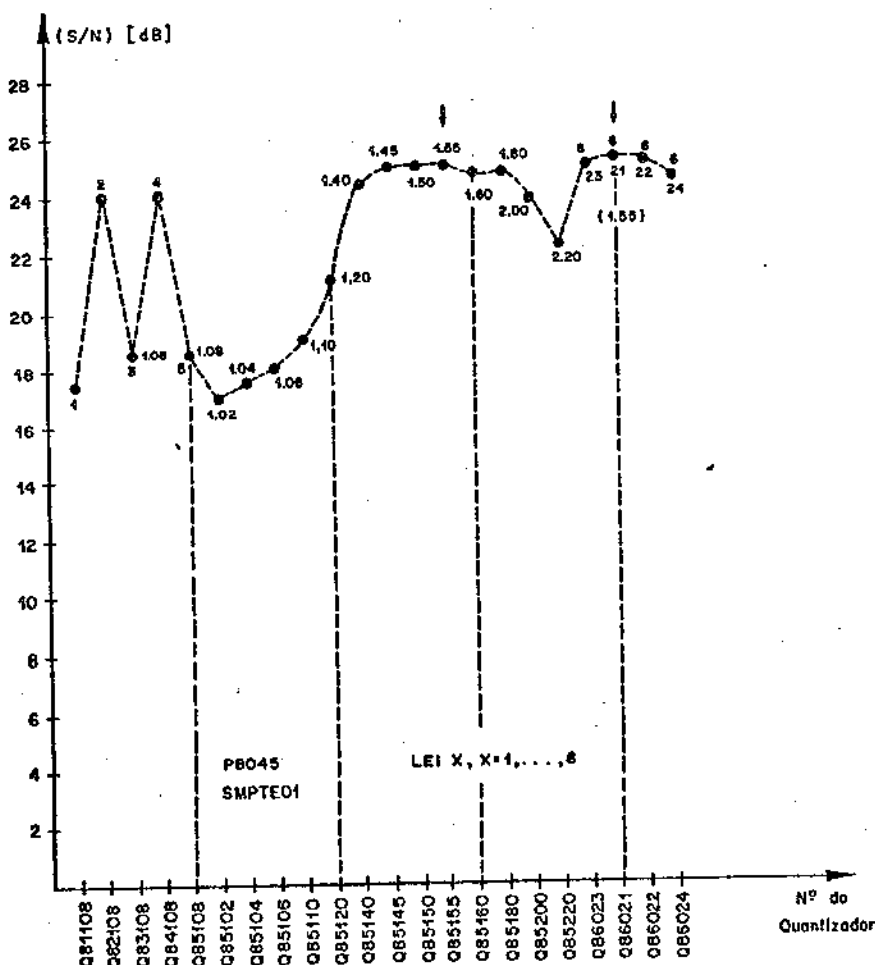
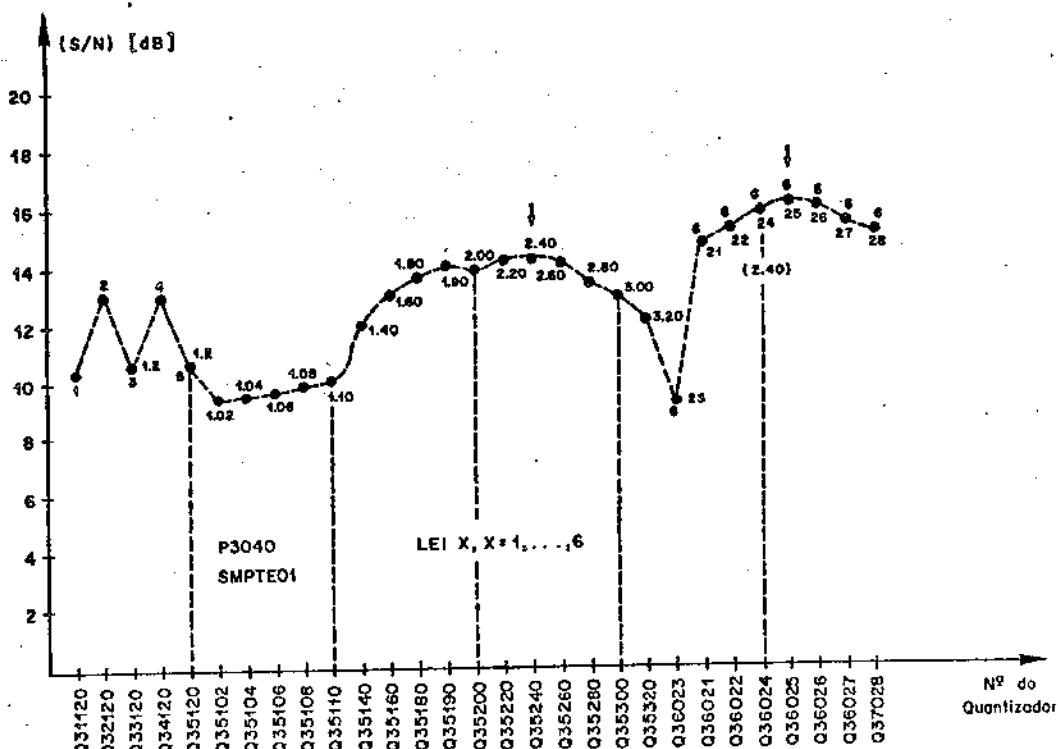


Fig. V.30 - Relação Sinal/Ruído para quantizadores no modo forçado.  
 (a)  $f_a = 3f_{sc}$  ; (b)  $f_a = (8/3)f_{sc}$

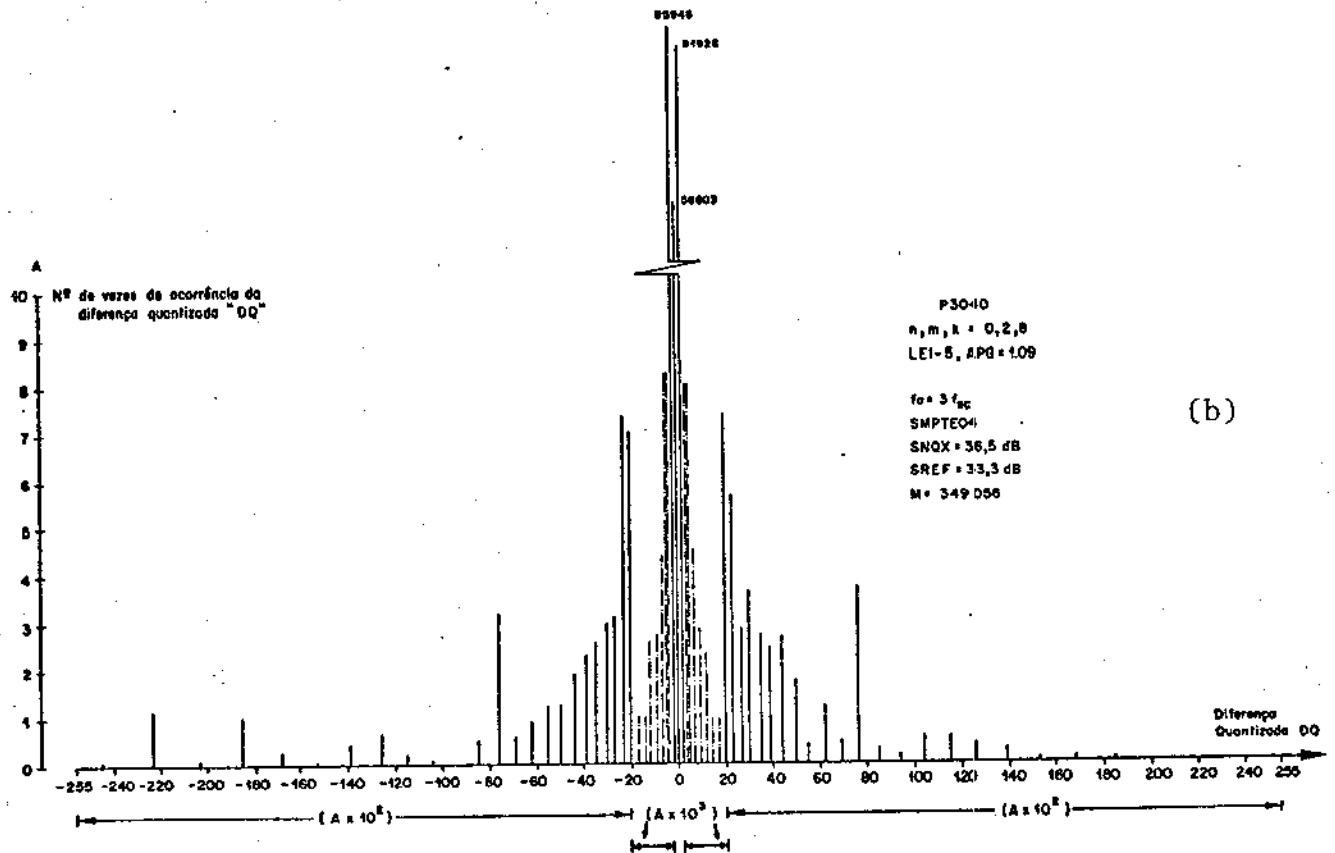
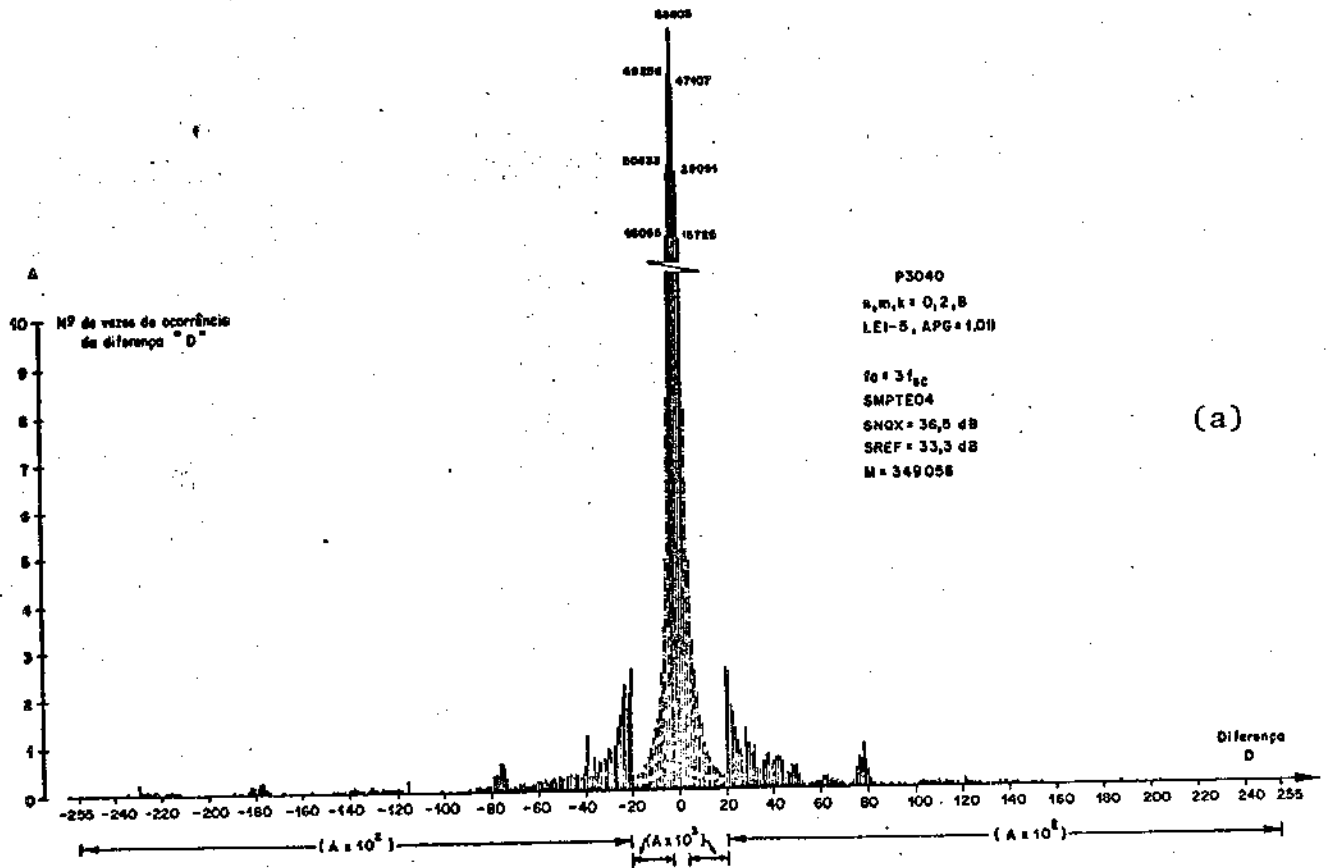


Fig. V.31 - Histogramas para as diferenças  
 (a) Antes da quantização;  
 (b) Após a quantização

Q606028 APG=1,09	Q714029	Q603028 APG=1,08	Q603039 APG=1,08	Q621004 APG=1,55	Q625003 APG=2,40	Q500028 APG=1,09
1,5	1,5	0,5	0,5	1,5	9,5	0,5
3,5	4,5	2,5	2,5	8,5	29,5	3,5
4,5	5,5	3,5	3,5	18,5	95,5	4,5
5,5	6,5	5,5	5,5	35,5		6,5
8,5	⋮	10,5	8,5	60,5		8,5
10,5	⋮	12,5	10,5	100,5		10,5
13,5	⋮	15,5	13,5	161,5		13,5
15,5	⋮	18,5	15,5			15,5
18,5	(1:1)	21,5	18,5			18,5
21,5	⋮	25,5	21,5			21,5
25,5	⋮	28,5	24,5			25,5
28,5	⋮	33,5	28,5			28,5
32,5	⋮	37,5	31,5			32,5
37,5	⋮	42,5	35,5			37,5
41,5	43,5	47,5	40,5			41,5
47,5	44,5	52,5	45,5			47,5
52,5	46,5	59,5	50,5			52,5
58,5	48,5	65,5	55,5			58,5
65,6	51,5	72,5	61,5			65,5
72,5	55,5	80,5	67,5			72,5
80,5	60,5	88,5	74,5			80,5
89,5	66,5	97,5	82,5			89,5
99,5	73,5	106,5	90,5			99,5
109,5	81,5	116,5	99,5			109,5
120,5	90,5	128,5	108,5			120,5
132,5	100,5	140,5	118,5			132,5
146,5	111,5	153,5	129,5			146,5
160,5	123,5	167,5	141,5			160,5
176,5	136,5	182,5	154,5			176,5
194,5	150,5	198,5	168,5			194,5
212,5	165,5	216,5	183,5			212,5
233,5	181,5	235,5	199,5			233,5
	198,5		216,5			
	216,5		235,5			
	235,5					

Tab. V.7 - Curvas de Quantização



usados mais no sentido de fornecer pistas auxiliares paralelas para o objetivo maior, que é o de encontrar preditores e quantizadores que apresentem um bom compromisso entre a redução da taxa de bits de transmissão e a degradação na qualidade do sinal recuperado. A fim de não avolumar desnecessariamente o presente trabalho, os resultados referentes aos demais parâmetros citados deixaram de ser apresentados, sem prejuízo das conclusões obtidas.

Finalmente, para se ter uma idéia do que representa a degradação introduzida no sinal transmitido com redução de faixa visualizaram-se as imagens processadas no sistema "I-100 do INPE", já citado anteriormente.

#### V.6. VISUALIZAÇÃO SUBJETIVA DAS IMAGENS

Algumas imagens processadas, após o armazenamento em fitas magnéticas usando-se formatos e utilitários compatíveis entre os computadores utilizados foram monitoradas no sistema "I - 100 do INPE". Para efeito de comparação a imagem original digitalizada em 8 bits também foi mostrada e fotografada. Essa providência torna-se necessária quando se leva em conta as diferenças que surgem entre uma foto e outra devido à iluminação, ao acerto de cores, ao balanceamento de cores, à troca de filmes, à regulagem da máquina fotográfica, à revelação do filme entre diversas outras causas. Mesmo após se tomarem diversos cuidados para minimizar os efeitos dos fatores citados, constatou-se diferenças entre fotos repetidas da mesma imagem.

A Tab. V.8 mostra as condições em que as imagens foram visualizadas. Escolheram-se as imagens SMPTE01, SMPTE02 e SMPTE04.

As Figs. V.32 e V.33 mostram em preto e branco as cópias das imagens citadas no monitor. Na Fig. V.33 cada imagem está repetida.

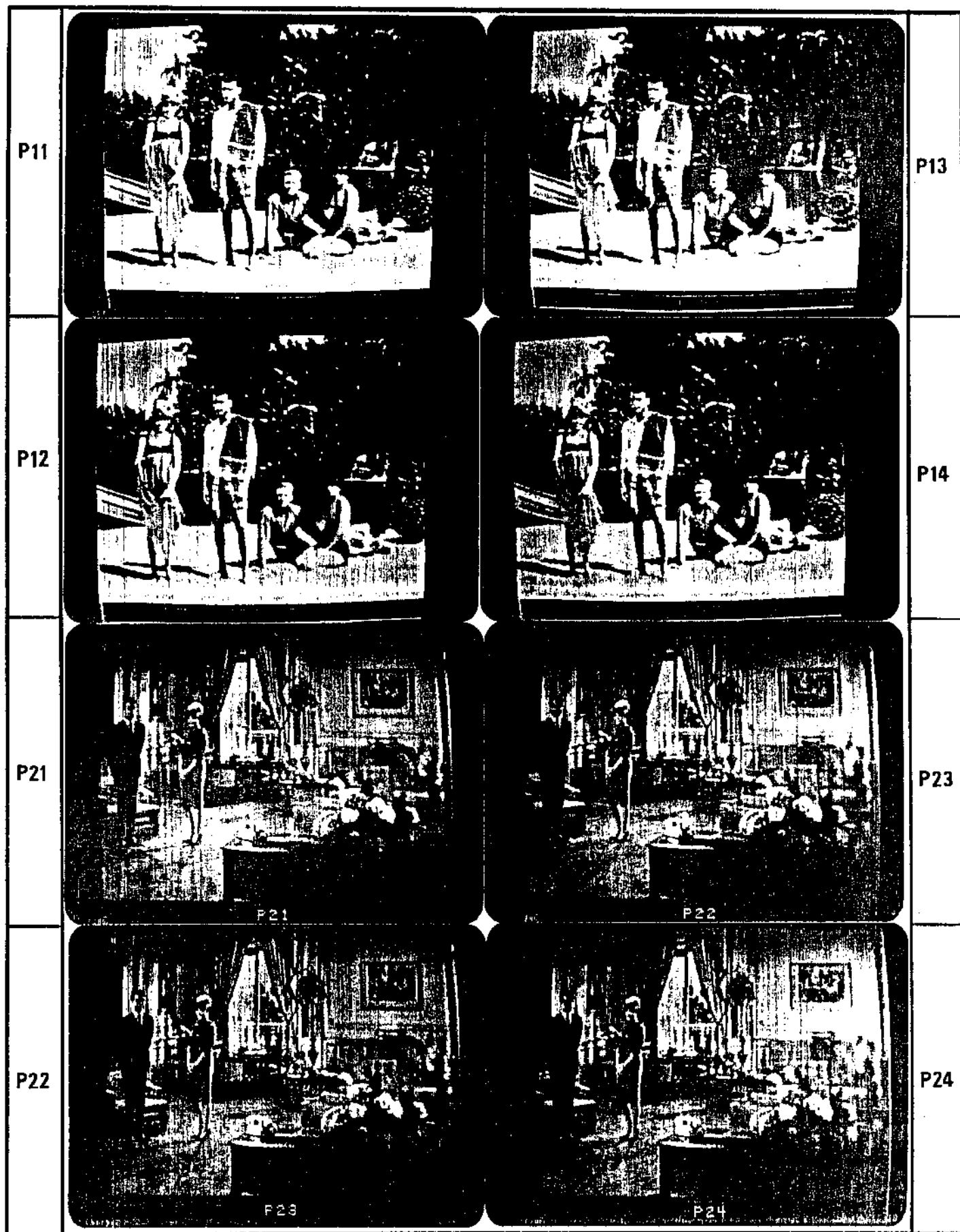


Fig. V.32 - Visualização das imagens processadas (SMPTE01 e SMPTE02)

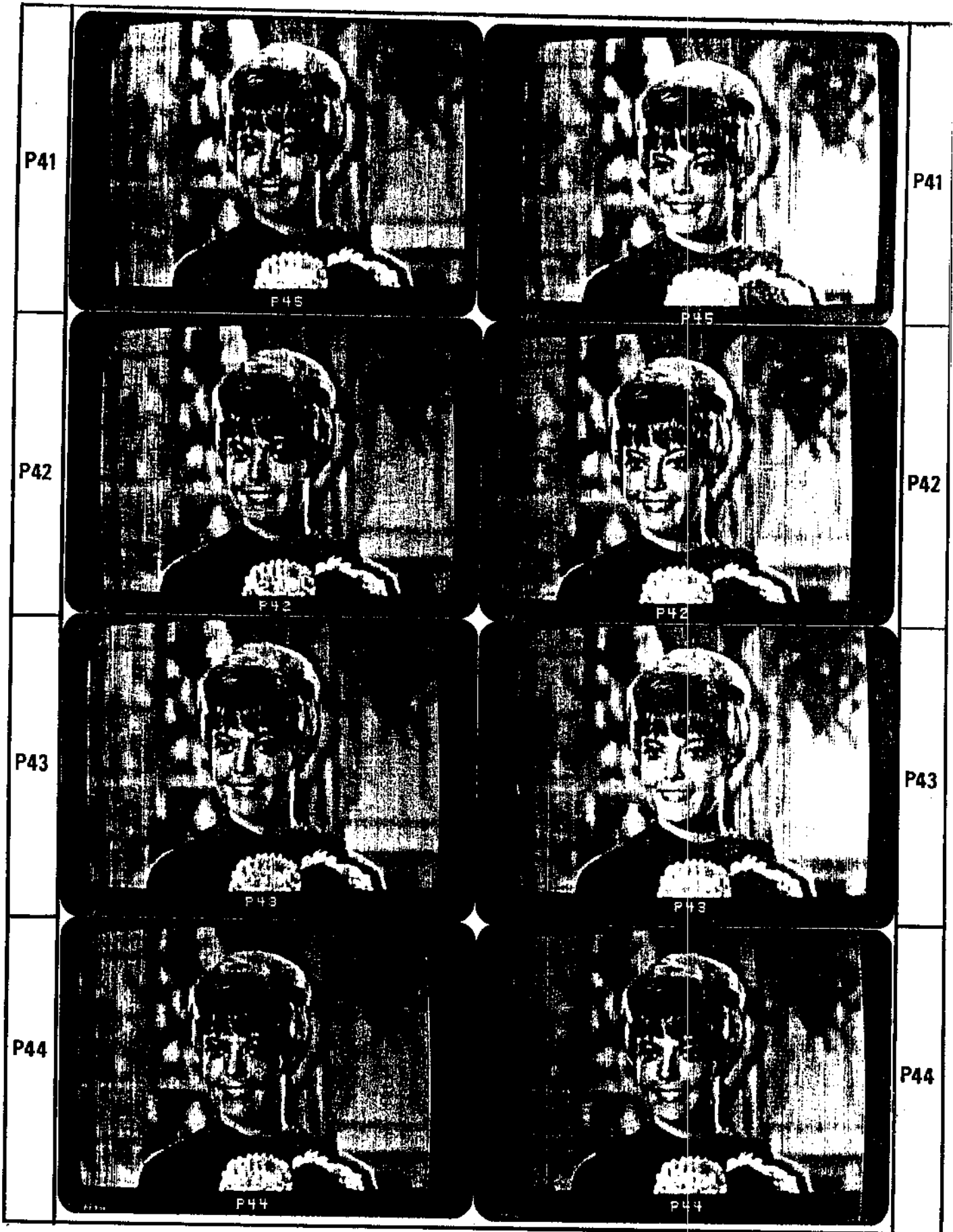


Fig. V.33 - Visualização das imagens processadas (SMPTE04)

SMPTExX		
01	02	04
(P11) Original - 8 bits	(P21) Original - 8 bits	(P41) Original - 8 bits
(P12) $(8/3)f_{sc}$ P8045 Q603028 APG = 1,08	(P22) $(8/3)f_{sc}$ P8045 Q603028 APG = 1,08	(P42) $(8/3)f_{sc}$ P8045 Q603028 APG = 1,08
(P13) $(8/3)f_{sc}$ P8045 Q621004 APG = 1,55 Modo Forçado	(P23) $(8/3)f_{sc}$ P8045 Q800048 (S/K)	(P43) $(8/3)f_{sc}$ Composto/Decomposto sem "DPCM"
(P14) $3f_{sc}$ P3040 Q625003 APG = 2,40 Modo Forçado	(P24) $3f_{sc}$ P3040 Q500028 APG = 1,09	(P44) $3f_{sc}$ P3040 Q500028 APG = 1,09

Tab. V.8 - Condições para as imagens processadas e visualizadas

Constatou-se uma degradação bastante visível no caso de quantização forçada para a frequência de " $3f_{sc}$ ". Nos demais casos, não houve degradação perceptível pelo menos à primeira vista.

#### V.7. COMENTÁRIOS

Assim, foram apresentados os resultados obtidos de simulações que envolveram o modelamento de geração e recepção do sinal composto PAL-M, o modelamento do sistema MCPD e principalmente os diversos tipos de preditores e quantizadores propostos.

A avaliação subjetiva das imagens foi feita monitorando-se algumas delas, processadas sob diversas condições no sistema I-100 do INPE e registrando-se as imagens obtidas no monitor através de fotos. O sinal de vídeo composto de várias imagens da SMPTE também foi visualizado em preto e branco, tanto para a frequência de " $3f_{sc}$ " como para " $(8/3)f_{sc}$ ". Constatou-se então visualmente que o padrão de interferência do sinal de crominância no de luminância é mais regular e simétrico para a frequência de " $(8/3)f_{sc}$ " do que para " $3f_{sc}$ ". Neste caso do sinal composto não se tirou as fotos, mas as imagens apareceram no monitor perfeitamente nítidas.

CAPÍTULO VI

ESTUDOS INICIAIS PARA O PROJETO DE UM SISTEMA MCPD

## VI.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo, pretende-se esquematizar o ante-projeto de um primeiro protótipo experimental de laboratório para um CODEC MCPD (Codificador + Decodificador Local) usando codificação composta do sinal de vídeo digitalizado PAL-M. A ênfase é dada ao bloco redutor de redundância, ou seja, ao sistema MCPD. Outros aspectos que constituem fatores importantes no equipamento final são o aproveitamento dos intervalos de apagamento horizontal "APH" e vertical "APV", a codificação de linha, a interface com o sistema de 34 M bit/s e a transmissão de som da imagem. Alguns desses tópicos já estão sendo estudados paralelamente em outros trabalhos.

Este ante-projeto visa apresentar os esquemas apenas a nível de diagrama de blocos, procurando-se no entanto vincular tais blocos aos "CIs" (Circuitos Integrados) analógicos e digitais existentes. Os CIs analógicos referenciados são aqueles específicos aos receptores comuns de TV comercial e os de uso geral, como Amplificadores Operacionais e Malhas de Diodos e Transistores. Quanto aos digitais, como já se sabe, existe a possibilidade de usarem os componentes das famílias lógicas "MOS" ("Metal-Oxide-Semiconductor"), "TTL" ("Transistor-Transistor Logic") e "ECL" ("Emitter-Coupled-Logic"). Devido à velocidade requerida, uma vez que a taxa de amostragem é da ordem de 10 Mbit/s é interessante a utilização da família "ECL" e da série "Schottky" ("TTL"), na implementação do codificador MCPD propriamente dito, pelo menos em algumas funções para aliviar o problema crítico de tempo. No caso de memórias de grande capacidade, a família ECL não apresenta opções devendo-se então usar as outras famílias como a "Schottky", "Low Power Schottky" e "MOS". O uso de CI's não tão rápidos quanto aos da família "ECL", impõe a utilização de certos artifícios, a fim de se respeitar o tempo disponível para processamento, ao qual deve-se ajustar as velocidades inerentes de cada componente. Um destes recursos consiste na repetição parcial ou total de certas funções, de tal forma que a lentidão do componente é em parte compensada pela divisão da tarefa a ser executada, tendo como preço o aumento da complexidade e do número de componentes usados.

Naturalmente, devido aos fatores citados, o ante-projeto

do protótipo aqui proposto não estará otimizado do ponto de vista de minimização de componentes nem quanto ao aproveitamento de todas as potencialidades para extração das redundâncias do sinal de TV PAL-M.

Convém no entanto ressaltar que este primeiro ante-projeto contém a essência das idéias acumuladas até o momento e servirá para dar base à implementação de um sistema em situações mais próximas da realidade.

## VI.2. FUNÇÕES NECESSÁRIAS NO SISTEMA MCPD

A Fig. VI.1 mostra o diagrama de blocos simplificado do transmissor do sistema.

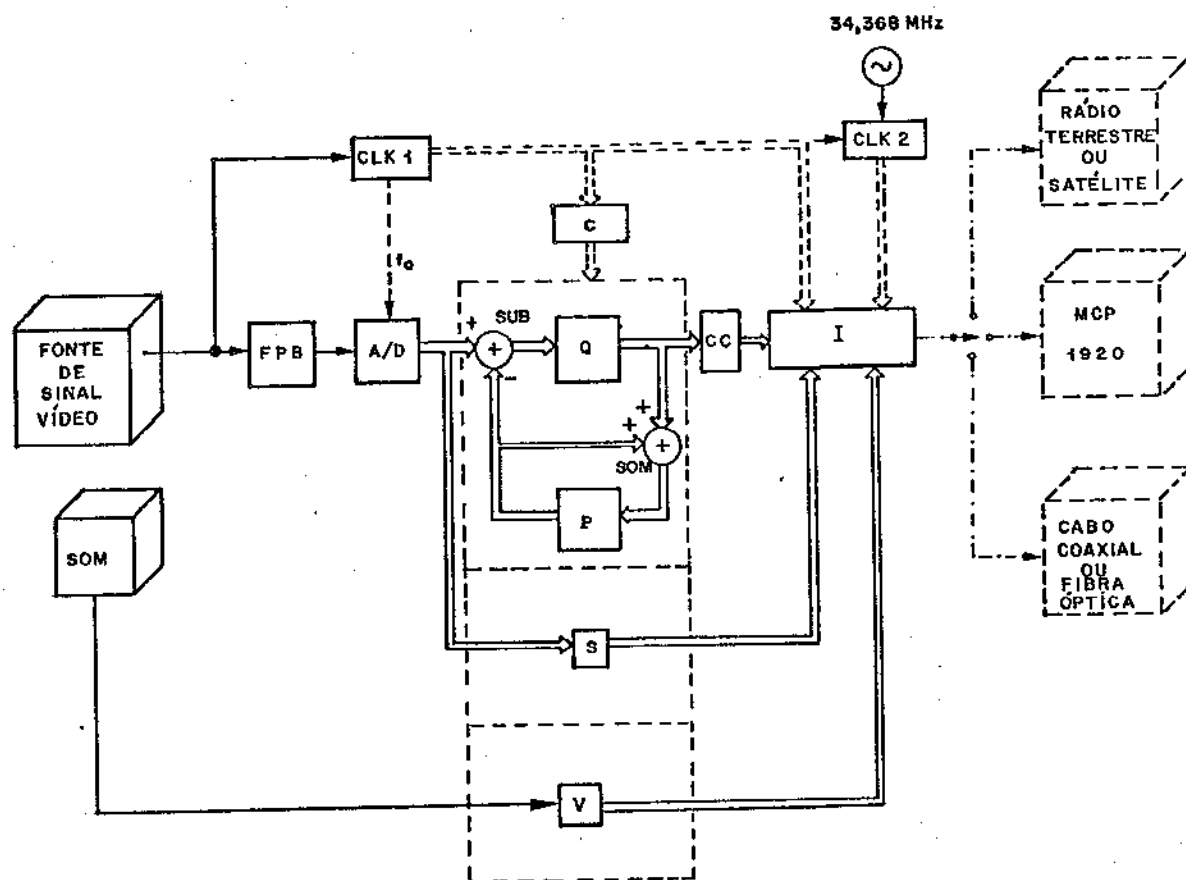


Fig. VI.1 - Diagrama de Blocos do Transmissor



Nessa figura, os caminhos de sinais analógicos de vídeo são representados por linhas cheias. Os caminhos de sinais principais na forma digital (ônibus de 8 ou 9 bits) estão apresentados por linhas cheias duplas. Os sinais de relógio são indicados por linhas tracejadas, enquanto que os sinais digitais na forma série estão representados por linhas pontilhadas-tracejadas.

A fonte de TV fornece um sinal de vídeo composto PAL-M. Para a simulação, essa fonte pode ser um gerador de sinais de teste padrão, uma câmera de TV, uma máquina de VT ("Vídeo-Tape") ou mesmo a saída em banda base de um sinal de radiodifusão obtida pela demodulação de um sinal recebido via antena. Antes de ser enviado ao conversor analógico-digital "A/D", o sinal composto sofre uma conversão de nível para compatibilizar a fonte com o intervalo do conversor. Além disso, como é de praxe, o sinal é submetido a uma filtragem passa-baixas "FPB" a fim de evitar superposição de espectros na demodulação. O filtro "FPB" com frequência de corte (3 dB) um pouco acima de 4,2 MHz está sujeito às restrições de amplitude e de atraso de grupo já citados no Cap. IV. Dessa forma, ressalta que um dos pontos críticos no projeto desse filtro é a obtenção da linearidade da fase exigindo seções equalizadoras de fase após a etapa de obtenção da característica de amplitude.

O conversor A/D uniforme fornece saída paralela de 8 bits, que alimenta o codificador MCPD propriamente dito. Este compõe-se basicamente de 2 somadores "SOM" e "SUB", um quantizador "Q", um preditor "P" e circuitos lógicos de controle "C".

Como já se viu, o quantizador e o preditor formam os blocos de maior interesse nesse estudo.

A saída do quantizador "Q" é também enviada ao conversor de código "CC" cuja função é associar ao nível do quantizador a palavra código correspondente. Através de uma "memória elástica" contida na interface "I" compatibiliza-se a produção de dados com o meio de transmissão escolhido. Além disso, na interface "I" é prevista também a inclusão de um código corretor de erros, a fim de diminuir os efeitos danosos na imagem, provocados por erros na linha.

Por outro lado, a fim de sincronizar as diversas ondas

necessárias ao sistema, deve-se providenciar a recuperação de amostragem a partir da salva de sub-portadora de cor que está contida no sinal composto. Isso é feito no bloco "CLK1" da Fig. VI.1. Além disso, na memória elástica da interface deve-se utilizar o relógio externo de 34,368 MHz do sistema de 34 Mbit/s, devidamente processado pelo bloco "CLK2".

Os intervalos de apagamento horizontal "APH" e vertical "APV" deverão ser aproveitados, utilizando-se o bloco "S" que retém informações das fases da sub-portadora de cor, bem como dos instantes de sincronismo horizontal e vertical.

Finalmente, deve-se frisar que os blocos "CLK2", "I", "S" e de processamento de som da imagem "V" não são objetos de preocupação deste trabalho, mas estão sendo estudados e desenvolvidos em trabalhos paralelos.

#### VI.2.1. Extração de Relógio

O relógio de amostragem na frequência " $f_a$ " deve ser recuperado da salva de subportadora de cor no bloco "CLK1" da Fig. VI.1 como já foi dito anteriormente. A obtenção do relógio a partir da informação de salva presente no intervalo de apagamento horizontal tem duas vantagens. A primeira delas é que se trabalha com um único sinal de entrada, a saber o sinal de vídeo composto permitindo o uso do sistema mesmo em situações em que a frequência da sub-portadora não é diretamente disponível. A segunda é que as pequenas e lentas variações de frequência e fase ocorridas no processamento do sinal são, de certo modo, acompanhadas pelo relógio recuperado, permitindo uma amostragem em sincronismo com o sinal de crominância, fato este importante para os preditores usados, já que estes se baseiam nas relações de fase da sub-portadora.

Inicialmente, recupera-se a sub-portadora na forma senoidal contínua com frequência " $f_{sc}$ " a partir das salvas de cor contidas nos intervalos "APH". A Fig. VI.2 mostra o diagrama de blocos

para a obtenção da frequência de amostragem " $f_a$ ". Nessa figura tem-se o bloco de recuperação da subportadora "FSC" e o bloco de geração da frequência de amostragem "FAM".

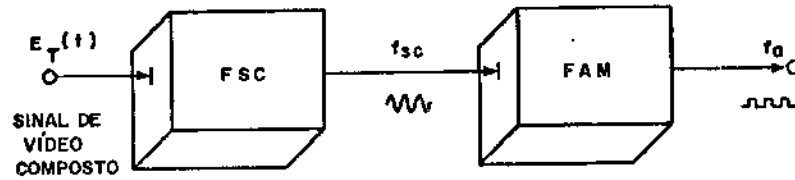


Fig. VI.2 - Esquema para obtenção da frequência de amostragem " $f_a$ "

Nessa figura tem-se que o sinal total de entrada " $E_T(t)$ ", que é o sinal de vídeo composto, dado por:

$$E_T(t) = E_M^+(t) + S_R(t) \quad (\text{VI.1})$$

onde " $E_M^+(t)$ " é o sinal de vídeo composto ativo e " $S_R(t)$ " é o sinal de sincronismo composto. Supõe-se que no intervalo em que um desses sinais está presente, o outro está ausente e vice-versa.

O bloco "FSC" gera a onda senoidal contínua na frequência " $f_{sc}$ " a partir do sinal de vídeo composto, aproveitando em essência o sinal " $S_R(t)$ ". O bloco "FAM", a partir da sub-portadora de cor, obtém o relógio digital na frequência de amostragem desejada " $f_a$ ".

As funções do bloco "FSC" estão dadas na Fig. VI.3.

O sinal de vídeo composto alimenta um circuito "ES" que, aproveitando os pulsos de sincronismo, gera um sinal digital " $P_b$ " localizado no intervalo da salva de cor. Esse circuito deve levar em conta que, durante o intervalo de apagamento vertical, o padrão do pulso de sincronismo muda, o que naturalmente torna a implementação prática do circuito mais complexa. A onda " $P_b$ " assim gerada contém um pulso na janela de tempo correspondente à salva de cor e que irá servir para separar a salva do restante do sinal de vídeo através de um chaveamento analógico. A largura do pulso " $P_b$ " deve na verdade ser um pouco maior do que a largura da salva, a fim de compensar os

atrasos dos CI's reais.

O chaveamento é realizado no bloco de separação da salva "CH". Os pulsos de salva alimentam então o bloco "PC" que faz a extração da onda senoidal contínua na frequência da sub-portadora de cor. Esse circuito extrator é um pouco mais complexo que um simples circuito tanque sintonizado ou um PLL ("Phase-Locked Loop"), porque no caso da televisão no sistema PAL existe a inversão de fase da sub-portadora de cor de linha para linha alternadamente. A fim de levar em conta o chaveamento PAL presente também na salva, o circuito "ES" fornece também uma onda periódica " $P_H$ " com período de duas linhas horizontais " $2T_H$ " ao circuito "PC", sendo que da onda " $P_H$ " se retira a informação do sinal do chaveamento PAL.

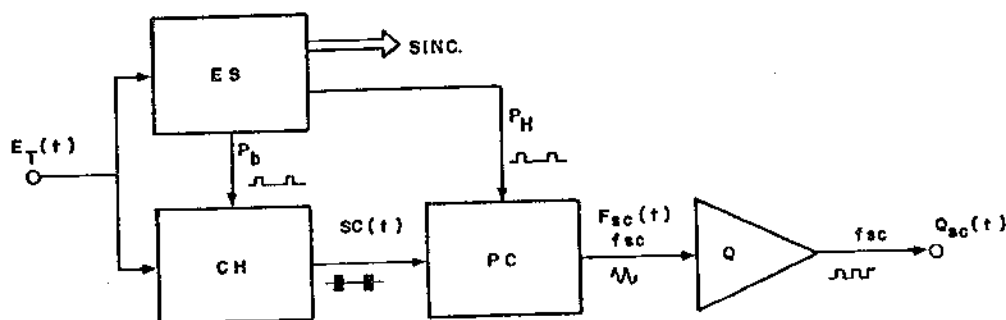


Fig. VI.3 - Obtenção da sub-portadora de cor no bloco "FSC"

Obtido o sinal senoidal, o mesmo é quadrado em um comparador a fim de se obter uma onda digital compatível com a família digital "TTL". Essa onda quadrada na frequência " $f_{sc}$ " é então enviada a um circuito "PLL" do bloco "FAM" a fim de se gerar a onda na frequência de amostragem desejada, a saber " $3f_{sc}$ " ou " $(8/3)f_{sc}$ ". Tal onda constitui também o relógio mestre do sistema MCPD.

O CI analógico que pode ser usado para a implementação do bloco "ES" é o TDA2575 "Horizontal Synchronization and Vertical 525

Divider System" que fornece os pulsos de sincronismo vertical e horizontal além do pulso denominado "castelo" devido à sua forma. Desse pulso, usando-se CI's digitais, obtêm-se os pulsos " $P_D$ " e " $P_H$ ". Para a implementação do bloco "CH" pode-se usar o CI multiplexador/demultiplexador de 2 canais CD4053 com um de seus três conjuntos de chaves analógicas na configuração série-paralela. O bloco "PC" pode ser realizado usando-se os CI's analógicos TBA540 "Reference Combination" e o TBA520 "PAL TV Chroma Demodulator" trabalhando conjuntamente. O bloco "Q" deve ser um comparador rápido, por exemplo, o  $\mu A760$  "High Speed Differential Comparator" da Fairchild ou os comparadores AD9685 e NE529 da "Analog Devices" e da "Signetics", respectivamente. Eventualmente, nas entradas dos blocos "ES" e "CH" são necessários conversores de níveis e amplificadores para isolamento e casamento de impedâncias que podem ser implementados usando-se configurações tipo seguidor com transistores, amplificadores operacionais rápidos de faixa larga como o HA2540-5, HA5033-5 e o HA5195 da "Harris", bem como amplificadores diferenciais de vídeo do tipo, por exemplo, LM733.

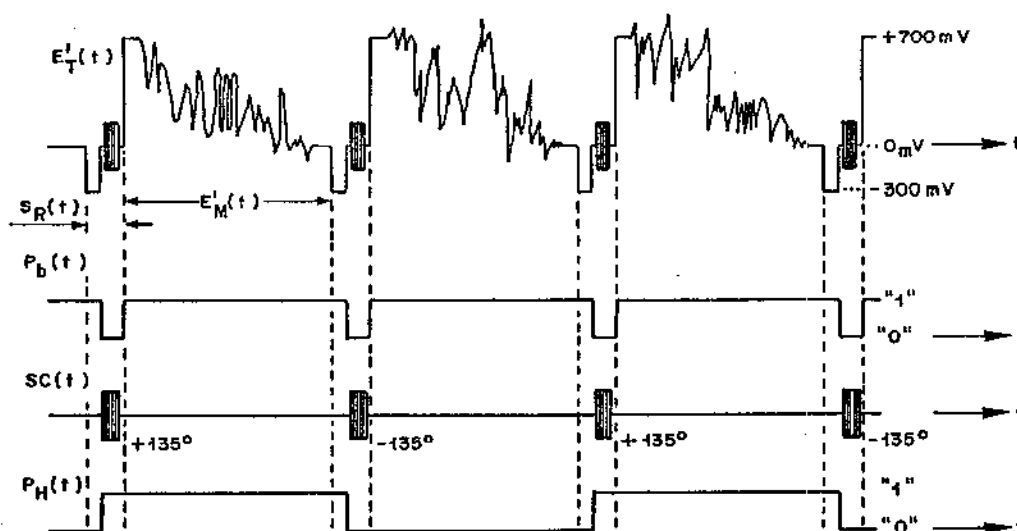


Fig. VI.4 - Formas de Onda dos circuitos do bloco "FSC"

Assim, a idéia central desse circuito recuperador de relógio é inicialmente isolar a salva de sub-portadora de cor. Essa salva "SC(t)" livre do sinal de vídeo ativo é então enviada a um PLL chaveado que fornece a saída contínua "FSC(t)" na frequência desejada da " $f_{sc}$ ".

A saída quadrada do bloco "FSC" na frequência " $f_{sc}$ " alimenta então o circuito "PLL" digital contido no bloco "FAM". A Fig. VI.5 mostra um diagrama possível para a obtenção de " $f_a$ ".

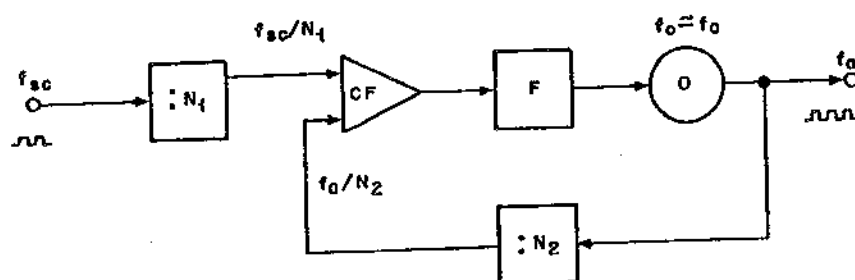


Fig. VI.5 - Obtenção da frequência de amostragem " $f_a$ " no bloco "FAM"

O bloco "FAM" consiste de 2 divisores de frequência por " $N_1$ " e por " $N_2$ ", onde " $N_1$ " e " $N_2$ " são números inteiros positivos, de um comparador de fase "CF", de um filtro passa-baixas "F" bem como de um oscilador controlado por tensão "O".

Por essa figura, observa-se que na condição de "lock" tem-se:

$$\frac{f_a}{N_2} = \frac{f_{sc}}{N_1} \quad (\text{VI.2})$$

onde " $N_1$ " e " $N_2$ " são números inteiros estritamente positivos. Da eq. (VI.2) obtêm-se:

$$f_a = \frac{N_2}{N_1} f_{sc} \quad (\text{VI.3})$$

A Tab. VI.1 mostra alguns valores de " $N_1$ " e " $N_2$ " que podem ser usados para se obterem as frequências de amostragem escolhidas, isto é, " $3f_{sc}$ " e " $(8/3)f_{sc}$ ".

$f_a$			
$3f_{sc}$		$(8/3)f_{sc}$	
$N_1$	$N_2$	$N_1$	$N_2$
1	3	3	8
2	6	6	16
3	9	9	24
⋮		⋮	
908	2724	906	2416
909	2727	909	2424

Tab. VI.1 - Valores Possíveis de " $N_1$ " e " $N_2$ "

Por essa tabela, nota-se que existem infinitos valores de " $N_1$ " e " $N_2$ " possíveis de serem utilizados. Deve-se inicialmente observar que divisões por potência de "2" são facilmente implementadas, porém não existem simultaneamente " $N_1$ " e " $N_2$ " da forma  $2^{k_1}$  e  $2^{k_2}$  com " $k_1$ " e " $k_2$ " inteiros respectivamente, e que satisfaçam a condição da eq. (VI.2). Cabe também comentar que a utilização de " $N_1$ " e " $N_2$ " pequenos implica necessariamente em se trabalhar com um comparador de fase rápido. O uso de " $N_1$ " e " $N_2$ " grandes permite o aproveitamento de um comparador de fase lento, às custas de divisores mais complexos. Existe assim, um compromisso entre a complexidade do sistema e a estabilidade da frequência de amostragem obtida. A escolha do ponto aceitável desse compromisso deverá ser obtida das montagens experimentais.

Para a implementação dos blocos divisores por " $N_1$ " e " $N_2$ " podem-se usar os contadores digitais 74LS163 com 4 estágios de Flip-

-Flops tipo "D". O comparador de fase "CF" pode ser o CI 11C44 e o oscilador "O" controlado por tensão aquele contido no CI 11C24 ou no 74S124 cada um deles contendo 2 osciladores. O filtro passa-baixas "F" pode ser passivo ou ativo, com ou sem predição. A versão ativa pode usar o amplificador operacional "LM318". Além disso, pe la Tab. VI.1 pode-se verificar que um dos divisores pode sempre ser escolhido segundo uma divisão por potência de "2" enquanto que o outro divisor, neste caso, necessariamente contém uma divisão segundo uma potência de "3". A divisão por "3" de forma a fornecer uma onda quadrada pode ser realizada usando-se o circuito da Fig. VI.6(a), onde se supõe que o contador com 2 estágios de Flip-Flops seja sensível à borda de subida "↑" do sinal na entrada de relógio "CK". A Fig. VI.6 mostra o diagrama de tempo correspondente, supondo-se que o Flip-Flop "B" muda na descida do Flip-Flop "A".

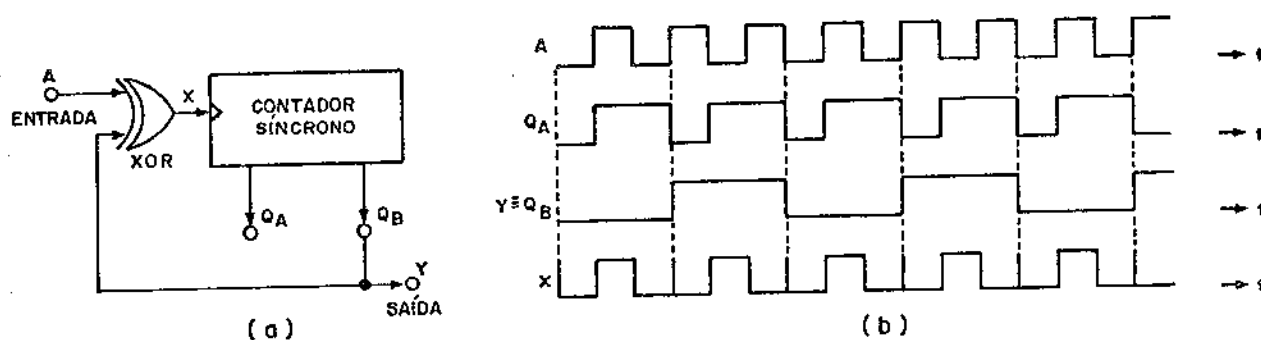


Fig. VI.6 - Divisor por 3

A onda de relógio na frequência " $f_a$ " assim obtida serve para se efetuar a amostragem do sinal de vídeo. Para a amarração de fase, o bloco "PC" permite a obtenção da defasagem desejada, de modo a se terem as amostragens no conversor A/D nos cruzamentos de zero do " $\cos \omega_{sc} t$ ". Isso é possível uma vez que os mesmos CI's usados no bloco "PC" são utilizados no receptor de TV a fim de se efetuar a detecção síncrona do sinal de crominância recuperando portanto a sub-portadora de cor nas fases correspondentes ao " $\sin \omega_{sc} t$ " e " $\cos \omega_{sc} t$ " a partir das salvas deslocadas de  $\pm(3\pi/4)$ rd.



Além disso, o bloco "CLK1" deve fornecer ondas de relógio, de sincronismos horizontal e vertical ao Circuito Lógico de Controle "C", ao bloco "CLK2" e a Interface "I", para seqüenciamento e processamento das diversas informações. Essas ondas de controle são a grupadas na Fig. VI.3 sob o nome genérico de "SINC".

### VI.2.2. Conversão A/D

A conversão A/D escolhida para o sinal de fonte é a uniforme com 8 bits, portanto com 256 níveis de quantização desde 0 até 255. O nível zero de um sinal de vídeo composto padrão variando de -300 mV e +700 mV corresponde então aproximadamente ao nível de quantização 63, tomando-se um intervalo dinâmico de aproximadamente 1,2 Volts. O desenvolvimento de um conversor rápido está sendo estudado em um trabalho paralelo, sendo que para o protótipo exploratório escolheu-se o ADC-820T de fabricação Tektronix devido à disponibilidade do mesmo no mercado. Esse codificador já possui na sua entrada um filtro passa-baixas para o sinal de vídeo composto PAL-M.

O ADC-820T é um conversor A/D uniforme de 8 bits paralelos, podendo operar com " $f_a$ " de até 20 MHz. Esse conversor permite acoplamento "CC" aceitando um sinal analógico de entrada com um intervalo dinâmico de  $1,214 V_{pp}$ , ou seja, 170 IRE (Unidade do "Institute of Radio Engineers") centrado em 0 Volts. A impedância de entrada é o padrão de  $75\Omega$ , normalmente usada nos estúdios de televisão. No caso do sinal PAL-M, deve-se providenciar um deslocamento de nível de -307 mV em relação ao sinal padrão que varia entre os níveis de -300 mV e +700 mV correspondentes ao topo do pulso de sincronismo e ao nível de branco, respectivamente.

A palavra digital de saída é dada por B7, B6, B5, ..., B0, onde B7 é o bit mais significativo e B0 o menos significativo. Esses bits são disponíveis em saída paralela. Cada saída é compatível com níveis "TTL", tendo uma capacidade de carga "FAN-OUT" igual a 10, dentro da família normal.

Por outro lado, a fim de evitar interferências da parte

digital na analógica, o fabricante tomou o cuidado de separar os terras analógicos e digitais, procedimento este que deverá ser seguido na elaboração de outros blocos do protótipo. Além disso, vem-se tomar cuidados adicionais para proteger o sinal analógico de entrada, fazendo-se blindagens e aterramentos adequados. Outras especificações do A/D podem ser obtidas das informações dadas pelo manual do fabricante [6.1]. Por exemplo, a Fig. VI.7 mostra o diagrama temporal de várias ondas do A/D no caso específico em que " $f_a$ " é igual a 10 MHz.

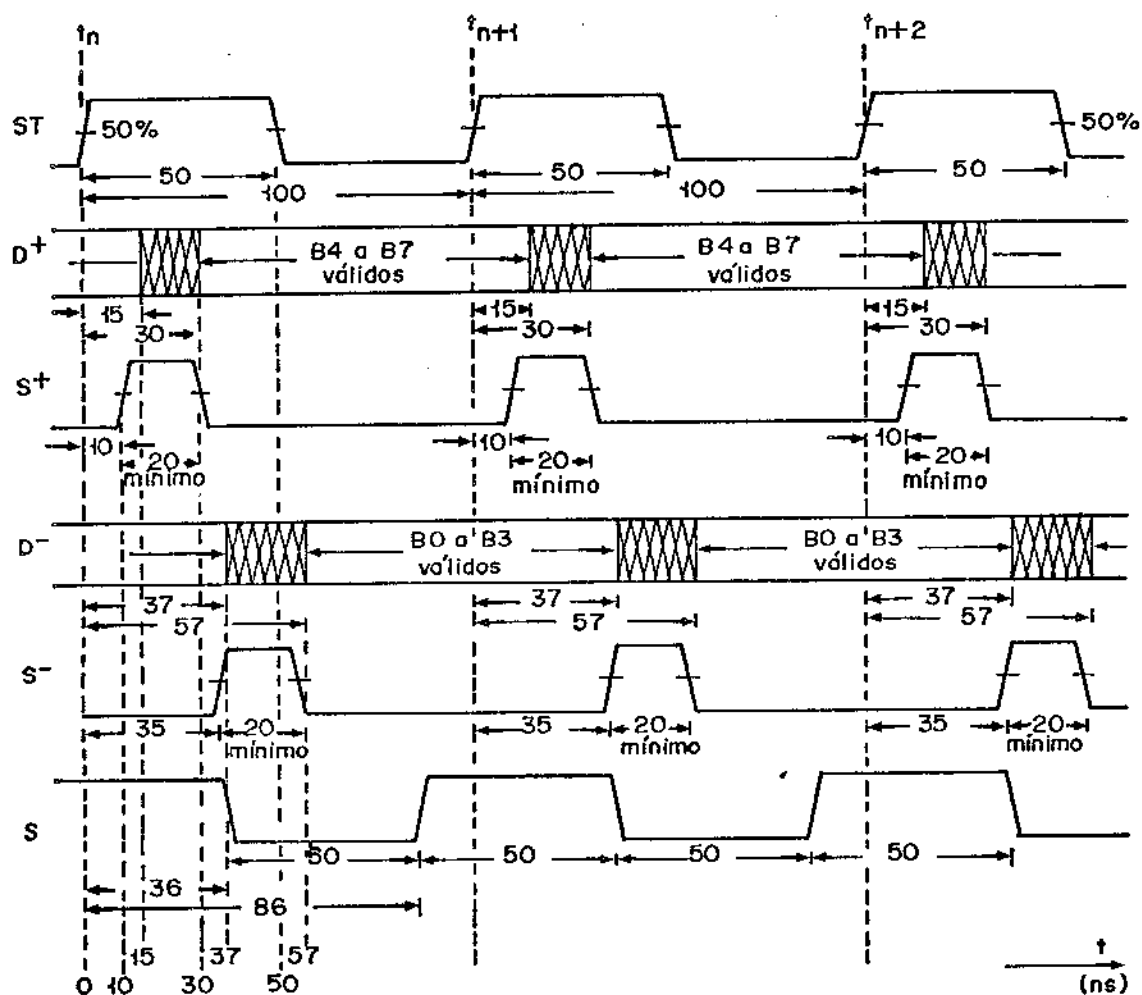


Fig. VI.7 - Diagrama Temporal para as ondas do conversor ADC-820T, quando  $f_a = 10$  MHz

Nessa figura, a onda "ST" representa o relógio (ou "strobe")

na frequência de amostragem. A onda "D<sup>+</sup>" especifica os intervalos de tempo em que os bits mais significativos "B4 a B7" estão disponíveis. Similarmente, a onda "D<sup>-</sup>" faz o mesmo papel para os bits menos significativos "B0 a B3". As ondas "S<sup>+</sup>" e "S<sup>-</sup>" são geradas internamente ao codificador e caso se deseje, podem ser utilizadas para armazenamento dos bits mais e menos significativos, respectivamente. No caso deste ante-projeto, preferiu-se a geração de uma nova onda "S" para armazenamento simultâneo dos oito bits produzidos pelo conversor. Essa onda "S" deve ser gerada no circuito lógico de controle "C" e tem um instante de subida para armazenamento melhor distribuído em relação às ondas "0<sup>+</sup>" e "0<sup>-</sup>", como pode ser visto na Fig. VI.7. Assim, apenas a onda "ST" é entrada do conversor, sendo as outras "D<sup>+</sup>", "S<sup>+</sup>", "S<sup>-</sup>" e "B7 a B0" saídas do mesmo .

Por outro lado, para se visualizar no monitor de TV o resultado da digitalização ou do sinal processado no sistema MCPD, deve-se utilizar um conversor D/A. O conversor disponível é o DAC-850T de fabricação Tektronix e que forma o conjunto com o conversor A/D usado. Dessa forma, a preocupação maior na utilização dos conversores é obedecer as especificações do fabricante quanto às ondas de controle e as tensões de alimentação. Os circuitos dos conversores podem ser vistos nos manuais do fabricante [6.1],[6.2].

A interface entre o sinal de vídeo composto e o sistema de processamento proposto pode ser realizada pelo circuito dado na Fig. VI.8.

Nesse esquema têm-se dois conjuntos constituídos de um amplificador, um conversor de nível e um isolador. Uma das saídas deve alimentar o codificador A/D, enquanto a outra o bloco "CLK1". O par disponível deve providenciar o ganho necessário e o conversor de nível tem a função de ajustar o sinal de vídeo dentro dos limites exigidos em cada caso. Naturalmente, a outra opção de circuito é usar um amplificador operacional com faixa compatível com a do sinal de TV. Os casamentos de impedância para entrada e monitoração externas devem ser providenciados preferencialmente em 75 ohms que é a impedância nominal usada em equipa

mentos de televisão. Além disso, o sinal de relógio "ST" dos conversores A/D e D/A são na verdade duas ondas "CK" e "CK̄" compatíveis com lógica "ECL". Assim, no caso de relógios digitais da forma "TTL" devem-se providenciar interfaces do tipo "TTL" para "ECL", como por exemplo aquela mostrada na Fig. VI.9, que usa o CI "F10124" da "Fairchild". O bloco "C" serve como casador de impedância, conversão de nível ou formatação da onda, se necessário.

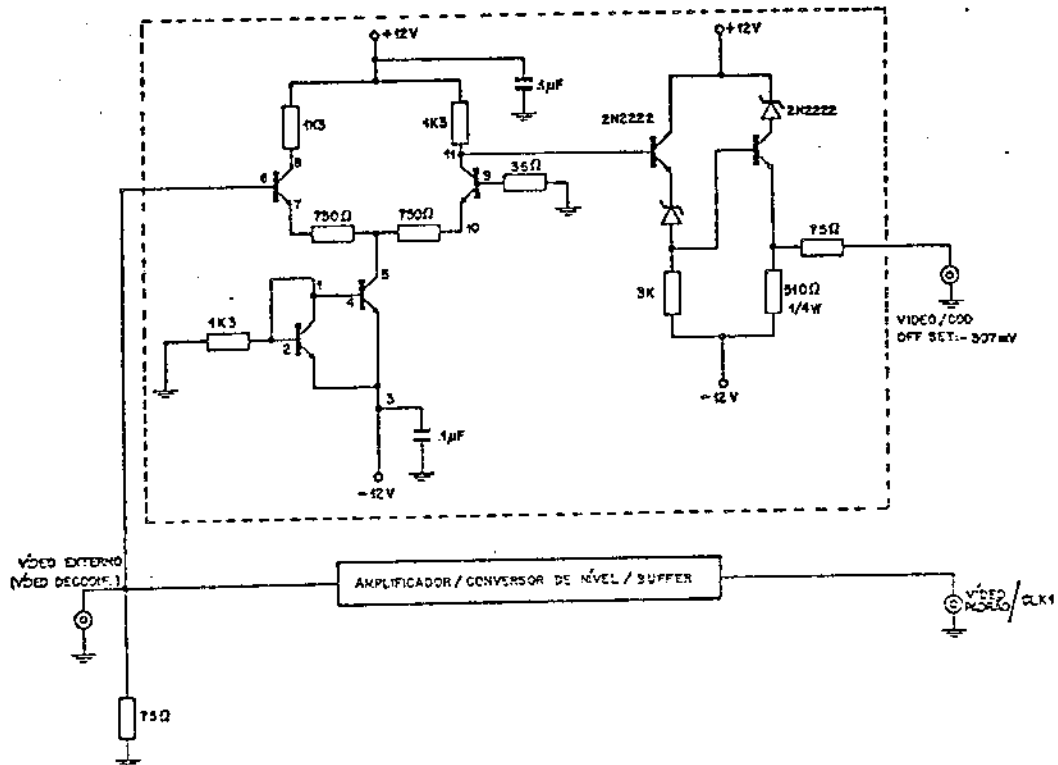


Fig. VI.8 - Interface para o sistema MCPD

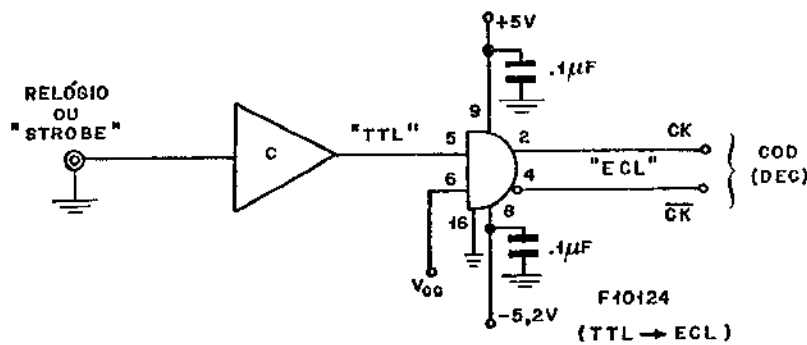


Fig. VI.9 - Interface para onda de relógio dos conversores A/D e D/A propostos

### VI.2.3. Codificação MCPD

Como já foi frisado anteriormente, o codificador MCPD da Fig. VI.1 é o conjunto principal para a extração de redundância do sinal de vídeo. Nesse sentido, ele é o coração do sistema. Todas as operações efetuadas nos circuitos do MCPD são digitais, podendo ser realizadas com CI's da família ECL, TTL ou MOS. No caso de uma composição mista, torna-se necessária a presença de interfaces que tornem os CI's das diferentes famílias lógicas compatíveis entre si.

A Fig. VI.10 mostra um esquema em diagrama de blocos do sistema MCPD que se pretende implementar.

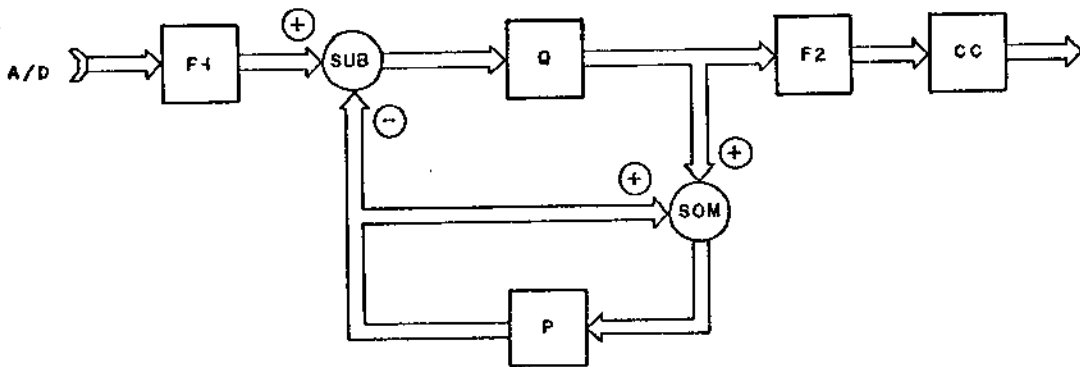


Fig. VI.10 - Esquema do sistema MCPD para o ante-projeto proposto

Nessa figura, "F<sub>1</sub>" e "F<sub>2</sub>" são blocos de armazenamento de dados, constituído de Flúp-Flops tipo "D". Os blocos do quantizador "Q" e do conversor de código "CC" podem ser realizados usando-se memórias "PROM" ("Programmable Read Only Memory"). Os somadores "SOM" e "SUB" são realizados com elementos lógicos aritméticos também na forma de CI's. A aritmética usada é a de "Complemento de Dois" em concordância com aquela usada nos CI's existentes. O preditor "P" contém basicamente somadores e atrasadores na forma de registradores de deslocamento para os preditores mais simples enquanto que para os mais complexos podem-se usar multiplicadores ou

memórias "PROM", além de memórias "RAM" ("Random Access Memory") para armazenamento de amostras passadas de 2 linhas anteriores no máximo. Naturalmente, todas as operações descritas como por exemplo a escrita e a leitura das memórias "RAM" devem estar sincronizadas no tempo através de ondas de controle geradas no bloco "C" da Fig. VI.1.

### VI.2.3.1. Armazenadores de Dados "F<sub>1</sub>" e "F<sub>2</sub>"

O bloco "F<sub>1</sub>" é implementado usando-se Flip-Flops tipo "D". A retenção do byte, no caso de 8 bits paralelos produzidos no conversor A/D, é feita na subida do relógio. A onda de relógio empregada pode ser a onda "S" da Fig. VI.7.

O bloco "F<sub>2</sub>", por sua vez, pode também utilizar-se dessa onda "S" com um atraso apropriado que compense as operações no somador e no quantizador. A Fig. VI.11 mostra um esquema para "F<sub>1</sub>" e "F<sub>2</sub>".

O objetivo do armazenamento é segurar os valores obtidos enquanto se realiza o processamento do sinal digital no sistema MCPD.

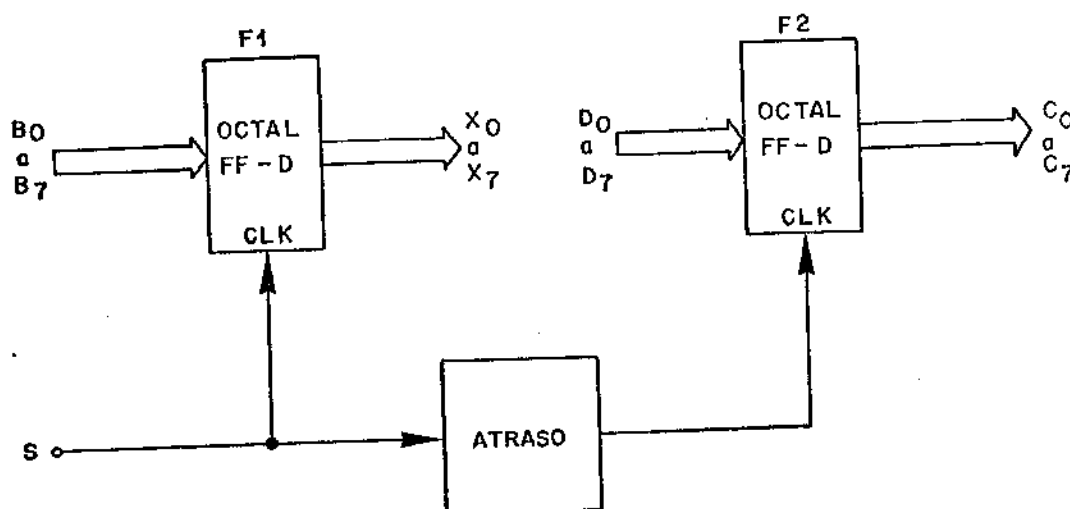


Fig. VI.11 - Blocos "F<sub>1</sub>" e "F<sub>2</sub>" para armazenamento

Na Fig. VI.11 os " $B_i$ ",  $i = 0, 1, \dots, 7$ , são os bits que saem do conversor A/D enquanto que os " $X_i$ ",  $i = 0, 1, \dots, 7$  são as entradas do somador "SUB". Os " $D_i$ ",  $i = 0, 1, \dots, 7$  são bits do sinal diferença quantizado enquanto que os " $C_i$ ",  $i = 0, 1, \dots, 7$  são os bits na entrada do conversor de código "CC". O CI usado pode ser o 74S374 lembrando-se de que as saídas do mesmo contêm 3 estados.

### VI.2.3.2. Somador "SUB"

Para essa função utiliza-se o somador conforme mostrado na Fig. VI.12.

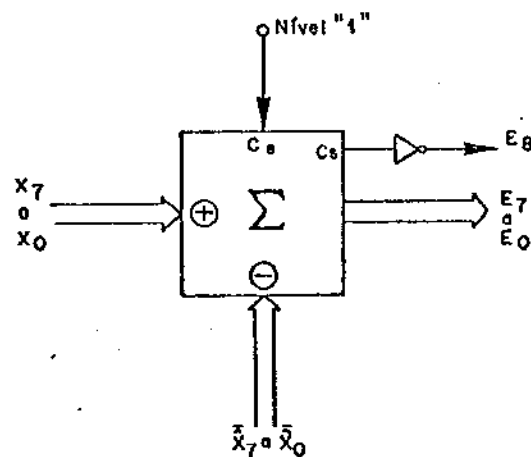


Fig. VI.12 - Subtrator "SUB"

Nessa figura, o bloco " $\Sigma$ " representa um somador paralelo de 8 bits, usando portanto 8 somadores completos. Os bits de transporte " $C_e$ " e " $C_s$ " são de entrada e de saída, respectivamente. O bit " $C_e$ " é mantido em nível lógico alto "1" e o bit " $C_s$ " é invertido a fim de se obter a aritmética em complemento de dois. A palavra  $\hat{x}_7 \hat{x}_6 \dots \hat{x}_0$  provem do preditor sendo a saída invertida do preditor, bit a bit, para se obter a subtração. Como não existe atualmente um elemento aritmético com 8 somadores completos num único CI a opção é fazer composições com elementos contendo 2 ou 4 somadores. OS CIs que podem ser usados são as ALUs ("Arithmetic Logic Unit") 74S181, 74S381, 74AS181A ("TTL") ou 10H181 ("ECL"), bem como os somadores/subtratores 10180 ("ECL") e 74LS183 ("TTL").

### VI.2.3.3. Quantizador "Q"

O quantizador "Q" na sua forma mais geral, segue uma lei de quantização não-uniforme que pode ser implementada usando-se memórias "PROM" de 512 x 8 bits conforme mostra a Fig. VI.13.

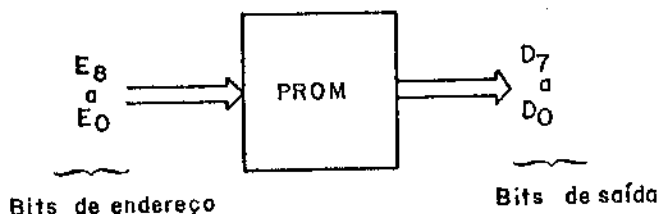


Fig. VI.13 - Quantizador usando PROM

Para a implementação do quantizador pode-se usar um único CI como por exemplo o AM27S25AC ("512x8"), o AM27S181AC ("1024x8") e o AM27S191A ("2048x8") todos CIs compatíveis TTL da "AMD" ("Advanced Micro Devices") ou então combinações como, por exemplo, o CI F10Z416 ("256x4") da família "ECL" e fabricação "Motorola".

### VI.2.3.4. Somador "SOM"

A Fig. VI.14 mostra o esquema do circuito somador.

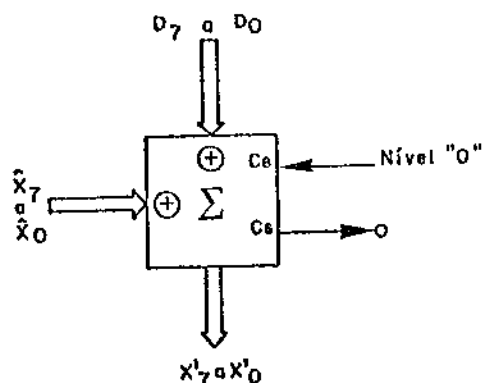


Fig. VI.14 - Somador "SOM"



O bloco " $\Sigma$ " é um somador paralelo constituído de 8 somadores completos onde as entradas "D7" a "D0" e " $\hat{x}_7$ " a " $\hat{x}_0$ " já estão em "complemento de dois". Naturalmente, existem outras opções de aritmética igualmente viáveis para executar as funções dos blocos "SOM" e "SUB" e que não foram abordadas neste trabalho. Os CIs usados para implementação do bloco "SOM" podem ser aqueles mesmos aproveitados no caso do bloco "SUB".

#### VI.2.3.5. Preditor "P"

A Fig. VI.15 mostra a entrada e a saída de sinal do preditor "P", bem como as ondas de controle sob o nome genérico de "Controle".

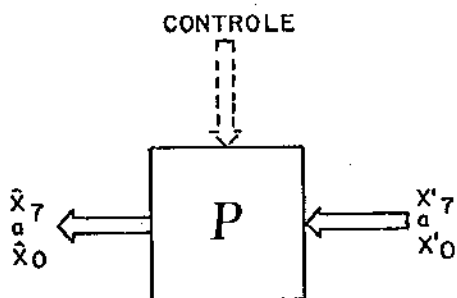


Fig. VI.15 - Preditor "P"

Os sinais de controle servem para sincronizar no tempo as diversas operações efetuadas dentro do preditor. O número de ondas de controle bem como a complexidade dos circuitos em si dependem do preditor escolhido para implementação. Se o preditor é unidimensional, então o algoritmo pode ser realizado usando-se simplesmente registradores de deslocamento. O comprimento desses registros depende do número de amostras entregadas. Para a multiplicação por coeficientes constantes dos valores das amostras, pode-se usar uma "PROM". Logicamente, o número de bits na saída da PROM depende do valor do coeficiente de multiplicação. A multiplicação e a divisão por potência de "2" podem ser realizadas de maneira

simples, fazendo-se deslocamentos de posições de bits, por exemplo, com lógica de fiação. Se por outro lado, o preditor é bidimensional, então o sistema de armazenamento se torna mais complexo, podendo incluir, além dos registradores de deslocamento, uma ou mais memórias "RAM" para escrita e leitura dos valores das amostras passadas. Neste caso, o circuito de controle também fica mais complexo pela necessidade de se providenciar relógios adicionais de escrita e leitura.

A Fig. VI.16 mostra um diagrama genérico para o preditor.

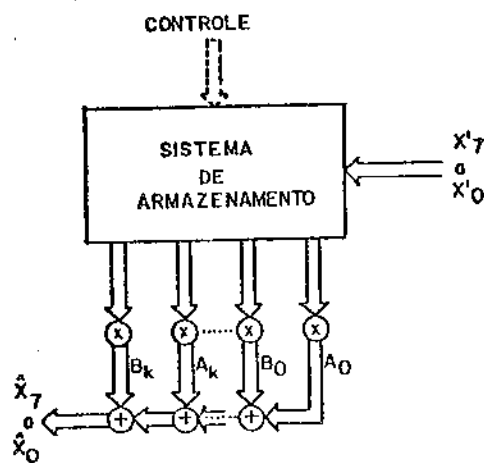


Fig. VI.16 - Diagrama de blocos genérico do Preditor "P"

Para a implementação do sistema de armazenamento no caso mais geral, podem-se usar as "RAM", MCM10474A (1024x8"), MCM2016H-45 ("2048x8") com lógica "ECL" da "Motorola" ou a "RAM" F10422C (256x4") também "ECL" da "Fairchild", bem como as "RAMs" AM2168-45 ("4096x4") e AM9150-25 ("1024x4") compatíveis com "TTL" da "AMD".

### VI.3. TESTES PRELIMINARES SUBJETIVOS

Com o objetivo de se realizarem testes subjetivos da qualidade de imagem em função do número de bits na conversão A/D montou-se o esquema dado na Fig. VI.17.

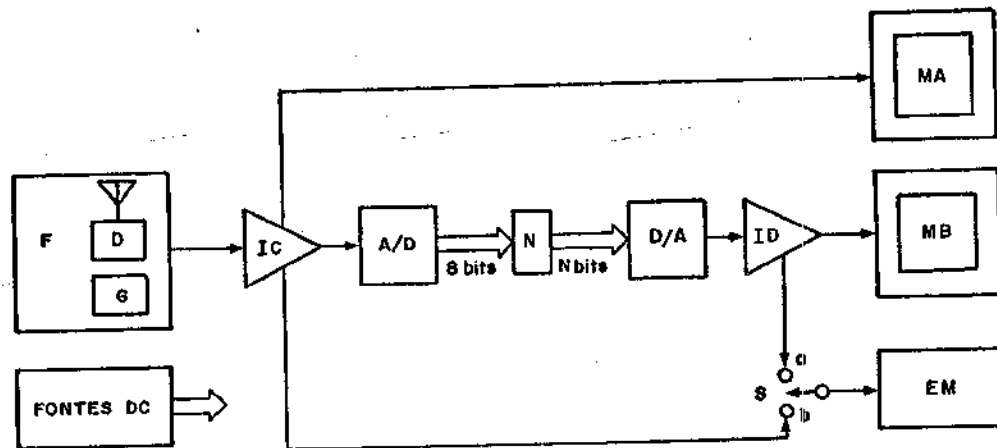


Fig. VI.17 - Teste subjetivo da imagem em função do número de bits do conversor A/D

O bloco "F" é a fonte de imagem sendo que com os recursos disponíveis foi possível implementá-lo de duas formas. Na primeira delas, "F" é um gerador de sinais de teste padrão "G" que pode ser o "145-M PAL-M Generator" ou o "148-M Insertion Test Signal Generator", ambos equipamentos da Tektronix. Na segunda forma, o sinal de fonte é a saída do demodulador "D" "Television Demodulator 1450" da Tektronix, que fornece o sinal de vídeo composto em banda base a partir de sinal de "RF" captado por uma antena. Nesse segundo modo, o teste é portanto dinâmico.

Os blocos "IC" e "ID" são as interfaces para os conversores A/D e D/A, respectivamente. Os blocos "MA" e "MB" são monitores de vídeo e áudio "TC-205N" com tela de 20" da "National do Brasil", enquanto que "EM" representa equipamentos de monitoração como o monitor de forma de onda "1482R PAL-M Waveform Monitor" e o vectorscôpio "522A PAL-M VECTORSCOPE" ambos da Tektronix. O bloco "N" permite a passagem apenas dos "N" bits mais significativos onde  $0 \leq N \leq 8$ , zerando os bits menos significativos que foram inibidos.

Os testes subjetivos foram realizados usando-se a tabela de degradação da qualidade da imagem, recomendada pelo CCIR na Rec. 500-1, Tab. I - CCIR, Vol. XI [6.3]. Essa tabela é mostrada na Tab.VI.2.

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

Tab. VI.2 - Escala de 5 graus para medida subjetiva da qualidade ou de degradação da imagem [6.3]

A Tab. VI.3 mostra os resultados médios de 12 avaliações subjetivas de acordo com o número de bits usados na conversão A/D. A imagem de referência pode ser aquela na forma analógica da fonte e reproduzida no monitor "MA" da Fig. VI.17. Porém, neste trabalho preferiram-se fazer os testes subjetivos usando-se apenas o monitor "MB", tomando-se como referência o sinal digitalizado em 8 bits por amostra. A distância de observação foi de cerca de 6 vezes a altura da tela do monitor, enquanto que a iluminação ambiente era normal diurna.

Degradação			
N	F1	F2	F3
8	REF	REF	REF
7	5,0	5,0	5,0
6	5,0	4,9	5,0
5	4,6	4,5	4,6
4	3,9	3,7	3,6
3	2,9	2,7	2,6
2	2,0	1,5	1,7
1	1,0	1,0	1,0

Tab. VI.3 - Testes subjetivos de qualidade de imagem

A imagem "F1" é aquela do padrão de barras coloridas fornecida pelo gerador 145-M. Usou-se a opção com amplitude de 100% sendo que metade superior da tela correspondia às barras coloridas e a metade inferior somente às luminâncias das barras. A imagem "F2" corresponde àquela demodulada da transmissão regular de desenhos animados da rede Record, enquanto que a imagem "F3" àquela de transmissões de documentários e programas normais da TV-2 Cultura. Essas duas emissoras foram escolhidas porque possuem os sinais mais fortes no local de teste.

Convém ainda frisar que a degradação da imagem com poucos bits de codificação A/D se deve em parte à dificuldade de detecção pela deterioração da salva de subportadora de cor que também é digitalizada.

Os resultados da Tab. VI.3 mostram que a qualidade de imagem com 8 e 7 bits é praticamente a mesma. A degradação se torna mais relevante com o número de bits caindo abaixo de 4 bit/amostra.

Deve-se ressaltar também que os testes subjetivos não foram feitos obedecendo rigorosamente as condições de iluminação dadas na Tab. III da Rec. 500-1, Vol. XI da CCIR, nem tampouco por pessoas com anos de experiência na área, mas sim com os recursos disponíveis dentro de limitações práticas que impuseram algumas improvisações e contando com a boa vontade de voluntários, estagiários, técnicos e professores.

#### VI.4. COMENTÁRIOS

Na implementação do sistema MCPD proposto esbarra-se de início com o problema do tempo disponível para execução das diversas funções necessárias.

O período de amostragem "Ta" como já se sabe, é dado por:

$$T_a = \frac{1}{f_a} = \begin{cases} 93,2 \text{ ns para } f_a = 3f_{sc} \\ 104,9 \text{ ns para } f_a = (8/3)f_{sc} \end{cases} \quad (\text{VI.4})$$

A Fig. VI.18 mostra uma situação hipotética em que os tempos que causam atraso em cada função executada são compatíveis com o intervalo de amostragem " $T_a$ ".

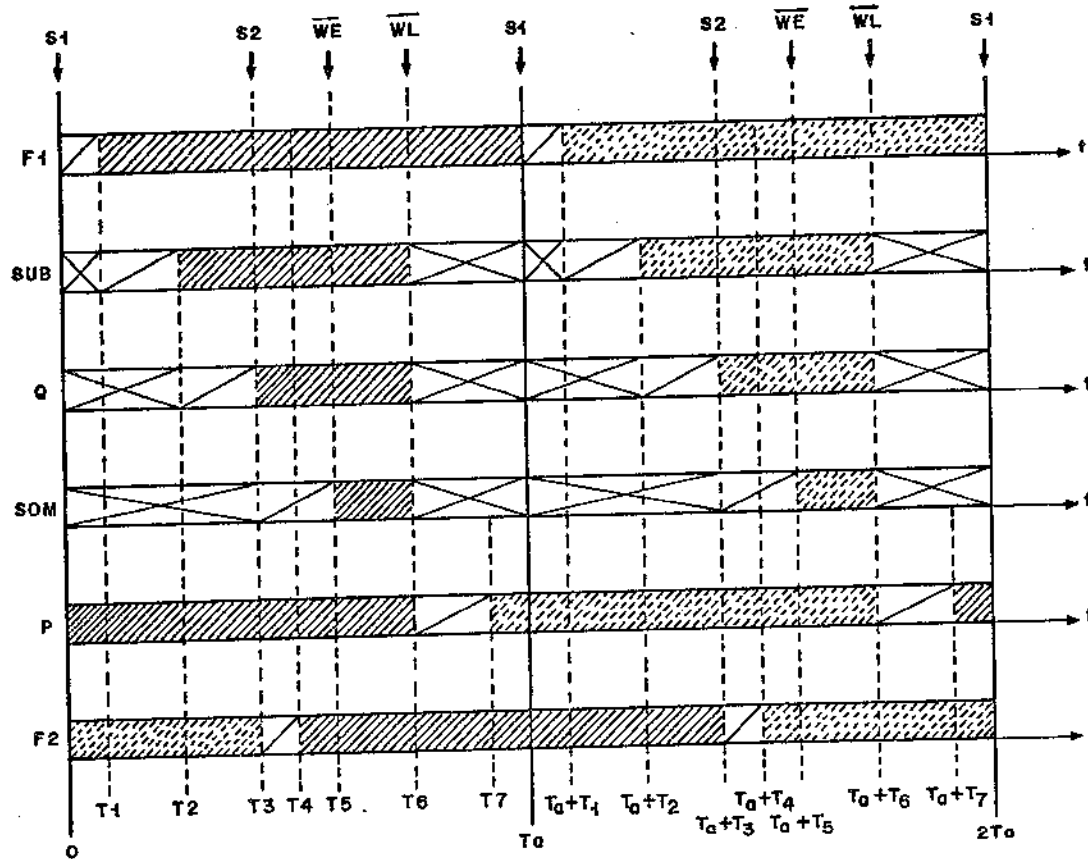


Fig. VI.18 - Diagrama de tempo hipotético

Acompanhando-se a Fig. VI.10, têm-se na Fig. VI.18:

- $D$ : instante em que os 8 bits paralelos provenientes do conversor A/D são carregados nos Flip-Flops do armazenador "F1" comandados pela onda "S1". O instante "D" foi tomado como referência de tempo dos demais.
- $T_1$ : instante em que o conteúdo do registrador "F1" já está pronto.
- $T_2$ : instante em que a saída do subtrator "SUB" já está pronta.

- T3: instante em que a saída do quantizador "Q" já está pronta. Neste instante, é também realizado o armazenamento da saída do quantizador no registro "F2", a través do controle "S2".
- T4: instante em que a saída do registrador "F2" já está pronta. Essa saída alimenta o conversor de código "CC".
- T5: instante em que a saída do somador "SOM" já está pronta. Neste instante, é também feita a escrita do resultado da soma na memória do preditor, comandada pela onda  $\overline{WE}$ .
- T6: instante em que é feita a leitura da memória e a partir do qual começa a mudar a saída do preditor.
- T7: instante em que a saída do preditor já está pronta. O valor de "T6" deve ser menor ou igual a "Ta", uma vez que a soma da próxima amostra no bloco "SUB" inicia-se no instante "Ta".

Deve-se ressaltar que os blocos "SUB", "Q" e "SOM" são puramente combinacionais e portanto as saídas dos mesmos acompanham as variações das entradas. Assim, pela observação das Fig. VI.10 e VI.18, nota-se que as saídas dos blocos "SUB", "Q" e "SOM" permanecem inalteradas até o instante "TS" quando começa a mudar a saída do preditor "P", já que a outra entrada do "SUB" proveniente do armazenador "F1" permanece inalterado até o instante "Ta".

A situação apresentada na Fig. VI.18 é exequível com componentes já existentes no mercado internacional. Porém, no caso em que os CIs mais velozes não sejam disponíveis por algum motivo, têm-se as opções já citadas no início do capítulo de duplicar funções ou parte delas ou realizar armazenamentos intermediários, a fim de dispôr de mais tempo. No entanto, as funções ficando distribuídas em paralelo, têm a desvantagem de exigirem operações adicionais de multiplexagem e demultiplexagem. Além disso, uma vez que a cada intervalo de tempo "Ta" uma nova amostra é obtida na saída do conversor A/D, os recursos citados sofrem de limitações que dependem do

tipo de preditor usado. Por exemplo, se o tempo disponível para fechar o ciclo for aumentado para " $2T_a$ ", então os preditores que usam a amostra prévia não podem ser usados. A Fig. VI.19 mostra um diagrama de blocos de um esquema MCPD em que os armazenamentos intermediários em "F3", "F4" e "F5" permitem aumentar o tempo de processamento para " $2T_a$ ". Nesse esquema "S" é um seletor que escolhe a saída do preditor armazenada em "F4" ou em "F5". Supõe-se que no início da operação quando os bits provenientes do conversor A/D são armazenados no Flip-Flop "F1" a seleção já esteja feita. Supõe-se ainda que o armazenamento em "F3" após o início da operação no "SUB" ocorre em um intervalo de tempo menor do que " $T_a$ ". Supõe-se também que o preditor "P" não usa a amostra anterior àquela que está sendo prevista.

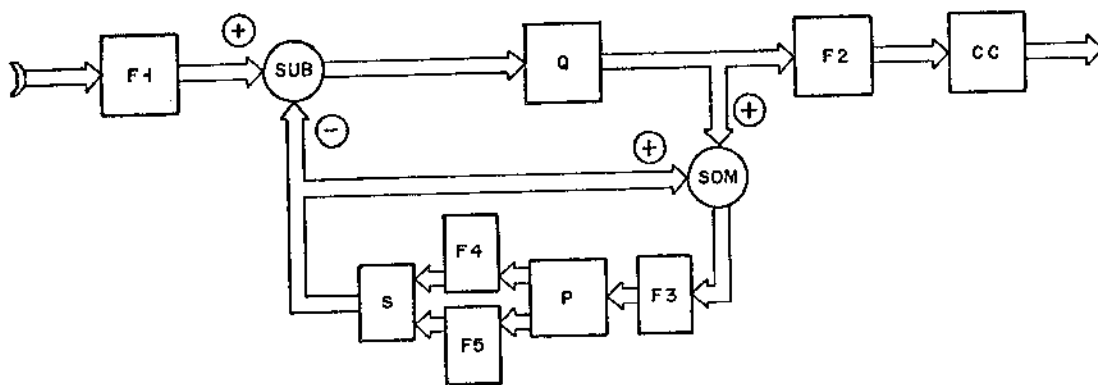


Fig. VI.19 - Esquema MCPD para aumentar o tempo de processamento

Dessa forma, procurou-se mostrar neste capítulo a viabilidade de implementação de um sistema MCPD apesar das dificuldades inerentes relacionadas com a aquisição de componentes e mesmo com a própria complexidade do sistema.



CAPÍTULO VII

CONCLUSÕES

Neste trabalho foram realizados estudos sobre alguns aspectos relacionados com um sistema MCPD ("Modulação por Código de Pulsos Diferencial") visando a redução da taxa de bits de transmissão para sinais digitalizados de televisão. Naturalmente, o sinal de TV processado corresponde ao do sistema em cores PAL-M adotado no Brasil. O interesse pela digitalização de sinais de TV resulta das vantagens inerentes aos sistemas digitais principalmente no que se refere à imunidade ao ruído. Outra motivação neste estudo foi o de verificar a viabilidade de tornar o esquema para processamento digital de sinais de TV mais uma opção, isto é, mais um serviço nos canais digitais primariamente desenvolvidos para transportar sinais de voz. Mais especificamente a pretensão foi a de atingir a taxa de transmissão de pulsos na linha de cerca de 34Mbit/s, taxa essa que corresponde ao sistema de 3ª hierarquia MCP ("Modulação por Código de Pulsos"). O processo de digitalização, como se sabe, envolve uma conversão analógica-digital, sendo que para sinais de televisão comercial considera-se aceitável para radiodifusão a qualidade que resulta de uma codificação uniforme com 6 a 8 bits por amostra. Tomando-se então uma conversão de 8 bit/amostra com uma frequência de amostragem super-Nyquist de cerca de 10MHz resulta na linha uma taxa de cerca de 80 Mbit/s. Dessa forma, a fim de se conseguir a taxa desejada de 34 Mbit/s torna-se necessária uma redução da taxa de bits de transmissão. Tal redução pode ser obtida extraíndo-se as informações irrelevantes e redundantes do sinal de vídeo. A informação redundante pode ser retirada aproveitando-se a correlação que existe entre amostras vizinhas do sinal de vídeo. Além disso, os diversos esquemas podem trabalhar tanto com o sinal de TV na forma composta como na forma de componentes. Neste estudo, optou-se pelo método de codificação composta ("Y+U+V") devido à compatibilidade direta com os geradores de fonte de informação bem como com os diversos equipamentos de medida. No entanto, deve-se ressaltar que isso não significa que o outro método, isto é, o de codificação de componentes ("Y,U,V") não seja apropriado para a extração de redundância. Pelo contrário, pretende-se em trabalhos posteriores usar a infraes

estrutura criada até o momento para o estudo de codificação composta para se estudar também a codificação de componentes. Outro fator que influenciou nessa escolha foi a complexidade de implementação do sistema. De fato, a codificação composta requer um único conversor A/D rápido, enquanto que a codificação de componentes necessita de 3 conversores A/D também rápidos, além de um filtro pente quando o sinal de fonte está na forma composta. Porém, a forma de componentes tem a vantagem de ser a mais compatível entre os três sistemas em cores diferentes ("PAL", "NTSC" e "SECAM") existentes no mundo, sendo portanto interessante quando se trata de fazer trocas internacionais.

A complexidade de processamento de sinais de imagens é atestada pela quantidade relativamente alta de publicações propondo os mais variados esquemas teóricos e práticos para redução da taxa de bits.

O esquema escolhido para a extração de redundância foi o MCPD com predição e quantização sendo que o fator que mais influenciou nessa opção foi novamente a complexidade de implementação, uma vez que um dos objetivos deste trabalho foi o de fornecer subsídios para a realização física de um protótipo experimental. Enquanto que o sistema MCPD na sua versão mais simples usa a diferença entre a amostra atual e a anterior, no caso do MCPD com predição faz-se uso de uma idéia mais geral, que consiste em se utilizar no lugar da anterior a amostra prevista e que é obtida a partir de amostras vizinhas à amostra atual. Dessa forma aproveita-se melhor a correlação espacial e temporal que existe entre amostras próximas, principalmente em regiões uniformes ou quase uniformes. Cabe também ressaltar que o sistema MCPD proposto, propriamente dito, é totalmente digital exigindo portanto um conversor rápido A/D para se obter o sinal de entrada em 8 bits uniformes.

Uma das primeiras preocupações foi a de definir a frequência de amostragem durante a conversão A/D. Foram selecionadas então duas frequências, a saber, " $3f_{sc}$ " e " $(8/3)f_{sc}$ ", baseando-se nas interdependências das amostras. Um fato marcante, que deve ser frisado é a necessidade de utilização de algum artifício quando se de

seja usar amostras de linhas com chaveamento PAL invertido. O artifício usado neste trabalho consistiu em se fixar o instante inicial de amostragem, resultando então na técnica aqui chamada de "Técnica de Amarração de Fase" ou abreviadamente de "TAF". Tal técnica pode ser baseada tanto nos cruzamentos de zero da subportadora de cor "sen  $w_{sc} t$ " ou "cos  $w_{sc} t$ ". Além disso, os cruzamentos de zero podem ser de derivada positiva ou negativa. Os estudos realizados mostraram que a TAF baseada nos cruzamentos de zero de derivada positiva da onda "cos  $w_{sc} t$ " é uma boa opção. No entanto, deve-se ressaltar que para a frequência de " $(8/3)f_{sc}$ " os mosaicos de amostras resultantes para a TAF baseada tanto no "sen  $w_{sc} t$ " como no "cos  $w_{sc} t$ " resultam os mesmos.

Em seguida, considerando-se o mosaico de fase das amostras, foram relacionados diversos preditores uni e bidimensionais que prevêem corretamente em áreas uniformes e envolvendo amostras de 3 linhas consecutivas do mesmo campo, a saber, as linhas atual, 1ª e 2ª prévias. O aproveitamento de correlação existente entre a amostra atual e amostras da 1ª linha prévia exigiu um recurso adicional, no caso, a técnica de amarração de fase para levar em conta o sinal alternado de linha para linha do chaveamento PAL. Na maioria, os preditores escolhidos foram aqueles que usam no máximo 3 amostras, a fim de facilitar a implementação e mesmo porque estudos anteriores já deram a indicação de que preditores muito longos tendem a apresentar desempenhos piores devido à existência de regiões com transições abruptas. Deve-se ainda frisar que a previsão correta em áreas uniformes fica em concordância com o fenômeno psico-fisiológico de que o olho humano é mais sensível às variações em regiões uniformes do que em regiões com muita atividade. Por outro lado, de modo geral, enquanto que o preditor é usado como o elemento capaz de diminuir as diferenças, o quantizador tem a função de procurar manter a taxa de bits dentro da meta desejada de 34 Mbit/s. Naturalmente, por se tratar de um sistema realimentado, deve-se lembrar que um elemento tem influência sobre o desempenho do outro. Os níveis de quantização foram associados às palavras-código com comprimentos, variáveis sendo que às diferenças menores associaram-se as palavras-códi

go de menor comprimento. Isto porque para um sistema com bom desempenho é razoável se supor que as menores diferenças são as mais frequentes, conforme foi constatado posteriormente. Dessa forma, diversos quantizadores foram propostos para as simulações.

Os preditores propostos foram do tipo unidimensional ou bidimensional ou seja preditores intracampo. Além disso, na sua forma mais geral, os preditores são chaveados, isto é, o preditor total é na verdade composto de preditores lineares denominados "preditores componentes". O número de preditores componentes varia com a interdependência das amostras e portanto com a frequência de amostragem. Para as frequências de amostragens de " $3f_{sc}$ " e de " $(8/3)f_{sc}$ " têm-se 3 e 4 preditores componentes, respectivamente. A procura dos preditores foi feita tomando-se um modelo "DSB" ("Double Sideband") para o sinal de vídeo, modelo esse válido em regiões uniformes ou quase uniformes. Além disso, supôs-se também uma variação lenta e linear nos componentes de luminância e nos sinais diferença de cor tanto ao longo da linha de varredura bem como na vertical de linha para linha. Com esse modelo pretendeu-se levar em conta as variações de vidas à 1ª derivada do sinal. Dessa forma o modelo é mais apropriado para preditores que usam amostras vizinhas da amostra atual. Para que o erro seja nulo constatou-se que devem ser satisfeitas nove condições diferentes, sendo que deu-se ênfase àquelas que implicam numa previsão correta em áreas uniformes e eventualmente em regiões com variação lenta e linear da luminância.

Quanto ao quantizador foram propostos quantizadores lineares com passo de quantização não uniforme, no caso mais geral. As leis de quantização estudadas são tais que realizam uma quantização mais fina em torno da origem zero, e mais grosseira à medida que as diferenças se aproximam dos valores extremos. O código de comprimento variável associado ao quantizador possui 3 comprimentos diferentes denominados "k", "m" e "n" que são números inteiros positivos e  $k < m < n$ . Naturalmente, quanto maiores forem as diferenças "k-m" e "m-n", maior será o número de níveis de quantização, sendo este fato desejável uma vez que, com um número maior de níveis de quantização, a tendência é melhorar a qualidade da imagem pois o erro de quan-

tização tende a diminuir. No entanto tal fato não é favorável à redução da taxa de bits na linha, pois, implica em valores maiores de "k" e de "m" tendendo a aumentar o comprimento médio das palavras código transmitidas.

Um dos objetivos principais deste trabalho foi o de procurar um esquema MCPD com preditor e quantizador capazes de atingir a taxa meta de 34 Mbit/s mantendo porém uma qualidade aceitável para radiodifusão da imagem reproduzida. Para tanto a degradação da imagem recuperada foi medida principalmente em termos da relação sinal/ruído da imagem processada. No processo de avaliação do desempenho dos preditores e quantizadores teve papel primordial as simulações em computador.

As simulações envolveram o modelamento do sinal composto de vídeo ativo PAL-M, a geração do sinal composto a partir de componentes, a simulação do sistema MCPD e a recuperação dos sinais primários para visualização no sistema computacional disponível. Nas simulações, tomaram-se como sinais de entrada tanto os sinais determinísticos correspondentes aos sinais-padrão de testes, como também as imagens-padrão digitalizadas da SMPTE classificadas em 8 grupos diferentes.

O objetivo das simulações foi o de avaliar o desempenho dos preditores e quantizadores quanto à eficiência na extração de redundâncias bem como quanto à qualidade da imagem recuperada. Na verdade, o essencial é a qualidade da imagem reproduzida, uma vez que a taxa desejada pode ser alcançada, por exemplo, usando-se simplesmente um quantizador de 3 bits para  $f_a = 3f_{sc}$  e um de 4 bits para  $f_a = (8/3)f_{sc}$ .

As imagens usadas nas simulações correspondem a dois grupos. Num deles as imagens são do tipo gerado eletronicamente por equipamentos de medida e representam os sinais de teste determinísticos cujas formas são perfeitamente conhecidas. No outro grupo as imagens correspondem a cenas usuais de TV e neste estudo utilizaram-se oito imagens-padrão da SMPTE disponíveis na forma de dispositivos. O número total de imagens-padrão da SMPTE é igual a 15 porém devido às semelhanças elas foram classificadas em 8 grupos diferentes, embora a rigor cada imagem seja de fato diferente uma da outra em alguns aspectos. Enquanto os sinais de teste podem ser si

mulados diretamente no computador as imagens da SMPTE exigiram um trabalho adicional. Neste último caso as imagens na forma de diapositivos tiveram que ser digitalizadas a fim de se obterem as imagens em valores numéricos. Tais imagens digitalizadas em 8 bits uniformes foram armazenadas em fitas magnéticas para posterior processamento durante as simulações do sistema MCPD. Para a digitalização usou-se a estação de processamento de imagens, mais especificamente o sistema computacional "IMAGE-100" do INPE ( Instituto de Pesquisas Espaciais). Para cada imagem foram obtidos 3 conjuntos de 512 por 512 elementos de imagem, sendo que cada conjunto corresponde a uma das cores primárias, a saber, a vermelha, a verde e a azul. Em seguida, das componentes primárias obteve-se, através de um programa de computador que simulava a câmara de TV, o sinal correspondente ao sinal composto digitalizado. Para a visualização do sinal composto processado no sistema MCPD criou-se também um programa capaz de simular o monitor de TV a fim de se conseguirem de volta as componentes primárias a partir de um sinal composto. Isso foi necessário porque o monitor do sistema "I-100" trabalha apenas com os sinais componentes primários. Para se obter tanto a composição quanto a decomposição do sinal realizou-se a simulação de diversos filtros digitais necessários para as filtros passa-baixas, filtragem vestigial na demodulação, bem como para se deslocar as amostras no tempo. Tais deslocamentos foram usados para compensar os atrasos diferentes sofridos pelos sinais de luminância e de diferença de cor, bem como para a realização de filtros passa-tudo de diferentes atrasos para simular o demodulador PAL e também para se fazer a reamostragem no caso da frequência de  $3f_{sc}$ .

Os resultados das simulações mostraram a existência de preditores e quantizadores capazes de atingir a taxa desejada e ainda manter uma relação sinal/ruído acima daquele correspondente a imagens digitalizadas em 6 bits uniformes, tomando-se o de 8 bits como original. Os resultados também confirmaram que os sinais de testes determinísticos são mais fáceis de serem processados do que as imagens da SMPTE, fato este de certo modo já esperado, uma vez que os sinais de teste determinísticos não têm variação na vertical. Essa inexistência de variação na vertical também explica o fato de alguns preditores, que usam amostras apenas das li-

nhas atual e 2ª prévia, apresentarem bom desempenho para sinais determinísticos, porém um desempenho pior no caso das imagens da SMPTE em relação aos preditores que usam amostras da 1ª linha prévia. Deve-se ainda dizer que no caso de imagens do tipo da SMPTE01 torna-se necessário usar a quantização no modo forçado com uma degradação na relação Sinal/Ruído maior do que aquela correspondente à da quantização principal.

A avaliação subjetiva das imagens recuperadas foi realizada em alguns casos pré-escolhidos e à primeira vista constatou-se uma degradação perceptível na qualidade da imagem apenas no caso do modo forçado para a frequência de amostragem igual a " $3f_{sc}$ ". Mesmo no caso do modo forçado para  $f_a = (8/3)f_{sc}$  não se constatou visualmente uma degradação perceptível. No entanto, cabe ressaltar que tais avaliações foram feitas sem se prender muito a rigores de medida de acordo com a CCIR.

Além disso, os resultados obtidos também mostram que a frequência de amostragem de " $(8/3)f_{sc}$ " é mais propícia do que a de " $3f_{sc}$ " para se atingir o melhor compromisso entre a taxa de bits por amostra e a qualidade do sinal recuperado.

Finalmente, deve-se frisar mais uma vez que este trabalho teve como um dos objetivos principais procurar estabelecer bases para a construção de um protótipo experimental MCPD para a redução da taxa de bits de transmissão e com qualidade aceitável para radiodifusão. Outro objetivo foi o de tentar criar a possibilidade de realização de novos trabalhos, quer pelo prosseguimento dos assuntos tratados, quer pela abertura de novas frentes de atividade.

Deve-se citar que na fase de obtenção dos resultados deste trabalho foram geradas diversas fitas magnéticas contendo imagens digitais da SMPTE quer na forma de componentes quer na forma composta. Naturalmente, tais fitas podem ter diversas outras aplicações assim como na simulação de vários outros esquemas de redução da taxa de bits ou mesmo em diferentes sistemas que necessitem de imagens digitalizadas que correspondam a cenas reais. Também deve-se dizer que entre as novas formas de atividades estão aquelas diretamente vinculadas à implementação física do protótipo experimental. A realização de um protótipo é fundamental para executar os testes dinâmicos ou seja avaliações objetivas e subjetivas com cenas em movimento.



BIBLIOGRAFIACAPÍTULO I

- [1.1] W.M.GOODALL, "Television by Pulse Code Modulation, BSTJ, p. 33-49, January 1951.
- [1.2] F.T.SAKANE; M.G. DA SILVA NETO, "Conversores A/D e D/A para Sinais de Vídeo: Considerações de Projeto e Caracterização", 1º Simpósio Brasileiro de Telecomunicações.
- [1.3] H.G.MUSMANN, "A Comparison of Extended Differential Coding Schemes for Video Signals", Zürich Seminar, p. C1(1) - C1(7), 1974.
- [1.4] J.O.LIMB; C.B.RUBINSTEIN and J.E.THOMPSON, "Digital Coding of Color Video Signals - A Review", (Invited Paper), IEEE Trans. on Comm., November 1977. Vol. COM-25, Nº 11.
- [1.5] A.N.NETRAVALI and J.O.LIMB, "Picture Coding: A Review", (Invited Paper), Proc. of the IEEE, March 1980, Vol.68, Nº 3.
- [1.6] W.K.PRATT, "Image Transmission Techniques", Advances in Electronics and Electron Physics, Supplement 12, Academic Press, 1979.
- [1.7] R.H.STAFFORD, "Digital Television - Bandwidth Reduction and Communication Aspects", J. Wiley & Sons, 1980.
- [1.8] K.A.PRABHU; A.W.NETRAVALI, "Motion Compensated Component Color Coding", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-30, Nº 12, December 1982.
- [1.9] W.B.FERREIRA; R.E.BLUMER; J.WEISER; F.G.CERASO, "TV a Cores", Philco Rádio e Televisão Ltda., Ford do Brasil, 1972.
- [1.10] W.K.PRATT, "Digital Image Processing", A Wiley - Interscience Pub., J. Wiley & Sons, 1978.

- [1.11] A.O.ALONSO; J.B.T.YABU-UTI; N.ALENS; YUZÔ YANO, "Tópicos sobre Codificação de Componentes RGB", Contrato TELEBRÁS 033/80, Relatório Técnico RT-82, Maio 1981, DEE/FEC/UNICAM.
- [1.12] J.O.LIMB and F.W.MOUNTS, "Digital Differential Quantizer for Television", BSTJ, September 1969, p. 2583-2599.

## CAPÍTULO II

- [2.1] N.O.SENATORI, "Introdução à TV a Cores - Sistema PAL-M", Vol. 2, Princípios, 2ª ed., 1971 - Biblioteca Técnica IBRAPE.
- [2.2] A.O.ALONSO; J.B.T.YABU-UTI; N.ALENS; Y.YANO, "Digitalização de Sinais de TV", Contrato TELEBRÁS 033/80, Relatório Técnico RT-80, Dezembro 1980.
- [2.3] J.B.T.YABU-UTI; N.ALENS; Y.YANO; 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.
- [2.4] V.F.SAMOYLOV e B.P.KHROMOY, "Television", MIR Publishers, Moscow.
- [2.5] B.GROB, "Basic Television - Principles and Servicing", Mc-Graw Hill.
- [2.6] G.H.HUTSON, "Teoria da Televisão a Cores", Ed. Mc-Graw Hill do Brasil Ltda.
- [2.7] W.B.FERREIRA; R.B.BLUMER; J.WEISER; F.G.CERASO, "TV a Cores", Philco Rádio e Televisão Ltda., Ford do Brasil, 1972.
- [2.8] A.EISELE, "TV a Cores PAL-M", Biblioteca Técnica Colorado RQ, Vols. I e II.

- [2.9] A.O.ALONSO; J.B.T.YABU-UTI; N.ALENS; Y.YANO, "Frequência de Amostragem para Codificação Composta do Sinal de Vídeo PAL-M", Contrato TELEBRÁS 033/80, Relatório Técnico RT-86, Setembro 1981.
- [2.10] A.O.ALONSO; J.B.T. YABU-UTI; N.ALENS; Y.YANO, "Preditores para o Sinal Composto PAL-M no Sistema MCPD", Contrato TELEBRÁS 033/80, Relatório Técnico RT-93, Setembro 1982.

### CAPÍTULO III

- [3.1] J.B.T.YABU-UTI; N.ALENS; Y.YANO; 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.
- [3.2] A.O.ALONSO; J.B.T.YABU-UTI; N.ALENS; Y.YANO, "Preditores para o Sinal Composto PAL-M no Sistema MCPD", Contrato TELEBRÁS 033/80, Relatório Técnico RT-93, Setembro 1982.
- [3.3] K.SAWADA e 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.
- [3.4] W.K.PRATT, "Digital Image Processing", A Wiley - Interscience Publication, J. Wiley & Sons, 1978.
- [3.5] Y.HATORI; H.MURAKAMI e H.YAMAMOTO, "30 Mbit/s Codec for NTSC-CTV by Interfield and Intrafield Adaptive Prediction", ICC-79, p. 23.6.1-23,6,5,
- [3.6]

### CAPÍTULO IV

- [4.1] CCIR, "Recommendations and Reports of the CCIR , 1978 - Vol. XI, Broadcasting Service (Television) ".

- [4.2] Catálogo de Fabricante da KODAK, "KODAK Filters for Scientific and Technical Uses", USA.
- [4.3] CCIR, "Recommendations and Reports of the CCIR", 1978 - Vol. XII. Transmission of Sound Broadcasting and Television Signals Over Long Distances (CMTT).
- [4.4] G.W.BARTLETT, ed., "National Association of Broadcasters Engineering Handbook", Sixth Ed., Washington, DC, USA, p. 476.
- [4.5] Catálogo de Fabricante da Matthey, "Matthey Video Filters", England.
- [4.6] A.V.Oppenheim; R.W.Schafer, "Digital Signal Processing", Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1975.
- [4.7] W.D.STANLEY, "Digital Signal Processing", Reston Pub. Co., Inc., Reston, Virginia, 1975.
- [4.8] L.R.RABINER; B.GOLD; C.A.McGONEGAL, "An Approach to the Approximation Problem for Nonrecursive Digital Filters", IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics, Vol. AU-18, nº 2, Junho 1970.
- [4.9] A.O.ALONSO; J.B.T.YABU-UTI; N.ALENS; Y.YANO, "Digitalização de Sinais de TV", Contrato TELEBRÁS 033/80, Relatório Técnico RT-80, Dezembro 1980.

## CAPÍTULO V

- [5.1] I.DINSTEIN, "DPCM Prediction for NTSC Composite Signals", COMSAT Technical Review, Vol. 7, Nº 2, FALL 1977, p. 429 446.
- [5.2] J.B.T.YABU-UTI; N.ALENS; Y.YANO; 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,

- [5.3] CCIR, "Recommendations and Reports of the "CCIR", 1978 - Vol. XI, Broadcasting Service (Television).
- [5.4] REGE ROMEU SCARABUCCI, "Ruído de Quantização em Sistemas de Modulação por Codificação de Pulsos", RT-02, Contra to Telebrás 680/73, Abril de 1974.
- [5.5] K.SAWADA E H.KOTERA, "32 Mbit/s Transmission of NTSC Color TV Signals by Composite DPCM - Coding", IEEE Trans. on Comm., Vol.COM.26, Nº10, October 1978.

## CAPÍTULO VI

- [6.1] ADC 820T Analog-to-Digital Converter (B 0 20000 smf Up). Tektronix, Inc., USA.
- [6.2] DAC 850T Option 3,4,13 & 14 Digital-to-Analog Converter (B 0 20000 and Up). Tektronix, Inc., USA.
- [6.3] CCIR, "Recommendation and Reports of the CCIR", 1978 - Vol. XI, Broadcasting Service (Television).

Origem	BC
Proc.	
Ass.	
1 - <i>Arquivos</i>	
2 - <i>140386</i>	

FIM