

REDUÇÃO DA TAXA DE BITS  
PARA TRANSMISSÃO DO SINAL  
DE TV COMPOSTO PAL-M

JOÃO B. T. YABU-UTI

Orientador: NORMONDS ALENS

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

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

FEVEREIRO 1983

## AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, Prof. Dr. Normonds Alens; aos mestres Yuzo Yano e Afonso de Oliveira Alonso, pelas sugestões e discussões no conteúdo do trabalho; à M. Júlia, pelo trabalho de datilografia; ao Luis, pela confecção dos desenhos, e a todos que, de alguma forma, participaram na realização deste evento.

À Maria Helena  
Roberta  
e Bruno

## PREFÁCIO

Neste trabalho, apresenta-se alguns aspectos relacionados com a digitalização do sinal de vídeo, mais especificamente do sinal de TV PAL-M ("Phase Alternation Line" - Padrão M). Para o processamento deste sinal, optou-se pelo sistema MCPD (Modulação por Código de Pulsos Diferencial) devido a sua simplicidade aliada à eficiência, no tocante à redução da taxa de bits para transmissão.

O presente estudo consta de seis capítulos.

O primeiro é uma introdução onde se faz uma descrição geral da codificação de imagens; bem como dos objetivos e limitações deste trabalho.

No segundo, apresenta-se uma revisão do sistema de TV brasileiro (PAL-M) visando ressaltar os tópicos básicos do sinal a ser processado:

No terceiro, faz-se uma investigação das possíveis frequências de amostragem de serem utilizadas na codificação composta do sinal de TV colorido; partindo-se de um modelo do sinal para áreas uniformes. Para cada caso analisado, apresenta-se também o correspondente mosaico de amostras. Isto permite uma fácil visualização das interdependências entre as amostras, bem como das distâncias envolvidas entre elas.

No quarto capítulo, propõe-se diversos preditores lineares unidimensionais e bidimensionais; partindo-se de um modelo para o sinal de vídeo composto PAL-M válido em regiões uniformes e onde as componentes do sinal variam lenta e linearmente:

Os resultados das simulações realizadas no computador são apresentados no Capítulo V. Neste, faz-se a interpretação do comportamento e do desempenho dos preditores no esquema MCPD.

No último capítulo, são apresentadas as conclusões.

## ÍNDICE

### PREFÁCIO

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO .....	1
I.1 - CONSIDERAÇÕES GERAIS .....	2
I.2 - OBJETIVOS E LIMITAÇÕES .....	8
CAPÍTULO II - SINAL DE TV PAL-M ANALÓGICO .....	12
II.1 - INTRODUÇÃO .....	13
II.2 - SINAL DE VÍDEO ACROMÁTICO/PADRÃO M .....	13
II.2.1 - Conceitos Fundamentais .....	13
II.2.2 - Largura de Faixa .....	17
II.2.3 - Fonte de Sinal de TV .....	24
II.3 - SINAL DE VÍDEO CROMÁTICO/PAL-M .....	27
II.3.1 - Aspectos Gerais .....	27
II.3.2 - Sinal de Luminância .....	30
II.3.3 - Sinal de Crominância .....	32
II.3.4 - Sinais de Sincronismo .....	41
II.3.5 - Sinal de Vídeo Composto PAL-M .....	49
II.3.6 - Chaveamento PAL .....	63
II.4 - COMENTÁRIOS .....	68
CAPÍTULO III - FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM DO SINAL DE TV PAL-M PARA CODIFICAÇÃO COMPOSTA .....	69
III.1 - INTRODUÇÃO .....	70
III.2 - FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM .....	71
III.2.1 - Modelo para o sinal de vídeo com posto PAL-M .....	71
III.2.2 - Restrições à frequência de amostragem .....	73

.../.

III.2.3 - Interdependência entre amostras na mesma linha .....	75
III.2.4 - Interdependência entre amostras no mesmo campo (intra-campo) .....	78
III.2.5 - Interdependência entre amostras em campos sucessivos (inter-campos) .	91
III.2.6 - Interdependência entre amostras em quadros sucessivos (inter-quadros)	95
III.3 - COMENTÁRIOS .....	99
 CAPÍTULO IV - PREDITORES COM LUMINÂNCIA CORRIGIDA PARA O SIS TEMA MCPD DO SINAL DE VÍDEO COMPOSTO PAL-M ..	101
IV.1 - INTRODUÇÃO .....	102
IV.2 - SISTEMA MCPD .....	102
IV.3 - CARACTERIZAÇÃO DOS ALGORÍTMOS DE PREDIÇÃO .	105
IV.3.1 - Modelos para o sinal de vídeo compos to .....	105
IV.4 - PREDITOR UNIDIMENSIONAL .....	110
IV.5 - PREDITOR BIDIMENSIONAL .....	120
IV.6 - COMENTÁRIOS .....	131
 CAPÍTULO V - AVALIAÇÃO DOS PREDITORES NO SISTEMA MCPD ATRA VÉS DE SIMULAÇÕES USANDO SINAIS DE TESTE .....	132
V.1 - INTRODUÇÃO .....	133
V.2 - CRITÉRIOS DE AVALIAÇÃO .....	133
V.2.1 - Critérios Objetivos .....	133
V.2.2 - Critérios subjetivos .....	135
V.3 - SINAIS DE TESTE .....	136
V.4 - DIAGRAMAS DE BLOCOS PARA A SIMULAÇÃO DO SIS TEMA MCPD .....	146
V.5 - RESULTADOS .....	149

V.5.1 - Considerações Iniciais .....	149
V.5.2 - Entropia das diferenças dos preditores	152
V.5.3 - Taxa de bits .....	166
V.5.4 - Variância, Valor Diferencial de Pico e Correlação .....	171
V.5.5 - Comentários .....	190
CAPÍTULO VI - CONCLUSÕES .....	203
APÊNDICE .....	207
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	217

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO



## I.1 - CONSIDERAÇÕES GERAIS

A introdução no Brasil do sistema de TV em preto e branco com padrão M se deu nos primórdios da década de 50. Por volta de 1972, teve início o atual sistema de televisão a cores PAL-M, que é compatível com o sistema anterior em preto e branco.

O processamento e a transmissão digital de imagens constituem atualmente um campo que cresceu consideravelmente nos últimos anos, devido às várias vantagens [1] inerentes ao sistema digitalizado em relação ao sistema analógico. Um dos trabalhos pioneiros na área de digitalização dos sinais de vídeo foi realizado no final da década de 40 por W.M. Goodall [2] e a primeira codificação digital de um sinal colorido se deu mais provavelmente no início de 1960 pela aplicação do MCP (Modulação por Códigos de Pulsos) a um sinal de televisão colorido para radiodifusão [3].

Atualmente, considera-se aceitável a digitalização do sinal de vídeo cromático com codificação uniforme de 8 bits/ amostra [4], a qual permite obter uma qualidade de imagem com degradação imperceptível de acordo com a escala de 5 graus para medida significativa do CCIR [5] (ver Capítulo V).

A grande limitação da transmissão analógica ou digital da informação de vídeo é a grande capacidade de canal requerida para se recuperar uma imagem de alto padrão de qualidade. A largura de faixa ocupada pelo sinal de vídeo composto em banda base, por exemplo no sistema PAL-M, é de 4,2 MHz. Considerando-se, por exemplo, uma frequência de amostragem super-Nyquist de 10 MHz ( $\approx 2,38 f_{\text{máx}}$ ) e uma quantização uniforme correspondente a 8 bits, é necessário uma taxa da ordem de 80 Mb/s para transmissão digital. Isto mostra que a transmissão do sinal de TV por meio digital será vantajosa caso se tenha uma técnica de codificação eficiente, ou seja, uma técnica que, de alguma forma, remova as redundâncias contidas no sinal de TV (compressão de faixa) para minimizar a taxa de bits de transmissão.

A Fig. I.1 mostra uma comparação da potência de transmissão (P) via satélite versus largura de faixa (B) para a transmissão do sinal de TV analógica em FM-FDM ou digital com modulação em quatro fases (4-PSK). Nesta figura, observa-se que há van

tagens em se transmitir o sinal de TV digitalizado numa taxa inferior a cerca de 50 Mb/s.

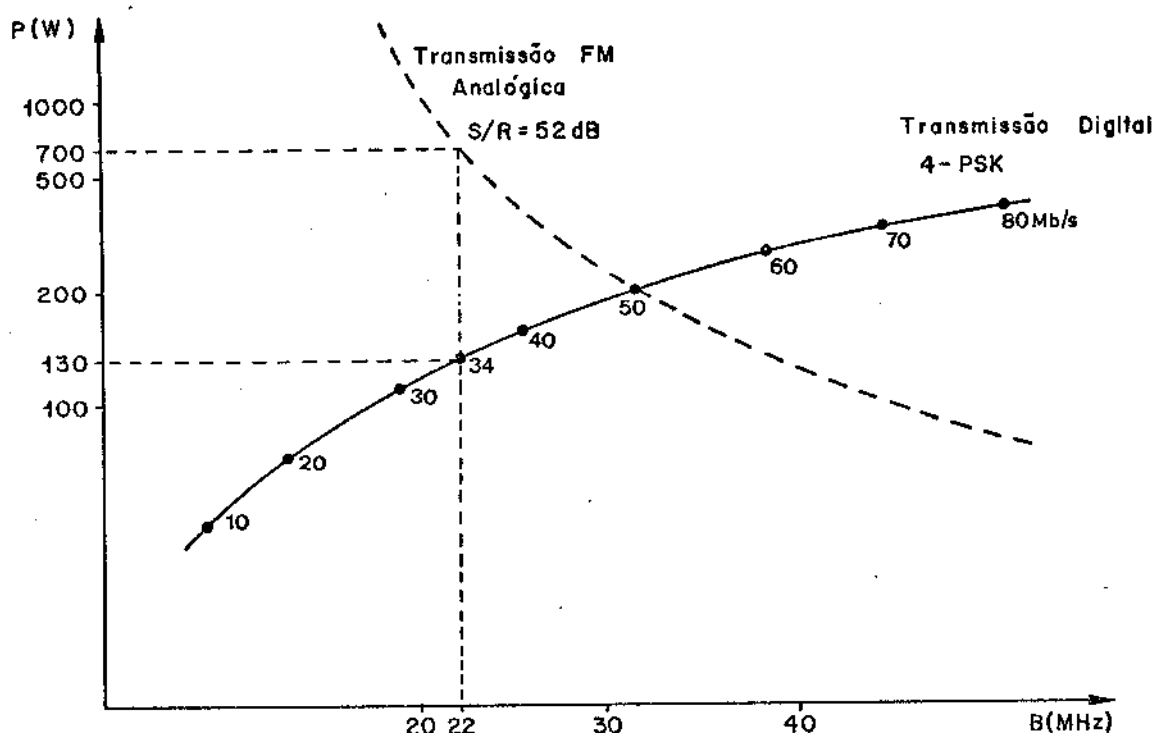


Fig. I.1 - Característica da potência de transmissão via satélite versus largura de faixa de sinal de TV (analógico e digital) [6]

Por outro lado, a compressão de faixa é feita visando, em geral, reduzir a taxa de bits de transmissão de forma a atingir aquela correspondente à 3ª hierarquia do sistema MCP [6], [7], [8], cujo valor, no Brasil, é de 34 Mb/s. Pela Fig. I.1, observa-se que a potência de transmissão via satélite do sinal de TV, a uma taxa de 34 Mb/s e uma faixa de aproximadamente 22 MHz, pode ser reduzida por cerca de 7,3 dB em relação à transmissão analógica do mesmo sinal ocupando a mesma faixa. No caso de transmissão digital via rádio (terrestre) do sinal de TV, a economia na potência de transmissão é da ordem de 10 dB [7].

Várias técnicas têm sido propostas [8], [9], [10], [11] para a redução da taxa de bits de transmissão. Elas se baseiam na exploração de redundâncias contidas no sinal de vídeo ativo e na extração de informação irrelevante (variável com a aplicação). A informação redundante removida na transmissão pode ser recuperada

na recepção enquanto que a irrelevante não. Para a eliminação da informação irrelevante, tem-se aproveitado as diversas características do comportamento psico-visual [12] do olho humano, enquanto que, no caso de informações redundantes, tem-se aproveitado tanto a estatística do sinal de vídeo ativo quanto as características de formação do sinal de TV necessárias à transmissão [8], [13].

De um modo geral, o processamento digital do sinal de TV pode ser efetuado na forma composta (Y+U+V) ou na de componentes (Y, U e V). A codificação em separado das componentes de luminância e dos sinais diferenças de cor e posterior multiplexação por divisão de tempo, tem-se mostrado ser mais eficiente [6],[14], [15] do que a codificação do sinal composto, pois ela permite uma economia através de amostragem sub-Nyquist de cada componente Y, U e V. Cabe também observar que a codificação de componentes tem a vantagem para trocas internacionais pois, neste caso, não há necessidade de transcodificação entre os sistemas de distribuição analógica (NTSC, PAL e SECAM). Naturalmente, deverá ocorrer um acordo quanto às faixas das componentes que diferem com o sistema e padrão adotados. Entretanto, no caso de se obter as componentes Y, U e V a partir do sinal composto surgem dificuldades adicionais de implementação. Por exemplo, no sistema PAL, é importante lembrar que as componentes Y, U e V estão espaçadas apenas por (1/4) da frequência de linha dentro do espectro do sinal de TV (vide Fig. II.19) e isto poderá tornar muito complexa a implementação do separador de componentes.

Por outro lado, processando o sinal de vídeo na forma composta, pode-se evitar a necessidade de separar à priori o sinal em componentes de luminância e de diferenças de cor. Além disso, mantendo-se o sinal na forma composta, tem-se vantagens adicionais para os CODEC's digitais, como o de evitar os problemas de manter o balanço de cor [16]. O sistema PAL permite também que muitos dos erros de quantização e talvez a degradação devido aos erros de transmissão sejam aliviados pela reversão de fase nas linhas alternadas pela chave PAL.

Em razão desses fatos, em primeira instância, parece mais razoável tentar reduzir a taxa de bits através de uma codificação do sinal composto de TV. Cabe observar que os receptores de TV serão sempre servidos por transmissão via radiodifusão do si

nal de televisão analógico, mesmo que o circuito de transmissão (via rádio ou via satélite) seja totalmente digitalizado. Portanto, neste trabalho, optou-se pela codificação do sinal de TV PAL-M na forma composta.

Dentre as várias técnicas existentes para a compressão de faixa do sinal de TV composto, deu-se preferência pelo esquema de codificação MCPD (MCP Diferencial), pois este apresenta um desempenho comparável ao de outras técnicas [9], além de uma implementação física mais simples em relação aos outros métodos de redução de redundância. No sistema MCPD, um parâmetro muito importante para se fazer a compressão de faixa do sinal de vídeo é a frequência de amostragem " $f_a$ ", pois esta influencia diretamente na taxa final de bits " $R$ ". Por outro lado, esta taxa depende também do número médio de bits por amostra " $N$ ". De fato [9]:

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

Nesse caso de codificação MCPD, o valor de " $N$ " é, no melhor caso, igual a entropia do sinal diferença a ser codificado.

A seleção de algumas frequências de amostragem do sinal de vídeo composto é feita neste trabalho, impondo-se que " $f_a$ " seja  $(n/m)$  vezes a frequência de subportadora de cor " $f_{sc}$ ". Assim, adapta-se o esquema MCPD de maneira mais simples ao sinal de cor composto (sinal de crominância) além de facilitar a sua implementação física [12]. Por outro lado, impõe-se que " $f_a$ " tenha um valor acima da taxa de Nyquist ( $\approx 2,35 f_{sc}$ ) de modo a evitar a sobreposição no espectro do sinal amostrado. Além disso, limita-se a frequência de amostragem máxima em  $3 f_{sc}$  para facilitar a redução da taxa de bits. Os estudos realizados para  $f_a = 3 f_{sc}$  mostram que esta frequência já é desfavorável à redução [8], [17].

Na procura destas frequências de amostragem, o princípio básico utilizado é o de encontrar relações simples entre as amostras vizinhas de uma área de cor uniforme. A justificativa para tal procedimento está no fato de que o sinal de TV contém muitas áreas uniformes. No caso de TV a cores, essas regiões correspondem a uma componente de luminância e duas de diferença de cor constantes, ou melhor, a um sinal de luminância constante no tempo e a um de crominância variando senoidalmente. Assim, embora a

região de mesma cor considerada seja uniforme, os valores das amostras vizinhas não são obrigatoriamente iguais. Na verdade, entre duas amostras podem resultar quaisquer relações, sendo que as mais interessantes nesta pesquisa são aquelas que ocorrem de forma constante e periódica em tais regiões. Para tanto, torna-se necessário que haja uma amarração entre a frequência de amostragem " $f_a$ " e a frequência de subportadora de cor " $f_{sc}$ ". (ver Capítulo III).

Com o intuito de encontrar as tais frequências de amostragem que satisfaçam as condições impostas, estabelece-se, de início, um modelo para a forma de onda do sinal de vídeo composto nas regiões uniformes. Em seguida, selecionam-se as frequências de amostragem que permitam obter relações simples entre duas amostras compostas próximas, as quais apresentam mesma luminância e crominância de mesmo módulo. A fim de facilitar a visualização das interdependências entre as amostras, são também apresentados os mosaicos de amostras para cada frequência de amostragem selecionada (vide Capítulo III).

Assim, para uma dada frequência de amostragem constante, tem-se menor taxa de bits quanto menor for o número de bits / amostra. Este número depende essencialmente da eficiência do algoritmo de predição utilizado no esquema MCPD. Devido ao fato da entropia depender tanto da frequência de amostragem quanto do algoritmo de predição, sugere-se que a escolha deste algoritmo deva ser feita conjuntamente com a frequência de amostragem.

A entropia do sinal diferença, sendo um dado estatístico, deve ser obtida em função da imagem, da frequência de amostragem e do algoritmo de predição. Ocorre no entanto que, para radio difusão, as imagens variam muito, ou seja, há uma infinidade de tipos de cenas que podem estar associadas a um quadro de TV. De qualquer forma, existe um conjunto de sinais de teste padronizados pelo CCIR. Além disso, são também disponíveis conjuntos de imagens padrão (SMPTE = Society of Motion Picture and Television Engineers ou EBU = European Broadcasting Union). Cada conjunto de imagens padrão, geralmente disponíveis sob a forma de transparências, filmes e "slides", pretende ser representativo do universo de cenas encontradas em TV comercial.

Para uma codificação eficiente do sinal de vídeo, o al

goritmo de predição deve aproveitar a correlação existente entre pontos adjacentes de um quadro de TV. Pode-se aproveitar a correlação entre amostras próximas na mesma linha (intra-linha), entre linhas (inter-linhas ou intra-campos), em linhas de campos adjacentes (inter-campos ou intra-quadros) e em linhas de quadros adjacentes (inter-quadros). Estes métodos removem grande parte da redundância contida num quadro de TV. A correlação entre quadros, por exemplo, pode ser constatada intuitivamente, observando-se que muitas vezes a imagem é composta de uma parte ativa dentro de uma parte fixa. Neste caso, a taxa de transmissão pode ser reduzida bastante, enviando-se apenas as partes moventes enquanto que as fixas vão sendo repetidas (método de substituição condicional ou codificação inter-quadros) [18]. No entanto, em cenas de TV comercial que contêm uma quantidade razoável de partes moventes, além de muitas bordas ou contornos, a codificação intra-campo tem apresentado melhores resultados [8], [19], [20].

Após a seleção das frequências de amostragem possíveis de serem utilizadas, faz-se o desenvolvimento dos preditores para cada frequência selecionada. Para isto, propõe-se um novo modelo de sinal de vídeo composto variando lenta e linearmente ao longo de cada linha de varredura. São obtidos inúmeros preditores (unidimensionais e bidimensionais) que, por princípio, devem prever corretamente em áreas uniformes. A característica de alguns desses preditores é a capacidade de, pelo menos, corrigir variações não muito acentuadas de luminância. Desta forma, pretende-se reduzir o erro de predição. Os preditores bidimensionais apresentados neste trabalho utilizam apenas amostras prévias situadas sobre linhas de varredura com o mesmo sinal de chaveamento PAL (linha atual e segunda linha prévia). Desta forma, é possível com um único preditor no sistema MCPD prever todas as amostras de uma imagem.

Cabe frisar que, às custas de uma maior complexidade do sistema, é possível aumentar a eficiência de redução de redundância empregando outros recursos adicionais como técnica de amarração de fase [19], [20], MCPD com predição e quantização não-linear adaptativas [11], [21], [22], [23], uso de códigos de comprimento variável [4], [8], aproveitamento do intervalo de apagamento horizontal [10], [13], etc. Cabe destacar também a possibilidade de

compressão de faixa da imagem empregando técnicas de codificação por transformadas [25], [26], as quais exploram as propriedades médias da imagem. Estas técnicas que têm com maior atributo a capacidade de concentrar a energia da imagem para algumas amostras no domínio da transformada, têm tido maior aceitação em estudos de enriquecimento de imagens e reconhecimento de padrões. No caso de transmissão dos sinais de vídeo em tempo real, o método de codificação preditivo (MCPD) parece ser mais adequado pois ele leva vantagem pela alta correlação existente entre amostras vizinhas e pelo fato dele poder ser parcialmente casado aos requisitos visuais [27], [28]. Contudo, pela remoção da redundância do sinal, o sistema MCPD fica mais susceptível a erros do que o sistema MCP. Para se ter um meio de transmissão mais confiável, tem sido utilizado códigos corretores de erros na linha [6].

## 1.2 - OBJETIVOS E LIMITAÇÕES

O objetivo deste trabalho é desenvolver características básicas necessárias para a digitalização do sinal de TV a cores PAL-M. No processamento deste sinal, dá-se ênfase à remoção de redundância contida na parte ativa do sinal de vídeo, visando reduzir a taxa de bits do sinal digitalizado para transmissão.

Os resultados deste estudo deverão fornecer subsídios para uma futura implementação de um sistema protótipo capaz de reduzir a taxa de bits para aquela correspondente à 3ª hierarquia do sistema MCP do Brasil, ou seja, cerca de 34 Mb/s. Para tanto, torna-se imprescindível o uso de uma codificação eficiente que explore ao máximo as redundâncias da imagem. Dentre os inúmeros métodos para tal finalidade, optou-se neste trabalho por um esquema que emprega a estrutura básica de um MCPD.

A Fig. 1.2 mostra um diagrama de blocos do sistema digital para transmissão e recepção de imagens de TV. Nesta figura, a câmera de TV fornece o sinal de vídeo composto que contém a componente ativa do sinal, além dos pulsos de sincronismo e de apagamentos e da salva de subportadora de cor. De início, esse sinal composto de banda base deve ser filtrado antes da conversão A/D a fim de evitar os problemas de sobreposição de espectros de frequência

na demodulação digital-analógica (D/A). O conversor A/D que se pretende empregar é uniforme de 8 bits [12].

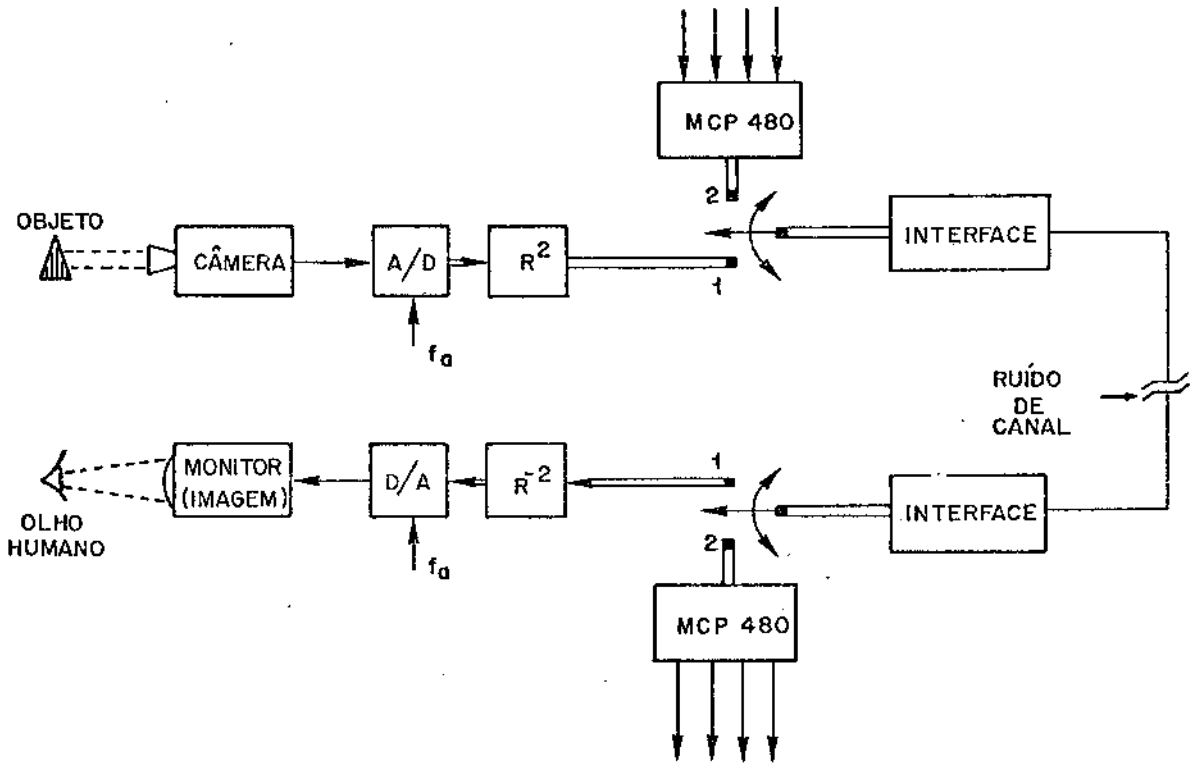


Fig. 1.2 - Diagrama de blocos de um sistema para transmissão e recepção de imagens de TV digitalizadas

Nesse esquema, optou-se pelo processamento de sinal na forma composta. Após a digitalização, o sinal é enviado ao codificador redutor de redundância (bloco  $R^2$ ). Neste bloco, o preditor do sistema MCPD é um dos elementos centrais de atenção desse estudo. Os demais blocos da Fig. 1.2 não são abordados.

Na transmissão, uma vez conseguida a codificação do sinal de TV PAL-M a uma taxa meta de 34 Mb/s, este sinal é enviado a uma interface do sistema MCP de 480 canais de voz já existente e é, finalmente, conduzido ao canal de transmissão. Na recepção, o sinal codificado sofre um processamento inverso até atingir o monitor de imagens, onde então devem ser realizados os testes subjetivos e objetivos da qualidade de imagem recebida.

Cabe ressaltar que este trabalho, sendo uma das primei



ras contribuições para o estudo da digitalização do sinal de TV PAL-M, apresenta-se sem ferramenta prática para a implementação do sistema da Fig. 1.2. Porém, ele contribui com um estudo um tanto quanto exaustivo das frequências de amostragem e dos preditores, a fim de se obter um sistema redutor de redundância eficiente do sinal de TV composto.

O método de codificação MCPD de sinais de TV explora a correlação que existe entre pontos adjacentes de um quadro de TV ou a correlação temporal entre quadros consecutivos. Um método simples e efetivo, no caso do sinal de TV em preto e branco, é codificar a diferença entre duas amostras adjacentes (MD ou MCPD). No caso do sinal de vídeo colorido, tal procedimento não é adequado devido à presença do sinal de crominância, mesmo em regiões uniformes.

São propostos então diversos tipos de preditores lineares (unidimensionais e bidimensionais) mais complexos para cada uma das cinco frequências de amostragem super-Nyquist selecionadas. Tais preditores são baseados em um modelo do sinal de vídeo composto para áreas uniformes ou de pouca variação nos sinais componentes de cor apenas ao longo das linhas de varredura. Cabe ressaltar que esses preditores são obtidos de maneira clássica, sem considerar a interação preditor-quantizador diferencial, isto é, supõe-se uma quantização diferencial uniforme 1:1.

A avaliação do desempenho desses preditores é feita através de simulações em computador. Nestas simulações, utiliza-se como fonte de informação os sinais de teste padronizados pelo CCIR para diversos tipos de teste em televisão analógica. Estes sinais são determinísticos e não nos permitem reais desempenhos dos preditores. Por outro lado, tais sinais permitem uma interpretação mais fácil dos resultados uma vez que as formas de onda dos mesmos são conhecidas, além de dar uma indicação do comportamento dos preditores perante sinais reais de vídeo. No entanto, antes do teste final com sinais representando cenas em movimento deverá ser realizada ainda uma etapa intermediária de testes com imagens padrão, por exemplo, da SMPTE (imagens paradas). Essa fase deverá ser realizada em um outro trabalho quando estiver disponível um conjunto de imagens padrão gravado digitalmente em fitas magnêti

cas para a simulação. Posteriormente, com uma fonte adequada para o sinal, que pode ser uma câmera de TV ou uma máquina de vídeo-tape, poder-se-ã realizar testes subjetivos com imagens em movimento .

Deve-se dizer ainda que o estudo de digitalização de i magens no exterior tem sido conduzido tanto de maneira estatística quanto probabilística. Vários pesquisadores têm empregado métodos estatísticos [27], [29], enquanto que outros têm abordado o assunto com tendência mais determinística [21], [22]. Neste estudo, optou-se por um tratamento determinístico, uma vez que alguns aspectos básicos relacionados com a frequência de amostragem e os preditores podem ser estudados sem considerar diretamente estatísticas obtidas com sinais reais de radiodifusão.

Finalmente, cabe frisar que, neste trabalho, não se pretende fazer uma otimização dos preditores selecionados especificamente para os sinais de teste, mas sim testar o comportamento dos preditores para esses sinais, visando obter alguns dados e subsídios que levem ao objetivo de se implementar futuramente um protótipo.

CAPÍTULO II

SINAL DE TV PAL-M ANALÓGICO

## II.1 - INTRODUÇÃO

Nos primórdios da década de 50, introduziu-se no Brasil o sistema de televisão acromático com o mesmo padrão M, norte-americano. Este padrão é também adotado no Japão, Canadá, México, Peru, etc.

Em 1972, deu-se início no Brasil ao atual sistema de TV a cores. Dentre os três sistemas comerciais existentes, NTSC ("National Television System Committee"), PAL ("Phase Alternation Line") e SECAM ("Séquentiel Couleur à Mémoire"), optou-se pelo sistema germânico PAL, por razões que são apresentadas neste capítulo. Este mesmo sistema é adotado também na Itália, Reino Unido Britânico, Austrália, etc. Além disso, devido à necessidade de se manter a compatibilidade entre os sistemas preto e branco e a cores, o atual sistema de televisão é o PAL-M.

Portanto, neste capítulo, são abordados vários aspectos relacionados com o nosso sistema de TV; destacam-se os parâmetros que o caracterizam e que devem ser levados em consideração para sua digitalização.

## II.2 - SINAL DE VÍDEO ACROMÁTICO/PADRÃO M

### II.2.1 - Conceitos Fundamentais

No sistema de comunicação por televisão, a mensagem original, que é geralmente uma cena tridimensional, é transformada numa imagem bidimensional gravada no mosaico de um tubo de câmera e é enviada ao receptor por meio de sinais elétricos.

Nos atuais sistemas de TV, as propriedades físicas do olho humano são amplamente exploradas a tal ponto de se poder afirmar que o olho é parte integrante do sistema. Uma propriedade fundamental é a persistência da visão, que consiste na retenção de uma imagem na retina do observador por uma fração de segundo, ou seja, da ordem de 1/24 segundo. Graças ao fenômeno da persistência, uma imagem em movimento que é constituída de uma sucessão contínua de um número infinito de imagens estáticas pode ser reproduzida por um número finito de imagens, dando uma ilusão de con

tinuidade do movimento. Naturalmente, para se ter tal ilusão, o intervalo de tempo entre as amostras de imagens estáticas deve ser menor que o tempo de retenção da imagem na retina. Além disso, mesmo uma imagem estática é composta de infinitos pontos. Enquanto que, no cinema, toda uma imagem estática é gravada e amostrada num fotograma, em televisão, a transmissão de uma imagem bidimensional é feita ponto por ponto. Isto é possível devido à utilização de uma outra característica do olho que consiste na sua capacidade de resolução finita. Tal capacidade, estabelecida pela acuidade visual, é definida pelo ângulo " $\alpha$ " indicado na Fig. II.1. A acuidade visual geralmente tomada como referência é de um minuto [30], mas ela varia com a iluminação, natureza da cena, região da retina onde a imagem é projetada e com a distância entre a cena e o observador.

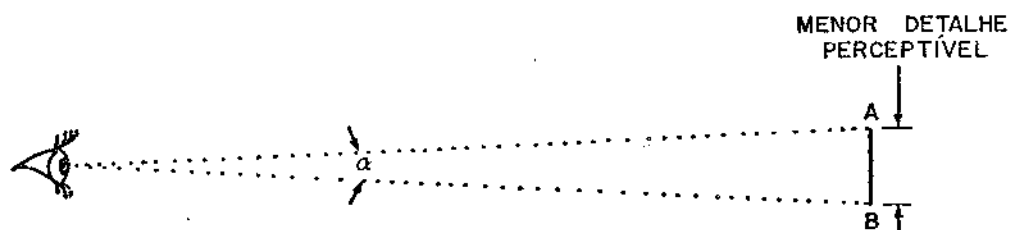


Fig. II.1 - Acuidade Visual

Entretanto, uma vez estabelecidos o tamanho da tela do receptor (tamanhos comerciais: 12", 17", 20", 22", 26") e a distância mínima de observação (muitas vezes adotada para testes de imagens como sendo 6 vezes a altura da tela do monitor), não há necessidade de se transmitir todos os pontos de uma imagem estática em virtude da limitação natural da capacidade de percepção de detalhes.

A Fig. II.2 mostra a forma da tela retangular padronizada. A diagonal "D" é conhecida como sendo o tamanho da tela e a relação entre a largura "L" e a altura "A" é conhecida como relação de aspecto "A", cujo valor usual é 4/3. Esta relação vale tam

bém no transmissor. Os pontos escolhidos para transmissão situam-se sobre linhas quase horizontais (quase paralelas ao lado maior da tela), equiespaçadas verticalmente e denominadas linhas de varredura.

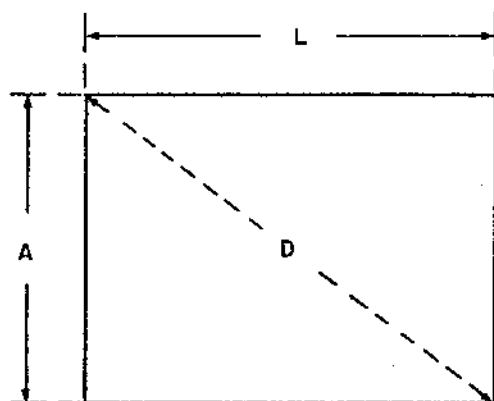


Fig. II.2 - Formato da tela de TV

Para se ter um preenchimento aparente da tela, o espaçamento vertical deve ser menor que o mínimo detalhe perceptível. Segundo o CCIR, tem-se o sistema com 525 ou 625 linhas de varredura. No Brasil foi adotado o sistema com menor resolução vertical (525).

As linhas não são varridas sequencialmente, mas sim de forma alternada. A Fig. II.3 mostra um conjunto de linhas "cheias" entrelaçadas com um outro de linhas "tracejadas". O retorno horizontal de varredura é indicado por linhas pontilhadas.

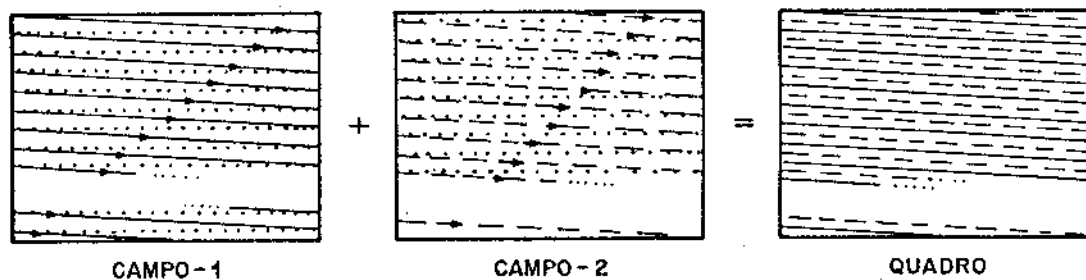


Fig. II.3 - Varredura entrelaçada adotada nos sistemas de TV

As linhas de varredura são levemente inclinadas para baixo, da esquerda para a direita, enquanto que o retraço é quase horizontal. A varredura é feita alternadamente, primeiro, sobre as linhas de um conjunto e, em seguida, sobre as do outro. Cada conjunto, com igual número de linhas, recebe o nome de "campo", sendo que dois campos formam um "quadro". Assim, uma imagem parada é totalmente transmitida dentro de um período de quadro ou de dois campos. Por outro lado, se a cena é móvel, a cada instante se transmite um ponto correspondente a uma das infinitas imagens que a compõem. Assim, para se ter uma impressão de continuidade dos movimentos, deve-se transmitir um número de quadros por segundo que seja compatível com a capacidade de retenção da imagem na retina. No padrão M., por convenção, a taxa de transmissão é de 30 quadros por segundo ou 60 campos por segundo.

Portanto, o tempo total necessário para percorrer um quadro é de  $1/30$  segundo. Este tempo está dividido em 525 intervalos uniformes, sendo que cada intervalo, comumente denominado " $T_H$ ", é igual ao tempo de varredura mais o retraço de uma linha. Assim,

$$T_H = 1/(30 \times 525) \approx 63,492 \mu s \quad (II.1)$$

O seu inverso é denominado frequência de linha ou frequência horizontal " $f_H$ " e vale:

$$f_H = 30 \times 525 = 15.700 \text{ Hz} \quad (II.2)$$

Da mesma forma, a frequência de recorrência de campos é usualmente denominada frequência vertical " $f_v$ ". Como há dois campos em cada quadro, tem-se:

$$f_v = 2 \times 30 = 60 \text{ Hz} \quad (II.3)$$

Assim, o tempo para transmitir um campo é de  $262,5 T_H$  ou  $(525/2) T_H$ . Durante o intervalo de tempo  $T_H$  de varredura horizontal, transmite-se o sinal de vídeo e também o sinal de sincronismo. O tempo gasto na transmissão de informação do sinal de cena corresponde à "linha ativa". Embora teoricamente possível, nem todos os 525 períodos  $T_H$  correspondem a linhas reais de varredura, pois cerca de

$19 T_H$  a  $21 T_H$  são usados para sincronismo vertical, ou seja, sincronismo de campo.

Cabe observar que existe a razão de se utilizar o entrelaçamento de linhas. Caso as linhas sejam varridas sequencialmente, devido à diferença de tempo entre o início e o fim da varredura de um quadro, o brilho não permanece constante por toda a tela do receptor, isto é, tem-se brilho maior na região onde a varredura se processa e brilho menor naquelas onde a varredura já ocorreu. Assim, o brilho na tela varia, provocando o aparecimento de períodos claros intercalados com períodos escuros. Esse efeito, conhecido como cintilação, é perturbador à visão humana se a frequência é muito baixa. O entrelaçamento de linhas tem-se mostrado satisfatório, tornando a cintilação imperceptível. Por outro lado, este efeito, no cinema, é contornado iluminando-se duas vezes o mesmo fotograma, ou seja, a frequência de exposição de fotogramas é de 48 vezes por segundo.

### II.2.2 - Largura de Faixa

A imagem bidimensional variável no tempo é uma função de três variáveis,  $I(x,y,t)$ , e pode ser transformada em um sinal elétrico correspondente,  $v(t)$ , dependente apenas da variável tempo, visto que somente os pontos nas linhas de varredura são transmitidos. Desta forma, a cada instante transmite-se apenas um ponto de uma das infinitas imagens estáticas. Então, dentro da linha ativa, vale a relação [31]:

$$v(t) = I[x(t), y(t)] \quad (II.4)$$

A velocidade de varredura dessas linhas é uniforme, ou seja,  $x(t) = V \cdot t$ . Sendo  $V_H$  e  $V_V$ , respectivamente, as componentes horizontal e vertical da velocidade de varredura, da eq.(II.4) tem-se:

$$v(t) = I(V_H t, V_V t) \quad (II.5)$$

Para se ter uma idéia do espectro em frequência do sinal  $v(t)$ , supõe-se que a imagem  $I(x,y,t)$  seja estática, isto é,  $I(x,y,t) = I(x,y)$ . Apenas para efeito de análise, ao invés de se



quebrar a linha de varredura em todos os retraços horizontal e vertical, supõe-se um modelo em que a imagem  $I(x,y,t)$  seja periodicamente repetida em ambas as direções. Desta forma, a linha de varredura é contínua conforme mostra a Fig. II.4. Naturalmente, este modelo corresponde ao procedimento real de se quebrar a linha de varredura.

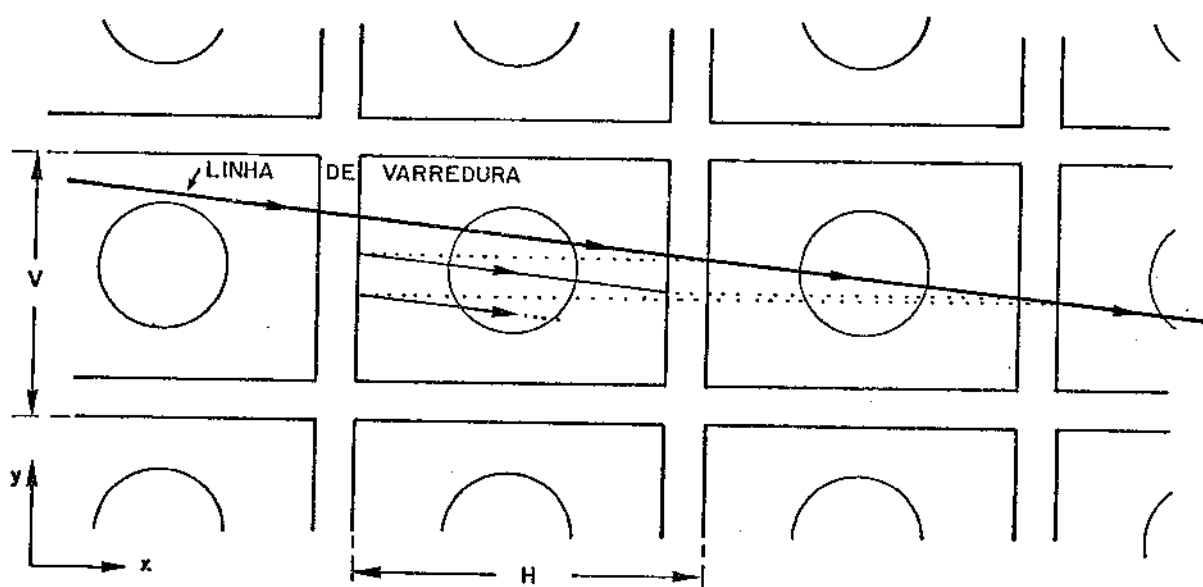


Fig. II.4 - Imagem periodicamente repetida, no plano xy sem quebrar a linha de varredura [31]

O espaçamento horizontal entre as imagens estáticas corresponde ao retraço horizontal enquanto que o espaçamento vertical corresponde ao retraço vertical.

Assim, a imagem  $I(x,y)$ , juntamente com os retraços, é uma função periódica de duas variáveis  $x$  e  $y$  e, portanto, pode ser expandida numa série de Fourier bidimensional. Sendo "H" e "V" os períodos espaciais horizontal e vertical, respectivamente, resulta [31]:

$$I(x,y) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{mn} \exp \left[ j2\pi \left( \frac{mx}{H} + \frac{ny}{V} \right) \right] \quad (II.6)$$

onde:

$$C_{mn} = \frac{1}{HV} \int_0^H \int_0^V I(x,y) \exp \left[ -j2\pi \left( \frac{mx}{H} + \frac{ny}{V} \right) \right] dx dy \quad (II.7)$$

Os tempos necessários para percorrer uma linha horizontal e um campo na vertical são, respectivamente, dados por:

$$T_H = H/V_H \quad e \quad T_V = V/V_V \quad (II.8)$$

Substituindo as eqs. (II.6) e (II.8) na eq. (II.4), resulta:

$$v(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{mn} \exp [j2\pi (mf_H + nf_V) t] \quad (II.9)$$

onde:  $f_H = 1/T_H$  e  $f_V = 1/T_V$

Pela eq. (II.9), nota-se que o sinal de vídeo é uma função duplamente periódica, contendo todas as harmônicas das frequências de linha  $f_H$  e da frequência de campo  $f_V$ , ou seja, todas as componentes resultantes da soma ou diferença de múltiplos de  $f_H$  e  $f_V$ . Desde que  $f_H \gg f_V$  e  $|C_{mn}|$  geralmente decresce à medida que o produto "mxn" aumenta, o espectro do sinal  $v(t)$  tem a forma mostrada na Fig. II.5. Nesta figura, uma observação importante é a existência de vazios separando grupos de harmônicas concentrados em torno de múltiplos da frequência horizontal  $f_H$ . No caso de câmeras móveis, não se tem linhas espectrais definidas (Fig. II.5), mas elas se fundem num espectro contínuo. No entanto, as lacunas ainda existem e são aproveitadas para enviar a informação de cores dos sinais cromáticos (seção II.3).

Nota-se, pela eq. (II.9), que a faixa do sinal  $v(t)$  é infinita, além de sua periodicidade. No entanto, com a resolução vertical limitada pelo número finito de linhas de varredura, convencionou-se adotar a mesma resolução na direção horizontal, isto é, igual número de linhas distinguíveis por unidade de distância em ambas as direções.

Sejam então " $n_H$ " e " $n_V$ " o número de linhas distinguíveis, respectivamente, na horizontal e na vertical, como mostra a Fig. II.6.

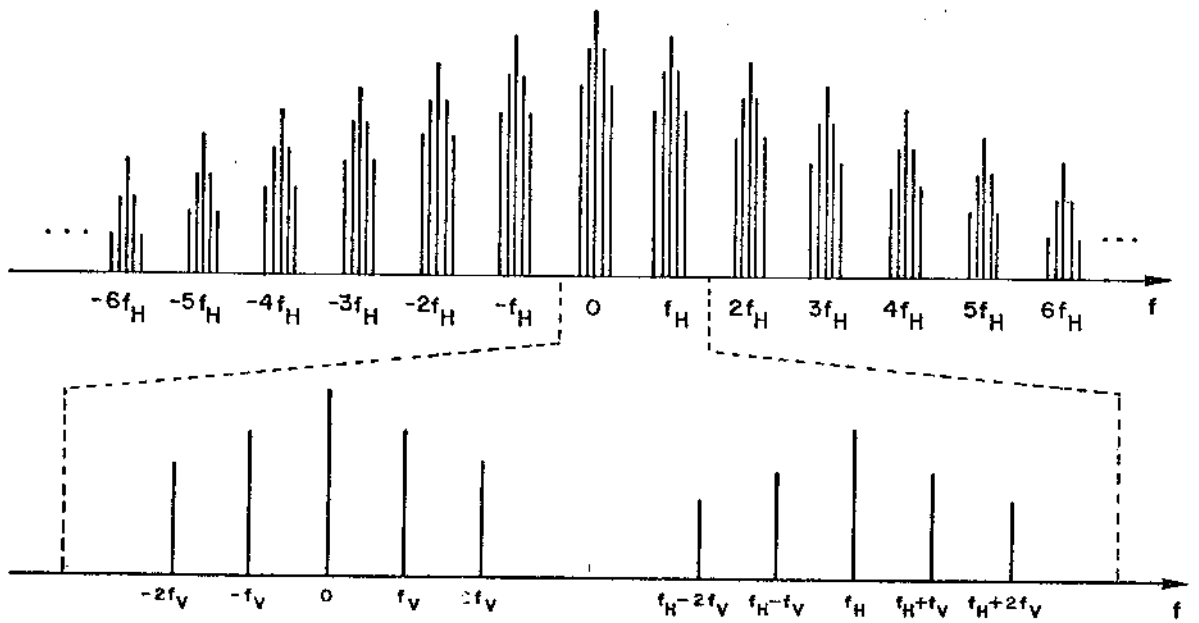


Fig. II.5 - Espectro de frequência típico em módulo para uma imagem parada

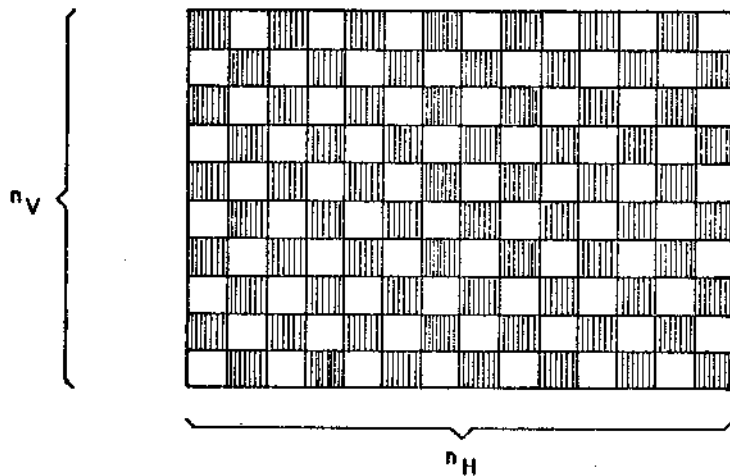


Fig. II.6 - Células de resolução horizontal e vertical

Na Fig. II.6, as linhas distinguíveis são representadas por faixas. Cada célula quadrada corresponde a um elemento de imagem. Das Figs. II.2 e II.6, tem-se a relação:

$$\frac{\text{Largura da imagem}}{\text{Altura da imagem}} = \frac{n_H}{n_V} = \frac{4}{3} = A = \text{relação de aspecto} \quad (\text{II.10})$$

A resolução vertical " $n_V$ " difere do número total de linhas de varredura " $N$ " por duas razões:

1. Linhas inativas:

Nem todas as " $N$ " linhas são ativas. No padrão M, tem-se entre 19 a 21 linhas inativas por campo.

2. Fator "Kerr":

Suponha que a imagem a ser transmitida tenha o padrão mostrado na Fig. II.7.a, onde as linhas (faixas) pretas e brancas se intercalam com o mesmo espaçamento " $S$ " das linhas de varredura. Em virtude do feixe eletrônico ter uma dimensão finita, a varredura do feixe, tanto no transmissor como no receptor, pode não estar perfeitamente alinhada com as linhas do padrão, como mostra a Fig. II.7.b.

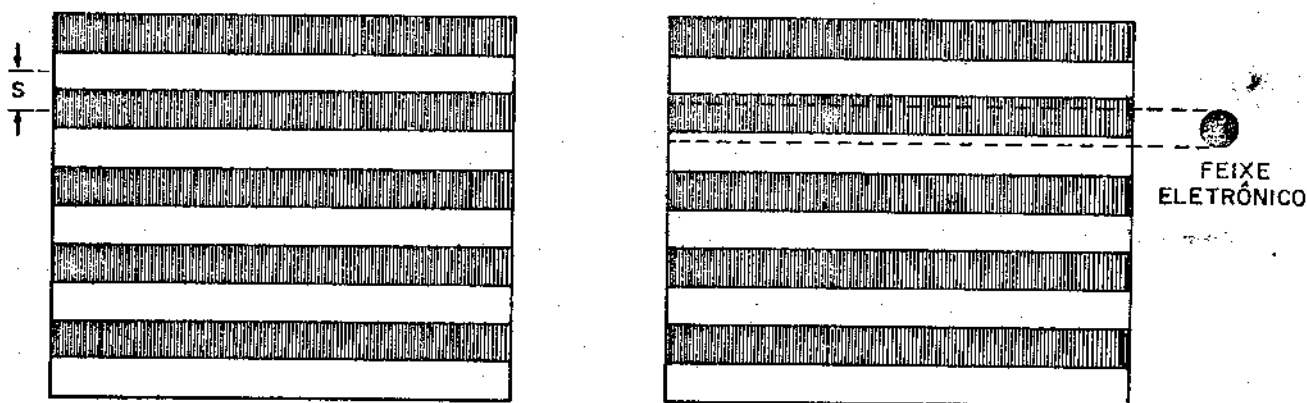


Fig. II.7 - Fator "Kerr": (a) Imagem de teste

(b) Varredura da imagem pelo feixe eletrônico

Assim, no pior caso, pode-se ter na recepção uma imagem sem distinção entre as linhas. Como o alinhamento é arbitrário, introduz-se um fator de correção no cálculo de " $n_V$ " denominado "fator Kerr". Estudos experimentais mostram que este fator deve ser de aproximadamente 0,7. Desta forma, tem-se:

$$n_V = 0,7(N - N_{RV}) \quad (II.11)$$

onde " $N_{RV}$ " corresponde ao número de linhas inativas durante o apagamento e retraço vertical num quadro. Obviamente, esse efeito não afeta diretamente a resolução horizontal.

Suponha agora que o padrão de imagem seja um conjunto de linhas verticais, como mostrado na Fig. II.8.a, onde linhas (faixas) brancas e pretas se alternam com a resolução máxima adotada (eq.(II.10)).

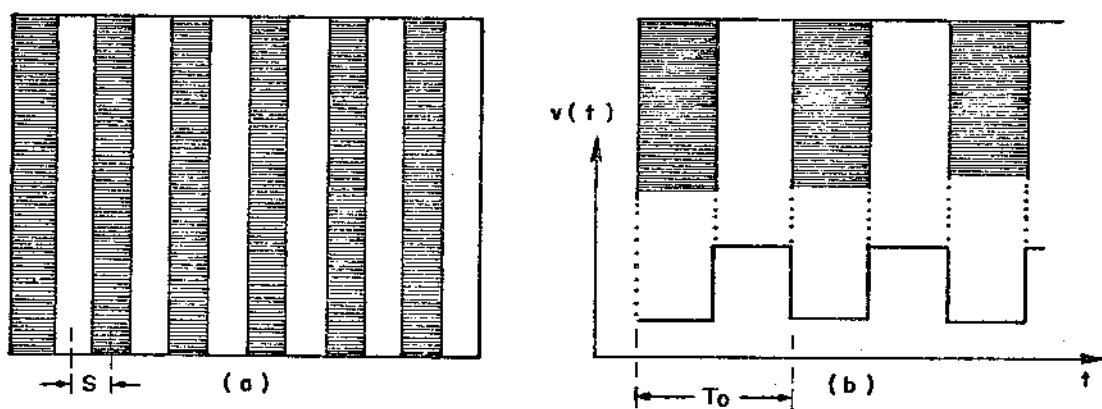


Fig. II.8 - (a) Padrão de teste  
(b) Sinal  $v(t)$

Assim, o sinal  $v(t)$  dentro de uma linha de varredura é uma onda quadrada de período  $T_0$ , como mostrado na Fig. II.8.b. A faixa de frequência do sinal  $v(t)$  é então infinita, mesmo que se leve em conta os sincronismos. Como a faixa deve ser limitada, ao invés de transmitir todas as componentes de  $v(t)$ , transmite-se então ape

nas a primeira harmônica em  $f_0 = 1/T_0$ . Portanto, o sinal reproduzido corresponde a uma senóide na frequência " $f_0$ ", como mostra a Fig. II.9.

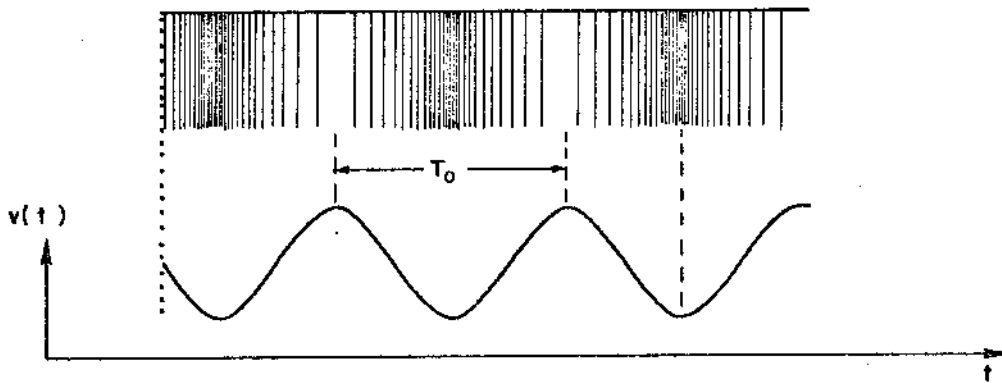


Fig. II.9 - Sinal  $v(t)$  limitado em faixa contendo apenas a fundamental

Por esta figura, dentro do intervalo da linha ativa de ve-se ter  $n_H/2$  períodos da onda senoidal, ou seja:

$$\frac{T_H - T_{RH}}{T_0} = \frac{n_H}{2} \quad (II.12)$$

onde  $T_{RH}$  corresponde ao intervalo do retraço horizontal.

Como  $f_0 = 1/T_0$  representa a frequência máxima para  $n_H$  fixo ( $n_H = An_V$ ), a largura de faixa "B" do sinal de vídeo é dada por:

$$B = f_0 = 1/T_0 = n_H/2(T_H - T_{RH}) = 0,7 (N - N_{RV})/2(T_H - T_{RH}) \quad (II.13)$$

No padrão M tem-se:

$$\left. \begin{aligned} N &= 525 \\ N_{RV} &\approx 2 \times 20 = 40 \\ T_H &\approx 63,5 \mu s \\ T_{RH} &\approx 10 \mu s \\ A &\approx 4/3 \end{aligned} \right\} \quad (II.14)$$

que substituídos na eq.(II.13) resulta:

$$B = 4,23 \text{ MHz} \quad (\text{II.15})$$

O valor de faixa padronizado pelo CCIR é de 4,2 MHz para o padrão M.

Das eqs.(II.10) a (II.13), considerando-se que  $T_Q = NT_H$ , resulta:

$$B.T_Q = 0,714 An_V^2 / \left( 1 - \frac{N_{RV}}{N} \right) \left( 1 - \frac{T_{RH}}{T_H} \right) \quad (\text{II.16})$$

Esta expressão mostra que a faixa é proporcional ao quadrado da resolução. Dessa forma, enquanto que a resolução vertical é limitada pelo número de linhas de varredura, a resolução horizontal é ditada pela largura de faixa do sinal.

### II.2.3 - Fonte de Sinal de TV

A transdução da imagem num sinal elétrico se baseia na utilização do material foto-elétrico no tubo da câmera. As propriedades foto-elétricas normalmente exploradas são a foto-emissão, a foto-condução e a foto-voltaica [32]. Nos materiais que apresentam o efeito de foto-emissão, o aumento da intensidade luminosa aumenta a emissão de elétrons; naqueles que apresentam o efeito de foto-condução, o aumento da intensidade luminosa provoca a variação de algum parâmetro elétrico como, por exemplo, a diminuição da resistência elétrica. O efeito foto-voltaico consiste no aparecimento de uma diferença de potencial em presença de luz e esta voltagem varia com a intensidade luminosa. Dependendo da propriedade usada, tem-se vários tipos de tubos de câmera, dos quais os mais conhecidos são o Orthicon (foto-emissão), Vidicon e Plumbicon (ambos foto-condução).

A Fig. II.10 mostra um esquema simplificado de conversão do sinal luminoso em elétrico no tubo da câmera utilizando um feixe eletrônico que percorre as linhas de varredura previamente fixadas. Naturalmente, a mesma relação de aspecto do receptor (4/3) vale também no transmissor.

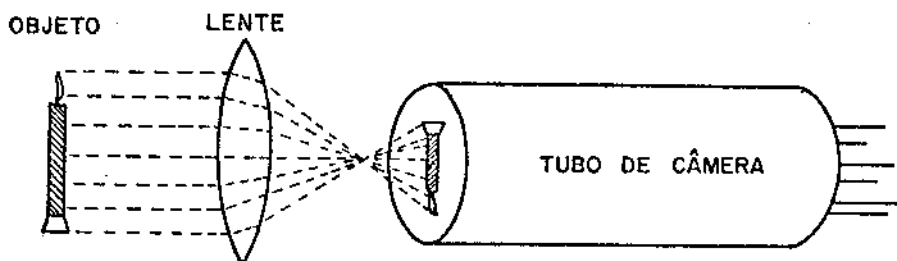


Fig. II.10 - Captação de uma imagem com tubo de câmera Vidicon [32]

A sequência de varredura das linhas é da esquerda para a direita e de cima para baixo para a imagem em posição normal (imagem no receptor). No transmissor, tem-se a imagem invertida em relação ao objeto como mostra a Fig. II.10. Nesta figura, à medida que o feixe varre a superfície foto-sensível, obtém-se um sinal elétrico correspondente à intensidade luminosa ao longo da linha denominado sinal de vídeo.

Além disso, a reprodução da imagem no receptor só é possível desde que se transmita também a informação de término das linhas de varredura e dos campos. Desta forma, tem-se o sincronismo (item II.3.5) entre o transmissor e o receptor. Isto é feito introduzindo um pulso de sincronismo horizontal entre o final de uma linha e o começo da outra e pulsos de sincronismo vertical entre os campos sucessivos. Superpostos a tais pulsos (tanto horizontais como verticais) ocorrem os pulsos de apagamento (largura um pouco maior que os pulsos de sincronismo) que inibem o feixe eletrônico. O sinal de vídeo ativo em conjunto com os pulsos de apagamento e de sincronismo é denominado sinal de vídeo composto.

Um outro fato que deve ser levado em conta na transmissão de sinais de vídeo é a não linearidade das características de transferência do tubo de câmera e do tubo de imagem (cinescópio). A característica de transferência entre o brilho de entrada  $B_e$  e a tensão de saída  $V_S$  no tubo da câmera segue aproximadamente uma lei exponencial [33] dada por:

$$V_S = K_1 B_e^{\gamma_1} \quad (\text{II.17})$$



onde  $K_1$  e  $\gamma_1$  são a constante e o fator gama do tubo, respectivamente. Em geral, tem-se  $\gamma_1 < 1$ . Por exemplo, para tubo Vidicon tem-se  $0,6 < \gamma_1 < 0,7$  e para tubos Orthicon e Plumbicon tem-se  $0,8 < \gamma_1 < 1$ . No tubo de imagem, tem-se também uma característica de transferência não linear entre a tensão de entrada  $V_e$  e o brilho de saída  $B_S$  dada por:

$$B_S = K_2 V_e^{\gamma_2} \quad (II.18)$$

onde  $K_2$  e  $\gamma_2$  são a constante e o fator gama do cinescópio, respectivamente. Em geral, tem-se  $2 < \gamma_2 < 3$ .

Desta forma, a característica de transferência entre o brilho de entrada  $B_e$  no transmissor e o de saída  $B_S$  no receptor, supondo-se linear o restante do sistema, isto é,  $V_E = K_3 V_S$  ( $K_3 =$  constante), vale:

$$B_S = K B_e^\gamma \quad (II.19)$$

onde:  $K = K_2(K_1 K_3)^{\gamma_2}$  e  $\gamma = \gamma_1 \gamma_2$ . Essa equação mostra que o brilho de saída não é diretamente proporcional ao brilho de entrada.

Para se corrigir esta não linearidade do sistema, realiza-se no transmissor a chamada "correção gama" que consiste em modificar a tensão de saída  $V_S$  para compensar as distorções introduzidas pelos tubos, conforme mostra a Fig. II.11.

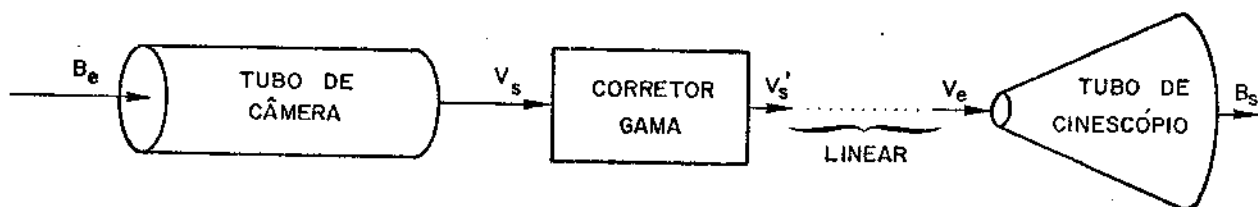


Fig. II.11 - Correção gama

Após o corretor gama tem-se:

$$V'_S = K_4 V_S^{1/\gamma} \quad (II.20)$$

onde  $\gamma = \gamma_1 \gamma_2$ . Além disso,  $V_e = K_3 V'_S$ . Donde:

$$B_S = K_C B_e \quad (\text{II.21})$$

onde  $K_C = K_2 (K_3 K_4)^{\gamma/2} \cdot K_1^{1/\gamma}$ .

Portanto, fazendo-se a correção gama, tem-se a linearidade desejada. No padrão M, segundo as normas da CCIR [34], adotou-se  $\gamma = 2,2$ . No sistema PAL-M, o valor de  $\gamma$  adotado é 2,8, embora a maioria das emissoras de TV utilizem  $\gamma$  de 2,2.

## II.3 - SINAL DE VÍDEO CROMÁTICO/PAL-M

### II.3.1 - Aspectos Gerais

No sistema de TV a cores, além das propriedades fisiológicas exploradas na concepção de televisão em preto e branco, é também aproveitada a propriedade do olho humano referente à percepção visual de aspectos relacionados à cor, a qual é definida por 3 atributos [32], [35]:

Matiz ↔ comprimento de onda

Brilho ↔ intensidade de luz

Saturação ↔ pureza

A mesma sensação de brilho, matiz e saturação pode ser obtida no olho humano através de composições espectrais diferentes. Essas cores que causam a mesma sensação de cor são chamadas cores casadas, e este fato constitui a base do atual sistema de TV a cores.

Experimentalmente, comprovou-se que, por combinação aditiva de apenas 3 cores, é possível reproduzir quase toda a gama de cores visíveis, espectrais ou não [36]. A CIE (Commission Internationale de l'Eclairage), em 1931, padronizou essas 3 cores, denominadas cores primárias, nos seguintes comprimentos de onda:

(R) - vermelho :  $\lambda_R = 700,0 \text{ nm}$

(G) - verde :  $\lambda_G = 546,1 \text{ nm}$

(B) - azul :  $\lambda_B = 435,8 \text{ nm}$

Estas cores são denominadas primárias porque nenhuma delas pode

ser obtida pela combinação das outras duas.

Essas 3 cores primárias definem, no diagrama de cromaticidade da CIE-1931 (Fig. II.12), todas as cores reproduzíveis em um sistema de televisão. As primárias R, G e B e o branco padrão (iluminante C) padronizados para o sistema PAL-M tem como coordenadas "xy", os valores mostrados na Tab. II.1.

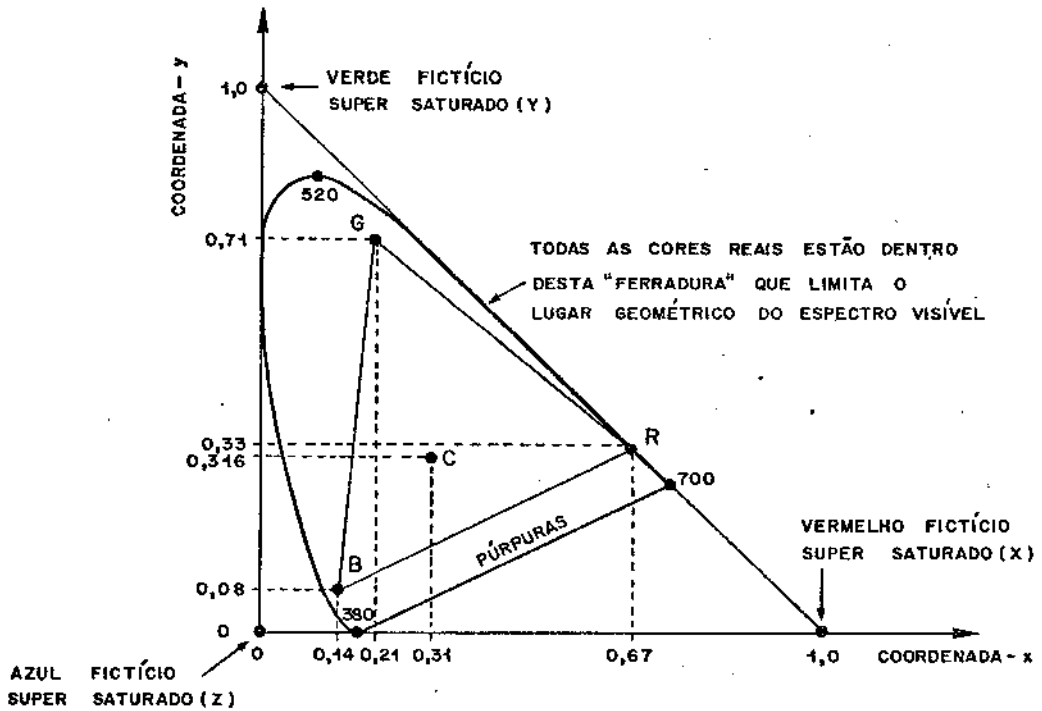


Fig. II.12 - Diagrama de cromaticidade da CIE-1931 [37]

Coordenadas		x	y
Vermelho	R	0,67	0,33
Verde	G	0,21	0,71
Azul	B	0,14	0,08
Iluminante	C	0,310	0,316

Tab. II.1 - Coordenadas de cromaticidade das primárias R, G e B e do iluminante C [37]

O atual sistema de TV a cores está baseado no fato de que as 3 cores primárias reproduzem a maior parte das cores reais. A idéia largamente difundida de se usar três canhões eletrônicos e a máscara de sombra persiste até o presente, permitindo a obtenção de imagens com alto padrão de qualidade.

Naturalmente, os conhecimentos referentes à colorimetria [36] são muito importantes no estudo geral de TV. Porém, tais tópicos não são aqui abordados, mesmo porque, do ponto de vista prático, eles envolvem aspectos objetivos e subjetivos de iluminação, os quais são de grande relevância mais para um estúdio de televisão do que propriamente para o processamento e transmissão do sinal de vídeo.

Sabe-se também que o olho humano mantém a separação espacial dos objetos ou das fontes de luz dentro dos limites de sua resolução, sendo esta propriedade aproveitada na construção da tela do receptor. Para que haja a soma das fontes de luz, é necessário que elas excitem os mesmos cones na retina, dando assim a impressão de uma única fonte de luz. Devido à resolução finita do olho, esta impressão pode ser obtida se as fontes de luz estão bastante próximas entre si e o observador a uma certa distância das fontes. De fato, nos receptores de TV a cores, os trios de fósforo, constituídos de deposições de fósforos vermelho, verde e azul, estão fisicamente separados mas bastante próximos entre si, como mostra a Fig. II.13.

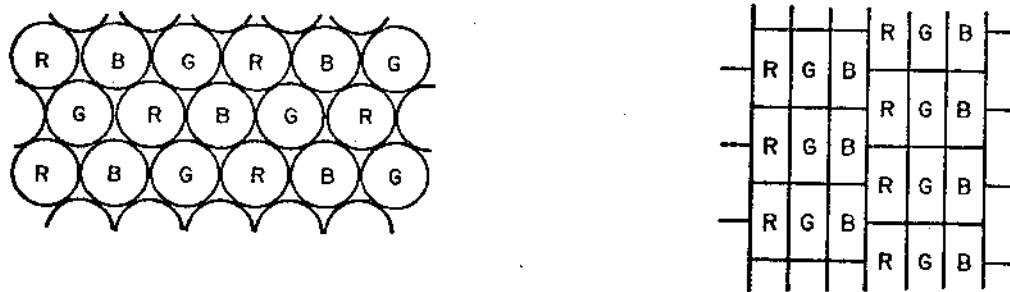


Fig. II.13 - Posições relativas dos trios de fósforo no tubo do receptor [38]  
 (a) máscara em delta  
 (d) máscara em linha

Por motivos econômicos, um dos requisitos exigidos na implantação do sistema de TV a cores foi a dupla compatibilidade com o sistema preto e branco, isto é, deve se ter compatibilidade nos casos:

- (a) transmissor a cores/receptor preto e branco
- (b) transmissor preto e branco/receptor a cores

Dessa forma, o sinal de TV a cores deve levar, além da informação de cor, também a informação de brilho necessária para os receptores em preto e branco. Esse último sinal é chamado de sinal de luminância.

### II.3.2 - Sinal de Luminância

Um diagrama em blocos para a obtenção de sinais primários correspondentes ao vermelho (R), verde (G) e azul (B) é apresentado na Fig. II.14. Os espelhos dicrômicos separam as primárias e, posteriormente, cada uma delas é levada a um dos três tubos otimizados às cores correspondentes, bem como aos respectivos corretores gama.

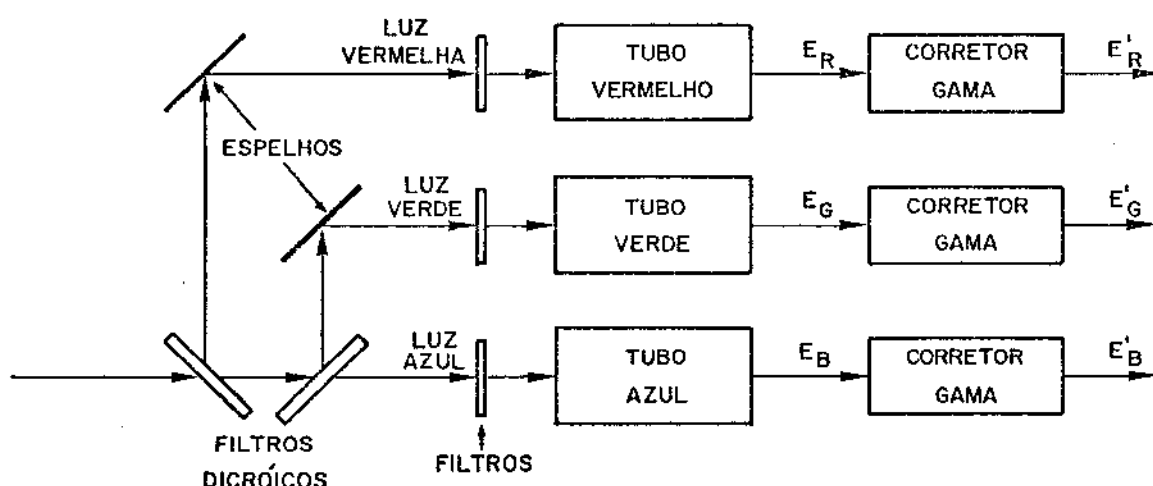


Fig. II.14 - Diagrama em blocos para obter sinais primários [35]

A partir das componentes elétricas  $E'_R$ ,  $E'_G$  e  $E'_B$ , obtêm-se os sinais de luminância e de crominância que levam toda a informação de brilho, matiz e saturação para os receptores a cores. Nos receptores preto e branco, o sinal de crominância não é utilizado enquanto que o de luminância contendo a informação de brilho é diretamente aproveitado. Este sinal deve ter portanto uma largura de faixa máxima de 4,2 MHz, fornecendo os detalhes mais finos, tais como contornos que contêm componentes de alta frequência.

Os sinais  $E'_R$ ,  $E'_G$  e  $E'_B$  levam informações referentes a cor e não da cor propriamente dita, pois esta é reproduzida na tela do receptor excitando os seus fósforos correspondentes, ou seja, a cor é o resultado das cores dos fósforos excitados.

Para se obter o sinal de luminância, utiliza-se a informação de que um lúmen ( $\text{lm}$ ) de luz na cromaticidade de branco (C) resulta de 0,59  $\text{lm}$  de verde (G), 0,30  $\text{lm}$  de vermelho (R) e 0,11  $\text{lm}$  de azul (B) [30]. Desde que  $0 \leq E_R(t) \leq 1$ ,  $0 \leq E_G(t) \leq 1$  e  $0 \leq E_B(t) \leq 1$ , define-se o sinal de luminância como sendo:

$$E_Y(t) = 0,299 E_R(t) + 0,587 E_G(t) + 0,114 E_B(t) \quad (\text{II.22})$$

Devido à necessidade de correção gama, conforme já visto anteriormente no item II.2.3, tem-se:

$$\begin{aligned} E'_R &= E_R^{1/\gamma} \\ E'_G &= E_G^{1/\gamma} \\ E'_B &= E_B^{1/\gamma} \end{aligned} \quad (\text{II.23})$$

onde  $\gamma$  vale 2,8, segundo a CCIR, para o sistema PAL-M. O sinal de luminância transmitido pelo sistema de TV a cores é então dado por [35]:

$$E'_Y(t) = 0,299 E'_R(t) + 0,587 E'_G(t) + 0,114 E'_B(t) \quad (\text{II.24})$$

No receptor acromático, o sinal de luminância somente estará correto se o sinal original for uma das gradações de cinza, desde o branco até o preto. Caso contrário, quando  $E_R$ ,  $E_G$  e  $E_B$  não são iguais, a luminância reproduzida não será correta. Para o re

ceptor preto e branco, o erro na reprodução do brilho é máximo para o matiz azul e mínimo para o verde. Naturalmente, para receptores ideais as cores não existem tais erros. Por outro lado, se a transmissão for em preto e branco, ambos os receptores reproduzem a imagem com luminância correta se o valor da correção gama for o mesmo em ambos os sistemas.

### II.3.3 - Sinal de Crominância [30],[31],[32],[33],[35],[37],[38]

Levando-se em consideração que o sinal de luminância deve necessariamente ser transmitido por razões de compatibilidade, são necessários, matematicamente, mais 2 sinais que levem informações de  $E_R$ ,  $E_G$  e  $E_B$  de forma a obter uma correspondência com um sistema de 3 equações linearmente independentes a 3 incógnitas. Dentre as várias opções, escolheu-se um dos sinais diretamente proporcional à " $E'_R - E'_Y$ " e o outro à " $E'_B - E'_Y$ ". A partir desses sinais, denominados sinais "diferenças de cor", se obtém no receptor o sinal " $E'_G - E'_Y$ ", dado por:

$$E'_G - E'_Y = -0,509(E'_R - E'_Y) - 0,194(E'_B - E'_Y) \quad (\text{II.25})$$

Dos sinais  $(E'_R - E'_Y)$ ,  $(E'_B - E'_Y)$  e  $(E'_G - E'_Y)$  se obtém  $E'_R$ ,  $E'_G$  e  $E'_B$  por simples adição, ou seja:

$$\begin{aligned} E'_R &= (E'_R - E'_Y) + E'_Y \\ E'_G &= (E'_G - E'_Y) + E'_Y \\ E'_B &= (E'_B - E'_Y) + E'_Y \end{aligned} \quad (\text{II.26})$$

Estas somas podem ser realizadas, por exemplo, diretamente no próprio tubo de raios catódicos (TRC do receptor) pela aplicação dos sinais diferença de cor às grades de controle e do sinal de luminância invertido ( $-E'_Y$ ) aos 3 catodos.

Por outro lado, a razão de não se optar para transmitir o sinal " $E'_G - E'_Y$ " é a necessidade de um ganho na recuperação do sinal diferença de cor ausente, além do que, em muitas cenas com grande parcela de  $E'_G$  em  $E'_Y$ , a amplitude de  $E'_G - E'_Y$  é pequena. Quando

isto ocorre, tem-se uma degradação da relação sinal/ruído nos três sinais recuperados no receptor.

Uma vez que o sinal de luminância ocupa toda a faixa permitida para o sinal de TV (4,2 MHz), aparentemente não restaria espaço para transmitir os sinais diferenças de cor. No entanto, isso é conseguido devido a 3 fatores:

(a) Propriedade de acromatismo do olho humano na percepção de pequenos detalhes da cor, ou seja, aproveita-se do fato de que a vista humana não é muito sensível ao detalhe da cor. Resultados experimentais mostram que uma largura de faixa para sinais diferenças de cor entre 1,0 e 1,5 MHz é suficientemente para percepção de cor. Para o sistema PAL-M, o CCIR padronizou uma largura de faixa de 1,3 MHz para cada sinal diferença de cor.

(b) Técnica de modulação em quadratura de fase, isto é, transmite-se os dois sinais diferenças de cor dentro de uma mesma faixa, sendo que a detecção dos sinais, no receptor, é necessariamente síncrona. A portadora de modulação recebe o nome de subportadora de cor, cuja frequência " $f_{sc}$ " deve estar abaixo de 4,2 MHz a fim de transmitir a informação dos sinais diferenças de cor dentro da faixa permitida. Em razão disso, ocorre uma sobreposição do espectro do sinal de luminância com o espectro dos sinais diferenças de cor modulados em quadratura. Entretanto, tal sobreposição é, na realidade, um intercalamento dos espectros de frequência que é possível em virtude das lacunas existentes nos dois espectros de frequência (Fig. II.19).

(c) Presença de vazios no espectro do sinal de luminância, isto é, aproveita-se as lacunas existentes para transmitir a informação dos sinais diferenças de cor modulados em quadratura, uma vez que estes sinais também apresentam vazios com o mesmo espaçamento " $f_H$ " do sinal de luminância. Consequentemente, escolhendo-se uma relação adequada entre " $f_{sc}$ " e " $f_H$ " é possível intercalar os dois espectros sem produzir uma interferência visível. A relação é apresentada mais adiante.

Esses 3 fatores devem ser igualmente levados em conta para a escolha dos parâmetros envolvidos no sistema de TV a cores. De início, pode-se notar da eq.(II.26) que a cor é fielmente reproduzida somente até 1,3 MHz em banda base, uma vez que os sinais



diferenças de cor são desprezíveis acima desta frequência. Assim, após 1,3 MHz, tem-se  $E'_R = E'_G = E'_B = E'_Y$  e o sinal reproduzido é uma tonalidade cinza. Isto mostra que, também para o receptor cromático, tem-se uma degradação do sinal recebido acima de 1,3 MHz em banda base, semelhante àquela apresentada pelo receptor acromático quando o sinal recebido não seja somente uma graduação de cinza. Por outro lado, as frequências acima de 1,3 MHz fornecem os detalhes da cena.

Para se realizar a modulação em quadratura dos sinais diferenças de cor, define-se os sinais  $E'_U$  e  $E'_V$  por:

$$\begin{aligned} E'_U &= K_U(E'_B - E'_Y) \\ E'_V &= K_V(E'_R - E'_Y) \end{aligned} \quad (II.27)$$

onde  $K_U$  e  $K_V$  são constantes denominadas fatores de redução, que são necessários para limitar a excursão do sinal de vídeo composto. Os sinais  $E'_U$  e  $E'_V$  são modulados em quadratura, obtendo-se o sinal de crominância  $E'_C$  dado por:

$$E'_C(t) = E'_U(t) \text{ sen} \omega_{sc} t \pm E'_V(t) \text{ cos} \omega_{sc} t \quad (II.28)$$

onde " $\omega_{sc}$ " é a frequência angular da subportadora de cor e o sinal " $\pm$ " representa o chaveamento PAL (vide item II.3.5). O valor absoluto de  $E'_C$  é dado por:

$$|E'_C(t)| = \{ [E'_U(t)]^2 + [E'_V(t)]^2 \}^{1/2} \quad (II.29)$$

A soma de  $E'_Y(t)$  com  $|E'_C(t)|$  não deve exceder 33% da máxima excursão do sinal de vídeo. Normalizando-se a 1 a excursão do sinal desde o nível de preto até o nível de branco (Fig.II.25), o sinal de vídeo ativo deve ficar confinado no intervalo de -0,33 a +1,33. Assim, deve-se ter:

$$\begin{aligned} E'_Y(t) + |E'_C(t)| &< 1,33 \\ E'_Y(t) - |E'_C(t)| &> -0,33 \end{aligned} \quad (II.30)$$

Para barra vermelha, tem-se:  $E'_R=1$ ,  $E'_G=E'_B=0$ ,  $E'_Y=0,299$  e

para barra azul tem-se:  $E'_B=1$ ,  $E'_R=E'_G=0$ ,  $E'_Y=0,114$ . Utilizando estas condições nas eqs.(II.24) e (II.27) e substituindo a eq.(II.29)na eq.(II.30), obtêm-se as seguintes condições:

$$\begin{aligned} \text{Barra Vermelha: } & 0,089K_U^2 + 0,491K_V^2 < 0,396 \\ \text{Barra Azul } & : 0,785K_U^2 + 0,013K_V^2 < 0,197 \end{aligned} \quad (\text{II.31})$$

Destas equações resultam:

$$\begin{aligned} K_U &= 0,493 \\ K_V &= 0,877 \end{aligned} \quad (\text{II.32})$$

Portanto, os sinais diferenças de cor com as suas excursões limitadas valem:

$$\begin{aligned} E'_U &= 0,493 (E'_B - E'_Y) \\ E'_V &= 0,877 (E'_R - E'_Y) \end{aligned} \quad (\text{II.33})$$

Deve-se ressaltar que, na determinação dos fatores  $K_U$  e  $K_V$ , é necessário escolher duas cores não complementares que, no caso, são o vermelho e o azul.

No sistema PAL os sinais  $E'_U$  e  $E'_V$  têm a mesma frequência de recorrência " $f_H$ " do sinal de luminância  $E'_Y$  e também os vazios espaçados de  $f_H$ . Além disso, o sinal  $E'_V$  é modulado por uma subportadora " $\cos\omega_{sc}t$ " chaveada, isto é, que inverte de  $180^\circ$  a fase de linha para linha. A numeração das linhas é mostrada na Fig. II.15 e o sinal da subportadora " $\cos\omega_{sc}t$ " é dado na Tab. II.2.

Linha	campo			
	1	2	3	4
par	-	-	+	+
ímpar	+	+	-	-

Tab. II.2 - Sinal da subportadora de  $E'_V$  [34]

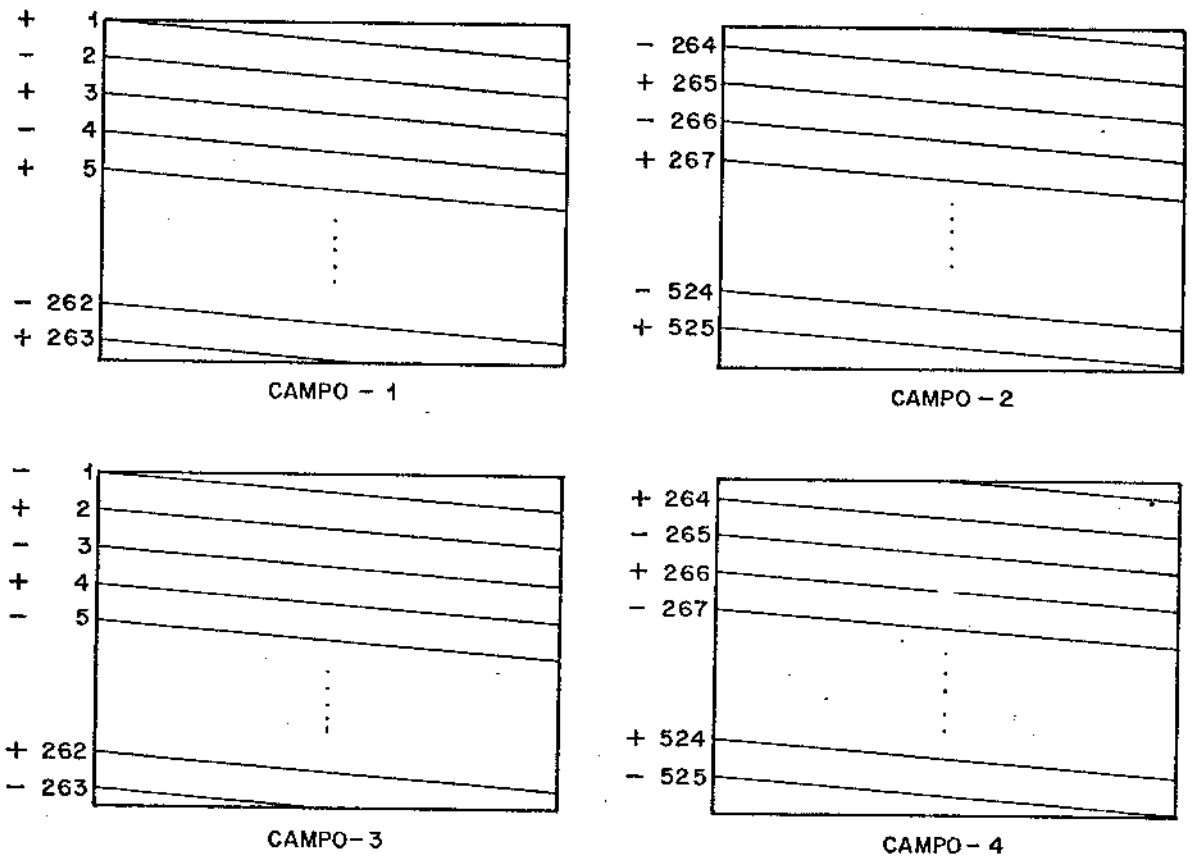


Fig. II.15 - Numeração das linhas em campos sucessivos [34]

O sinal de crominância (eq.(II.28)) pode ser escrito:

$$E_C^i(t) = E_U^i(t) \cdot \text{sen} \omega_{sc} t + m(t) \cdot E_V^i(t) \cdot \text{cos} \omega_{sc} t \quad (\text{II.34})$$

onde  $m(t)$  é uma onda periódica de período  $2T_H$  (duas vezes o período de uma linha de varredura), como mostra a Fig. II.16(a). O espectro da função  $m(t)$  é dado por [31]:

$$M(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \cdot \text{sen}(n\pi/2) \cdot \delta\left(f - \frac{nf_H}{2}\right) \cdot e^{-jn\pi/2} \quad (\text{II.35})$$

e mostrado na Fig. II.16(b).

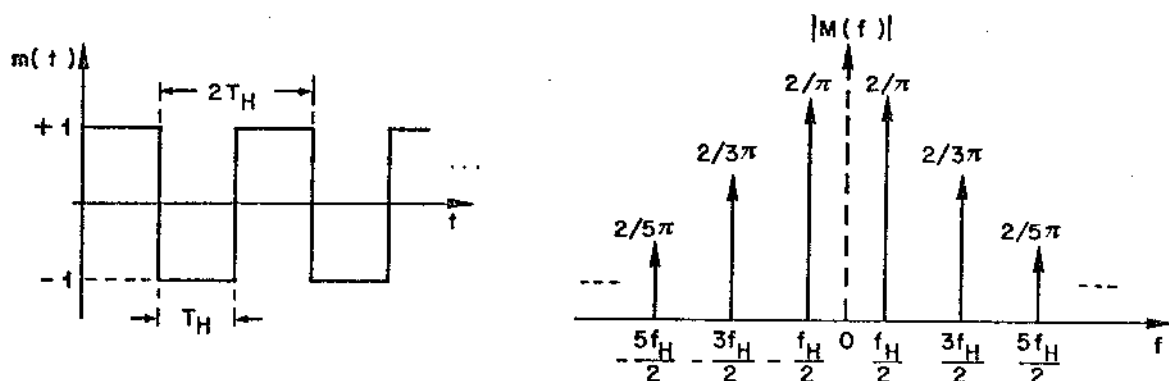


Fig. II.16 - Função  $m(t)$  para chaveamento PAL e seu espectro

Seja  $M_V(t) = m(t) \cdot E_V'(t)$ . Assim, o espectro do produto:  $m(t) \cdot E_V'(t)$  vale:

$$M_V(f) = M(f) * E_V'(f) \quad (II.36)$$

$$M_V(f) = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n=\text{ímpar}}}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \cdot (-1)^{(n+3)/2} \cdot E_V'\left(f - \frac{nf_H}{2}\right) \quad (II.37)$$

O espectro da função  $M_V(t)$  é apresentado na Fig. II.17(b), enquanto que a Fig. II.17(a) mostra um espectro típico para  $E_U'(t)$  ou  $E_V'(t)$ .

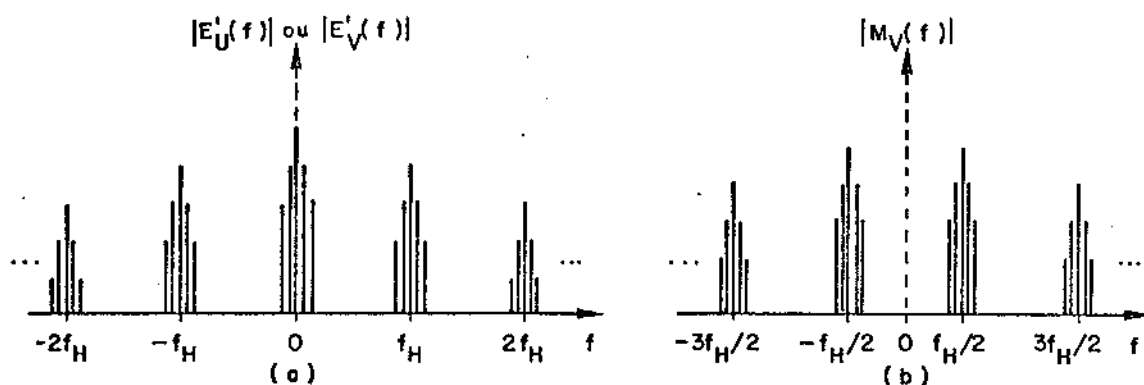


Fig. II.17 - Espectros de amplitude dos sinais  
 (a)  $E_U'(t)$  ou  $E_V'(t)$   
 (b)  $E_V'(t)$  chaveado

O espectro do sinal de crominância  $E'_C(t)$  é dado por:

$$E'_C(f) = \frac{1}{2j} [E'_U(f-f_{sc}) - E'_U(f+f_{sc})] + \frac{1}{2} [M_V(f-f_{sc}) + M_V(f+f_{sc})] \quad (II.38)$$

e mostrado na Fig. II.18, onde U e V representam, respectivamente, partes do espectro dos sinais  $E'_U(t)$  e  $E'_V(t)$  modulados. Nesta figura, nota-se que o espaçamento entre os pacotes é de  $f_H/2$ .

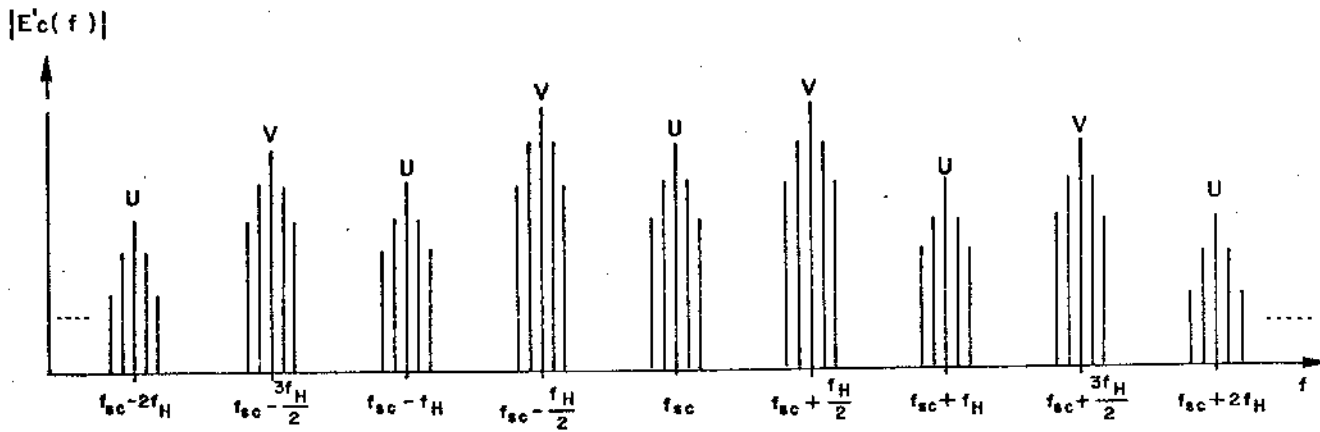


Fig. II.18 - Espectro típico do sinal de crominância modulado

Assim, para intercalá-lo no espectro do sinal de luminância, a frequência  $f_{sc}$  deve ser do tipo:

$$f_{sc} = \ell(f_H/4) \quad , \quad \ell = \text{inteiro ímpar} \quad (II.39)$$

e se obtém o espectro mostrado na Fig. II.19. Essa intercalação dos espectros resulta no aparecimento de interferências sobre o sinal de luminância. No entanto, se a escolha da frequência de subportadora de cor,  $f_{sc}$ , for tal que os pacotes de  $E'_U(f)$  e  $E'_V(f)$  fiquem distanciados de  $(1/4)f_H$  dos pacotes de  $E'_Y(f)$ , essas interferências tornam-se pouco visíveis a olho nu, sendo então denominadas interferências de baixa visibilidade. Elas têm uma frequência de recorrência de 7,5 Hz, ou seja, a cada 8 campos a tela é totalmente preenchida com a mesma graduação de cinza correspondente à componente em  $f_{sc}$ .

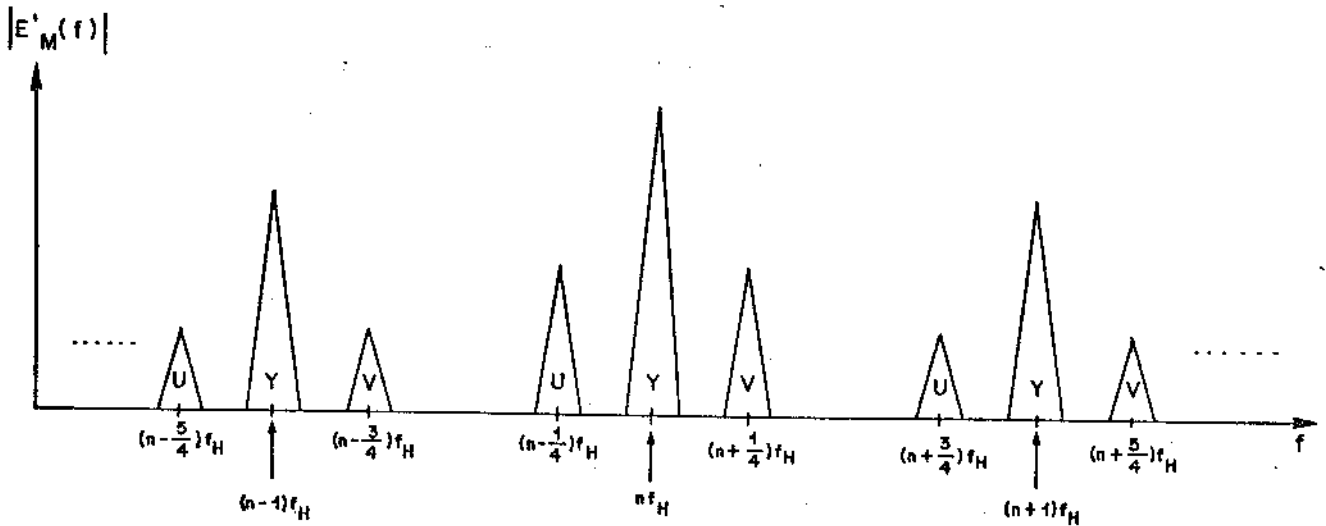


Fig. II.19 - Espectro típico do sinal composto:  
 $E'_Y(t) + E'_C(t)$

Cabe observar que a frequência de 7,5 Hz corresponde a um tempo maior que o tempo de retenção da imagem na retina, tornando o efeito ainda levemente visível (\*), porém não perturbador, tanto no receptor a cores como no de preto e branco. Já que a interferência é de baixa visibilidade, não há necessidade de eliminar a componente de crominância do sinal de vídeo composto nos receptores preto e branco. Isso também ocorre nos receptores a cores acima de 1,3 MHz. Por outro lado, na ausência de cor, estas interferências desaparecem, pois  $E'_R = E'_G = E'_B = E'_Y$  e assim,  $E'_U = E'_V = E'_C = 0$ .

(\*) No sistema NTSC não existe chaveamento como no sistema PAL e o sinal de crominância é dado por:

$$E'_C(t) = E'_Q(t) \cdot \text{sen}(\omega_{sc} t + 33^\circ) * E'_I(t) \cdot \text{cos}(\omega_{sc} t + 33^\circ)$$

onde:  $E'_Q = 0,41(E'_B - E'_Y) + 0,48(E'_R - E'_Y)$

$$E'_I = -0,27(E'_B - E'_Y) + 0,74(E'_R - E'_Y)$$

Neste caso, os pacotes de frequências devidos a  $E'_Q$  e  $E'_I$  se superpõem e  $f_{sc}$  é escolhido de forma que esses pacotes fiquem exatamente no meio entre dois pacotes de  $E'_Y$ , ou seja,  $f_{sc} = \ell(f_H/2)$  com " $\ell$ " inteiro ímpar e as estruturas de baixa visibilidade têm uma frequência de recorrência de 15 Hz. Isto faz com que as interferências sejam menos visíveis que no sistema PAL.

Além disso, as estruturas de baixa visibilidade são tanto menos visíveis quanto mais finas elas forem, isto é, quanto maior for a frequência interferente  $f_{sc}$ , menor será a sua visibilidade. Assim, deseja-se que a frequência de subportadora de cor seja a maior possível. Por outro lado, juntamente com o sinal de vídeo é também transmitida a informação de áudio. A portadora de som está na frequência  $f_s$  de 4,5 MHz, modulada em frequência com um desvio máximo de 25 KHz. Devido aos processos não lineares de detecção, ocorre o batimento entre  $f_{sc}$  e  $f_s$  originando componentes espúrias. A fim de minimizar o efeito dessas componentes, escolhe-se a frequência  $f_{sc}$  de tal forma que estas novas interferências sejam também de baixa visibilidade. Assim, deve-se ter:

$$f_s - f_{sc} = r(f_H/4) \quad ; \quad r = \text{inteiro} \quad (\text{II.40})$$

Pelo CCIR, tem-se os seguintes valores de "l" e "r":

$$\begin{aligned} l &= 909 \\ r &= 235 \end{aligned} \quad (\text{II.41})$$

Das eqs. (II.39) e (II.40) resultam:

$$\begin{aligned} f_{sc} &= 909 f_H/4 \\ f_s &= 1144 f_H/4 = 286 f_H \end{aligned} \quad (\text{II.42})$$

Destas equações, obtêm-se (\*):

$$\begin{aligned} f_H &= 15.734,264 \text{ Hz} \\ f_{sc} &= 3.575.611,49 \text{ Hz} \end{aligned} \quad (\text{II.43})$$

Observe-se que a frequência da linha,  $f_H$ , é levemente diferente daquela padronizada para o sistema preto e branco, assim como a frequência de campo,  $f_V$  ( $f_V = 2f_H/525 = 59,94 \text{ Hz}$ ).

(\*) Os valores padronizados de  $f_H$  e  $f_{sc}$  para sinal PAL-M são:

$$\begin{aligned} f_H &= (15.734,264 \pm 0,0003\%) \text{ Hz} \\ f_{sc} &= (3.575.611,49 \pm 10) \text{ Hz} \end{aligned}$$

Como os sinais diferenças de cor ocupam uma faixa de 1,3 MHz em banda base, o sinal de crominância modulado requer uma faixa de frequências aproximada de 2,28 MHz até 4,88 MHz. No entanto, a faixa do sinal de vídeo permitida é de 4,2 MHz para PAL-M. Assim, no sinal composto modulado para transmissão por radiodifusão, o sinal de crominância tem parte do espectro superior cortado, resultando numa faixa ocupada em torno de  $f_{sc}$  dada por:

$$f_{sc} - 1,3 \text{ MHz} \left| \frac{\text{sinal de crominância}}{\text{crominância}} \right| f_{sc} + 0,6 \text{ MHz}$$

Consequentemente, os sinais diferenças de cor, efetivamente transmitidos, estão modulados em VSB (faixa lateral vestigial). Não se usa simplesmente SSB (faixa lateral única) devido ao alto conteúdo em baixas frequências dos sinais  $E'_U(t)$  e  $E'_V(t)$  e à dificuldade de se construir um filtro de corte abrupto com a largura de faixa necessária.

Finalmente, cabe ressaltar que o sinal de vídeo ativo é uma soma de luminância " $E'_Y(t)$ " e de crominância " $E'_C(t)$ ". Esse sinal denotado por  $E'_M(t)$  é então dado por:

$$E'_M(t) = E'_Y(t) + E'_C(t) \quad (\text{II.44})$$

Substituindo a eq.(II.34), resulta:

$$E'_M(t) = E'_Y(t) + E'_U(t) \text{sen} \omega_{sc} t + m(t) E'_V(t) \text{cos} \omega_{sc} t \quad (\text{II.45})$$

onde  $E'_U(t)$  e  $E'_V(t)$  são os sinais diferenças de cor. No entanto, a eq.(II.45) não corresponde ao sinal de vídeo ativo efetivamente transmitido, pois, na realidade, os sinais  $E'_U(t)$  e  $E'_V(t)$ , para transmissão, estão modulados em VSB e não em DSB. Este aspecto é abordado na seção II.3.5.

#### II.3.4 - Sinais de Sincronismo

Os sinais de sincronismo necessários para o sistema PAL-M são três:



- A. Pulsos de sincronismo de linha. São necessários para sincronização das linhas de varredura no receptor.
- B. Pulsos de sincronismo de campo. São necessários para sincronização dos campos no receptor.
- C. Salva de subportadora de cor. Leva informação de frequência e de fase da subportadora de cor, pois esta deve ser reconstruída no receptor para se fazer a detecção síncrona dos sinais diferença de cor,  $E'_U$  e  $E'_V$ , modulados em quadratura. Essa informação deve ser transmitida uma vez que, no sinal de crominância, a subportadora de cor está suprimida (vide eq.(II.34)).

A. Pulsos de Sincronismo de Linha

Esses pulsos são transmitidos no final de cada linha de varredura, um pulso por linha, ocupando parte do pulso de apagamento, como mostrado na Fig. II.20.

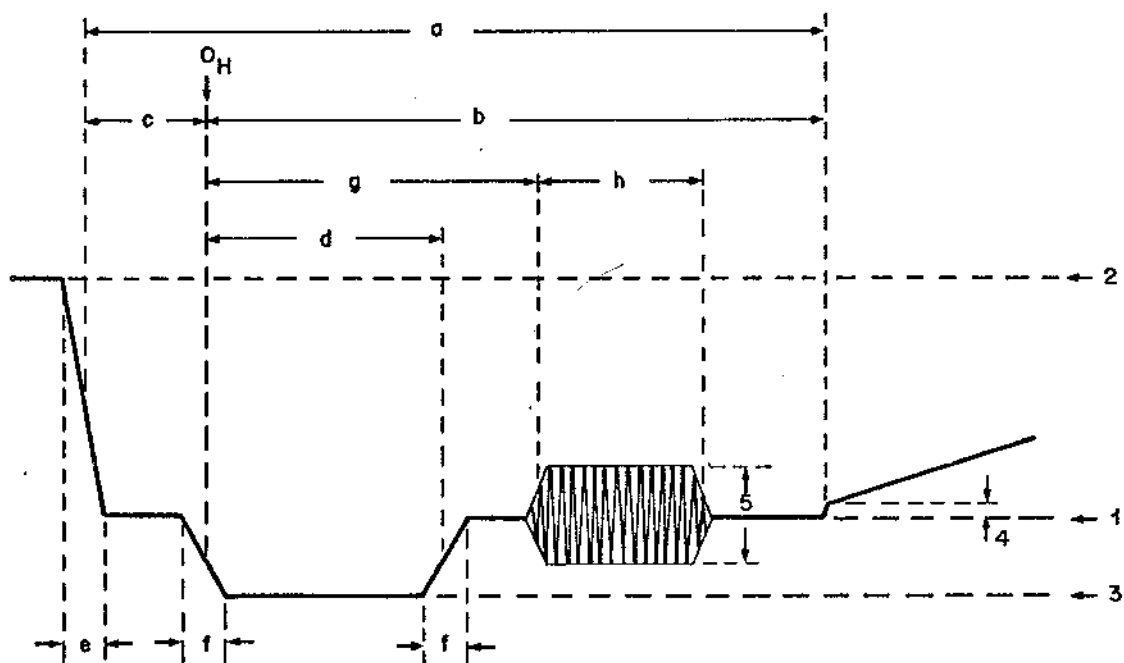


Fig. II.20 - Pulsos de sincronismo horizontal e de apagamento para os sistemas PAL e NTSC [34]

Nessa figura, tem-se os intervalos de tempo dados na Tab. II.3, e também os níveis nominais do sinal de vídeo composto, dados na Tab. II.4.

$T_H$	período nominal da linha	63,492 $\mu$ s (PB) 63,5555 $\mu$ s (PAL-M)
a	intervalo de apagamento de linha	10,2 a 11,4 $\mu$ s
b	intervalo entre a referência de tempo ( $O_H$ ) e a borda final do sinal de apagamento de linha	8,9 a 10,3 $\mu$ s
c	pórtico frontal	1,27 a 2,54 $\mu$ s
d	pulso de sincronização horizontal	4,19 a 5,71 $\mu$ s
e	tempo de subida ou descida (10 a 90%) das bordas do sinal de apagamento de linha	$\leq 0,64\mu$ s
f	tempo de subida ou descida (10 a 90%) das bordas do pulso de sincronização horizontal	$\leq 0,25\mu$ s

Tab. II.3 - Intervalos de tempo nos pulsos de apagamento e de sincronismo horizontais [34]

1	Nível de apagamento (Nível de referência)	0%
2	Nível de pico do branco	100%
3	Nível de sincronização	-40%
4	Diferença entre o nível de apagamento e o nível de preto	7,5 $\pm$ 2,5%

Tab. II.4 - Níveis nominais do sinal de vídeo composto em % [34]

Na Fig. II.20 apresenta-se também a posição relativa da salva de cor, notando-se que a mesma ocupa parte do pulso de apagamento de linha. Além disso, observa-se que o pulso de sin

cronismo está abaixo do nível de preto, correspondendo aos níveis "mais pretos que o preto". Naturalmente, conforme já foi dito anteriormente, durante todo o intervalo "a" do pulso de apagamento o feixe eletrônico do canhão do receptor está inibido e portanto a tela fica sem iluminação (preto).

Os níveis dados nas Tabs. II.3 e II.4, respectivamente, são padronizados pelo CCIR [34].

### B. Pulsos de Sincronismo de Campo

Estes pulsos, por sua vez, são transmitidos no final de cada campo ocupando um intervalo de tempo que varia entre  $(19 \text{ a } 21)T_H + a$ , onde "a" e " $T_H$ " estão definidos na Tab. II.3. As Figs. II.21(a) e (b) mostram as formas de onda dos sinais de sincronismo do 1º e 2º campo que compõem o quadro, respectivamente.

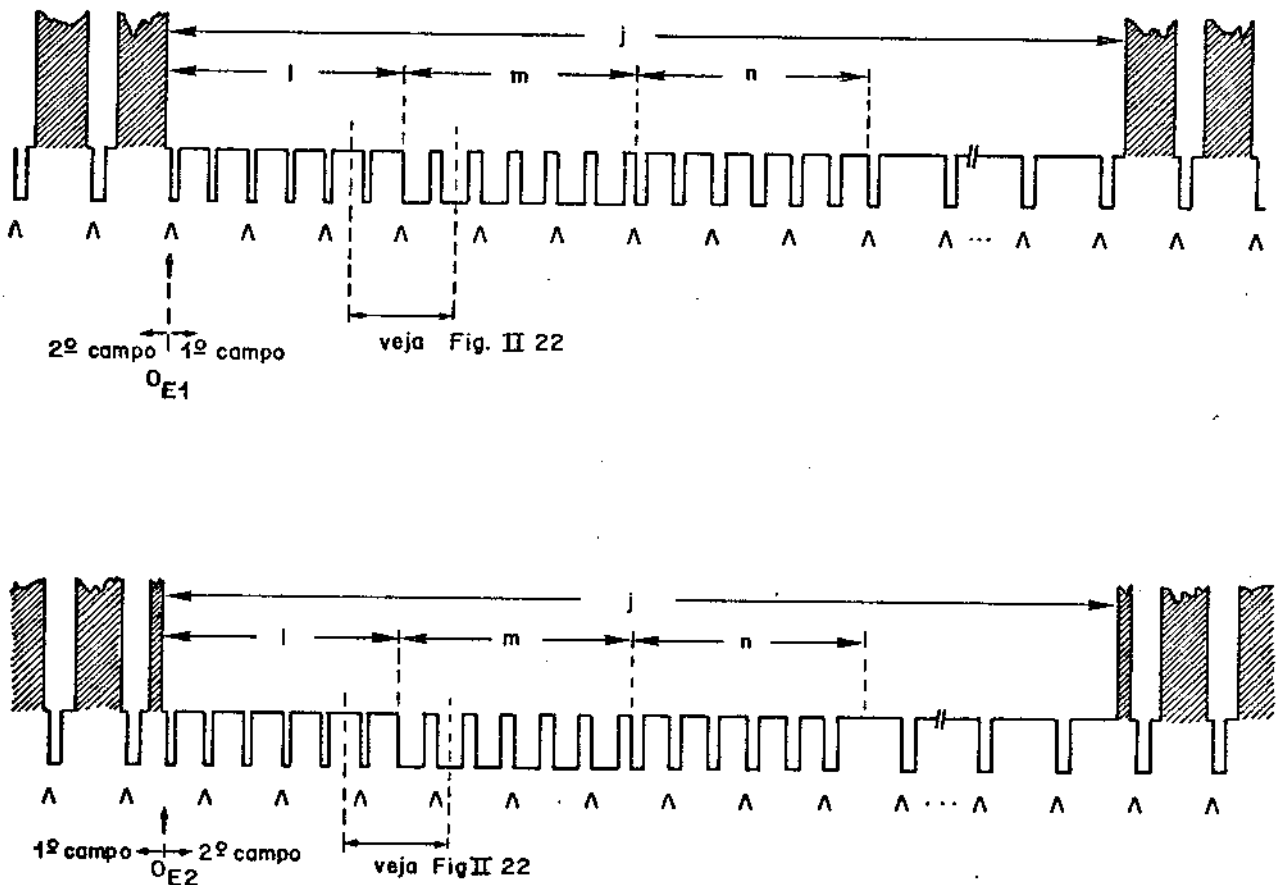


Fig. II.21 - Formas de onda dos pulsos de sincronismo de campo [34]

O sinal de sincronismo de campo é composto de duas sequências de 6 pulsos de equalização, entre as quais se transmite uma sequência de 6 pulsos de sincronismo vertical. Os intervalos de tempo correspondentes à Fig. II.21 são dados na Tab. II.5.

SÍMBOLO	CARACTERÍSTICA	TEMPO
$T_V$	Período de campo	16,667 ms (PB) 16,6833 ms (PAL-M)
$j$	Período de apagamento de campo	$(19 \text{ a } 21)T_H + a$
$\ell$	Duração da 1ª sequência de pulsos de equalização	$3 T_H$
$m$	Duração da sequência de pulsos de sincronismo vertical (serrados)	$3 T_H$
$n$	Duração da 2ª sequência de pulsos de equalização	$3 T_H$

Tab. II.5 - Intervalos de tempo dos sinais de sincronismo de campo [34]

O formato do sinal de sincronismo de campo foi escolhido de tal forma que os osciladores de sincronismo horizontal e vertical no receptor fossem bastante estáveis. De fato, as informações de sincronismo de linha e de campo devem ser retiradas do próprio sinal recebido. Assim, o oscilador horizontal é continuamente alimentado tanto pelas bordas frontais dos pulsos de sincronismo horizontal fornecido em cada linha ativa, bem como pelas bordas frontais dos pulsos presentes durante o intervalo de apagamento vertical. Essa presença contínua da informação de sincronismo nas bordas dos pulsos é indicada pela sequência de V's invertidos (A) na Fig. II.21.

Da mesma forma, os pulsos que controlam o oscilador vertical devem estar o mais uniformemente espaçados a fim de se evitar tremor. Com esse objetivo, levando-se em conta que o sistema de recepção é geralmente analógico, introduz-se os pulsos de equalização, os quais asseguram que os pulsos de sincronismo vertical

integrados cruzem o limiar em intervalos equidistantes, ou seja, no mesmo instante em cada campo.

A Fig. II.22 mostra os detalhes dos pulsos de equalização e de sincronismo vertical e na Tab. II.6 são apresentados os diversos tempos correspondentes a essa figura.

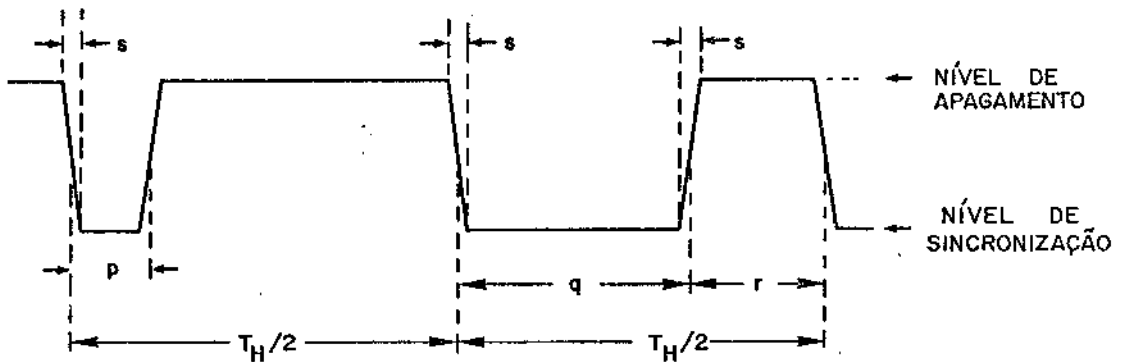


Fig. II.22 - Detalhes dos pulsos de equalização e de sincronismo vertical [34]

SÍMBOLO	CARACTERÍSTICA	TEMPO
p	Duração do pulso de equalização	$2,3 \pm 0,1(\mu s)$
q	Duração do pulso de sincronismo de campo	$27,1(\mu s)$
r	Intervalo entre pulsos de sincronismo de campo	$4,7 \pm 0,1(\mu s)$
s	Tempo de subida ou descida (10 a 90%) dos pulsos de sincronismo vertical e de equalização	$\leq 0,25(\mu s)$

Tab. II.6. - Intervalos de tempo dos pulsos de sincronismo vertical e de equalização [34]

Pela Fig. II.21, observa-se que os pulsos equalizadores e de sincronismo vertical ocupam um intervalo de  $9 T_H$ . O tempo restante do intervalo de apagamento vertical que corresponde a aproximadamente  $10 T_H$ , é geralmente utilizado para se transmitir sinais de teste do sistema sem necessidade de interrupção da programação normal.

### C. Salva de Subportadora de Cor

Como já foi visto, a salva de cor é transmitida no intervalo de apagamento horizontal (Fig. II.20). A Tab. II.7 mostra as características referentes à salva de cor.

SÍMBOLO	CARACTERÍSTICA	PARÂMETRO
g	Início da salva de cor após tempo de referência $O_H$	$5,8 \pm 0,1$ ( $\mu s$ )
h	Duração da salva de cor	$2,52 \pm 0,28$ ( $\mu s$ ) ( $9 \pm 1$ ciclos)
s	Valor pico-a-pico da salva de cor	$3/7$ (Nível 1 - Nível 2) $\pm 10\%$ (vide Tab. II.4)

Tab. II.7 - Características da salva de cor [34]

A salva de cor é formada por duas componentes, sendo que uma delas está em oposição de fase com o " $\text{sen} \omega_{SC} t$ " (eixo U) e a outra, ora em fase com o " $\text{cos} \omega_{SC} t$ " (eixo V) e ora em anti-fase com o mesmo. A oposição de fase da componente no eixo U é justificada no sistema NTSC devido à facilidade de implementação do circuito oscilador no receptor, e foi mantida no sistema PAL. A outra componente que alterna a fase de linha leva a informação de sinal de chaveamento PAL, permitindo a sincronização para detecção síncrona. A Fig. II.23 mostra as fases da salva em relação aos eixos de crominância, para o sistema PAL. A fase é de  $135^\circ$  para linhas ímpares do 1º e 2º campos e para as linhas pares do 3º e 4º campos,

enquanto que ela é de  $-135^\circ$  para as linhas pares do 1º e 2º campos e linhas ímpares do 3º e 4º campos (vide Fig. II.15 para enumeração das linhas em campos sucessivos). As amplitudes de A e B valem  $(3/14)$  (Nível 2 - Nível 1)  $\pm 10\%$ , onde níveis 1 e 2 estão definidos na Tab. II.4.

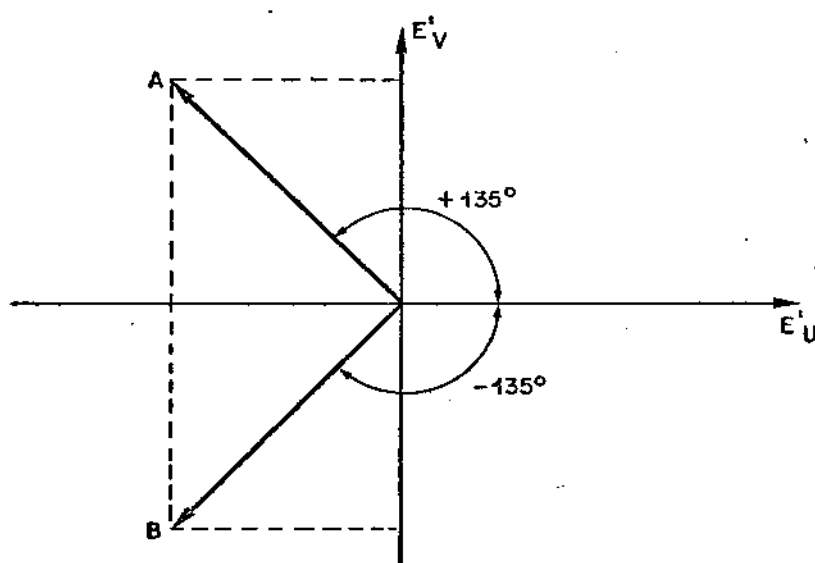


Fig. II.23 - Fases da salva de cor [34]

Por outro lado, a salva de subportadora fica ausente por 11 períodos de linha que são mostrados na Fig. II.24. A maior parte desses períodos está no intervalo de apagamento vertical. O ciclo do apagamento de salva da subportadora é de 4 campos.

Nessa figura tem-se:

$O_V$  : instante inicial de referência para campos  
I, II, III, IV = 1º, 2º, 3º, 4º campos, respectivamente.

A : salva de subportadora com fase de valor nominal  $+135^\circ$

B : salva de subportadora com fase de valor nominal  $-135^\circ$

C : intervalos de apagamento da salva de subportadora

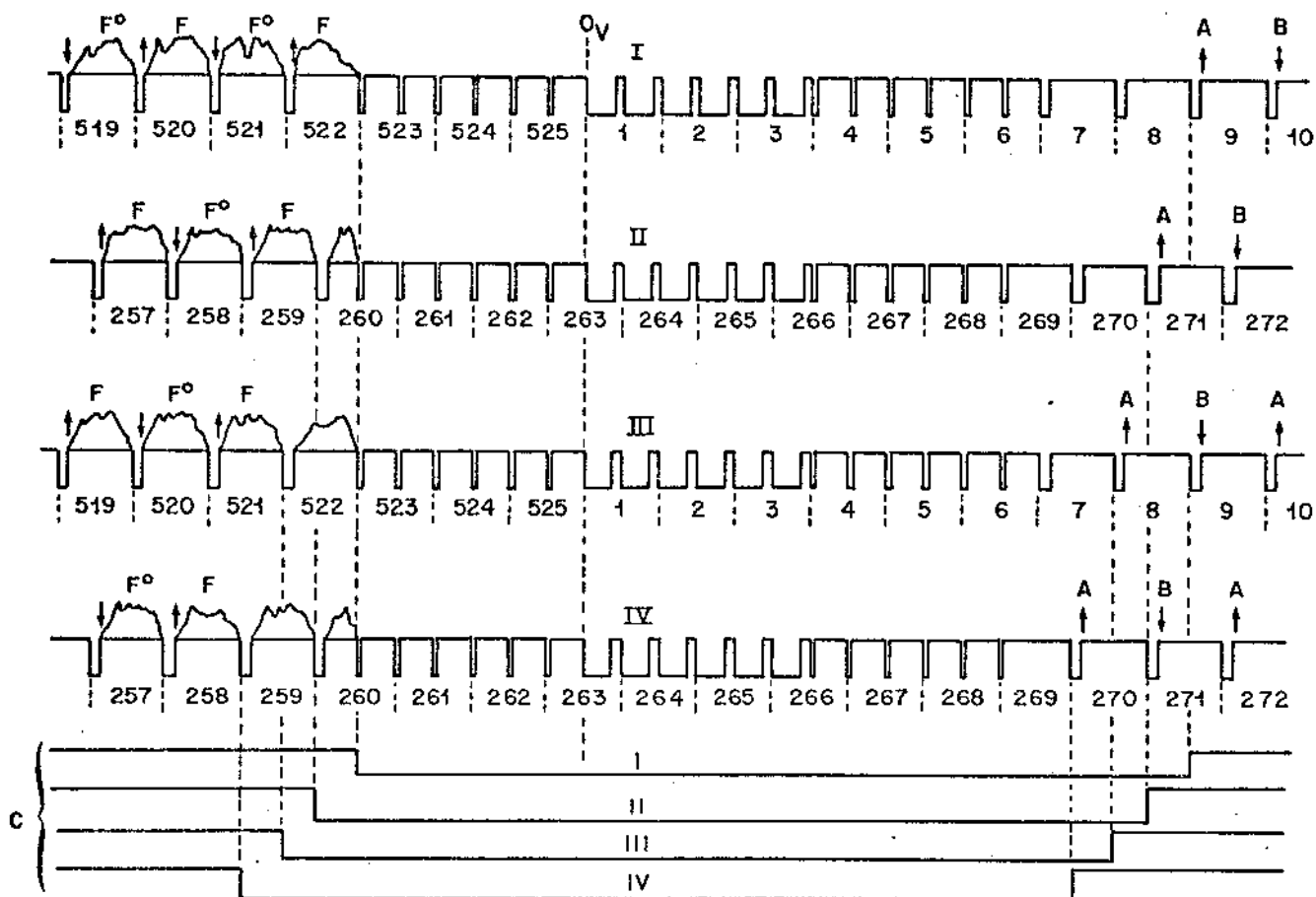


Fig. II.24 - Sequência de apagamento da salva de subportadora no sistema PAL-M [34]

### II.3.5 - Sinal de Vídeo Composto PAL-M

Para efeito de ilustração, considera-se o sinal de barras coloridas. A Fig. II.25(a) mostra o sinal de luminância  $[E_Y'(t)]$  com os pulsos de sincronismos e de apagamentos, enquanto a Fig. II.25(b) apresenta o sinal de crominância  $[E_C'(t)]$  com a salva de subportadora de cor. A Fig. II.25(c) mostra o aspecto típico do sinal de vídeo composto para barras coloridas em uma linha de varredura. A Fig. II.26 mostra uma sequência de campos.

Por outro lado, a expressão (II.45) apresentada no final da seção II.3.3, não representa o sinal de vídeo ativo efetivamente transmitido. A fim de se levar em conta os efeitos da modulação VSB no sinal resultante, procura-se estabelecer a seguir um modelo que seja compatível com o sinal real de TV.



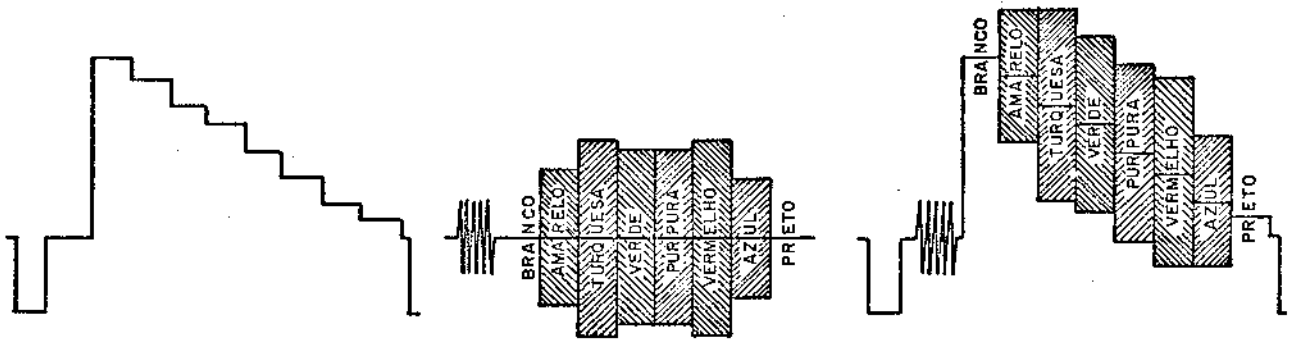


Fig. II.25 - Formas de onda correspondentes às barras coloridas

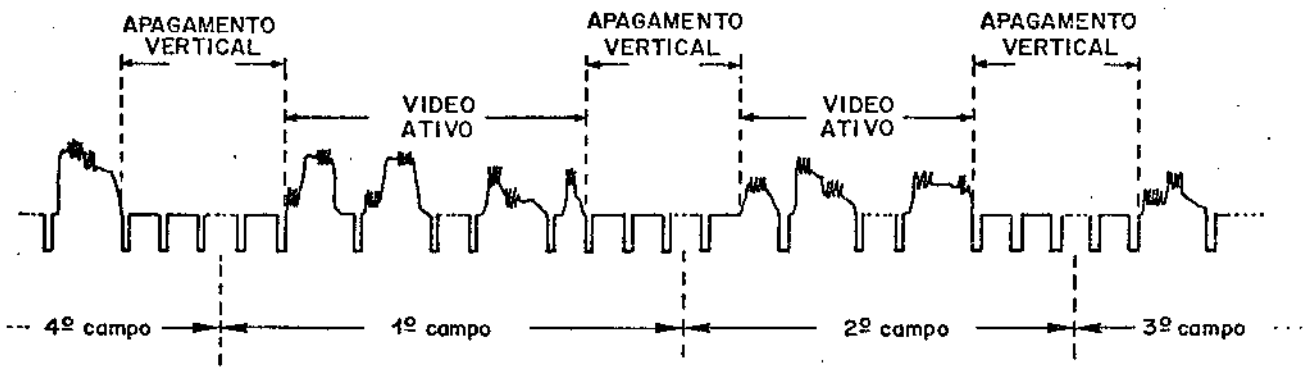


Fig. II.26 - Sequência de campos do sistema de TV

Já foi visto também no final da seção II.3.3 que os sinais  $E'_U$  e  $E'_V$  de fato transmitidos apresentam uma assimetria nas faixas laterais transmitidas. Inicialmente, suponha que o corte nas altas frequências desses sinais seja quase abrupto, como mostra a Fig. II.27.

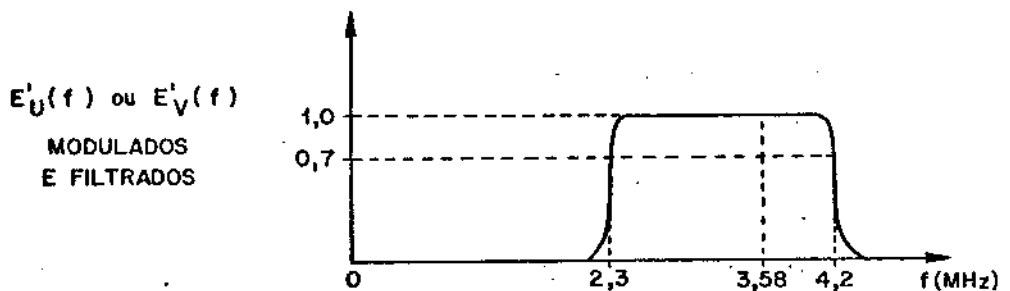


Fig. II.27 - Espectro dos sinais diferença de cor, modulados e filtrados

Pela Fig. II.27, nota-se que das componentes de frequência de  $E'_U$  e  $E'_V$ , que estão acima de 0,6 MHz, apenas aquelas correspondentes à faixa inferior são transmitidas. Dessa forma, o sinal de crominância transmitido não é mais dado exatamente pela eq.(II.34), mas sim por essa equação acrescida de termos adicionais que levem em conta a assimetria.

Sejam então  $E'_{UB}(f)$  e  $E'_{VB}(f)$  as componentes de frequências baixas entre -0,6 MHz e 0,6 MHz dos sinais  $E'_U(t)$  e  $E'_V(t)$ , respectivamente, e sejam  $E'_{UA}(f)$  e  $E'_{VA}(f)$  as componentes de frequências altas acima de 0,6 MHz (bilateral) dos sinais  $E'_U(t)$  e  $E'_V(t)$ , respectivamente, como mostra a Fig. II.28(a) e (b).

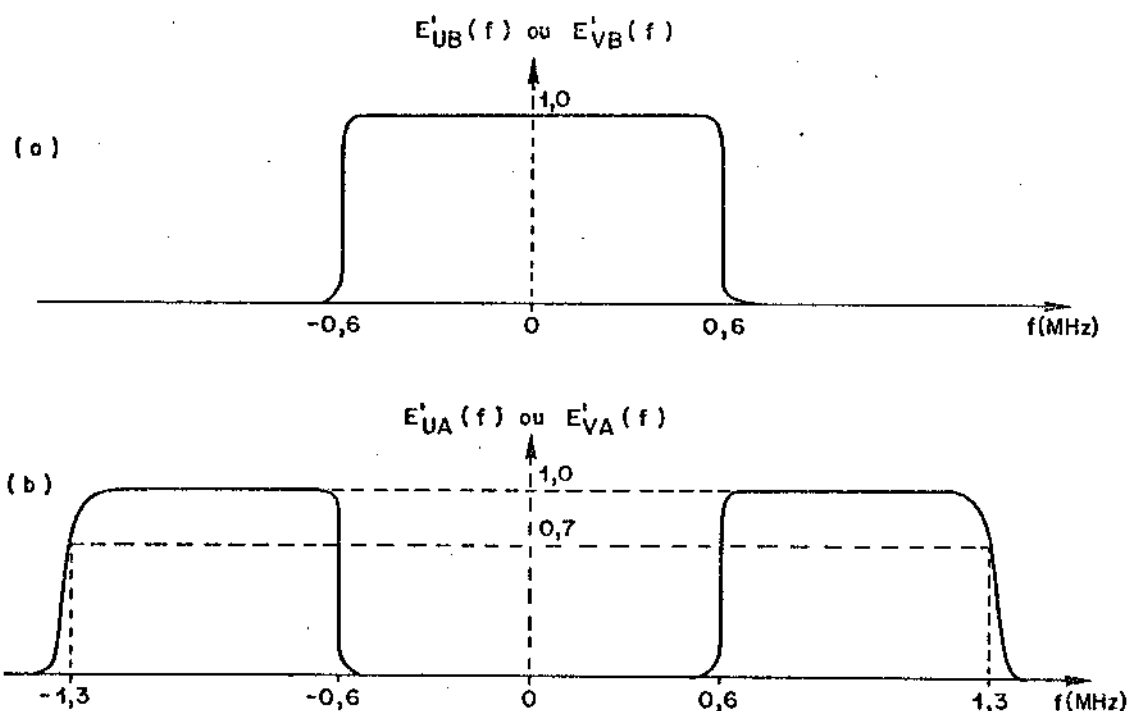


Fig. II.28 - Divisão do espectro de  $E'_U(f)$  e  $E'_V(f)$  em componentes de alta e baixa frequências

Essas componentes são tais que:

$$\begin{aligned}
 E'_U(f) &= E'_{UB}(f) + E'_{UA}(f) \\
 E'_V(f) &= E'_{VB}(f) + E'_{VA}(f)
 \end{aligned}
 \tag{II.46}$$

Assim, para se obter o espectro da Fig. II.27, basta modular  $E'_{UB}(t)$  e  $E'_{VB}(t)$  em DSB (faixa lateral dupla) e  $E'_{UA}(t)$  e  $E'_{VA}(t)$  em SSB (faixa lateral única) inferior.

Dessa forma, a expressão do sinal de vídeo composto ativo,  $E'_M(t)$ , em banda-base, pode ser escrita como:

$$\begin{aligned}
 E'_M(t) = & E'_Y(t) + E'_{UB}(t) \operatorname{sen} \omega_{SC} t + \frac{1}{2} [E'_{UA}(t) \operatorname{sen} \omega_{SC} t \\
 & - \hat{E}'_{UA}(t) \operatorname{cos} \omega_{SC} t] + m(t) \cdot E'_{VB}(t) \operatorname{cos} \omega_{SC} t \\
 & + \frac{1}{2} m(t) [E'_{VA}(t) \operatorname{cos} \omega_{SC} t + \hat{E}'_{VA}(t) \operatorname{sen} \omega_{SC} t]
 \end{aligned}
 \tag{II.47}$$

onde  $\hat{E}'_{UA}(t)$  e  $\hat{E}'_{VA}(t)$  são as transformadas de Hilbert de  $E'_{UA}(t)$  e  $E'_{VA}(t)$ , respectivamente. Rearranjando a eq. (II.47), tem-se:

$$E'_M(t) = E'_Y(t) + U'(t) \operatorname{sen} \omega_{SC} t + V'(t) \operatorname{cos} \omega_{SC} t \tag{II.48}$$

onde:

$$U'(t) = E'_{UB}(t) + \frac{1}{2} E'_{UA}(t) + \frac{1}{2} m(t) \cdot \hat{E}'_{VA}(t) \tag{II.49}$$

$$V'(t) = [E'_{VB}(t) + \frac{1}{2} E'_{VA}(t)] m(t) - \frac{1}{2} \hat{E}'_{UA}(t)$$

A eq. (II.48) representa então a parte ativa do sinal de vídeo composto em banda base, já levando em conta a assimetria das faixas laterais.

Para se efetuar a detecção do sinal de crominância no receptor, adota-se a solução clássica usada para detecção síncrona de sinais VSB puros, fazendo-se então com que o sinal de crominância da Fig. II.27 passe por um canal equivalente a um filtro cuja característica é tal que apresente uma simetria ímpar em torno de  $f_{SC}$ , como mostra a Fig. II.29. Qualquer característica que apresente essa simetria dentro da área hachuriada, satisfaz a condição necessária para detecção síncrona sem distorção. A característica desse filtro equivalente deve satisfazer:

$$H(f_{sc}+f) + H(f_{sc}-f) = 1 \quad (II.50)$$

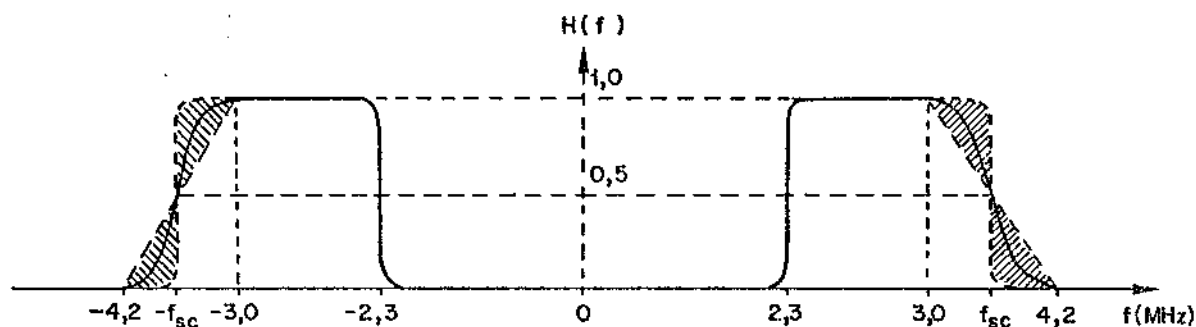


Fig. II.29 - Característica do filtro vestigial

O sinal de vídeo composto ativo em banda base  $E_M'(t)$  após filtragem vestigial, é dado por:

$$E_M''(t) = F^{-1}[E_M'(f) \cdot H(f)] \quad (II.51)$$

onde  $F^{-1}$  denota a anti-transformada de Fourier.

Do Apêndice A.1, tem-se a relação (A.7) dada por:

$$E_M''(t) = E_{YA}'(t) + \frac{1}{2} \{E_U'(t) + m(t) [\hat{E}_V'(t) + E_{V\beta}'(t)]\} \text{sen} \omega_{sc} t + \frac{1}{2} \{m(t) E_V'(t) - [\hat{E}_U'(t) + E_{U\beta}'(t)]\} \text{cos} \omega_{sc} t \quad (II.52)$$

O sinal  $E_M''(t)$  é então passado através do decodificador PAL, que realiza a matrixagem do sinal e causa o atraso de uma linha horizontal no sinal  $E_M''(t)$  com a finalidade de se obter os sinais  $E_U'$  e  $E_V'$  separadamente. A Fig. II.30 mostra o esquema em diagrama de blocos do decodificador PAL.

A grande inovação do sistema PAL em relação do NTSC foi justamente a introdução do chaveamento PAL e do decodificador PAL que torna esse sistema mais imune a erros de matiz que o NTSC.

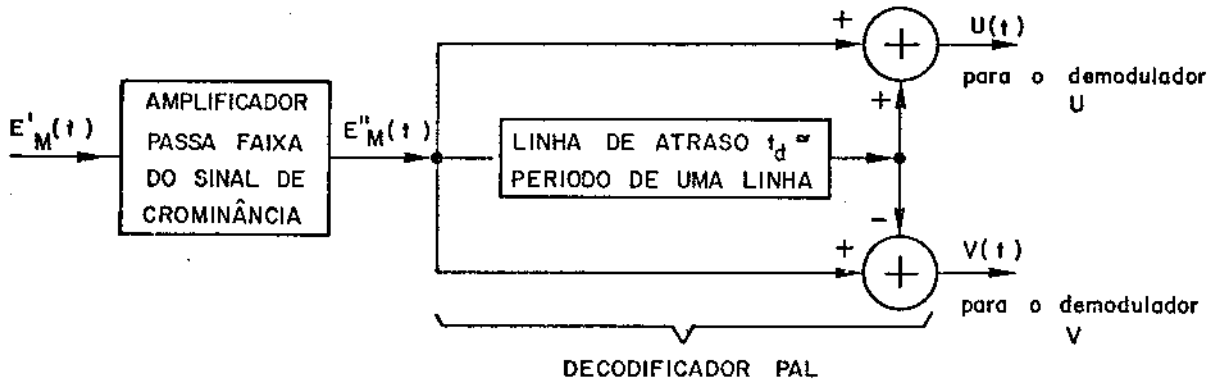


Fig. II.30 - Decodificador PAL [37]

O decodificador PAL está baseado no fato de que existe uma forte correlação entre pontos homólogos, isto é, na mesma vertical em linhas adjacentes. Assim, para se obter no receptor, na linha "n", os sinais correspondentes a  $E_U'(t)$  e a  $E_V'(t)$  transmitidos, utiliza-se além da linha "n" também a linha anterior "n-1". Essa informação da linha anterior é obtida na saída da linha de retardo.

Assim, pela Fig. II.30, obtêm-se:

$$U(t) = E_M''(t) + E_M''(t-t_d) \quad (II.53)$$

$$V(t) = E_M''(t) - E_M''(t-t_d) \quad (II.54)$$

onde:  $t_d = T_H - (1/4)T_{sc} = (63,5555 - 0,0699)\mu s$   
 $t_d = 63,4856\mu s \approx$  período de uma linha

Do Apêndice A.2, tem-se as relações (A.13) e (A.14), da das por:

$$U(t) = \alpha E_{YA}'(t) + (1/2)[E_U'(t) + E_U'(t-t_d)] \text{sen}\omega_{sc}t + \\ (1/2) m(t)[\Delta \hat{E}_V'(t) + \Delta E_{V\beta}'(t)] \text{sen}\omega_{sc}t + \\ (1/2) \{m(t)\Delta E_V'(t) - [\alpha \hat{E}_U'(t) + \alpha E_{U\beta}'(t)]\} \text{cos}\omega_{sc}t \quad (II.55)$$

$$\begin{aligned}
 V(t) = & \Delta E'_{YA}(t) + (1/2)[E'_V(t) + E'_V(t-t_d)] \cos \omega_{sc} t - \\
 & (1/2)[\Delta \hat{E}'_U(t) + \Delta E'_{U\beta}(t)] \cos \omega_{sc} t + \\
 & (1/2)\{\Delta E'_U(t) + m(t)[\alpha \hat{E}'_V(t) + \alpha E'_{V\beta}(t)]\} \sin \omega_{sc} t
 \end{aligned}
 \tag{II.56}$$

Estes sinais alimentam dois detetores síncronos independentes, como mostra a Fig. II.31. Fazendo-se então a detecção síncrona, isto é, multiplicando-se  $U(t)$  por " $\sin \omega_{sc} t$ " e  $V(t)$  por " $m(t) \cos \omega_{sc} t$ " e filtrando-se as componentes acima de 1,3 MHz, resultam os sinais  $R'_{UL}(t)$  e  $R'_{VL}(t)$ , respectivamente, dados por:

$$\begin{aligned}
 R'_{UL}(t) = & \frac{1}{4} \{E'_U(t) + E'_U(t-t_d)\} + \frac{1}{4} m(t) [\Delta \hat{E}'_V(t) \\
 & + \Delta E'_{V\beta}(t)] + \alpha E'_{YA}(t) \cdot (\sin \omega_{sc} t) * h(t)
 \end{aligned}
 \tag{II.57}$$

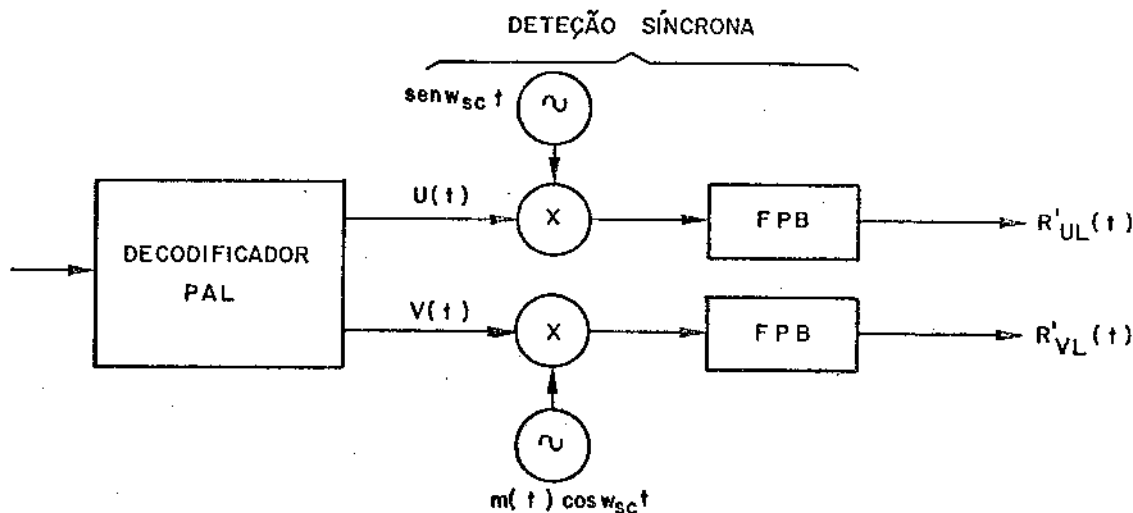


Fig. II.31 - Detecção síncrona dos sinais  $U(t)$  e  $V(t)$

$$\begin{aligned}
 R'_{VL}(t) = & \frac{1}{4} \{E'_V(t) + E'_V(t-t_d)\} - \frac{1}{4} m(t) [\Delta \hat{E}'_U(t) + E'_{U\beta}(t)] \\
 & + \Delta E'_{YA}(t) \cdot (\cos \omega_{sc} t) * h(t)
 \end{aligned}
 \tag{II.58}$$

onde  $h(t)$  é a resposta ao impulso do filtro passa-baixas. A infor

mação de frequência e de fase da subportadora e da inversão de polaridade  $m(t)$  é retirada no receptor da salva de subportadora de cor. Além disso, ao invés de se chavear o " $\cos \omega_{sc} t$ ", pode-se chavear o sinal  $V(t)$ . Teoricamente, o resultado é o mesmo. Pelas eqs. (II.57) e (II.58), nota-se que os sinais recuperados  $E'_U(t)+E'_U(t-t_d)$  e  $E'_V(t)+E'_V(t-t_d)$  contêm interferências. As componentes interferentes  $(1/4).m(t).[\Delta \hat{E}'_V(t)+\Delta E'_{V\beta}(t)]$  e  $(1/4).m(t).[\Delta \hat{E}'_U(t)+\Delta E'_{U\beta}(t)]$  manifestam-se com fases opostas em linhas consecutivas no tempo devido ao chaveamento PAL, produzindo efeitos opostos nessas linhas, sendo portanto, em princípio, canceláveis pela integração visual, desde que o sinal de TV seja quase periódico. As componentes interferentes devidas às frequências altas do sinal de luminância são constituídas por frequências de baixa visibilidade em razão do espaçamento de  $f_H/4$  entre os pacotes de luminância e crominância (vide item II.3.3). Observe-se que, neste caso, a origem de referência é o sinal de crominância e portanto os pacotes do sinal de luminância é que estão centrados em frequências múltiplas ímpares de  $f_H/4$ .

Além disso, se a correlação é perfeita, tem-se:

$$E'_U(t) = E'_U(t-t_d) \tag{II.59}$$

$$E'_V(t) = E'_V(t-t_d)$$

$$\Delta \hat{E}'_V(t) = \Delta E'_{V\beta}(t) = \Delta \hat{E}'_U(t) = \Delta E'_{U\beta}(t) = \Delta E'_{YA}(t) = 0$$

$$E'_{YA}(t) = E'_{YA}(t-t_d) \tag{II.60}$$

Neste caso, as eqs. (II.57) e (II.58) se tornam:

$$R'_{UL}(t) = \frac{1}{2} E'_U(t) + \underbrace{2E'_{YA}(t) (\text{sen} \omega_{sc} t) * h(t)}_{\text{baixa visibilidade}} \tag{II.61}$$

$$R'_{VL}(t) = \frac{1}{2} E'_V(t) \tag{II.62}$$

para alta correlação

No caso geral, desprezando-se os termos de baixa visibilidade, tem-se:

$$R'_{UL}(t) = \frac{1}{4} \{E'_U(t) + E'_U(t-t_d)\} \quad (II.62)$$

$$R'_{VL}(t) = \frac{1}{4} \{E'_V(t) + E'_V(t-t_d)\}$$

As eqs.(II.63) mostram que os sinais correspondentes a  $E'_U(t)$  e  $E'_V(t)$  recuperados para a linha "n", na verdade, são as médias dos sinais das linhas "n" e "n-1", sendo que no caso de alta correlação entre os pontos homólogos, tem-se:

$$R'_{UL}(t) \cong \frac{1}{2} E'_U(t) \quad (II.64)$$

$$E'_{VL}(t) \cong \frac{1}{2} E'_V(t)$$

Pela eq.(II.61) observa-se que, mesmo com alta correlação, aparece no sinal detetado  $R'_{UL}(t)$  uma interferência devida às altas frequências de  $E'_Y$ . Essa interferência poderia ser praticamente eliminada usando-se, por exemplo, duas linhas de retardo : uma com  $t_d = T_H - 1/4f_{sc}$  e a outra com  $t_d = T_H + 1/4f_{sc}$  e fazendo-se a subtração tanto para se obter  $U(t)$  como  $V(t)$ . Neste caso, a interferência devida às frequências altas de  $E'_Y(t)$  seria em ambos os casos  $\Delta E'_{YA}(t) \cong 0$  para alta correlação de luminância entre pontos muito próximos.

Logo, utilizando-se um decodificador PAL e um filtro vestigial equivalente, obtêm-se os sinais detetados sincronamente nas formas desejadas.

Por outro lado, no sistema NTSC, os sinais I e Q são modulados em quadratura ocupando uma faixa de -1,3 MHz a 0,62 MHz , e de -0,62 MHz a 0,62 MHz em torno de  $f_{sc}$ , respectivamente. Para construção do seu receptor, tem-se duas opções. Na 1ª, aproveita-se a faixa de -0,62 a 0,62 MHz tanto no sinal Q como no I, embora I tenha uma faixa maior. Neste caso, o receptor é mais simples, recebendo o nome de receptor com faixa estreita de crominância. Na 2ª opção, aproveita-se os sinais I e Q transmitidos integralmente e tem-se o receptor de faixa larga de crominância. Na 1ª opção, a detecção síncrona é feita com subportadora a  $90^\circ$  e  $0^\circ$ , enquanto que na 2ª é feita com subportadora a  $123^\circ$  e  $33^\circ$ , em relação à portadora



ra de  $E_U'(t)$ .

Cabe ainda ressaltar que, na prática, a característica do filtro vestigial desejada pode ser obtida combinando-se as características dos diversos estágios do transmissor e/ou do receptor. De qualquer modo, a necessidade de utilização de um filtro com característica vestigial é mostrada no Apêndice A.3.

O esquema em diagrama de blocos do transmissor é apresentado na Fig. II.32. Alguns aspectos gerais desse transmissor já foram vistos anteriormente. Cabe observar também que, neste esquema, o estágio de modulação final do sinal de vídeo composto para transmissão é vestigial, a fim de se minimizar a largura de faixa do sinal transmitido. Na prática, essa modulação tem apresentado resultados satisfatórios.

O sinal de vídeo composto total, isto é, o sinal de vídeo contendo a luminância, a crominância, os pulsos de sincronismo, os pulsos de apagamento e a salva de suportes de cor é então modulado em amplitude para transmissão. Seja então  $E_{MT}(t)$  o sinal de vídeo composto. A particularidade que deve ser destacada é que o sinal modulador é  $-E_{MT}(t)$  e não  $E_{MT}(t)$ . Nesse caso, a modulação AM é denominada "modulação AM negativa". Assim, o sinal de TV modulado,  $X_M(t)$ , é dado por:

$$X_M(t) = A_C [1 - m_I E_{MT}(t)] \cos 2\pi f_{FI} t \quad (\text{II.65})$$

onde " $m_I$ " é o índice de modulação, " $A_C \cos 2\pi f_{FI} t$ " é a portadora,  $0,1 \leq |1 - m_I E_{MT}(t)| \leq 1,0$ , e " $f_{FI}$ " é a frequência da portadora que varia com o canal de TV.

As Figs. II.33(a) e (b) mostram os sinais típicos  $E_{MT}(t)$  e  $X_M(t)$ .

A modulação negativa apresenta vantagens quanto à visibilidade de ruídos e a presença dos níveis de sincronização e de apagamento bem determinados e independentes do conteúdo do sinal ativo e também quanto ao intervalo de variação do sinal modulado (pico-a-pico) que permanece constante.

Pela expressão (II.65) vê-se que a faixa do sinal modulado é de aproximadamente 8,4 MHz, já que a faixa de  $E_{MT}(t)$  é de

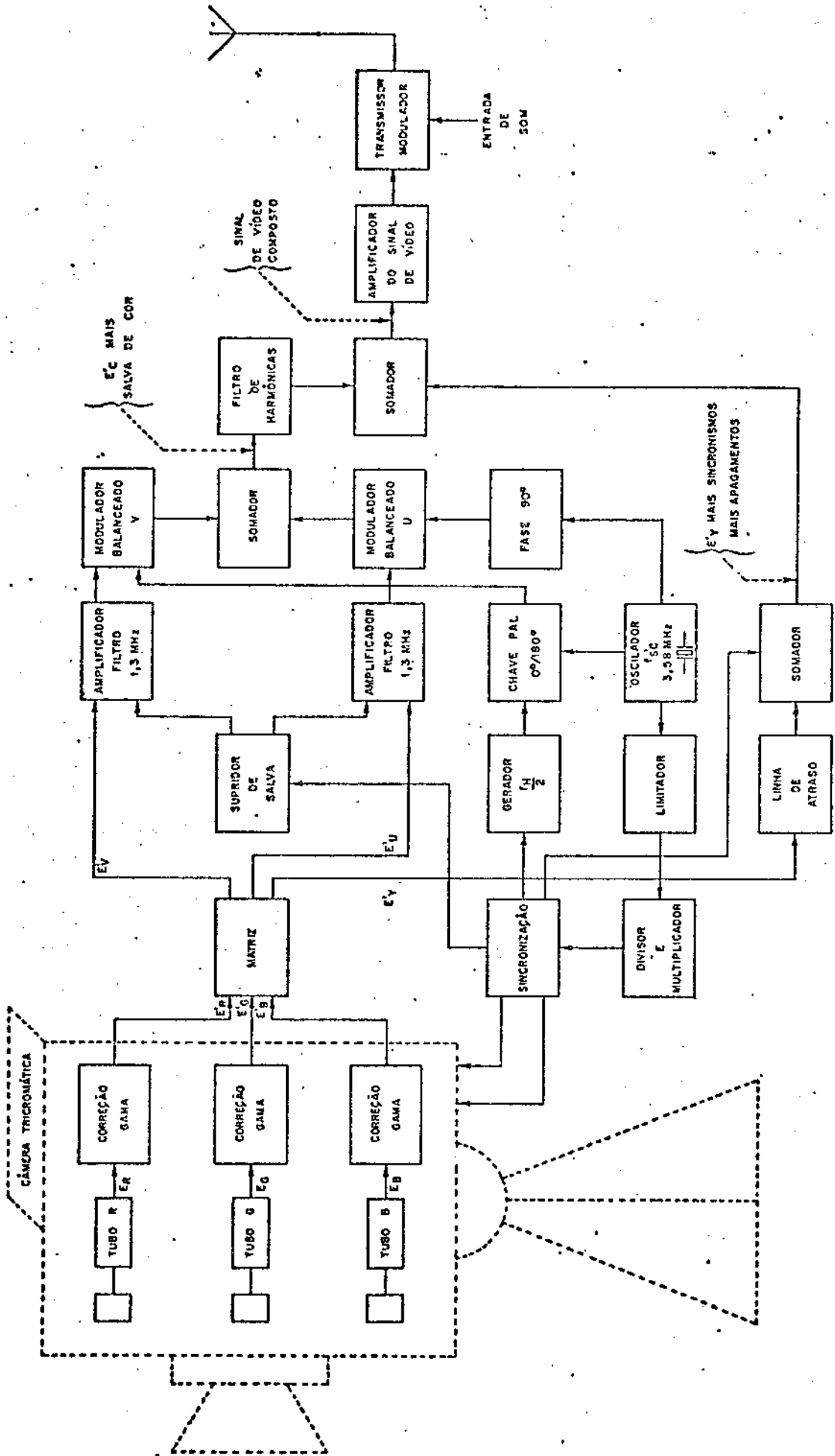


Fig. II.32 - Circuito transmissor do sinal de vídeo composto PAL-M [35], [37]

4,2 MHz. No entanto, comprovou-se experimentalmente que a transmissão em VSB com apenas 6 MHz é satisfatória, conforme mostrado na Fig. II.34.

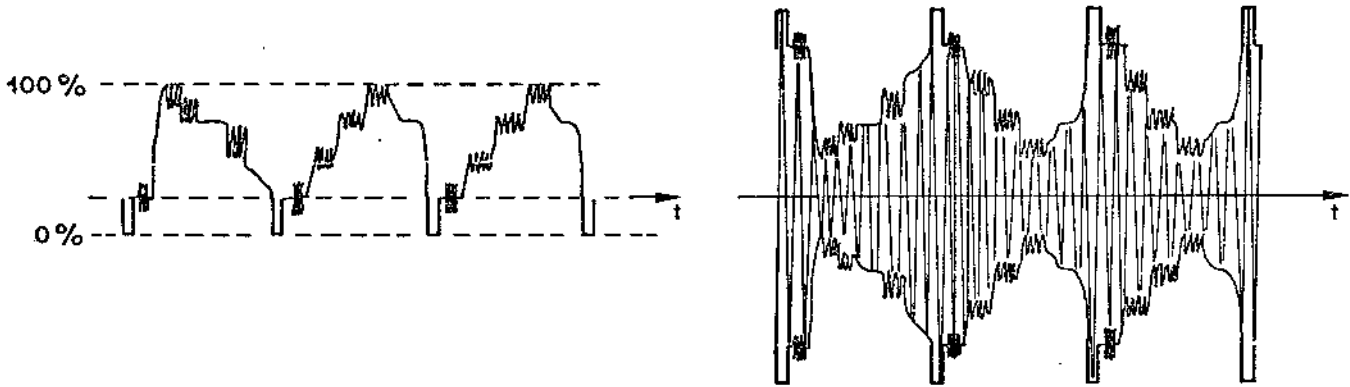


Fig. II.33 - Sinal de vídeo composto modulado para transmissão

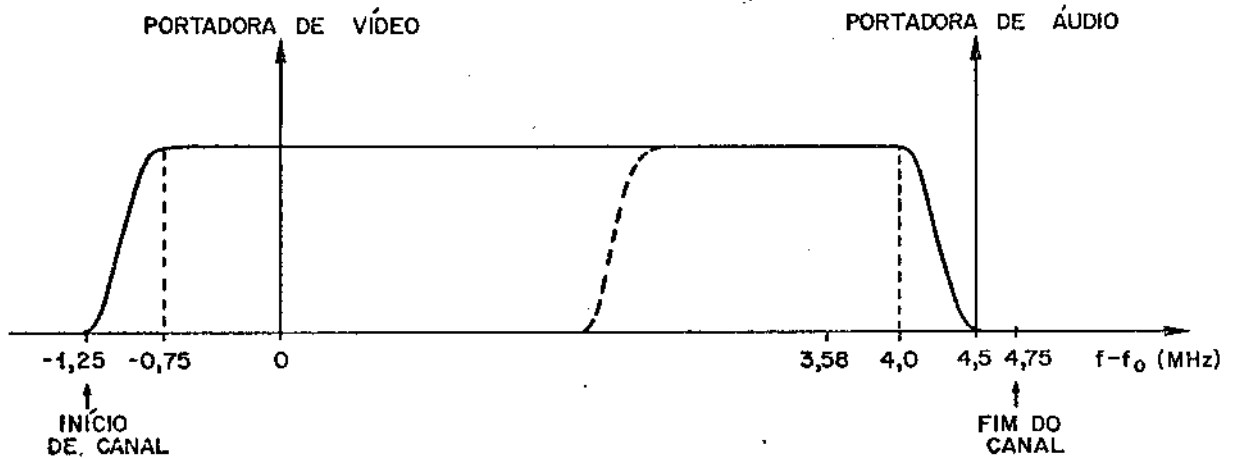


Fig. II.34 - Espectro do sinal de TV transmitido [31]

A fim de se detetar o sinal de TV no receptor, deve-se utilizar um filtro vestigial equivalente pelos mesmos motivos vistos anteriormente na deteção do sinal de crominância. A forma do filtro equivalente  $H_0(f)$  está mostrada na Fig. II.35 e pode ser conseguida no canal de FI, lembrando que, na prática, há translação

e inversão de frequências.

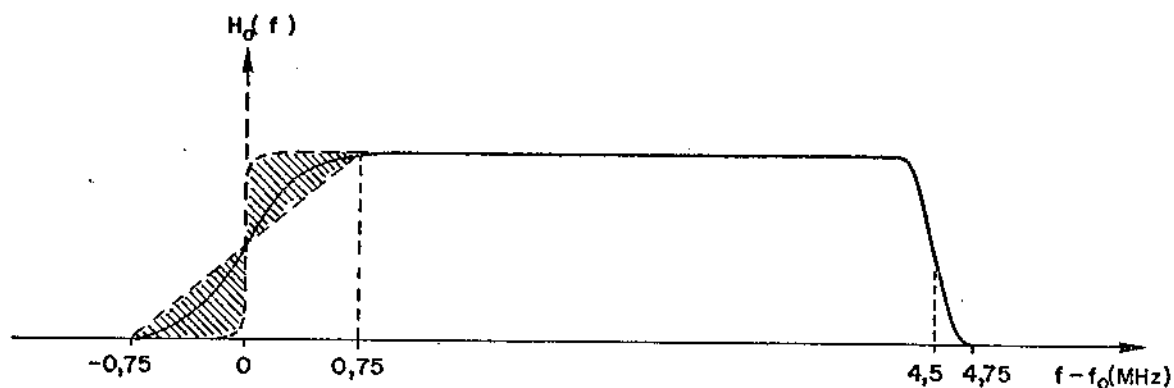


Fig. II.35 - Filtro vestigial equivalente a VSB no receptor

Após a conversão e a filtragem do sinal recebido, a expressão da onda modulada é dada por:

$$X'_M(t) = A_c \{ [1 - m_I E_{MT}(t)] \cos 2\pi f_{FI} t - m_I \xi(t) \cdot \sin 2\pi f_{FI} t \} \quad (II.66)$$

onde:

$f_{FI}$  = frequência intermediária

$$\xi(t) = \hat{E}_{MT}(t) + E_{MT}(t) \quad (II.67)$$

$A_c \cos 2\pi f_{FI} t$  = portadora

Nas equações (II.65) e (II.66) nota-se a presença de uma portadora, o que permite uma detecção de envoltória que é mais simples do que a detecção síncrona. De fato, seja  $R(t)$  a envoltória do sinal modulado. Então, tem-se:

$$R(t) = A_c \{ [1 - m_I E_{MT}(t)]^2 + [m_I \xi(t)]^2 \}^{1/2}$$

$$R(t) = A_c \{ 1 - m_I E_{MT}(t) \} \left\{ 1 + \left[ \frac{m_I \xi(t)}{1 - m_I E_{MT}(t)} \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (II.68)$$

Contudo,  $|m_I \xi(t)|$  é muito menor que 1 na maior parte do tempo. Assim, a envoltória vale aproximadamente:

$$R(t) \cong A_C [1 - m_I E_{MT}(t)] \quad (II.69)$$

Pela expressão obtida, nota-se que retirando o termo DC obtém-se o sinal desejado, dado por:

$$R(t) \cong A_C m_I E_{MT}(t) \quad (II.70)$$

Finalmente, o esquema em diagrama de blocos do receptor é apresentado na Fig. II.36. A fim de se eliminar a interferência da subportadora de cor no canal de luminância, introduz-se um filtro que rejeita a subportadora de cor. Também, para se diminuir a interferência resultante do batimento da portadora de som com a subportadora de cor, atenua-se a portadora de som por 50 a 60 deibéis. Maiores detalhes dos blocos do receptor não serão apresentados, mas podem ser encontrados nas referências [30] a [38].

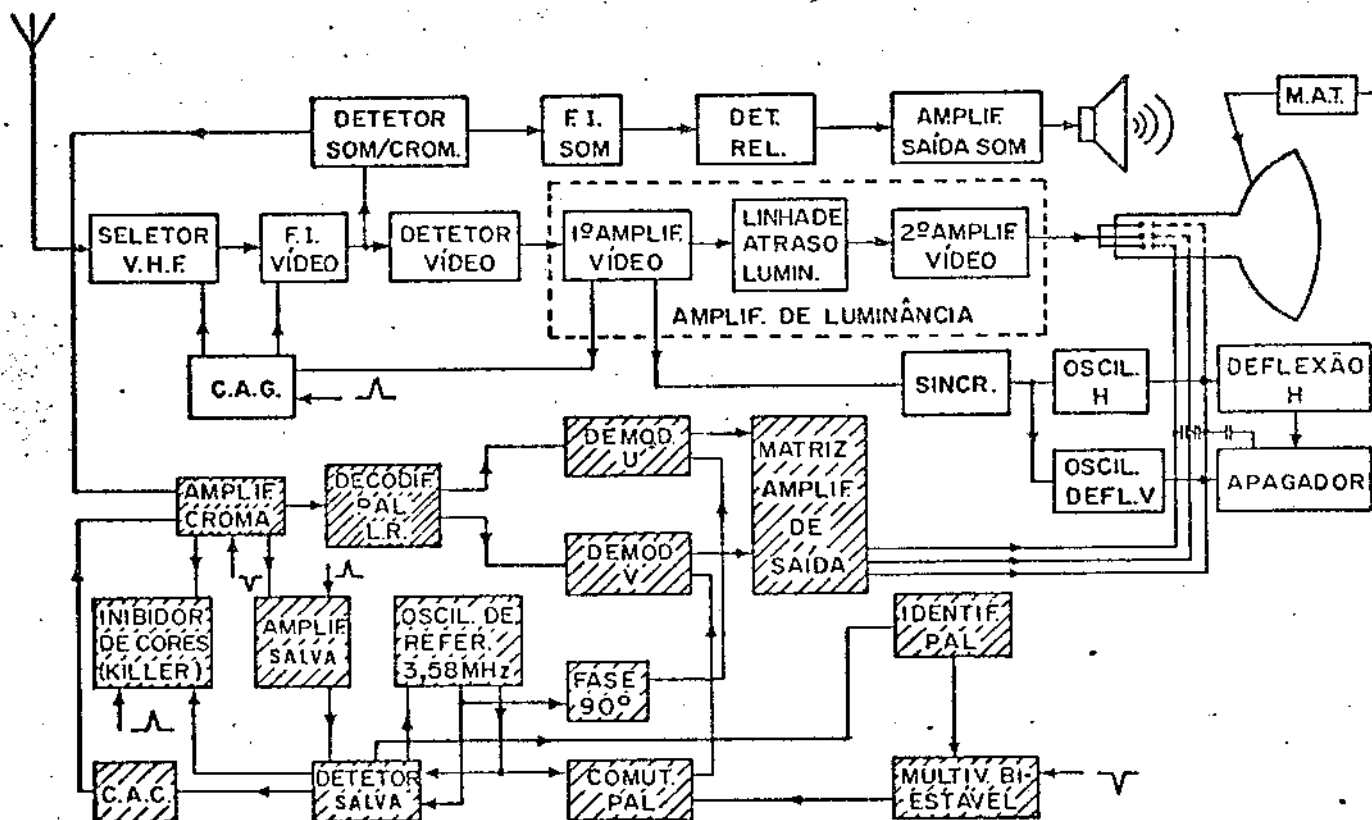


Fig. II.36 - Diagrama de blocos do receptor típico de TV a cores [3]

### II.3.6 - Chaveamento PAL

O chaveamento PAL, denotado por "m(t)" na eq.(II.34), é a inversão de polaridade da componente  $E'_V(t)$  de linha para linha de varredura. Tomando-se o " $\text{sen } \omega_{sc} t$ " como referência, a eq.(II.34) em termos fasoriais pode ser escrita:

$$\vec{E}'_C = \vec{E}'_U + jm\vec{E}'_V \quad (\text{II.71})$$

onde:  $m=+1$  para as linhas ímpares dos campos 1 e 2 e pares dos campos 3 e 4.

$m=-1$  para as linhas pares dos campos 1 e 2 e ímpares dos campos 3 e 4.

A Fig. II.37 mostra o diagrama fasorial dos vetores na eq.(II.69).

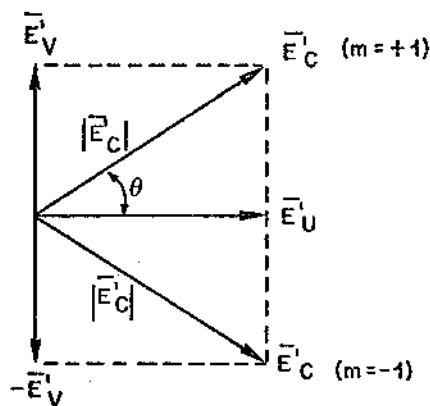


Fig. II.37 - Diagrama fasorial de cor

O sinal de crominância, em termos de magnitude e fase, é dado por:

$$E'_C(t) = R'(t) \cdot \text{sen}(\omega_{sc} t + \theta) \quad (\text{II.72})$$

onde: 
$$R'(t) = [E'^2_U(t) + E'^2_V(t)]^{1/2} \quad (\text{II.73})$$

$$\theta = m(t) \cdot \text{arc tg}[E'_V(t)/E'_U(t)] \quad (\text{II.74})$$

Por exemplo, para o padrão de barras coloridas com 100%

de saturação, obtêm-se os valores de  $|\bar{E}'_C|$  e  $\theta$  mostrados na Tab.II.8. A Fig. II.38 mostra o diagrama fasorial correspondente à Tab. II.8.

Cor	Composição			$E'_Y$	$E'_U$	$E'_V$	$ \bar{E}'_C $	$\theta^\circ$
	$E'_R$	$E'_G$	$E'_B$					
Branco	1	1	1	1	0	0	0	0
Amarelo	1	1	0	0,886	-0,437	0,100	0,448	167,11
Turquesa	0	1	1	0,701	0,147	-0,615	0,632	283,44
Verde	0	1	0	0,589	-0,290	-0,516	0,592	240,66
Púrpura	1	0	1	0,413	0,289	0,515	0,591	60,70
Vermelho	1	0	0	0,299	-0,147	0,615	0,632	103,44
Azul	0	0	1	0,114	0,437	-0,100	0,448	347,11
Preto	0	0	0	0	0	0	0	0

Tab. II.8 - Parâmetros do padrão de barras coloridas com 100% de saturação e 100% de amplitude [37]

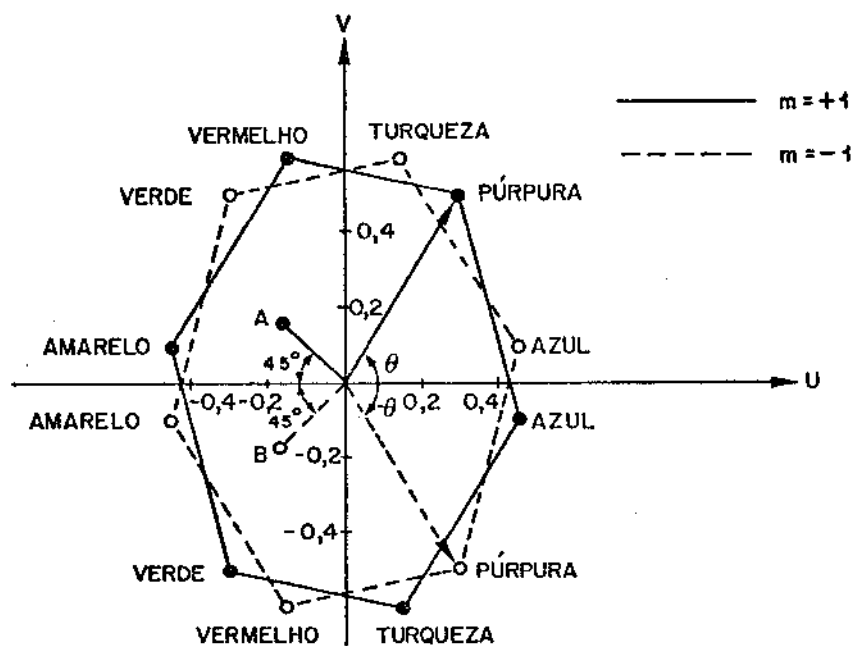


Fig. II.38 - Diagrama fasorial das barras coloridas [37]

Da Fig. II.38, observa-se que cada cor obtida das primárias RGB tem o correspondente fasor definido por uma amplitude e uma fase. A amplitude leva a informação da saturação de cor enquanto que a fase leva a de matiz. Quanto mais próximo da origem, menos saturada é a cor, ou seja, mais diluída em branco.

A vantagem do sistema PAL em relação ao NTSC é a capacidade de compensar pequenos erros de fase provenientes de várias fontes que resultem em erros de matiz e saturação. A Fig. II.39 mostra o caso em que ocorre um erro de fase " $\alpha$ " no sinal de crominância recebido na linha "n" em relação ao transmitido, onde  $\vec{E}'_{CR}$  e  $\vec{E}'_{CT}$  são os fasores dos sinais de crominância recebido e transmitido, respectivamente.

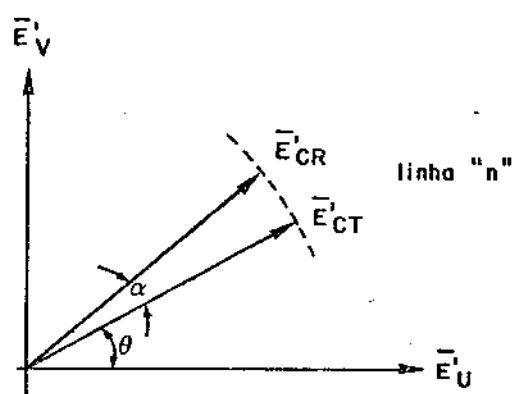


Fig. II.39 - Erro de fase no sinal de crominância recebido na linha "n" [30]

Em virtude da alta correlação existente entre pontos homólogos em linhas adjacentes, obtêm-se o mesmo erro de fase " $\alpha$ " na linha "n-1" conforme mostra o diagrama fasorial na Fig. II.40.

A recepção do sinal PAL é feita usando-se um circuito denominado "decodificador PAL" (Fig. II.30), acoplado a detetores síncronos (Fig. II.31), como já foi dito anteriormente.

A Fig. II.41 mostra a representação fasorial dos sinais  $U(t)$  e  $V(t)$  na saída do decodificador. Na verdade, esses sinais contêm interferências mas que não serão consideradas na presente análise, uma vez que não afetam o resultado final, como já foi explanado na seção II.3.5.



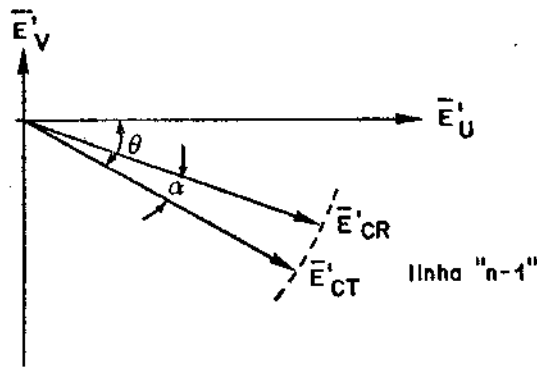


Fig. II.40 - Erro de fase no sinal de crominância recebido na linha "n-1" [30]

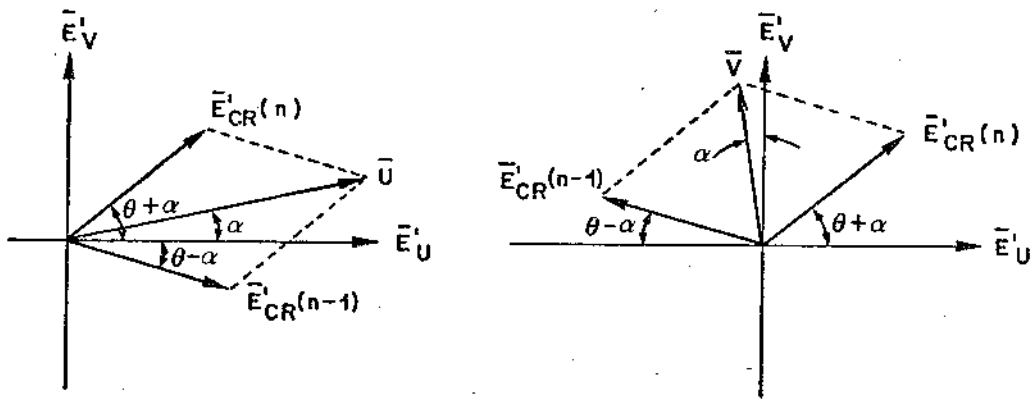


Fig. II.41 - Diagrama fasorial  
(a) sinal U(t)  
(b) sinal V(t)

Destas figuras, obtêm-se:

$$\begin{aligned}
 U(t) &= 2E'_U(t) \text{ sen}(\omega_{SC}t + \alpha) \\
 &= 2E'_U(t) \text{ cos}\alpha \text{ sen}\omega_{SC}t + 2E'_U(t) \text{ sen}\alpha \text{ cos}\omega_{SC}t \quad (\text{II.75})
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V(t) &= 2 \cdot m(t) \cdot E'_V(t) \text{ cos}(\omega_{SC}t + \alpha) \\
 &= 2 \cdot m(t) \cdot E'_V(t) \cdot \text{cos}\alpha \cdot \text{cos}\omega_{SC}t - 2 \cdot m(t) \cdot E'_V(t) \cdot \text{sen}\alpha \cdot \text{sen}\omega_{SC}t \quad (\text{II.76})
 \end{aligned}$$

Após a detecção síncrona, eliminando-se as componentes de alta frequência através do filtro passa-baixas (FPB) resultam:

$$\begin{aligned} R_{UL}(t) &= E_U'(t) \cos\alpha \\ R_{VL}(t) &= E_V'(t) \cos\alpha \end{aligned} \quad (II.77)$$

Estas equações mostram que, apesar do erro de fase " $\alpha$ ", os sinais são detetados corretamente (\*). No entanto, devido ao fator " $\cos\alpha$ ", a cor detetada está menos saturada porém sem erro de matiz, pois ambos ( $E_U'$  e  $E_V'$ ) estão afetados da mesma redução.

Esse sistema PAL que utiliza uma linha de retardo para obter eletronicamente a média de duas linhas adjacentes é conhecido também por PAL-D. Um outro sistema, conhecido por PAL-S ou PAL-Simples, não usa o decodificador PAL com uma linha de retardo, mas os sinais são apenas detetados sincronamente e a média das linhas é feita por integração visual. Pelo sistema PAL-S, desprezando-se os termos de baixa visibilidade, os sinais detetados na linha " $n$ " com erro de fase " $\alpha$ " são dados por:

$$\begin{aligned} R_{UL}'(t) &= E_U'(t) \cos\alpha \\ R_{VL}'(t) &= E_V'(t) \cos\alpha \end{aligned} \quad (II.78)$$

E na linha " $n-1$ ", supondo o mesmo erro de fase " $\alpha$ ", são dados por:

$$\begin{aligned} R_{UL}'(t-T_H) &= E_U'(t-T_H) \cos\alpha \\ R_{VL}'(t-T_H) &= E_V'(t-T_H) \cos\alpha \end{aligned} \quad (II.79)$$

Essas duas linhas são reproduzidas na tela do receptor e cabe ao olho fazer a média das cores. Experimentalmente tem sido verificado que a média é razoável apenas para pequenos erros de fase ( $\alpha < 5^\circ$ ).

A Fig. II.42 mostra o modelo de compensação efetuado pelo olho humano para pequenos erros de fase. Nesta figura,  $\bar{E}_{CD}'(n)$

---

(\*) No sistema NTSC, os erros de fase, mesmo pequenos, não são cancelados, pois os esquemas de detecção e transmissão não dispõem de recursos para isso.

representa a cor vista pelo olho por integração visual (média) de duas linhas adjacentes. Esta média, no sistema PAL-D, é realizada eletronicamente e, portanto, tolera maiores erros de fase que o PAL-S.

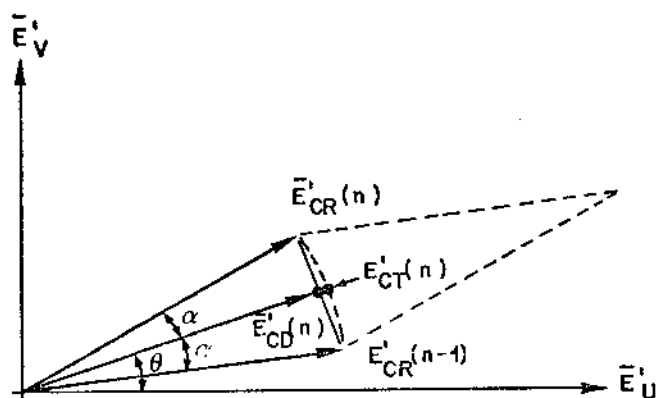


Fig. II.42 - Modelo de integração visual no sistema PAL-S.

#### II.4 - COMENTÁRIOS

Dessa forma, apresentou-se neste capítulo diversos aspectos referentes ao sistema PAL-M de televisão adotado no Brasil, procurando-se dar ênfase aos tópicos julgados mais relevantes para o prosseguimento dos estudos na área de digitalização de sinais de vídeo.

CAPÍTULO III

FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM DO SINAL DE TV PAL-M  
PARA CODIFICAÇÃO COMPOSTA

### III.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo é feita uma investigação das frequências de amostragem utilizáveis, sujeitas a algumas restrições, para se processar o sinal de vídeo na forma composta. Embora o sinal de televisão tenha uma característica aleatória, o que não permite conhecê-lo plenamente, sabe-se que ele apresenta uma quantidade razoável de informação redundante. No tocante à parte ativa do sinal, ele é constituído de muitas regiões uniformes (áreas de cor constante). Assim, pode-se assumir um modelo do sinal de vídeo no qual o sinal de crominância está modulado em DSB para a procura da frequência de amostragem.

As restrições iniciais que se impõem sobre a frequência de amostragem são tais que não permitem o efeito de sobreposição no espectro do sinal composto amostrado e, por outro lado, que a frequência não seja muito maior que a taxa de Nyquist. Se este último requisito não for obedecido, a redução da taxa de bits para transmissão fica dificultada.

Na procura destas frequências de amostragem, o princípio básico é o de se encontrar relações simples entre as amostras vizinhas de uma área de cor uniforme. A justificativa para tal procedimento está no fato de que o sinal de TV contém muitas áreas planas. Assim, um algoritmo de predição eficiente no sistema MCPD não pode deixar de explorar as redundâncias contidas em tais regiões [12].

No caso de TV a cores, estas regiões planas correspondem a um sinal de luminância constante no tempo, porém tal não ocorre para a componente de crominância que, como se sabe, tem uma variação senoidal. Assim, embora a região colorida considerada seja uniforme, os valores das amostras vizinhas não são obrigatoriamente idênticas. Na verdade, podem resultar quaisquer relações entre duas amostras, sendo que as mais interessantes neste estudo são aquelas que ocorrem de forma constante e periódica em tais regiões. Para tanto, torna-se necessário que haja uma relação simples entre a frequência de amostragem " $f_a$ " e a frequência da subportadora de cor " $f_{sc}$ ". Estas relações são aqui definidas como sendo aquelas que existem entre duas amostras compostas próximas, as quais apresentam o mesmo módulo para as suas componentes de crominância.

Por outro lado, para a aplicação destas relações simples, deve-se dispôr de uma equação que sirva de modelo para a forma de onda do sinal de vídeo composto nas regiões uniformes.

Na secção seguinte, discute-se inicialmente tal modelo, bem como as suas limitações. De posse desse modelo, impõe-se as restrições e as condições de relacionamento simples entre amostras vizinhas, obtendo-se então alguns valores para " $f_a$ " no sistema MCDP. Para cada caso estudado a seguir, constroee-se o respectivo mosaico de amostras a fim de facilitar a visualização das interdependências entre amostras intralinha, intracampo, intercampos e interquadros, bem como das distâncias envolvidas.

### III.2 - FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM

#### III.2.1 - Modelo para o sinal de vídeo composto PAL-M

A fim de se estudar a interdependência entre as amostras, é necessário fazer uso de algum modelo para o sinal de vídeo composto. No capítulo anterior, foi mostrado que o sinal de TV PAL-M é constituído do sinal de luminância limitado em 4,2 MHz somado ao de crominância com uma característica VSB (Fig. III.1)

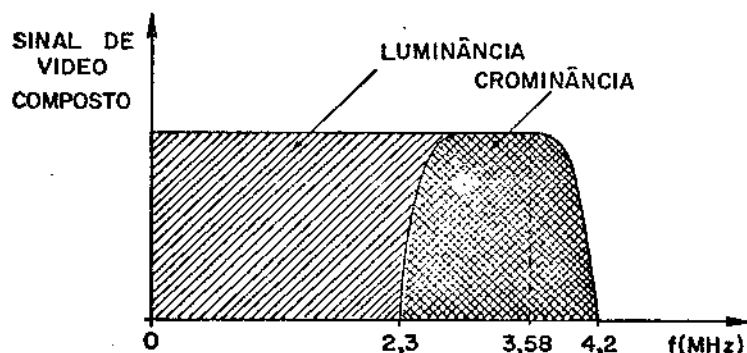


Fig. III.1 - Parte ativa do sinal de vídeo composto em banda base

Essa assimetria deve ser levada em conta na equação que represente

o modelo para o sinal composto ativo em banda base. As expressões (II.48) e (II.49), já obtidas anteriormente, definem o modelo do sinal, isto é,

$$E'_M(t) = E'_Y(t) + U'(t) \cdot \text{sen} \omega_{sc} t + V'(t) \cdot \text{cos} \omega_{sc} t \quad (\text{III.1})$$

$$U'(t) = E'_{UB}(t) + \frac{1}{2} E'_{UA}(t) + \frac{1}{2} m(t) \cdot \hat{E}'_{VA}(t) \quad (\text{III.2})$$

$$V'(t) = m(t) [E'_{VB}(t) + \frac{1}{2} E'_{VA}(t)] - \frac{1}{2} \hat{E}'_{UA}(t)$$

onde  $E'_{KB}$  e  $E'_{KA}$  ( $K=U,V$ ) representam as componentes de frequências baixas e altas, respectivamente (Fig. II.28), e  $\hat{E}'_{KA}(t)$  é a transformada de Hilbert de  $E'_{KA}(t)$ .

Os sinais  $U'(t)$  e  $V'(t)$ , variáveis no tempo, tem a mesma largura de faixa dos sinais  $E'_U(t)$  ou  $E'_V(t)$  com uma frequência máxima em torno de 1,3 MHz em banda base. Devido à característica aleatória do sinal de vídeo não é possível um conhecimento pleno das variações de  $E'_U(t)$  e  $E'_V(t)$  mas apenas de alguns aspectos do sinal. Por exemplo, já é fato bastante sabido que o sinal de vídeo apresenta uma quantidade razoável de informação redundante. Isto, por exemplo, ocorre em regiões uniformes onde os sinais componentes  $E'_R(t)$ ,  $E'_G(t)$  e  $E'_B(t)$  permanecem praticamente constantes. Assim, em regiões uniformes ou quase uniformes, os sinais  $U'(t)$  e  $V'(t)$  são constituídos apenas por componentes de baixas frequências,  $E'_{UB}(t)$  e  $E'_{VB}(t)$ , respectivamente.

Dentro de uma pequena região uniforme onde o sinal permanece praticamente constante, tem-se:

$$\begin{aligned} E'_Y(t) &\cong E'_Y = Y_0 \\ E'_{UB}(t) &\cong E'_U = U_0 \\ E'_{VB}(t) &\cong E'_V = V_0 \\ E'_{UA}(t) &\cong 0 \quad \text{e} \quad \hat{E}'_{UA}(t) \cong 0 \\ E'_{VA}(t) &\cong 0 \quad \text{e} \quad \hat{E}'_{VA}(t) \cong 0 \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

onde  $Y_0$ ,  $U_0$  e  $V_0$  são constantes na região considerada uniforme. Portanto, da eq.(III.1) resulta:

$$E_M'(t) \cong Y_0 + U_0 \cdot \text{sen} \omega_{sc} t + m_0 \cdot V_0 \cdot \text{cos} \omega_{sc} t \quad (\text{III.5})$$

onde  $m_0 = m(t)$  na linha em questão no instante "t".

As interdependências entre as amostras dentro de áreas uniformes são obtidas, neste capítulo, considerando a expressão do sinal de vídeo composto na forma DSB (eq.(III.5)). Obviamente, em regiões que apresentem componentes de altas frequências, a eq.(III.5) não é mais válida.

### III.2.2 - Restrições à frequência de amostragem

Na escolha da frequência de amostragem " $f_a$ " são considerados 3 fatores:

- (1). O valor de  $f_a$  deve ser maior que duas vezes a máxima frequência (taxa de Nyquist) do sinal composto em banda base, ou seja:

$$f_a > 2f_{\text{máx}} = 8,4 \text{ MHz} \quad (\text{III.6})$$

pois não se deseja utilizar método de sub-amostragem onde fatalmente se encontra problemas de filtragem.

- (2). O valor de  $f_a$  deve ser da forma [12]:

$$f_a = (r/s)f_H \quad (\text{III.7})$$

onde "r" e "s" são inteiros positivos. Esta relação facilita a implementação física do circuito de amostragem e possibilita a obtenção de amostras próximas entre si de mesmo valor absoluto:

- (a) na mesma linha
- (b) em linhas adjacentes do mesmo campo
- (c) em linhas adjacentes do mesmo quadro
- (d) em linhas adjacentes de quadros consecutivos



desde que a região seja da mesma cor, conforme será visto nas seções seguintes.

(3). O valor de  $f_a$  deve ser tal que possa ser obtido por multiplicação e/ou divisão da frequência de subportadora de cor, isto é:

$$f_a = (k/\ell)f_{sc} \quad (\text{III.8})$$

onde "k" e "ℓ" são inteiros. Das relações (III.7) e (II.42) tem-se:

$$f_a = \frac{4}{909} \cdot \frac{r}{s} \cdot f_{sc} \quad (\text{III.9})$$

que satisfaz a condição (III.8).

Por outro lado, visando reduzir a taxa de bits final do sistema de transmissão, a frequência de amostragem  $f_a$  deve satisfazer também a condição:

$$f_a \leq 3f_{sc} \approx 10,7 \text{ MHz} \quad (\text{III.10})$$

Assim, das expressões (III.6) e (III.10), a frequência de amostragem deve ser tal que:

$$2,35f_{sc} \leq f_a \leq 3f_{sc} \quad (\text{III.11})$$

A seguir, investiga-se a frequência  $f_a$  que satisfaça as eqs. (III.9) e (III.11) e que permita obter uma interdependência simples entre as amostras, dentro de uma pequena região uniforme (de mesma cor). Nesta região o sinal de crominância é dado por:

$$E'_C(t) = E'_U \cdot \text{sen} \omega_{sc} t + m(t) \cdot E'_V \cdot \text{cos} \omega_{sc} t \quad (\text{III.12})$$

onde  $E'_U$  e  $E'_V$  são constantes e  $m(t)$  representa o chaveamento PAL. Esta equação pode ser reescrita na forma:

$$E'_C(t) = R' \text{sen}[\omega_{sc} t + m(t) \cdot \beta] \quad (\text{III.13})$$

$$\text{onde } R' = (E_U^2 + E_V^2)^{1/2} \quad (\text{III.14})$$

$$\beta = \text{arc tg}(E'_V/E'_U) \quad (\text{III.14})$$

Logo, o sinal de vídeo composto  $E'_M(t)$  vale:

$$E'_M(t) = E'_Y + R' \text{sen}[\omega_{sc} t + m(t) \cdot \beta] \quad (\text{III.15})$$

onde  $E'_Y$  é também constante na região pressuposta. Esta expressão mostra que somente a componente de crominância varia com o tempo.

Fazendo a amostragem uniforme nos instantes:

$$t = t_0 + qT_a \quad (\text{III.16})$$

onde  $0 \leq t_0 < T_a$ ,  $q=0, \pm 1, \pm 2, \dots$  e  $T_a = 1/f_a = 909\text{s}/4rf_{sc}$ , obtêm-se os valores amostrados da componente de crominância dados por:

$$E'_C(t_0 + qT_a) = R' \text{sen}[\rho_0 + (909\pi sq/2r) + m(t_0 + qT_a) \cdot \beta] \quad (\text{III.17})$$

onde  $\rho_0 = 2\pi f_{sc} t_0$ .

A partir dessa equação pode-se analisar a interdependência entre as amostras para diversos casos.

### III.2.3 - Interdependência entre amostras na mesma linha

#### A. Amostras de crominância com mesmo módulo e sinal

Supondo que este fato ocorra para as amostras nos instantes " $t_0 + q_1 T_a$ " e " $t_0 + q_2 T_a$ ", tem-se da eq.(III.17):

$$\frac{909\pi s}{2r} \cdot q_2 = \begin{cases} \frac{909\pi s}{2r} q_1 + 2c\pi \\ (1+2c)\pi - \frac{909\pi s}{2r} q_1 - 2\rho_0 - 2m\beta \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

pois:  $\begin{cases} m(t_0 + q_1 T_a) = m(t_0 + q_2 T_a) = m \\ \text{sen}\theta = \text{sen}(\theta + 2c\pi) = \text{sen}[(1+2c)\pi - \theta] , c=n^\circ \text{ inteiro} \end{cases}$

Desenvolvendo as expressões, resultam:

$$q_2 - q_1 = 4rc/909s \quad \text{(III.19)}$$

$$q_2 + q_1 = (2r/909\pi s)[(1+2c)\pi - 2(\rho_0 + m\beta)] \quad \text{(III.20)}$$

Da eq.(III.19) obtêm-se a Tabela III.1 , contendo frequências de amostragem satisfazendo a condição (III.11) e relacionando amostras com cromaticidade de mesmo módulo e sinal.

c	Distância mínima entre 2 amostras de cromaticidade de mesmo módulo e sinal $(q_2 - q_1)$	$f_a$	Número de ciclos da sub-portadora de cor, $T_{sc}$ , entre as duas amostras $q_2$ e $q_1$
1	3	$3f_{sc}$	$T_{sc}$
2	5	$(5/2)f_{sc}$	$2T_{sc}$
3	8	$(8/3)f_{sc}$	$3T_{sc}$

Tabela III.1 - Frequência de amostragem em função da distância mínima entre duas amostras de mesma amplitude

Por esta tabela, observa-se que embora a taxa de amostragem seja menor para  $f_a = (5/2)f_{sc}$ , a correlação horizontal entre as amostras em banda base deve ser maior para  $f_a = 3f_{sc}$ . Em geral, para digitalização do sinal de vídeo, tem-se interesse por amostras não muito distantes entre si, já que a correlação é maior entre amostras próximas. Assim, considera-se neste estudo apenas as diferenças pequenas entre  $q_2$  e  $q_1$ .

A condição (III.20) mostra uma dependência dos resultados em função da amostragem inicial no instante " $t_0$ " e das componentes  $E_V^1(t)$  e  $E_U^1(t)$ . Como se deseja o caso de  $\beta$  arbitrário e  $f_a$  constante, este caso não é analisado.

B. Amostras de cromaticidade de mesmo módulo porém de sinais contrários

Supondo que este caso ocorra para as amostras nos instantes " $t_0+q_1T_a$ " e " $t_0+q_2T_a$ ", da eq. (III.17) resulta:

$$\frac{909\pi s}{2r} q_2 = \begin{cases} 2c\pi - \frac{909\pi s}{2r} q_1 - 2\rho_0 - 2m\beta \\ \frac{909\pi s}{2r} q_1 + (1+2c)\pi \end{cases} \quad (III.21)$$

pois:

$$m(t_0+q_1T_a) = m(t_0+q_2T_a) = m$$

$$\text{sen}\theta = -\text{sen}[\theta+(2c+1)\pi] = -\text{sen}(2c\pi-\theta) , c=n^\circ \text{ inteiro}$$

Portanto:

$$q_2 + q_1 = (4r/909\pi s)(c\pi - \rho_0 - m\beta) \quad (III.22)$$

$$q_2 - q_1 = (1+2c)2r/909s \quad (III.23)$$

A condição expressa pela eq.(III,22) não é estudada pelas mesmas razões citadas para a condição (III.20). Da eq. (III.23) obtêm-se a Tab. III.2 contendo frequências de amostragem satisfazendo a condição (III.11) e relacionando amostras com crominância de mesmo módulo, porém de sinais contrários.

c	Distância mínima entre 2 amostras de crominância de mesmo módulo porém de sinais contrários ( $q_2 - q_1$ )	$f_a$	Número de ciclos da sub-portadora de cor, $T_{sc}$ , entre as duas amostras $q_2$ e $q_1$
1	4	$(8/3)f_{sc}$	$(3/2)T_{sc}$
2	6	$(12/5)f_{sc}$	$(5/2)T_{sc}$
2	7	$(14/5)f_{sc}$	$(5/2)T_{sc}$

Tab. III.2 - Frequência de amostragem em função da distância mínima entre duas amostras com crominância de mesma amplitude porém de sinais opostos

III.2.4 - Interdependência entre amostras no mesmo campo (intra-campo)

A. Amostras de crominância em linhas adjacentes de mesmo módulo e sinal

Para amostragem nos instantes " $t_0+q_1T_a$ " e " $t_0+q_2T_a$ " deve-se ter:

$$E'_C(t_0+q_1T_a) = E'_C(t_0+q_2T_a) \quad (III.24)$$

Lembrando-se que ocorre um chaveamento PAL de linha para linha, isto é:

$$m(t_0+q_2T_a) = -m(t_0+q_1T_a) = -m \quad (III.25)$$

das eqs. (III.17), (III.24) e (III.25) resultam:

$$q_2 - q_1 = \frac{4r}{909\pi s} (c\pi+m\beta) \quad (III.26)$$

$$q_2 + q_1 = \frac{2r}{909\pi s} [(1+2c)\pi-2\rho_0] \quad (III.27)$$

Estas equações mostram que não é possível relacionar, de maneira simples, duas amostras em linhas adjacentes. A eq. (III.26) mostra uma dependência de  $f_a$  com o ângulo  $\beta$ , ou seja, de  $E'_V(t)$  e  $E'_U(t)$  ( $f_a$  varia com a cor) enquanto que a eq. (III.27) mostra uma dependência de  $f_a$  com a fase inicial de amostragem  $\rho_0$  ( $f_a$  varia com o instante inicial de amostragem). Em vista da necessidade de se utilizar técnicas [10],[11] complexas para aproveitar a correlação existente entre duas linhas adjacentes no mesmo campo, este caso A não é abordado neste trabalho.

B. Amostras de crominância em linhas adjacentes de mesmo módulo porém de sinais contrários

Neste caso, deve-se ter:

$$E'_C(t_0+q_1T_a) = -E'_C(t_0+q_2T_a) \quad (III.28)$$

$$m(t_0+q_2T_a) = -m(t_0+q_1T_a) = -m$$

Da eq.(III.17) resultam:

$$q_2 + q_1 = (4r/909\pi s)(c\pi - \rho_0) \quad (III.29)$$

$$q_2 - q_1 = (2r/909\pi s)[(1+2c)\pi + 2m\beta] \quad (III.30)$$

Como no caso (A) anterior, verifica-se na eq.(III.29) a dependência de  $f_a$  com a fase inicial de amostragem  $\rho_0$  enquanto que na eq.(III.30),  $f_a$  depende do valor de  $\beta$  que varia com a cor. Assim como no caso A, este caso não é tratado também nesta pesquisa.

Por outro lado, quando as amostras estão em linhas com o mesmo chaveamento PAL (por exemplo, linha "J" e linha "J+2") é possível obter uma relação simples entre elas para as frequências de amostragem obtidas no item III.2.3. Sejam então "J", "J+1" e "J+2", as linhas atual, 1ª prévia e 2ª prévia, respectivamente. Essa notação será utilizada para se obter as interdependências entre as amostras intra-campo em função de  $f_a$ .

### C. Frequência de amostragem $3f_{sc}$

Neste caso:

$$r/s = 3(909/4) \quad (III.31)$$

E da eq.(III.7) tem-se:

$$\frac{T_H}{T_a} = \frac{r}{s} = 681 + \frac{3}{4} \quad (III.32)$$

Esta expressão mostra que em um período horizontal  $T_H$  ocorrem  $(681 + (3/4))$  intervalos  $T_a$ . Portanto, ocorre um deslocamento das amostras de  $(1/4)T_a$  de linha para linha em relação à vertical. Em virtude disto, o número de amostras por linha depende da posição da 1ª amostra nesta linha. Pode-se ter 682 ou 681 amostras/linha. A Fig. III.2 ilustra as posições relativas das amostras e o número delas por linha para  $f_a = 3f_{sc}$ .

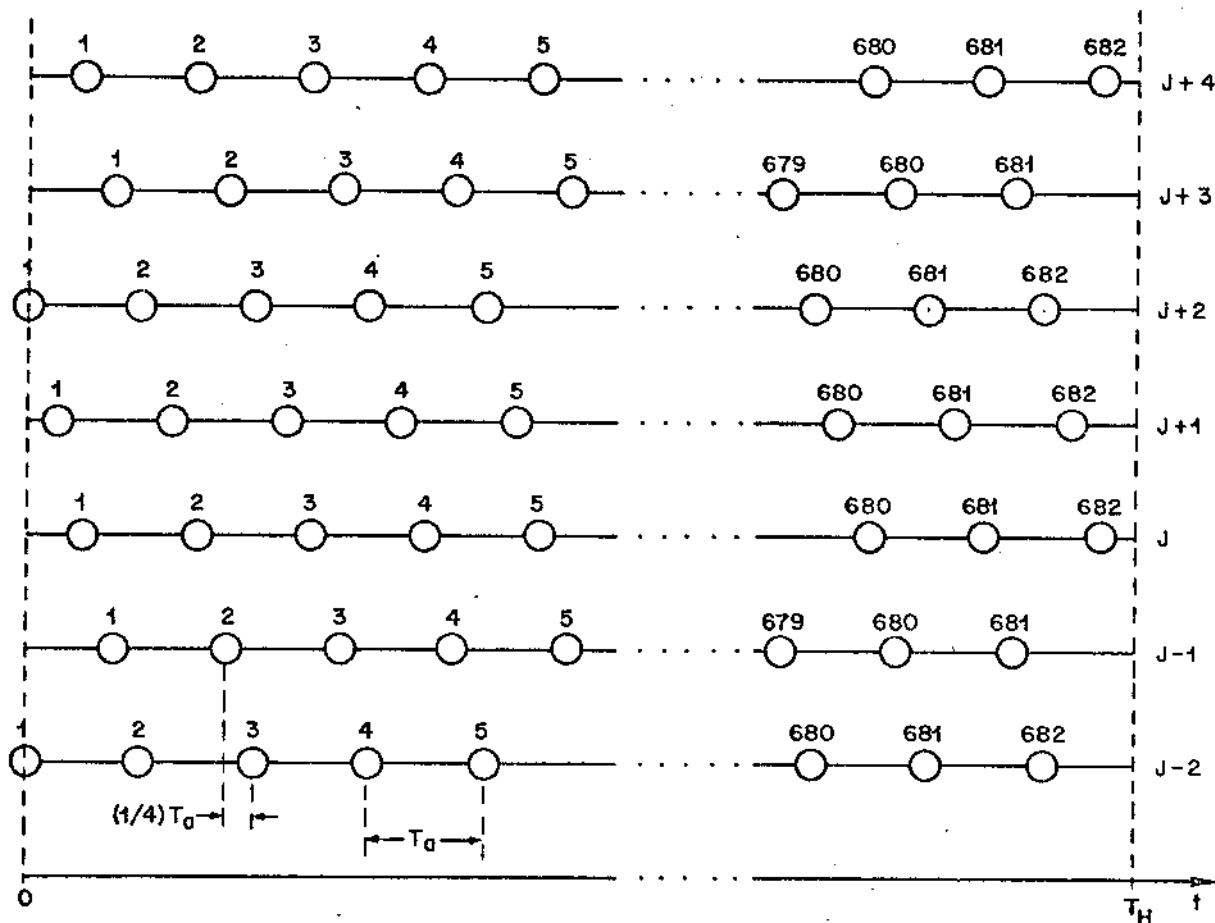


Fig. III.2 - Amostragem  $3f_{sc}$

Supondo que na linha "J" se tenha:  $m(t_0 + qT_a) = m$ , das eqs. (III.17) e (III.31), resultam:

$$\text{Linha "J"} : E'_C(t_0 + qT_a) = R' \text{sen}[\rho_0 + (2\pi/3)q + m\beta] \quad (\text{III.33})$$

$$\text{Linha "J+1"} : E'_C(t_0 + qT_a) = R' \text{sen}[\rho_0 + (2\pi/3)q - m\beta] \quad (\text{III.34})$$

$$\text{Linha "J+2"} : E'_C(t_0 + qT_a) = R' \text{sen}[\rho_0 + (2\pi/3)q + m\beta] \quad (\text{III.35})$$

Seja " $x_{i,j}$ " a amplitude da  $i$ -ésima amostra na  $j$ -ésima linha e " $x_{0,0}$ " a da amostra em questão de nº  $q_0$  na linha atual. Então, da eq. (III.33) tem-se:

$$x_{0,0} = E'_Y + R' \text{sen}[\rho_0 + (2\pi/3)q_0 + m\beta] \quad (\text{III.36})$$

onde  $E'_Y$  é a componente de luminância. A Tab. III.3 mostra a correspondência entre a amplitude " $x_{i,j}$ " e o número " $q$ " de amostras.

$x_{i,j}$	linha	$\dots x_{2,2}$	$x_{1,2}$	$x_{0,2}$	$x_{-1,2}$	$x_{-2,2} \dots$
q	J+2	$\dots q_0-1366$	$q_0-1365$	$q_0-1364$	$q_0-1363$	$q_0-1362 \dots$
$x_{i,j}$	linha	$\dots x_{2,1}$	$x_{1,1}$	$x_{0,1}$	$x_{-1,1}$	$x_{-2,1} \dots$
q	J+1	$\dots q_0-684$	$q_0-683$	$q_0-682$	$q_0-681$	$q_0-680 \dots$
$x_{i,j}$	linha	$\dots x_{2,0}$	$x_{1,0}$	$x_{0,0}$	$x_{-1,0}$	$x_{-2,0} \dots$
q	J	$\dots q_0-2$	$q_0-1$	$q_0$	$q_0+1$	$q_0+2 \dots$

Tab. III.3 - Correspondência entre a amplitude e a numeração das amostras para  $f_a = 3f_{sc}$

Conforme visto na Tab. III.1, para  $f_a = 3f_{sc}$ , a amplitude das amostras repete a cada  $3T_a$  na mesma linha dentro de áreas uniformes. Assim, as amostras  $x_{0,0}$ ,  $x_{1,0}$  e  $x_{2,0}$  são diferentes entre si enquanto que  $x_{-1,0}$  e  $x_{2,0}$  são iguais. De modo geral, tem-se a Tab. III.4, onde  $i=0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Linha J	$x_{i,0} = E'_Y + R' \text{sen}[\rho_0 + (2\pi/3)(q_0 - i) + m\beta]$ $x_{i,0} = x_{i+3,0}$
Linha J+1	$x_{i,1} = E'_Y + R' \text{sen}\{\rho_0 + (2\pi/3)[q_0 - (i+682)] - m\beta\}$ $x_{i,1} = x_{i+3,1}$
Linha J+2	$x_{i,2} = E'_Y + R' \text{sen}\{\rho_0 + (2\pi/3)[q_0 - (i+1364)] + m\beta\}$ $x_{i,2} = x_{i+3,2} = x_{i+2,0}$

Tab. III.4 - Interdependência entre amostras intra-campo para  $f_a = 3f_{sc}$

Pela Tab. III.4 observa-se que não existem amostras de mesmo módulo entre linhas adjacentes (J e J+1) porém existem entre linhas alternadas com o mesmo sinal de chaveamento PAL (J e J+2). Isto é mostrado na Fig. III.3 usando um mesmo símbolo para as amostras de mesmo módulo nas linhas "J" e "J+2".



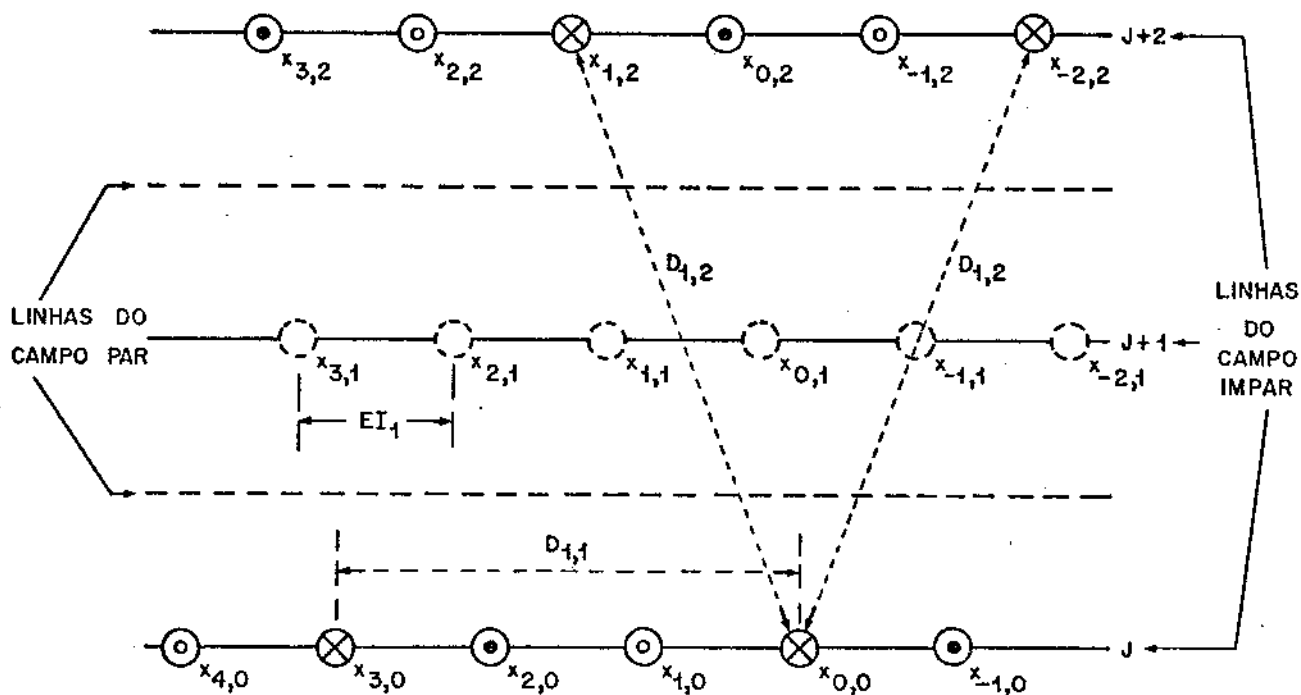


Fig. III.3 - Arranjo dos pontos de amostragem para  $f_a = 3f_{sc}$

Pode-se estimar a distância entre as amostras de mesma amplitude em termos do espaçamento entre duas amostras adjacentes na mesma linha ( $EI$ ), como mostra a Fig. III.4.

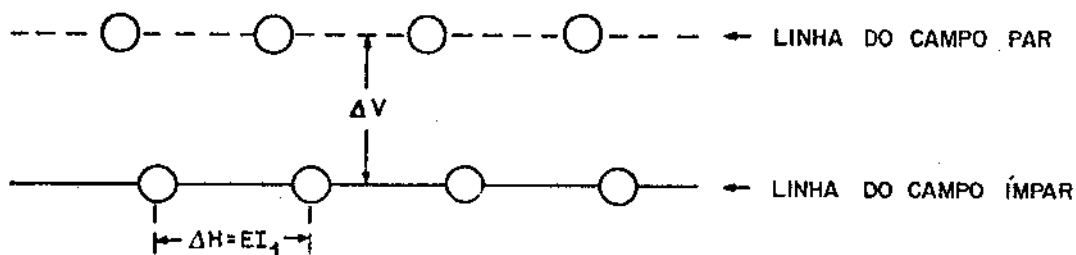


Fig. III.4 - Duas linhas adjacentes de um quadro de TV

Usando-se as relações:

$$A = H/V = 4/3$$

$$\Delta V \approx V/485$$

(III.37)

$$\Delta H_1 \cong H/525 \quad (f_a = 3f_{sc}) \quad (III.38)$$

resulta:  $\Delta V \cong 0,89 EI_1$  para  $f_a = 3f_{sc}$ . (III.39)

Note-se que os números 485 e 575 correspondem, respectivamente, ao número de linhas de varredura e ao número de amostras para  $f_a = 3f_{sc}$  que efetivamente existem na tela.

Assim, a distância entre as linhas "J" e "J+2" é de 3,56  $EI_1$ . Donde as distâncias  $D_{1,1}$  e  $D_{1,2}$  na Fig. III.3 valem

$$D_{1,1} = 3 EI_1 \quad (III.40)$$

$$D_{1,2} \cong 3,86 EI_1$$

Essas interdependências existentes entre as amostras na mesma linha e entre linhas são usadas no capítulo seguinte.

#### D. Frequência de amostragem $(5/2)f_{sc}$

Neste caso, tem-se:

$$\frac{T_H}{T_a} = \frac{r}{s} = \frac{5}{2} \cdot \frac{909}{4} = 568 + \frac{1}{8} \quad (III.41)$$

ou seja, ocorre um deslocamento das amostras de  $(1/8)T_a$ , de linha para linha e pode-se ter 568 ou 569 amostras/linha. A Fig. III.5 mostra a distribuição de amostras para  $f_a = (5/2)f_{sc}$ .

Das eqs. (III.17) e (III.41), supondo  $m(t_0 + qT_a) = m$  na linha "J", resultam:

$$\text{Linha "J"} : E'_C(t_0 + qT_a) = R' \text{sen}[\rho_0 + (4\pi/5)q + m\beta] \quad (III.42)$$

$$\text{Linha "J+1"} : E'_C(t_0 + qT_a) = R' \text{sen}[\rho_0 + (4\pi/5)q - m\beta] \quad (III.43)$$

$$\text{Linha "J+2"} : E'_C(t_0 + qT_a) = R' \text{sen}[\rho_0 + (4\pi/5)q + m\beta] \quad (III.44)$$

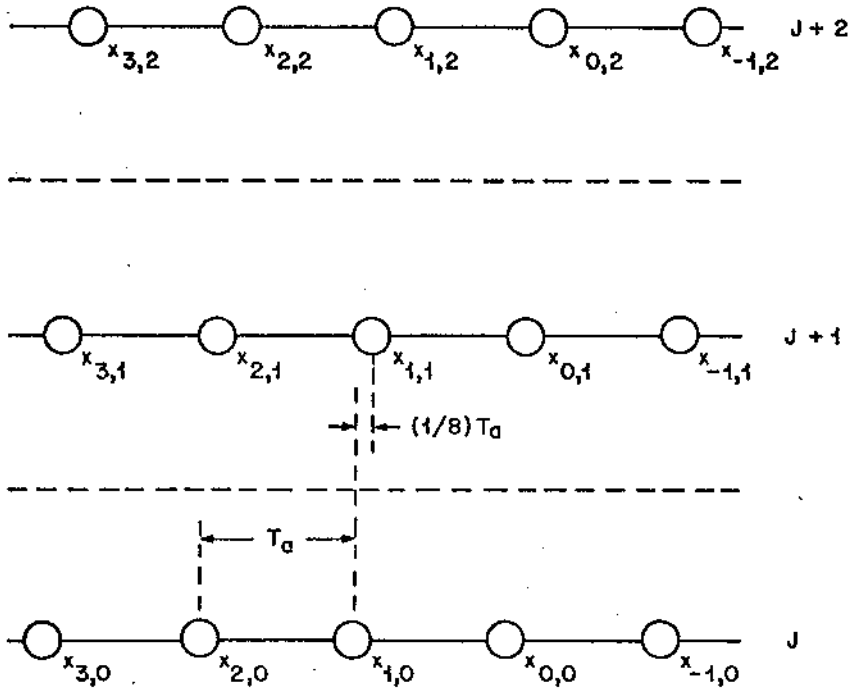


Fig. III.5 - Distribuição das amostras para  $f_a = (5/2)f_{sc}$

Analogamente ao caso anterior, supondo-se que " $x_{0,0}$ " corresponda à amostra de nº  $q_0$ ; tem-se a correspondência entre a amplitude e a numeração das amostras para  $f_a = (5/2)f_{sc}$ , mostrada na Tab. III.5.

$x_{i,j}$	Linha	$\dots x_{2,2}$	$x_{1,2}$	$x_{0,2}$	$x_{-1,2}$	$x_{-2,2} \dots$
q	J+2	$\dots q_0 - 1138$	$q_0 - 1137$	$q_0 - 1136$	$q_0 - 1135$	$q_0 - 1134 \dots$
$x_{i,j}$	Linha	$\dots x_{2,1}$	$x_{1,1}$	$x_{0,1}$	$x_{-1,1}$	$x_{-2,1} \dots$
q	J+1	$\dots q_0 - 570$	$q_0 - 569$	$q_0 - 568$	$q_0 - 567$	$q_0 - 566 \dots$
$x_{i,j}$	Linha	$\dots x_{2,0}$	$x_{1,0}$	$x_{0,0}$	$x_{-1,0}$	$x_{-2,0} \dots$
q	J	$\dots q_0 - 2$	$q_0 - 1$	$q_0$	$q_0 + 1$	$q_0 + 2 \dots$

Tab. III.5 - Correspondência entre a amplitude e a numeração das amostras para  $f_a = (5/2)f_{sc}$

Considerando o fato de que a amplitude das amostras se repete a cada  $5 T_a$  na mesma linha em áreas uniformes para  $f_a = (5/2)f_{sc}$ , tem-se a interdependência mostrada na Tab. III.6, onde  $i=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ .

Linha J	$x_{i,0} = E'_Y + R' \text{sen}[\rho_0 + (4\pi/5)(q_0 - i) + m\beta]$ $x_{i,0} = x_{i+5,0}$
Linha J+1	$x_{i,1} = E'_Y + R' \text{sen}\{\rho_0 + (4\pi/5)[q_0 - (i+568)] - m\beta\}$ $x_{i,1} = x_{i+5,1}$
Linha J+2	$x_{i,2} = E'_Y + R' \text{sen}\{\rho_0 + (4\pi/5)[q_0 + (i+1136)] + m\beta\}$ $x_{i,2} = x_{i+5,2} = x_{i+1,0}$

Tab. III.6 - Interdependência entre amostras intra-campo para  $f_a = (5/2)f_{sc}$

A Fig. III.6 apresenta as amostras de mesmo valor nas linhas "J" e "J+2" usando os mesmos símbolos para as amostras de mesmo módulo.

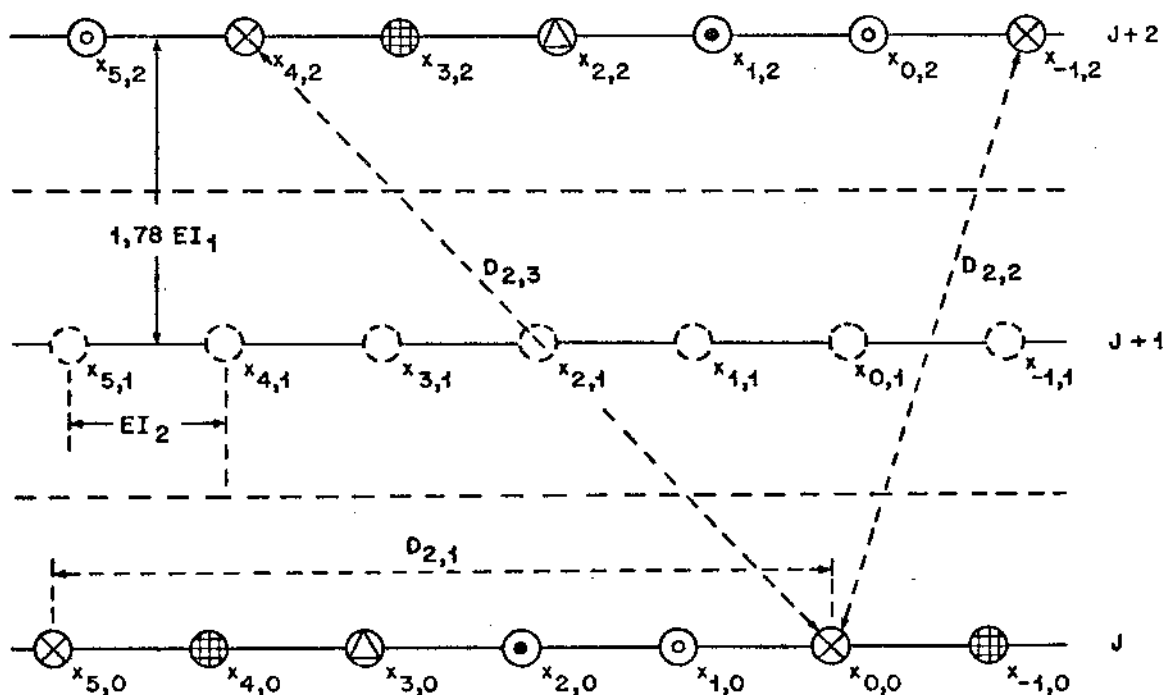


Fig. III.6 - Arranjo dos pontos de amostragem para  $f_a = (5/2)f_{sc}$

Seja  $EI_2$  o espaçamento entre as amostras nesta frequência de amostras. Então tem-se:

$$6EI_1 = 5EI_2 \quad \text{ou} \quad EI_2 = 1,2 EI_1 \quad (\text{III.45})$$

Logo as distâncias  $D_{2,1}$ ,  $D_{2,2}$  e  $D_{2,3}$  na Fig. III.6 valem:

$$D_{2,1} = 6 EI_1 \quad (\text{III.46})$$

$$D_{2,2} = 3,86 EI_1 \quad (\text{III.46})$$

$$D_{2,3} = 5,74 EI_1$$

E. Frequência de amostragem  $(8/3)f_{sc}$

Neste caso:

$$\frac{T_H}{T_a} = \frac{r}{s} = \frac{8}{3} \cdot \frac{909}{4} = 606 \quad (\text{III.47})$$

ou seja, tem-se sempre 606 amostras/linhas. Sendo " $x_{0,0}$ " a amostra de nº  $q_0$ , a amostra correspondente na vertical é  $x_{0,1}$  de nº  $(q_0 - 606)$ . Acima desta tem-se a amostra " $x_{0,2}$ " de nº  $(q_0 - 1212)$ . Portanto, para  $m(t_0 + qT_a) = m$  na linha "J", as componentes de crominância são dadas por:

$$\text{Linha "J"} : (E'_C)_{i,0} = R' \text{sen}[\rho_0 + (3\pi/4)(q_0 - i) + m\beta]$$

$$\text{Linha "J+1"} : (E'_C)_{i,1} = R' \text{sen}[\rho_0 + (3\pi/4)[q_0 - (i+606)] - m\beta]$$

$$\text{Linha "J+2"} : (E'_C)_{i,2} = R' \text{sen}[\rho_0 + (3\pi/4)(q_0 - (i+1212)) + m\beta]$$

(III.48)

onde  $i=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ . Destas equações, resultam:

$$(E'_C)_{i,j} = -(E'_C)_{i+4,j} = (E'_C)_{i+8,j} \quad (\text{III.49})$$

$$(E'_C)_{i,j} = -(E'_C)_{i,j+2} \quad (\text{III.50})$$

onde  $(E'_c)_{i,j}$  representa a componente de crominância da amostra  $x_{i,j}$ . A Fig. III.7 apresenta a relação entre as amostras em termos da componente de crominância de mesmo módulo nas linhas "J" e "J+2".

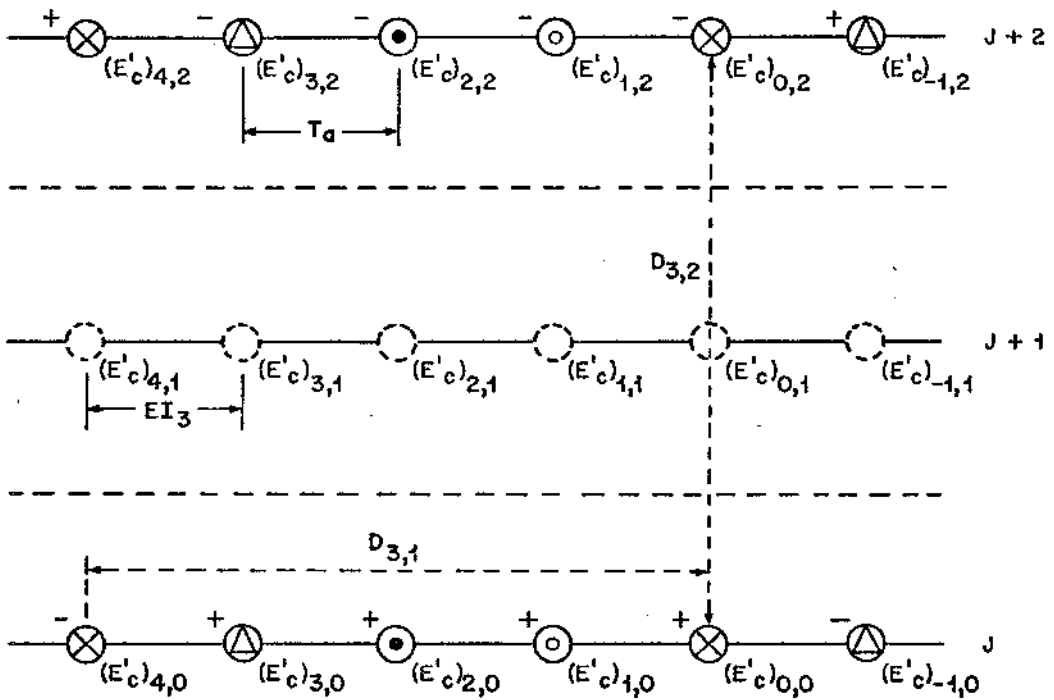


Fig. III.7 - Amostras de crominância para  $f_a = (8/3)f_{sc}$

Como  $EI_3 = 1,125 EI_1$ , as distâncias  $D_{3,1}$  e  $D_{3,2}$  valem:

$$D_{3,1} = 4,5 EI_1$$

(III.51)

$$D_{3,2} = 3,56 EI_1$$

onde  $EI_3$  é a distância entre as amostras neste caso.

#### F. Frequências de amostragem $(12/5)f_{sc}$ e $(14/5)f_{sc}$

A Tab. III.7 mostra o número de amostras em um período de linha  $T_H$ , para as duas frequências.

$f_a$	$T_H/T_a$
$(12/5)f_{sc}$	$545 + (2/5)$
$(14/5)f_{sc}$	$636 + (3/10)$

Tab. III.7 - Número de intervalos  $T_a$ /período horizontal  $T_H$

Devido ao deslocamento de amostras de linha para linha, o número de amostras, para  $f_a=(12/5)f_{sc}$ , será 545 ou 546 enquanto que, para  $f_a=(14/5)f_{sc}$ , será 636 ou 637 em uma linha de varredura. Sendo " $x_{0,0}$ " a amostra de nº  $q_0$ , tem-se a correspondência:  $x_{i,j} \leftrightarrow q_a$  apresentada na Tab. III.8.

$f_a$	Linha J : $x_{i,0}$	Linha (J+1) : $x_{i,1}$	Linha (J+2) : $x_{i,2}$
$(12/5)f_{sc}$	$q_0-i$	$q_0-(i+545)$	$q_0-(i+1090)$
$(14/5)f_{sc}$	$q_0-i$	$q_0-(i+636)$	$q_0-(i+1272)$

Tab. III.8 - Correspondência entre a amplitude e a numeração das amostras

Supondo-se que  $m(t_0+qT_a)=m$  na linha "J", o sinal de crominância é dado pela Tab. III.9.

Dessa tabela resultam as relações:

$$\text{para } f_a=(12/5)f_{sc}: (E'_C)_{i,j} = -(E'_C)_{i+6,j} = (E'_C)_{i+12,j} \quad (\text{III.52})$$

$$x_{i,j} = x_{i+2,j+2} \quad (\text{III.53})$$

$$\text{para } f_a=(14/5)f_{sc}: (E'_C)_{i,j} = -(E'_C)_{i+7,j} = (E'_C)_{i+14,j} \quad (\text{III.54})$$

$$x_{i,j} = x_{i+2,j+2} \quad (\text{III.55})$$

Linha	$f_a$	$(E'_C)_{i,j}$
J	$(12/5)f_{sc}$	$R' \text{ sen}[\rho_0 + (5\pi/6)(q_0 - i) + m\beta]$
	$(14/5)f_{sc}$	$R' \text{ sen}[\rho_0 + (5\pi/7)(q_0 - i) + m\beta]$
J+1	$(12/5)f_{sc}$	$R' \text{ sen}\{\rho_0 + (5\pi/6)[q_0 - (i+545)] - m\beta\}$
	$(14/5)f_{sc}$	$R' \text{ sen}\{\rho_0 + (5\pi/7)[q_0 - (i+636)] - m\beta\}$
J+2	$(12/5)f_{sc}$	$R' \text{ sen}\{\rho_0 + (5\pi/6)[q_0 - (i+1090)] + m\beta\}$
	$(14/5)f_{sc}$	$R' \text{ sen}\{\rho_0 + (5\pi/7)[q_0 - (i+1272)] + m\beta\}$

Tab. III.9 - Sinal de crominância para  $f_a = (12/5)f_{sc}$  e  $f_a = (14/5)f_{sc}$

As Figs. III.8 e III.9 mostram as interdependências entre as amostras nas linhas "J" e "J+2", onde "+" ou "-" indicam o sinal de crominância com mesmo módulo.

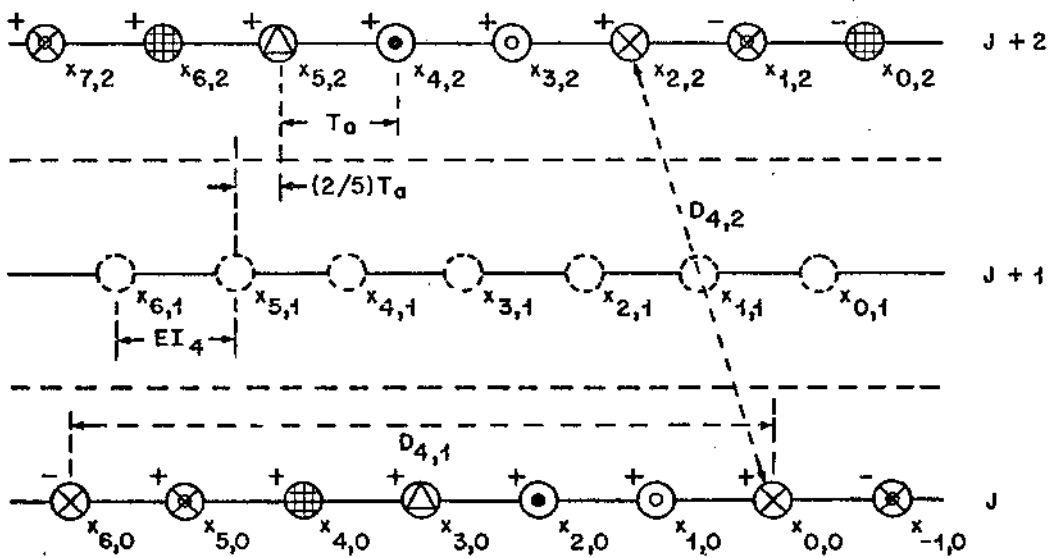


Fig. III.8 - Arranjo dos pontos de amostragem para  $f_a = (12/5)f_{sc}$



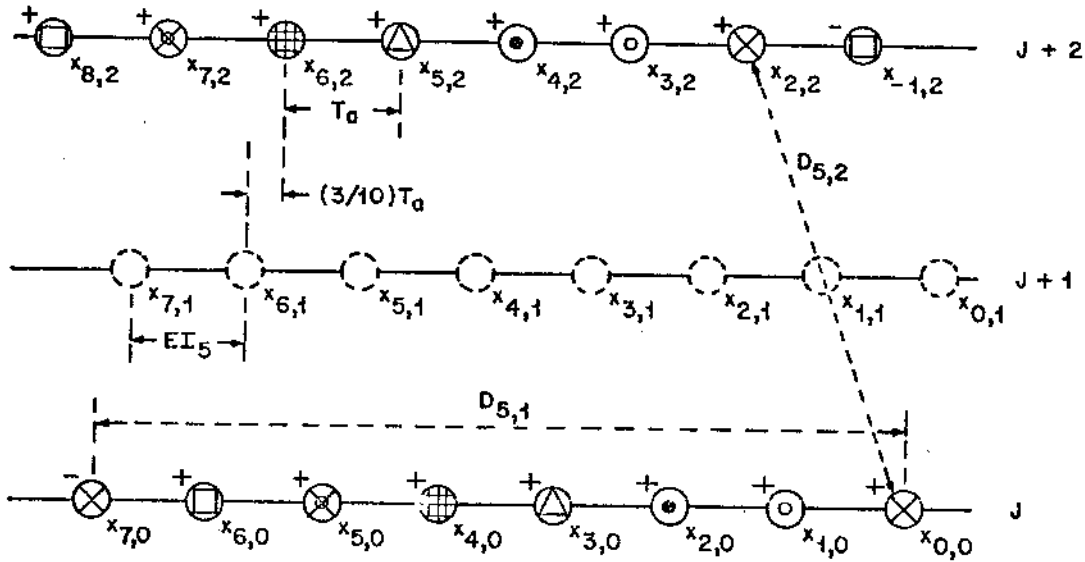


Fig. III.9 - Arranjo dos pontos de amostragem para  $f_a = (14/5)f_{sc}$

Considerando-se que  $EI_4 = 1,25 EI_1$  e  $EI_5 \cong 1,07 EI_1$ , as distâncias "D" nas Figs. III.8 e III.9 valem:

$$D_{4,1} = 7,5 EI_1$$

$$D_{4,2} \cong 3,86 EI_1$$

$$D_{5,1} = 7,5 EI_1$$

$$D_{5,2} \cong 3,86 EI_1$$

(III.56)

Assim, as Figs. III.3, III.6, III.7, III.8 e III.9 mostram a possibilidade de se aproveitar a interdependência existente entre as amostras nas linhas "J" e "J+2" do mesmo campo.

III.2.5 - Interdependência entre amostras em campos sucessivos (inter-campos)

Mesmo entre amostras intra-campo, só foi possível relacioná-las de maneira simples quando elas eram de linhas com o mesmo sinal de chaveamento PAL. Este fato deve também ser levado em conta para relacionar amostras inter-campos. Além disso, deve ser considerada a sequência periódica de varredura dos campos no sistema PAL-M já apresentada no Capítulo II (Fig. II.15).

Pode-se ver então que, sendo "J" uma linha genérica no campo par, as linhas adjacentes imediatamente abaixo e acima no campo ímpar prévio são as linhas "J+262" e "J+263", respectivamente, como mostra a Fig. III.10.

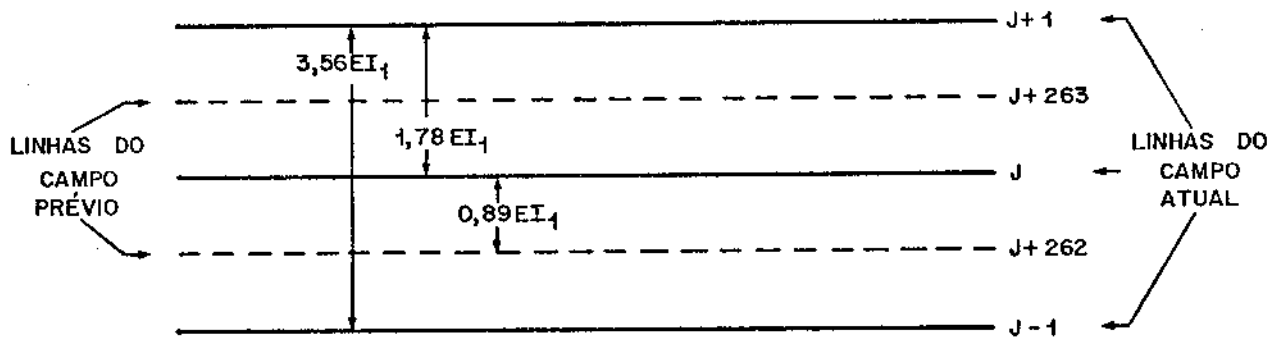


Fig. III.10 - Entrelaçamento e enumeração das linhas nos campos par e ímpar

Dessas linhas, "J+262" é aquela que tem o mesmo sinal de chaveamento PAL da linha "J". Por outro lado, o intervalo de tempo entre um ponto arbitrário na linha "J" e o ponto imediatamente abaixo, na vertical, na linha "J+262" é de  $T_V - (1/2)T_H$  ou  $262 T_H$ , onde  $T_V$  é o período de um campo.

O número de intervalos  $T_a$  dentro de um intervalo  $262 T_H$  é dado na Tab. III.10 para as 5 frequências de amostragem.

Por esta tabela, nota-se que apenas para  $f_a = (8/3)f_{sc}$  ocorre sempre um número fixo de amostras dentro de  $262 T_H$ .

$f_a$	$3f_{sc}$	$(5/2)f_{sc}$	$(8/3)f_{sc}$	$(12/5)f_{sc}$	$(14/5)f_{sc}$
$\frac{262T_H}{T_a}$	$178618 + \frac{1}{2}$	$148848 + \frac{3}{4}$	158772	$142894 + \frac{4}{5}$	$166710 + \frac{3}{5}$

Tab. III.10 - Fator  $(262 T_H/T_a)$  para as várias frequências de amostragem

Considerando-se que " $x_{0,0}$ " corresponde à amostra de nº  $q_0$  e que  $m(t_0 + qT_a) = m$  na linha "J", a interdependência entre as amostras nas linhas "J" e "J+262" é apresentada na Tab. III.11, onde  $i=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ . A interdependência entre amostras intra-campos é apresentada nas Figs. III.11, III.12, III.13, III.14, e III.15 para  $f_a = 3f_{sc}, (5/2)f_{sc}, (8/3)f_{sc}, (12/5)f_{sc}$  e  $(14/5)f_{sc}$ , respectivamente.

$f_a$	$x_{i,j}$
$3f_{sc}$	$x_{i,262} = E'_Y + R' \text{sen}\{\rho_0 + (2\pi/3)[q_0 - (i+178618)] + m\beta\}$ $x_{i,262} = x_{i+1,0}$
$(5/2)f_{sc}$	$x_{i,262} = E'_Y + R' \text{sen}\{\rho_0 + (4\pi/5)[q_0 - (i+148848)] + m\beta\}$ $x_{i,262} = x_{i-2,0}$
$(8/3)f_{sc}$	$x_{i,262} = E'_Y + R' \text{sen}\{\rho_0 + (3\pi/4)[q_0 - (i+158772)] + m\beta\}$ $(E'_C)_{i,262} = -(E'_C)_{i,0}$
$(12/5)f_{sc}$	$x_{i,262} = E'_Y + R' \text{sen}\{\rho_0 + (5\pi/6)[q_0 - (i+142894)] + m\beta\}$ $x_{i,262} = x_{i-2,0}$
$(14/5)f_{sc}$	$x_{i,262} = E'_Y + R' \text{sen}\{\rho_0 + (5\pi/7)[q_0 - (i+166710)] + m\beta\}$ $x_{i,262} = x_{i-2,0}$

Tab. III.11 - Interdependência entre amostras nas linhas "J" e "J+262"

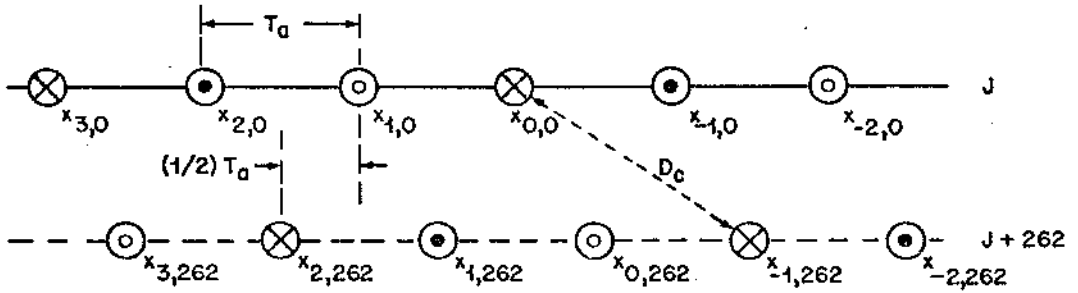


Fig. III.11 - Amostras inter-campos para  $f_a = 3f_{sc}$

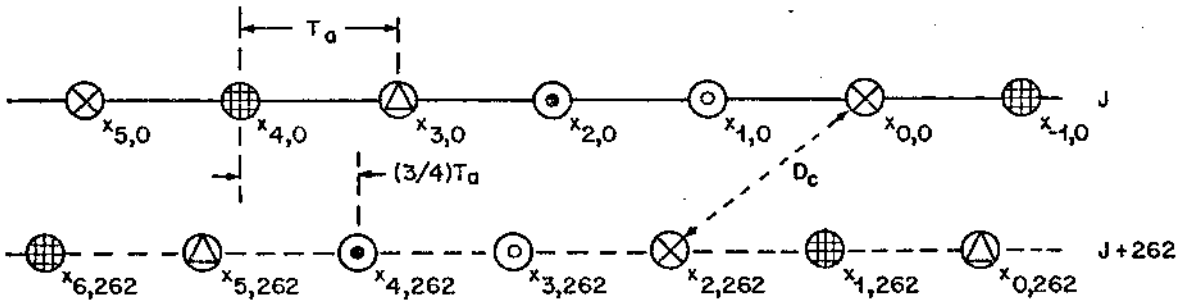


Fig. III.12 - Amostras inter-campos para  $f_a = (5/2)f_{sc}$

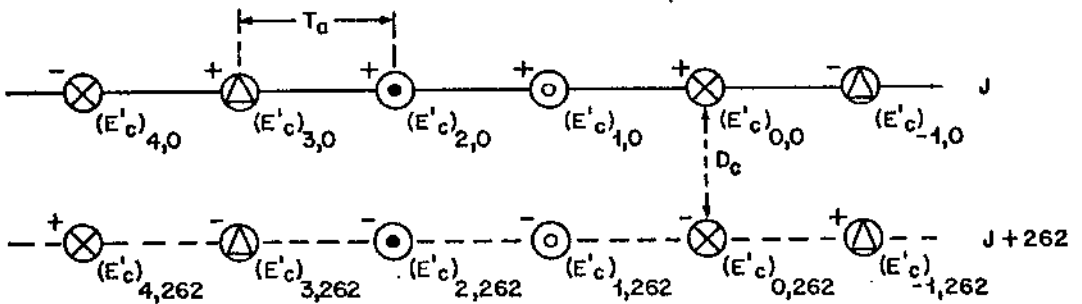


Fig. III.13 - Amostras inter-campos para  $f_a = (8/3)f_{sc}$

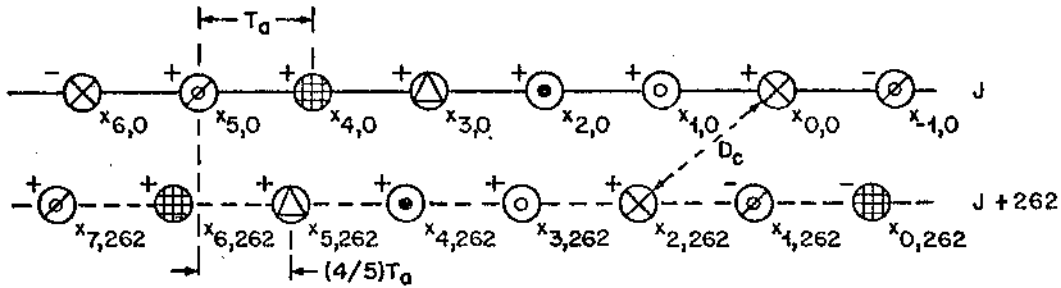


Fig. III.14 - Amostras inter-campos para  $f_a = (12/5)f_{sc}$

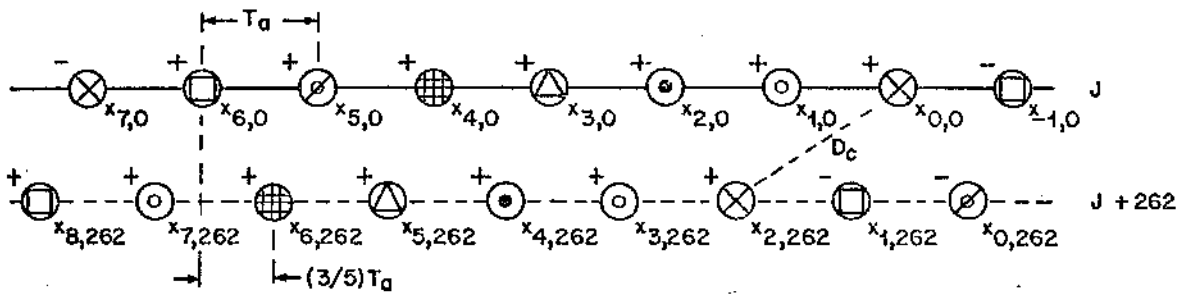


Fig. III.15 - Amostras inter-campos para  $f_a = (14/5)f_{sc}$

A Tab. III.12 mostra as distâncias  $D_C$  entre as amostras correlatas para as cinco frequências nas linhas "J" e "J+262". A tabela mostra também os sinais de cromaticidade das amostras relacionadas.

$f_a$	$3f_{sc}$	$(5/2)f_{sc}$	$(8/3)f_{sc}$	$(12/5)f_{sc}$	$(14/5)f_{sc}$
$D_C$ ( $EI_1$ )	1,74 + ————— +	1,74 + ————— +	0,89 + ————— -	1,74 + ————— +	1,74 + ————— +

Tab. III.12 - Distância entre amostras inter-campos

III.2.6 - Interdependência entre amostras em quadros sucessivos (inter-quadros)

Pela Fig. III.15 e eq.(III.17), nota-se que não existe uma possibilidade simples de aproveitamento das amostras na mesma linha de varredura do quadro anterior por dois motivos. Primeiro, devido ao chaveamento PAL e, segundo, porque o número de linhas por quadro é ímpar. No entanto, é possível obter a interdependência entre as amostras na linha "J" (quadro atual) e nas linhas "J+524" e/ou "J+526" (quadro prévio).

O número de intervalos  $T_a$  em  $524 T_H$  ou  $526 T_H$  é mostrado na Tab. III.13.

$f_a$	Linha adjacente inferior $524 T_H/T_a$	Linha adjacente superior $526 T_H/T_a$
$3f_{sc}$	357237	$358600 + \frac{1}{2}$
$(5/2)f_{sc}$	$297697 + \frac{1}{2}$	$298833 + \frac{3}{4}$
$(8/3)f_{sc}$	317544	318756
$(12/5)f_{sc}$	$285789 + \frac{3}{5}$	$286880 + \frac{2}{5}$
$(14/5)f_{sc}$	$333421 + \frac{1}{5}$	$334693 + \frac{4}{5}$

Tab. III.13 - Fatores  $(524 T_H/T_a)$  e  $(526 T_H/T_a)$  para várias frequências de amostragem

Supondo-se novamente que " $x_{0,0}$ " corresponde à amostra de número " $q_0$ " e que  $m(t_0 + qT_a) = m$  na linha "J", a interdependência entre amostras na linha atual e na linha adjacente inferior ou superior do quadro prévio é apresentada na Tab. III.14.

$f_a$	$x_{i,j}$
$3f_{sc}$	$x_{i,524} = E'_Y + R' \text{sen} \{ \rho_0 + (2\pi/3) [q_0 - (i+357237)] + m\beta \}$ $x_{i,526} = E'_Y + R' \text{sen} \{ \rho_0 + (2\pi/3) [q_0 - (i+358600)] + m\beta \}$ $x_{i,0} = x_{i,524} = x_{i+2,526}$
$(5/2)f_{sc}$	$x_{i,524} = E'_Y + R' \text{sen} \{ \rho_0 + (4\pi/5) [q_0 - (i+297697)] + m\beta \}$ $x_{i,526} = E'_Y + R' \text{sen} \{ \rho_0 + (4\pi/5) [q_0 - (i+298833)] + m\beta \}$ $x_{i,0} = x_{i+3,524} = x_{i+2,526}$
$(8/3)f_{sc}$	$x_{i,524} = E'_Y + R' \text{sen} \{ \rho_0 + (3\pi/4) [q_0 - (i+317544)] + m\beta \}$ $x_{i,526} = E'_Y + R' \text{sen} \{ \rho_0 + (3\pi/4) [q_0 - (i+318756)] + m\beta \}$ $x_{i,0} = x_{i,524} \quad e \quad (E'_C)_{i,0} = -(E'_C)_{i,526}$
$(12/5)f_{sc}$	$x_{i,524} = E'_Y + R' \text{sen} \{ \rho_0 + (5\pi/6) [q_0 - (i+285789)] + m\beta \}$ $x_{i,526} = E'_Y + R' \text{sen} \{ \rho_0 + (5\pi/6) [q_0 - (i+286880)] + m\beta \}$ $x_{i,0} = x_{i+3,524} \quad e \quad (E'_C)_{i,0} = -(E'_C)_{i-2,526}$
$(14/5)f_{sc}$	$x_{i,524} = E'_Y + R' \text{sen} \{ \rho_0 + (5\pi/7) [q_0 - (i+333421)] + m\beta \}$ $x_{i,526} = E'_Y + R' \text{sen} \{ \rho_0 + (5\pi/7) [q_0 - (i+334693)] + m\beta \}$ $x_{i,0} = x_{i+3,524} \quad e \quad (E'_C)_{i,0} = -(E'_C)_{i-2,526}$

Tab. III.14 - Interdependência entre amostras nas linhas "J" ,  
"J+524" e "J+526"

As Figs. (III.16) a (III.20) mostram as disposições das amostras nas linhas "J", "J+524" e "J+526".

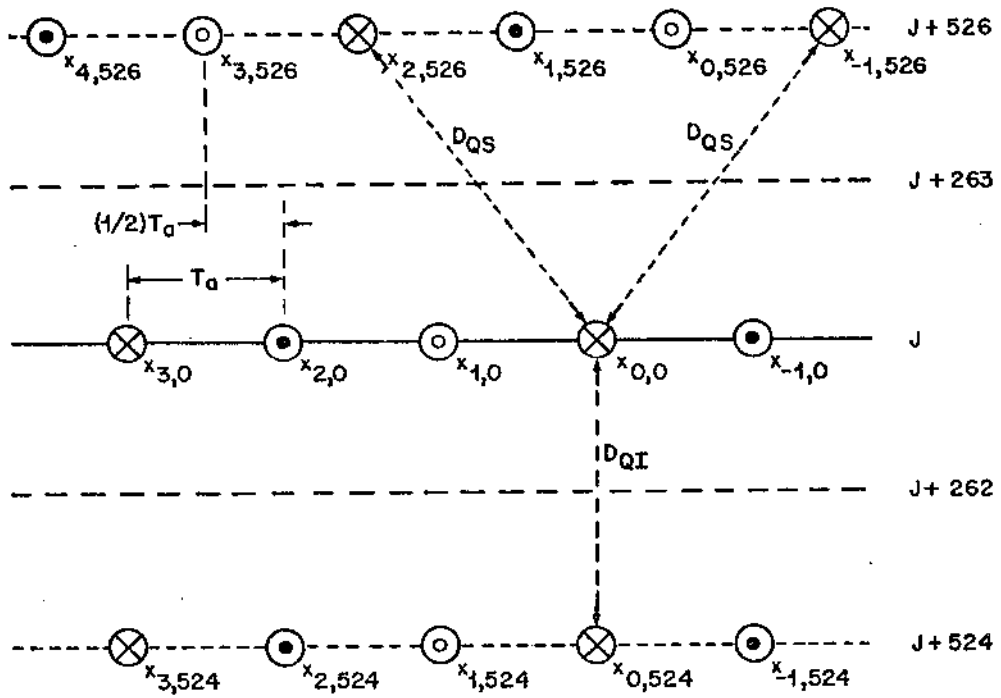


Fig. III.16 - Amostras inter-quadros para  $f_a = 3f_{sc}$

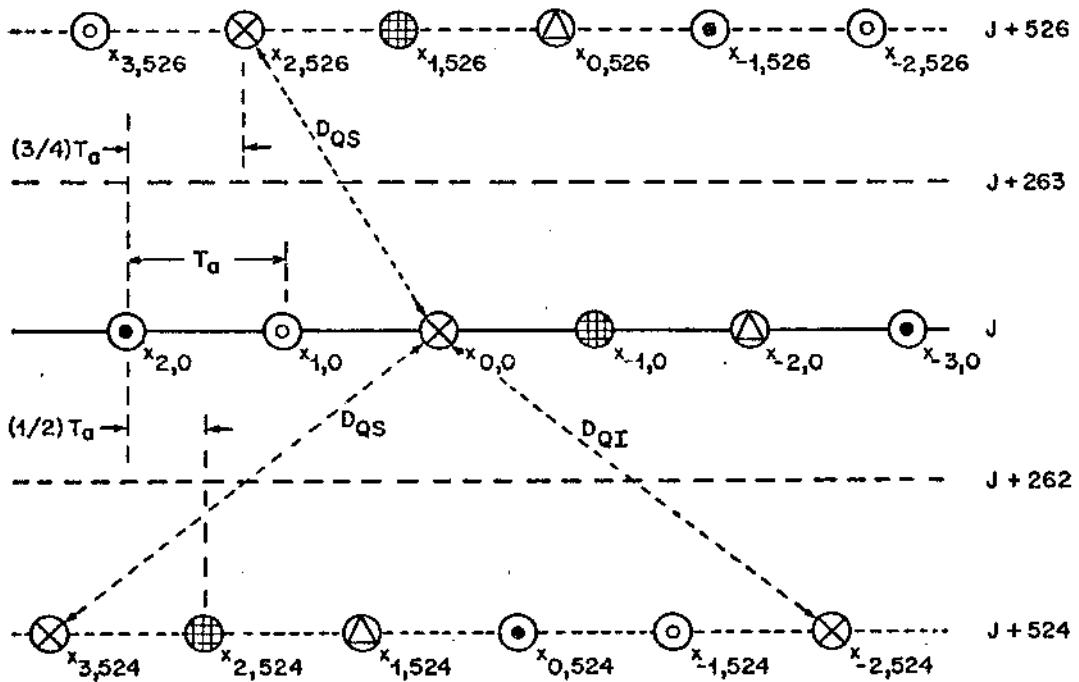


Fig. III.17 - Amostras inter-quadros para  $f_a = (5/2)f_{sc}$



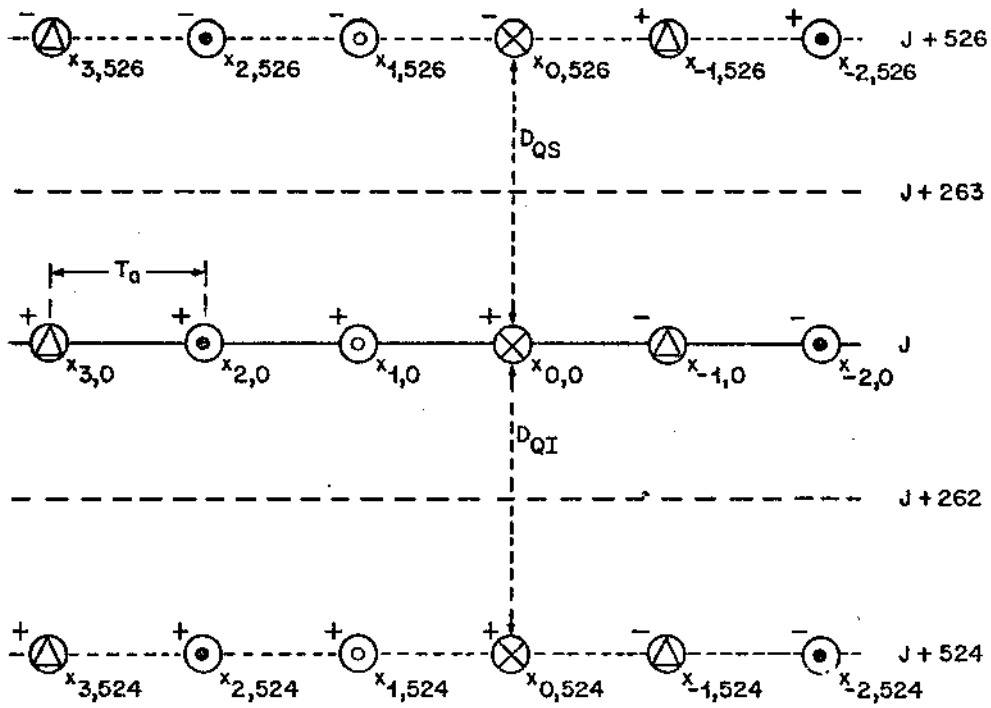


Fig. III.18 - Amostras inter-quadros para  $f_a = (8/3)f_{sc}$

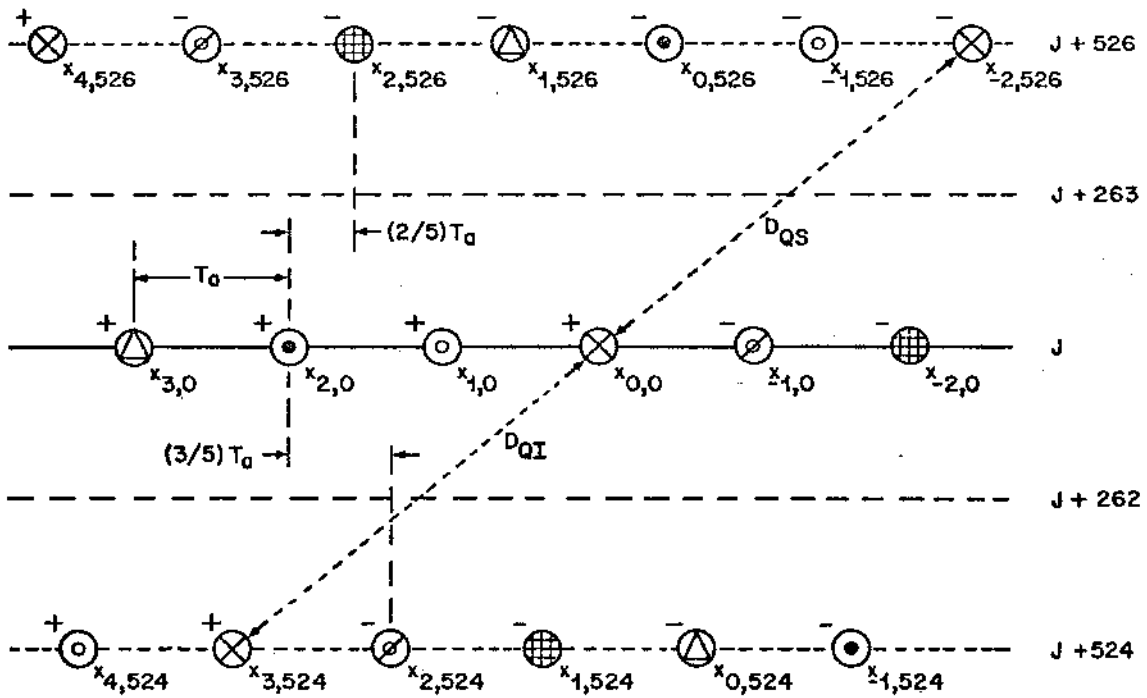


Fig. III.19 - Amostras inter-quadros para  $f_a = (12/5)f_{sc}$

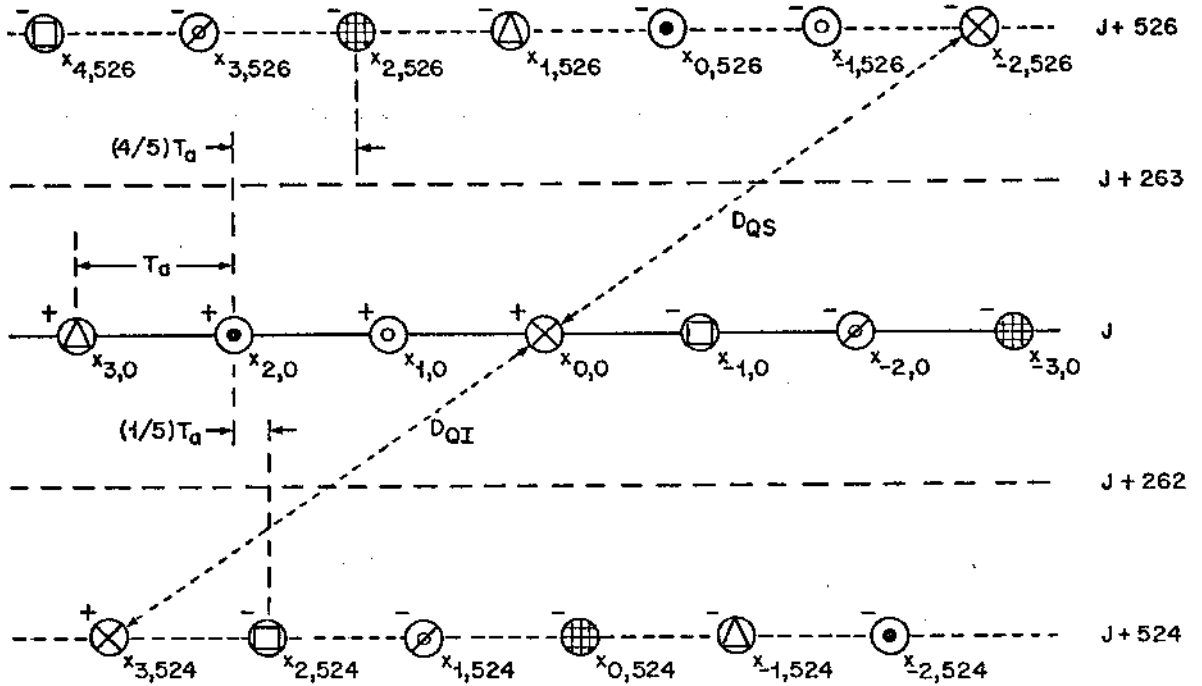


Fig. III.20 - Amostras inter-quadros para  $f_a = (14/5)f_{sc}$

As distâncias  $D_{QI}$  e  $D_{QS}$  nas Figs. III.16 a III.20 são apresentadas na Tab. III.15. Nesta tabela são também mostrados os sinais de crominância das amostras relacionadas.

$f_a$	$3f_{sc}$	$(5/2)f_{sc}$	$(8/3)f_{sc}$	$(12/5)f_{sc}$	$(14/5)f_{sc}$
$D_{QI}[EI_1]$	1,78 +-----+	3,49 +-----+	1,78 +-----+	3,49 +-----+	3,49 +-----+
$D_{QS}[EI_1]$	2,33 +-----+	2,33 +-----+	1,78 +----- -	3,49 +----- -	3,49 +----- -

Tab. III.15 - Distâncias entre amostras inter-quadros

### III.3 - COMENTÁRIOS

Através de um modelamento do sinal de vídeo PAL-M foram

relacionadas as frequências de amostragem utilizáveis para codificação composta do sinal de TV. Em função dessas frequências, obtve-se as interdependências existentes entre amostras localizadas em linhas com o mesmo sinal de chaveamento PAL. A interdependência entre amostras em linhas adjacentes é possível utilizando técnicas mais complexas que não são abordadas neste trabalho [39]. Cabe frisar que a meta principal deste capítulo foi de estudar de forma exaustiva as frequências de amostragem e, além disso, providenciar recursos que permitam o estudo dos preditores para o sistema MCPD no próximo capítulo.

DC/4852

CAPÍTULO IV

PREDITORES COM LUMINÂNCIA CORRIGIDA PARA O SISTEMA MCPD  
DO SINAL DE VÍDEO COMPOSTO PAL-M

#### IV.1 - INTRODUÇÃO

Em virtude da ampla faixa de frequência ocupada pelo sinal de vídeo composto PAL-M, observa-se a real necessidade de se remover as redundâncias contidas no sinal, minimizando-se, desta forma, a taxa de bits necessária para transmissão.

Dentre as várias técnicas existentes para tal finalidade, uma das mais promissoras no caso de sinal de TV comercial é a codificação composta MCPD (Modulação por Código de Pulsos Diferencial), uma vez que o seu desempenho é comparável [41] aos de outras técnicas, além de ser de implementação física mais simples quando comparada, por exemplo, com o método de transformadas.

Nesse sistema MCPD, a frequência de amostragem do sinal, vista no capítulo anterior, e a eficiência do algoritmo de predição desenvolvido neste capítulo contribuem de maneira decisiva à compressão de faixa do sinal de vídeo. Porém, devido à característica aleatória do sinal de TV, não é possível obter um algoritmo de predição que seja eficiente para qualquer tipo de cena.

Assim, são desenvolvidos, neste capítulo, vários preditores (unidimensionais e bidimensionais) para um modelo do sinal de vídeo composto PAL-M válido em regiões uniformes ou regiões onde os brilhos primários ( $B_R$ ,  $B_G$  e  $B_B$ ) variam lenta e linearmente. A justificativa para tal procedimento se baseia no fato de que o sinal de TV é composto de muitas áreas uniformes ou quase uniformes. As previsões corretas nestas áreas devem aumentar a eficiência do algoritmo de predição. Por outro lado, as distâncias envolvidas entre as amostras que compõem o algoritmo de predição devem também ser consideradas, pois tem-se mais correlação entre as amostras quanto mais próximas elas forem. Em qualquer caso, uma melhor avaliação do desempenho dos preditores requer a utilização de um conjunto de imagens (SMPTE, por exemplo) que represente o universo de cenas possíveis em televisão comercial.

#### IV.2 - SISTEMA MCPD

O sistema MCPD (Modulação por Código de Pulsos Diferencial) é um dos métodos mais eficientes para se conseguir a redução

da taxa de bits requerida para o sinal de vídeo com qualidade de radiodifusão [40]. O esquema básico desses sistema digital convencional está ilustrado na Fig. IV.1.

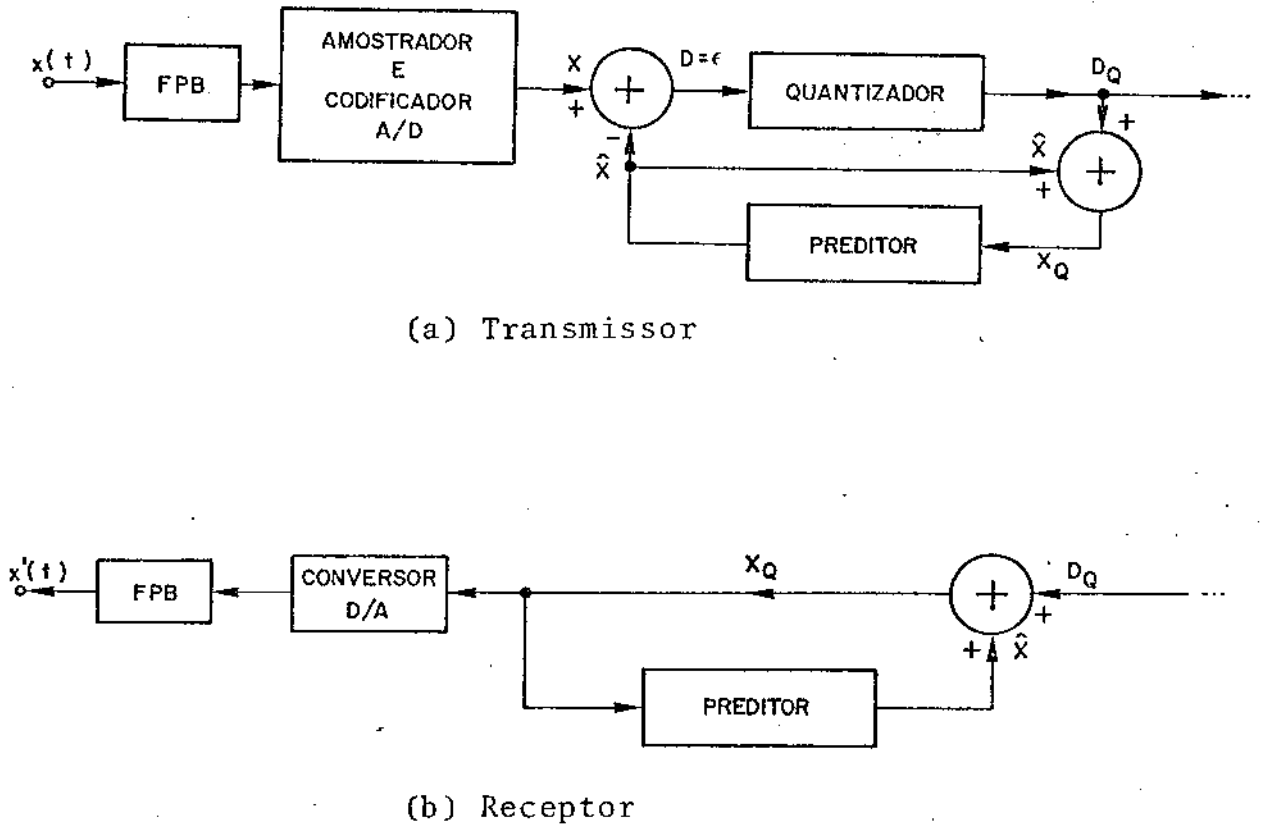


Fig. IV.1 - Diagrama do Sistema MCPD

No transmissor, o sinal de vídeo filtrado é inicialmente amostrado nos instantes:

$$t_q = t_0 + qT_a \tag{IV.1}$$

onde  $t_0$  representa o instante inicial de amostragem,  $T_a$  é o período de amostragem e  $q=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ . Em seguida, o valor da amostra é codificado em 8 bits. Após a conversão A/D, todas as operações no sistema são realizadas digitalmente. O sinal erro " $\epsilon$ " resultante da diferença entre o valor da amostra atual " $X$ " e o valor da amostra prevista " $\hat{X}$ " em função das amostras anteriores é

então quantizado. Esta operação pode ser linear ou não, sendo que a preferência é dada por uma lei de quantização não-linear. Dentre estas, escolhe-se aquela que melhor se adapte à estatística do sinal diferença "D". Na saída do quantizador, tem-se " $D_Q$ " que é o sinal diferença acometido no ruído de quantização. A soma dos sinais  $D_Q$  e  $\hat{X}$  resulta do sinal  $X_Q$ , que por sua vez, alimenta o preditor o qual prevê o valor da próxima amostra. O sinal " $X_Q$ " é uma réplica do sinal  $X$  codificado porém com ruído de quantização.

Na prática, existem os atrasos nos somadores, preditor e quantizador. Assim, o atraso total para se obter o valor previsto da próxima amostra deve ser menor que um período de amostragem.

No receptor, deve-se recuperar as amostras do sinal a partir das diferenças transmitidas. Para tanto, deve-se usar o mesmo procedimento já efetuado na malha de realimentação do transmissor, conforme mostra a Fig. IV.1(b). As amostras recuperadas são dadas por " $X_Q$ " que representam as amostras originais afetadas pelo ruído de quantização, supondo-se ausência de erros no canal de transmissão.

Após a conversão D/A, filtra-se o sinal para se obter a réplica  $x'(t)$  do sinal original  $x(t)$  transmitido.

O sinal  $X_Q$ , recuperado no decodificador distante, é aquele na entrada do preditor na transmissão. No entanto, neste capítulo, no desenvolvimento dos algoritmos de predição, considera-se que  $X$  seja a entrada do preditor, desprezando-se o ruído de quantização. Este naturalmente depende do quantizador empregado porém, quando o caso é o de preservar uma certa qualidade de imagem, é razoável admitir que os sinais  $X$  e  $X_Q$  são muito próximos entre si.

Convém ainda ressaltar que o ruído de quantização no esquema da Fig. IV.1 não é acumulativo pois o quantizador está inserido dentro de uma malha fechada no codificador e no decodificador, permitindo a correção de erros entre o valor da amostra atual  $X$  e o da amostra prevista  $\hat{X}$ . No caso de se usar uma quantização adaptativa [11], é necessário, em geral, enviar uma informação adicional sobre a lei usada.

Nos esquemas apresentados na Fig. IV.1, todos os elementos são vitais ao sistema porém, neste capítulo, enfoca-se apenas os aspectos referentes ao preditor.

### IV.3 - CARACTERIZAÇÃO DOS ALGORÍTMOS DE PREDIÇÃO

Em razão de uma variação aleatória do sinal de vídeo, torna-se necessário impor certas condições para se estudar analiticamente o desempenho dos preditores. Embora a avaliação dos mesmos, a rigor, deva ser feita experimentalmente envolvendo imagens em tempo real, é possível, numa primeira etapa, avaliar o comportamento deles em alguns tipos simples de regiões usando-se apenas modelos matemáticos.

Todos os algoritmos apresentados neste capítulo devem, como norma principal, prever sempre corretamente em áreas uniformes. Além disso, alguns desses devem ainda prever corretamente em certos tipos de regiões que serão consideradas a seguir.

Uma comparação inicial entre os diversos preditores é feita em termos do erro de predição e da distância média ponderada entre as amostras envolvidas na predição. As simulações em computador dos preditores (Cap. V) deverão permitir a escolha do preditor a ser empregado no protótipo do sistema MCPD.

#### IV.3.1 - Modelos para o sinal de vídeo composto

De maneira geral, as regiões propostas por vários autores para o estudo de preditores são as uniformes. Estas regiões têm sido consideradas na obtenção das frequências de amostragem no capítulo anterior.

Neste trabalho, propõe-se o estudo de preditores em regiões onde os brilhos primários  $B_R$ ,  $B_G$  e  $B_B$  variam lenta e linearmente num pequeno intervalo de tempo  $\Delta t$ , isto é:

$$B_L(t+\Delta t) = B_L(t) + K_L \Delta t \quad (IV.2)$$

onde  $L = R, G$  ou  $B$ . Deste modo, o sinal ativo de vídeo composto PAL-M é dado por:

$$E_M'(t+\Delta t) \approx E_Y'(t+\Delta t) + E_U'(t+\Delta t) \text{sen} \omega_{SC}(t+\Delta t) \\ + m(t+\Delta t) E_V'(t+\Delta t) \text{cos} \omega_{SC}(t+\Delta t) \quad (IV.3)$$



Amostrando o sinal nos instantes:  $t=t_q$ , dados pela eq. (IV.1), resulta:

$$E_M'(t_0+qT_a+\Delta t) \cong E_Y'(t_0+qT_a+\Delta t) + E_U'(t_0+qT_a+\Delta t) \sin \omega_{sc}(t_0+qT_a+\Delta t) + m(t_0+qT_a+\Delta t) E_V'(t_0+qT_a+\Delta t) \cos \omega_{sc}(t_0+qT_a+\Delta t) \quad (IV.4)$$

Fazendo-se a associação:

$$x_{i,j} = E_M'(t_0+qT_a) \quad (IV.5)$$

e adotando-se, por convenção, a numeração das amostras dada na Fig. IV.2, tem-se:

$$x_{i+k,j} = E_M'(t_0+qT_a - kT_a) \quad (IV.6)$$

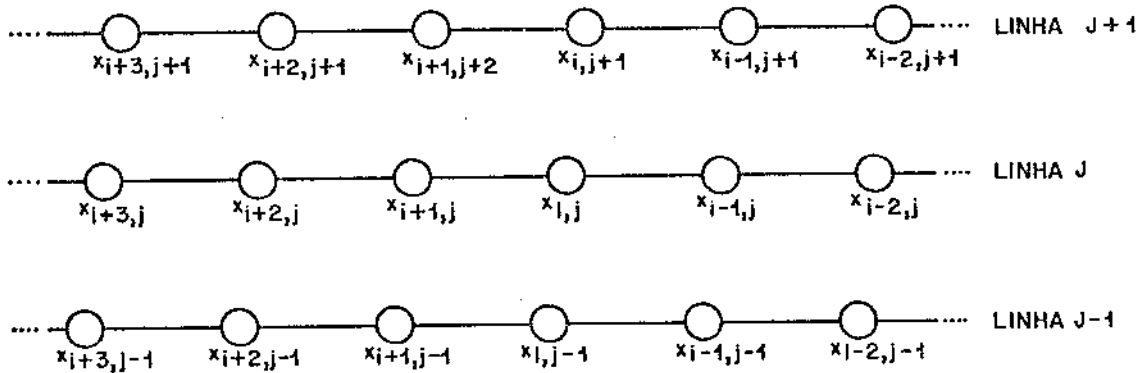


Fig. IV.2 - Convenção para numeração das amostras ( $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ )

Assim, as amostras do sinal composto na linha "J" são da das por:

$$x_{i+k,j} = E_Y'(t_0+qT_a - kT_a) + E_U'(t_0+qT_a - kT_a) \sin \omega_{sc}(t_0+qT_a - kT_a) + m(t_0+qT_a - kT_a) E_V'(t_0+qT_a - kT_a) \cos \omega_{sc}(t_0+qT_a - kT_a) \quad (IV.7)$$

onde:

$$\begin{aligned}
 E_Y^!(t_0+qT_a-kT_a) &= K_1^{1/\gamma} \{ 0,299 [B_R(t_0+qT_a) - kK_R T_a]^\alpha \\
 &+ 0,587 [B_G(t_0+qT_a) - kK_G T_a]^\alpha \\
 &+ 0,114 [B_B(t_0+qT_a) - kK_B T_a]^\alpha \} \quad (IV.8)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_U^!(t_0+qT_a-kT_a) &= 0,493 \{ K_1^{1/\gamma} [B_B(t_0+qT_a) - kK_B T_a]^\alpha \\
 &- E_Y^!(t_0+qT_a-kT_a) \} \quad (IV.9)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_V^!(t_0+qT_a-kT_a) &= 0,877 \{ K_1^{1/\gamma} [B_R(t_0+qT_a) - kK_R T_a]^\alpha \\
 &- E_Y^!(t_0+qT_a-kT_a) \} \quad (IV.10)
 \end{aligned}$$

$K_1$  = constante dos tubos da câmara

$K_R, K_G, K_B$  = constantes dos brilhos primários

$\gamma_1$  = fator gama dos tubos da câmara

$\gamma$  = pré-correção gama = 2,8 (PAL-M)

$\alpha = \gamma_1/\gamma$

Por outro lado, tem-se:

$$\begin{aligned}
 [B_L(t) + K_L \Delta t]^\alpha &= B_L^\alpha(t) \left[ 1 + \frac{K_L \Delta t}{B_L(t)} \right]^\alpha \\
 &= B_L^\alpha(t) + \alpha K_L \Delta t B_L^{(\alpha-1)}(t) \\
 &+ \frac{\alpha(\alpha-1)}{2} (K_L \Delta t)^2 B_L^{(\alpha-2)}(t) + \dots \quad (IV.11)
 \end{aligned}$$

onde: L = R, G ou B.

Assim, considerando-se desprezíveis os termos que têm potências em  $\Delta t$  maiores ou igual a 2 em relação ao termo linear em  $\Delta t$ , as eqs.(IV.8) a (IV.10) ficam:

$$E'_Y(t_0+qT_a-kT_a) \cong K_1^{1/\gamma} \{0,299[B_R^\alpha(t_0+qT_a)-\alpha kT_a K_R B_R^{(\alpha-1)}(t_0+qT_a)] \\ + 0,587[B_G^\alpha(t_0+qT_a)-\alpha kT_a K_G B_G^{(\alpha-1)}(t_0+qT_a)] \\ + 0,114[B_B^\alpha(t_0+qT_a)-\alpha kT_a K_B B_B^{(\alpha-1)}(t_0+qT_a)]\} \quad (IV.12)$$

$$E'_U(t_0+qT_a-kT_a) \cong 0,493\{K_1^{1/\gamma}[B_B^\alpha(t_0+qT_a)-\alpha kT_a K_B B_B^{(\alpha-1)}(t_0+qT_a)] \\ - E'_Y(t_0+qT_a-kT_a)\} \quad (IV.13)$$

$$E'_V(t_0+qT_a-kT_a) \cong 0,877\{K_1^{1/\gamma}[B_R^\alpha(t_0+qT_a)-\alpha kT_a K_R B_R^{(\alpha-1)}(t_0+qT_a)] \\ - E'_Y(t_0+qT_a-kT_a)\} \quad (IV.14)$$

Com essa aproximação, a eq.(IV.7) pode ser reescrita da forma:

$$x_{i+k,j} \cong E'_Y(t_0+qT_a)-kK_Y T_a + \\ [E'_U(t_0+qT_a)-kK_U T_a] \text{sen} \omega_{sc}(t_0+qT_a-kT_a) + \\ m(t_0+qT_a-kT_a)[E'_V(t_0+qT_a)-kK_V T_a] \text{cos} \omega_{sc}(t_0+qT_a-kT_a) \quad (IV.15)$$

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

$$K_Y = \alpha K_1^{1/\gamma} \{0,299 K_R B_R^{(\alpha-1)}(t_q) + 0,587 K_G B_G^{(\alpha-1)}(t_q) + \\ 0,114 K_B B_B^{(\alpha-1)}(t_q)\} \quad (IV.16)$$

$$K_U = 0,493\alpha K_1^{1/\gamma} \{0,886K_B B_B^{(\alpha-1)}(t_q) - 0,299K_R B_R^{(\alpha-1)}(t_q) - 0,587K_G B_G^{(\alpha-1)}(t_q)\} \quad (IV.17)$$

$$K_V = 0,877\alpha K_1^{1/\gamma} \{0,701K_R B_R^{(\alpha-1)}(t_q) - 0,587K_G B_G^{(\alpha-1)}(t_q) - 0,114K_B B_B^{(\alpha-1)}(t_q)\} \quad (IV.18)$$

Da eq.(IV.15) verifica-se que supor  $B_R$ ,  $B_G$  e  $B_B$  variando lenta e linearmente equivale a supor as componentes de luminância,  $E'_Y$ , e das diferenças de cor,  $E'_U$  e  $E'_V$ , variando lenta e linearmente dentro do mesmo intervalo  $\Delta t = |kT_a|$ . Neste caso, os coeficientes  $K_Y$ ,  $K_U$  e  $K_V$  representam as inclinações das componentes  $E'_Y$ ,  $E'_U$  e  $E'_V$ , respectivamente.

Assim, o comportamento dos preditores é estudado apenas no caso em que  $E'_Y$ ,  $E'_U$  e  $E'_V$  variam lenta e linearmente.

Em resumo, as amostras dadas pela eq.(IV.15) na linha "J" se restringem às áreas uniformes ou áreas onde as componentes  $E'_Y$ ,  $E'_U$  e  $E'_V$  do sinal de vídeo composto variam lenta e linearmente. Em regiões contendo bordas (Fig. IV.3), isto é, variações bruscas de luminância e/ou de crominância, não é válida a eq.(IV.15) em virtude das componentes de alta frequência contidas em bordas ou contornos. Todavia, deve-se dar uma parcela de interesse pelo comportamento dos preditores nas bordas no sentido de minimizar o erro de previsão, pois elas ocorrem frequentemente em imagens normais de TV. Aparentemente, os estudos de preditores em regiões com bordas tem levado a preditores adaptativos [11],[42],[43], e consequentemente, a sistemas mais complexos.

Numa cena típica de televisão, sabe-se que existe uma forte correlação [44] entre as amostras vizinhas. Tal fato é aproveitado para reduzir as redundâncias contidas nas imagens de TV. Para isso, o algoritmo de predição deve ser formado por amostras próximas espacialmente em relação à amostra a ser prevista.

Assim, além do erro de predição para avaliar os preditores, é considerada também a média ponderada das distâncias entre

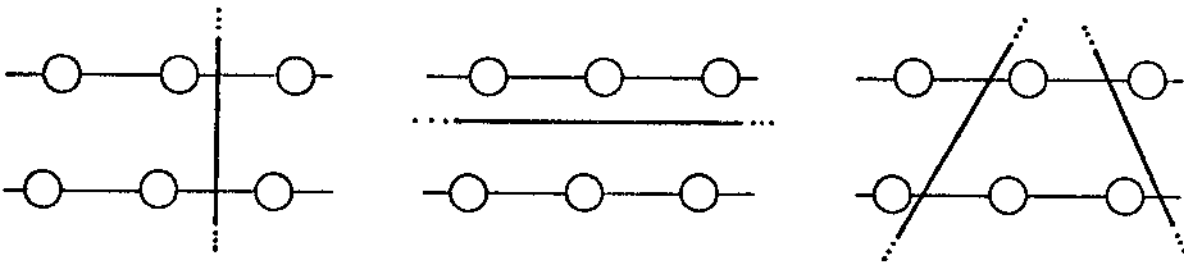


Fig. IV.3 - Bordas

as amostras envolvidas na obtenção dos algoritmos. A distância média ponderada "d<sub>m</sub>" é dada por:

$$d_m = \frac{\sum_{i,j} |A_{i,j}| d_{i,j}}{\sum_{i,j} |A_{i,j}|} \quad (IV.19)$$

onde "A<sub>i,j</sub>" é o coeficiente da i-ésima amostra na j-ésima linha e "d<sub>i,j</sub>" é a distância entre a i-ésima amostra na j-ésima linha e a amostra atual.

Embora esses dois fatores possam aparentemente qualificar os preditores, na verdade uma avaliação mais rigorosa requer simulações em computador usando sinais de TV PAL-M no sistema MCPD.

#### IV.4 - PREDITOR UNIDIMENSIONAL

Os preditores unidimensionais intralinha são aqueles que aproveitam a correlação existente entre as amostras de uma mesma linha. A expressão geral do preditor linear unidimensional é dada por:

$$\hat{x}_{i,j} = \sum_{k=1}^N A_k \cdot x_{i+k,j} \quad (IV.20)$$

onde "A<sub>k</sub>" é o coeficiente da (i+k)-ésima amostra na j-ésima linha, "N" é o número de amostras consideradas para compor o algoritmo e "i,j" = 0, ±1, ±2, ...

A Fig. IV.4 mostra as disposições típicas das amostras numa linha correspondentes às amostragens  $3 f_{sc}$ ,  $(14/5)f_{sc}$ ,  $(8/3)f_{sc}$ ,  $(5/2)f_{sc}$  e  $(12/5)f_{sc}$  numa área uniforme associadas a uma situação típica da subportadora de cor. Nesta figura, as amostras com crominâncias de mesma amplitude e fase são identificadas por uma mesma letra e um mesmo sinal, enquanto que as de mesma amplitude e fases opostas por uma mesma letra e sinais opostos.

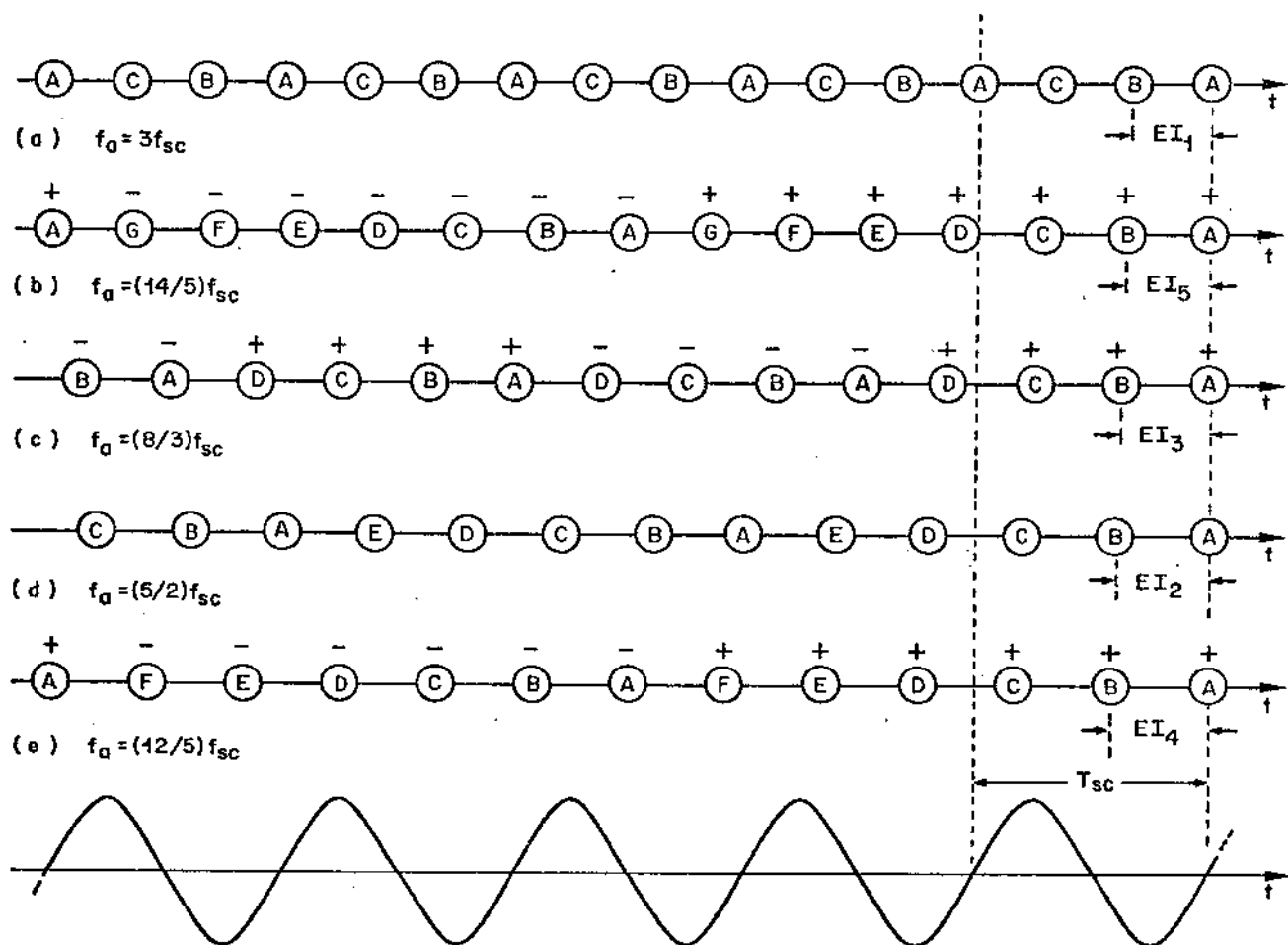


Fig. IV.4 - Disposição das amostras numa linha para algumas frequências de amostragem numa área uniforme

Das relações (IV.20) e (IV.15), a amostra a ser prevista é dada por:

$$\hat{x}_{i,j} = \sum_{k=1}^N A_k \{ E'_{Y0} - kK_Y T_a + [E'_{U0} - kK_U T_a] \text{sen} \theta_k + m_0 [E'_{V0} - kK_V T_a] \text{cos} \theta_k \} \quad (IV.21)$$

onde:  $E'_{L0} = E'_L(t_q)$  , (L = Y, U ou V) (IV.22)

$$\theta_k = \omega_{sc}(t_q - kT_a) \quad (IV.23)$$

$$m_0 = m(t_q) \quad (IV.24)$$

Por outro lado, pela relação entre as amostras numa linha de varredura observada na Fig. IV.4, tem-se a relação de fase de crominância  $\theta_k$  entre as amostras, mostrada na Tab. IV.1.

Frequência de Amostragem	Relação de Fase
$3 f_{sc}$	$\theta_k = \theta_{k+3}$
$(5/2)f_{sc}$	$\theta_k = \theta_{k+5}$
$(8/3)f_{sc}$	$\theta_k = -\theta_{k+4} = \theta_{k+8}$
$(12/5)f_{sc}$	$\theta_k = -\theta_{k+6} = \theta_{k+12}$
$(14/5)f_{sc}$	$\theta_k = -\theta_{k+7} = \theta_{k+14}$

Tab. IV.1 - Relação de fase  $\theta_k$  em função de  $f_a$

O número "N" de amostras usadas na predição foi escolhido de forma a abranger uma quantidade de ciclos da subportadora de cor "N<sub>c</sub>" igual a 2, 4, 3, (5/2) e (5/2) para as frequências de amostragem  $3 f_{sc}$ ,  $(5/2)f_{sc}$ ,  $(8/3)f_{sc}$ ,  $(12/5)f_{sc}$  e  $(14/5)f_{sc}$ , respectivamente. Logo, "N" é dado por:

$$N = N_c (f_a / f_{sc}) \quad (IV.25)$$

onde:  $f_a$  = frequência de amostragem  
 $f_{sc}$  = frequência de subportadora de cor.

Assim, os valores de  $N$  são 6, 10, 8, 6 e 7 para as frequências de amostragem  $3 f_{sc}$ ,  $(5/2)f_{sc}$ ,  $(8/3)f_{sc}$ ,  $12/5)f_{sc}$  e  $(14/5)f_{sc}$ , respectivamente.

Da eq. (IV.15), a amostra atual é dada por:

$$x_{i,j} = E'_{Y0} + E'_{U0} \text{sen} \theta_0 + m_0 E'_{V0} \text{cos} \theta_0 \quad (IV.26)$$

onde  $\theta_0 = \omega_{sc} (t_0 + qT_a)$ . Além disso, a relação entre as fases  $\theta_k$  e  $\theta_0$  é dada por:

$$\theta_k = \theta_0 - 2k\pi(f_{sc}/f_a) \quad (IV.27)$$

O erro de predição (ver Fig. IV.1.a) é dado por:

$$\epsilon_{i,j} = x_{i,j} - \hat{x}_{i,j} \quad (IV.28)$$

Empregando as relações (IV.21), (IV.26) e (IV.27) e a Tab. IV.1, resulta:

$$\epsilon_{i,j} = E'_{Y0} \left( 1 - \sum_{k=1}^N A_k \right) + K_Y T_a \sum_{k=1}^N k A_k + F_1 \left( 1 + \sum_{k=1}^N C_{1k} A_k \right) + F_2 \sum_{k=1}^N C_{2k} A_k - F_3 \sum_{k=1}^N C_{3k} A_k - F_4 \sum_{k=1}^N C_{4k} A_k \quad (IV.29)$$

onde:

$$C_{1k} = -\text{cos}(2k\pi f_{sc}/f_a) \quad (IV.30)$$

$$C_{2k} = \text{sen}(2k\pi f_{sc}/f_a) \quad (IV.31)$$

$$C_{3k} = k C_{1k} \quad (IV.32)$$

$$C_{4k} = k C_{2k} \quad (IV.33)$$



$$F_1 = E'_{U0} \text{sen} \theta_0 + m_0 E'_{V0} \text{cos} \theta_0 \quad (\text{IV.34})$$

$$F_2 = E'_{U0} \text{cos} \theta_0 - m_0 E'_{V0} \text{sen} \theta_0 \quad (\text{IV.35})$$

$$F_3 = K_{U^T a} \text{sen} \theta_0 + m_0 K_{V^T a} \text{cos} \theta_0 \quad (\text{IV.36})$$

$$F_4 = K_{U^T a} \text{cos} \theta_0 - m_0 K_{V^T a} \text{sen} \theta_0 \quad (\text{IV.37})$$

Os coeficientes  $(C_{ik})$ 's,  $(k=1,2,3,4)$ , são constantes reais que dependem da frequência de amostragem e os seus valores são a presentados na Tab. IV.2. Nesta tabela, N vale 6,10,8,6 e 7 para amostragem  $3 f_{sc}$ ,  $(5/2)f_{sc}$ ,  $(8/3)f_{sc}$ ,  $(12/5)f_{sc}$  e  $(14/5)f_{sc}$ , res pectivamente, conforme já escolhido anteriormente.

Para que o erro de previsão  $\epsilon_{i,j}$ , dado pela eq.(IV.29), seja nulo em regiões com variação lenta e linear do sinal de ví deo composto, as 6 condições seguintes sobre os coeficientes das amostras devem ser satisfeitas.

$$(C1). \quad \sum_{k=1}^N A_k = 1 \quad (\text{IV.38})$$

$$(C2). \quad \sum_{k=1}^N k A_k = 0 \quad (\text{IV.39})$$

$$(C3). \quad \sum_{k=1}^N C_{1k} A_k = -1 \quad (\text{IV.40})$$

$$(C4). \quad \sum_{k=1}^N C_{2k} A_k = 0 \quad (\text{IV.41})$$

$$(C5). \quad \sum_{k=1}^N C_{3k} A_k = 0 \quad (\text{IV.42})$$

$$(C6). \quad \sum_{k=1}^N C_{4k} A_k = 0 \quad (\text{IV.43})$$

Em áreas uniformes ( $K_Y=K_U=K_V=0$ ) pelo menos as condições C1, C3 e C4 devem ser verificadas e, em áreas onde varia apenas a componente de luminância ( $K_Y \neq 0$ ) do sinal composto, as condi

$f_a$	k	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$3 f_{sc}$	$C_{1k}$	$1/2$	$1/2$	-1	$1/2$	$1/2$	-1	-	-	-	-
	$C_{2k}$	$\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{3}/2$	0	$\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{3}/2$	0	-	-	-	-
	$C_{3k}$	$1/2$	1	-3	2	$5/2$	-6	-	-	-	-
	$C_{4k}$	$\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{3}$	0	$2\sqrt{3}$	$-5\sqrt{3}/2$	0	-	-	-	-
$(5/2)f_{sc}$	$C_{1k}$	0,809	-0,309	-0,309	0,809	-1	0,809	-0,309	-0,309	0,809	-1
	$C_{2k}$	0,588	-0,951	0,951	-0,588	0	0,588	-0,951	0,951	-0,588	0
	$C_{3k}$	0,809	-2x0,309	-3x0,309	4x0,809	-5	6x0,809	-7x0,309	-8x0,309	9x0,809	-10
	$C_{4k}$	0,588	-2x0,951	3x0,951	-4x0,588	0	6x0,588	-7x0,951	8x0,951	-9x0,588	0
$(8/3)f_{sc}$	$C_{1k}$	$\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$	1	$-\sqrt{2}/2$	0	$\sqrt{2}/2$	-1	-	-
	$C_{2k}$	$\sqrt{2}/2$	-1	$\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$	1	$-\sqrt{2}/2$	0	-	-
	$C_{3k}$	$\sqrt{2}/2$	0	$-3\sqrt{2}/2$	4	$-5\sqrt{2}/2$	0	$7\sqrt{2}/2$	-8	-	-
	$C_{4k}$	$\sqrt{2}/2$	-2	$3\sqrt{2}/2$	0	$-5\sqrt{2}/2$	6	$-7\sqrt{2}/2$	0	-	-
$(12/5)f_{sc}$	$C_{1k}$	$\sqrt{3}/2$	-1/2	0	$1/2$	$-\sqrt{3}/2$	1	-	-	-	-
	$C_{2k}$	$1/2$	$-\sqrt{3}/2$	1	$-\sqrt{3}/2$	$1/2$	0	-	-	-	-
	$C_{3k}$	$\sqrt{3}/2$	-1	0	2	$-5\sqrt{3}/2$	6	-	-	-	-
	$C_{4k}$	$1/2$	$-\sqrt{3}$	3	$-2\sqrt{3}$	$5/2$	0	-	-	-	-
$(14/5)f_{sc}$	$C_{1k}$	0,623	0,223	-0,901	0,901	-0,223	-0,623	1	-	-	-
	$C_{2k}$	0,782	-0,975	0,434	0,434	-0,975	0,782	0	-	-	-
	$C_{3k}$	0,623	0,445	-2,703	3,604	-1,113	-3,741	7	-	-	-
	$C_{4k}$	0,782	-1,950	1,302	1,736	-4,875	4,691	0	-	-	-

Tab. IV.2 - Valores dos coeficientes  $C_{ik}$  ( $i=1,2,3,4$ ) em função da frequência  $f_a$

ções C1, C2, C3 e C4 devem ser satisfeitas para que o erro de previsão seja nulo.

A seguir apresenta-se a distribuição das amostras para as cinco frequências de amostragem, bem como as respectivas tabelas com diversos preditores. Os mosaicos de amostras seguintes já foram obtidos no Capítulo III e a posição da amostra a ser prevista é tomada arbitrariamente em cada caso.

As Figs. IV.5, IV.6, IV.7, IV.8 e IV.9 mostram os mosaicos de amostras em áreas uniformes para  $f_a = 3 f_{sc}$ ,  $(5/2)f_{sc}$ ,  $(8/3)f_{sc}$ ,  $(12/5)f_{sc}$  e  $(14/5)f_{sc}$ , respectivamente. As Tabs. IV.3, IV.4, IV.5, IV.6 e IV.7 mostram alguns algoritmos de predição unidimensional intralinha correspondentes.

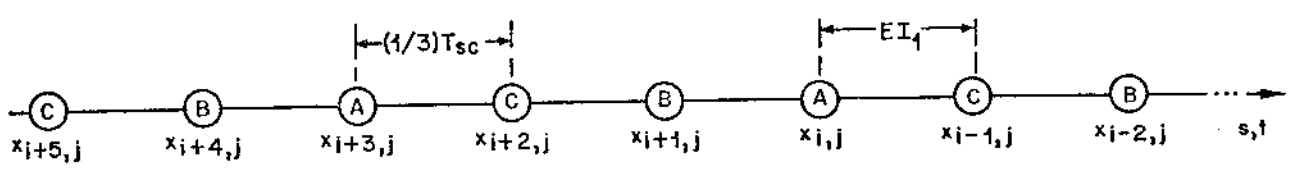


Fig. IV.5 - Amostras intralinha numa área uniforme para  $f_a = 3f_{sc}$

N <sub>a</sub>	P <sub>i</sub>	$\hat{x}_{i,j} = \sum_{k=1}^6 A_k x_{i+k,j}$	Condições						Região com luminância variando linearmente	d <sub>m</sub> [EI <sub>1</sub> ]
			C1	C3	C4	C2	C5	C6		
1	P1	$x_{i+3,j}$	X	X	X			X		3
2	P2	$2x_{i+3,j} - x_{i+6,j}$	X	X	X	X	X	X	X	4
	P3	$(1/2)[x_{i+3,j} + x_{i+6,j}]$	X	X	X			X		4,5
3	P4	$x_{i+1,j} + x_{i+3,j} - x_{i+4,j}$	X	X	X	X			X	2,67
	P5	$x_{i+2,j} + x_{i+3,j} - x_{i+5,j}$	X	X	X	X			X	3,33
	P6	$x_{i+3,j} + (1/2)[x_{i+1,j} - x_{i+4,j}]$	X	X	X	X				2,75
4	P7	$(1/2)[x_{i+3,j} + x_{i+6,j}] + (3/2)[x_{i+1,j} - x_{i+4,j}]$	X	X	X	X			X	3,75
5	P8	$x_{i+1,j} + x_{i+2,j} - x_{i+4,j} - x_{i+5,j} + x_{i+6,j}$	X	X	X	X		X	X	3,6
	P9	$2x_{i+1,j} - x_{i+2,j} + x_{i+3,j} - 2x_{i+4,j} + x_{i+5,j}$	X	X	X	X			X	2,86
6	P10	$x_{i+1,j} - x_{i+2,j} + 2x_{i+3,j} - x_{i+4,j} + x_{i+5,j} - x_{i+6,j}$	X	X	X	X	X		X	3,43

Fig. IV.3 - Preditores unidimensionais intralinha para  $f_a = 3f_{sc}$

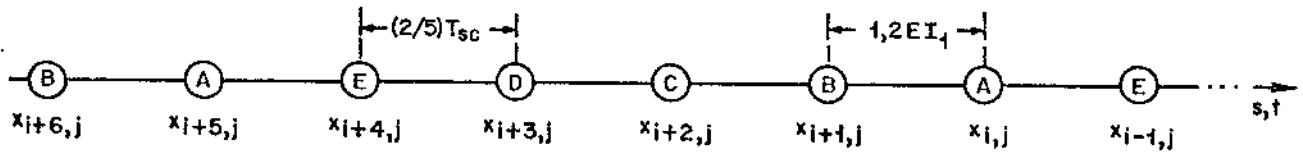


Fig. IV.6 - Amostras intralinha numa área uniforme para  $f_a = (5/2)f_{sc}$

N <sub>a</sub>	P <sub>i</sub>	$\hat{x}_{i,j} = \sum_{k=1}^{10} A_k x_{i+k,j}$	Condições						Região com luminância variando linearmente	d <sub>m</sub> [EI <sub>1</sub> ]
			C1	C3	C4	C2	C5	C6		
1	P11	$x_{i+5,j}$	X	X	X			X		6
2	P12	$2x_{i+5,j} - x_{i+10,j}$	X	X	X	X	X	X	X	8
	P13	$(1/2)[x_{i+5,j} + x_{i+10,j}]$	X	X	X			X		9
3	P14	$x_{i+1,j} + x_{i+5,j} - x_{i+6,j}$	X	X	X	X			X	4,8
	P15	$x_{i+5} + (1/2)[x_{i+1,j} - x_{i+6,j}]$	X	X	X					5,1
	P16	$x_{i+2,j} + x_{i+5,j} - x_{i+7,j}$	X	X	X	X			X	5,6
	P17	$0,618(x_{i+2,j} - x_{i+1,j}) + x_{i+3,j}$ [21]	X	X	X					2,61
4	P18	$(1/2)[x_{i+5,j} + x_{i+10,j}] + (3/2)[x_{i+1,j} - x_{i+6,j}]$	X	X	X	X			X	5,4
	P19	$0,318(x_{i+1,j} + x_{i+3,j}) + 1,236x_{i+2,j} - x_{i+4,j}$	X	X	X	X			X	3,2

Tab. IV.4 - Preditores unidimensionais intralinha para  $f_a = (5/2)f_{sc}$

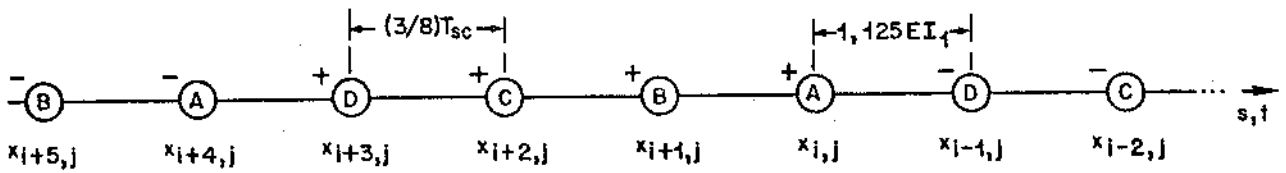


Fig.IV.7 - Amostras intralinha numa área uniforme para  $f_a = (8/3)f_{sc}$

N <sub>a</sub>	P <sub>i</sub>	$\hat{x}_{i,j} = \sum_{k=1}^9 A_k x_{i+k,j}$	Condições						Região com luminância variando linearmente	d <sub>m</sub> [EI <sub>1</sub> ]
			C1	C3	C4	C2	C5	C6		
1	P20	$x_{i+8,j}$	X	X	X					9
3	P21	$x_{i+1,j} - x_{i+4,j} + x_{i+5,j}$	X	X	X					3,75
	P22	$0,414(x_{i+2,j} - x_{i+1,j}) + x_{i+3,j}$	X	X	X					2,61
	P23	$x_{i+8,j} + x_{i+1,j} - x_{i+9,j}$	X	X	X	X			X	6,75
	P24	$x_{i+8,j} + (1/2)[x_{i+1,j} - x_{i+9,j}]$	X	X	X					7,31
4	P25	$(1/2)[x_{i+8,j} - x_{i+4,j} + x_{i+2,j} - x_{i+6,j}]$	X	X	X					5,63
	P26	$0,586(x_{i+1,j} + x_{i+3,j}) + 0,828x_{i+2,j} - x_{i+4,j}$	X	X	X	X			X	3

Tab. IV.5 - Preditores unidimensionais intralinha para  $f_a = (8/3)f_{sc}$

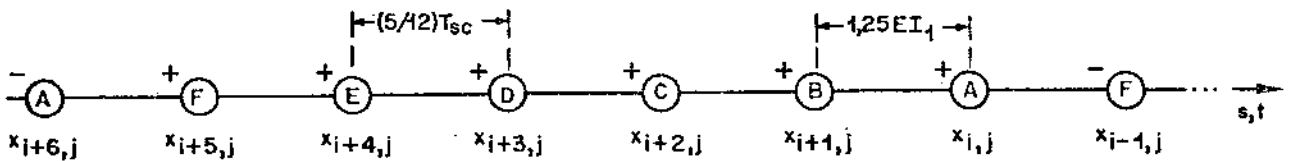


Fig. IV.8 - Amostras intralinha numa área uniforme para  $f_a = (12/5)f_{sc}$

N <sub>a</sub>	P <sub>i</sub>	$\hat{x}_{i,j} = \sum_{k=1}^7 A_k x_{i+k,j}$	Condições						Região com luminância variando linearmente	d <sub>m</sub> [EI <sub>1</sub> ]
			C1	C3	C4	C2	C5	C6		
3	P27	$0,732(x_{i+2,j} - x_{i+1,j}) + x_{i+3,j}$	X	X	X					2,64
	P28	$x_{i+1,j} + x_{i-7,j} - x_{i+6,j}$	X	X	X					5,83
4	P29	$0,268(x_{i+1,j} + x_{i+3,j}) + 1,464x_{i+2,j} - x_{i+4,j}$	X	X	X	X			X	3,33

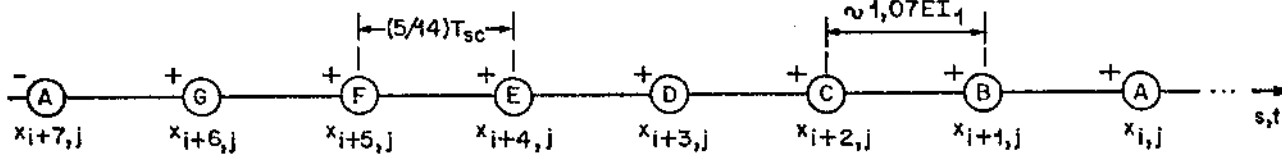


Fig. IV.9 - Amostras intralinha numa área uniforme para  $f_a = (14/5)$

N <sub>a</sub>	P <sub>i</sub>	$\hat{x}_{i,j} = \sum_{k=1}^8 A_k x_{i+k,j}$	Condições						Região com luminância variando linearmente	d <sub>m</sub> [EI <sub>1</sub> ]
			C1	C3	C4	C2	C5	C6		
3	P30	$0,247(x_{i+2,j} - x_{i+1,j}) + x_{i+3,j}$	X	X	X					2,6
	P31	$x_{i+1,j} + x_{i+8,j} - x_{i+7,j}$	X	X	X					5,7
4	P32	$0,752(x_{i+1,j} + x_{i+3,j}) + 0,496x_{i+2,j} - x_{i+4,j}$	X	X	X	X			X	2,88

Tab. IV.7 - Preditores unidimensionais intralinha para  $f_a = (14/5)f_{sc}$

Nessas tabelas estão assinaladas as condições que cada preditor satisfaz e a sua distância média ponderada. Destaca-se também os preditores que preveem corretamente em regiões com variação de luminância. Por outro lado, para se ter uma avaliação da validade da aproximação linear feita na eq. (IV.15), são comparadas as grandezas dos termos linear e quadrático da eq. (IV.11) para alguns valores de K e apresentadas na Tab. IV.8 para  $\Delta t = 2T_{sc}$ . As iluminações mínima e típica de uma cena de televisão estão em torno de 100 e 1000 lux, respectivamente.

K  [lux/s]	KΔt  [lux]	(1) =  KB <sup>(α-1)</sup> Δt  [lux]	(2) = $\left  \frac{(\alpha-1)K^2B^{(\alpha-2)}(\Delta t)^2}{2} \right $ [lux]	$\frac{(2)}{(1)} \times 100\%$
20 x 10 <sup>8</sup>	1119	7,79	2,57	33
5 x 10 <sup>8</sup>	280	1,95	0,16	8,26
2 x 10 <sup>8</sup>	112	0,78	2,57 x 10 <sup>-2</sup>	3,30
1 x 10 <sup>8</sup>	55,9	0,39	6,43 x 10 <sup>-3</sup>	1,65

Tab. IV.8 - Comparação entre os termos linear e quadrático da eq. (IV.11) em função de K para B=1000 lux, α=0,41 e Δt=2 T<sub>sc</sub>

Pela tabela, observa-se que, para  $|K| \approx 2 \times 10^8$  lux/seg, tem-se uma variação de brilho equivalente a 112 lux no intervalo  $\Delta t = 2 T_{SC}$  e, ao se desprezar o termo quadrático, ocasiona-se um erro percentual de aproximadamente 3,3% sobre o termo linear e cerca de apenas 0,023% sobre o valor do brilho. Logo, a aproximação feita na eq.(IV.15) é válida se este erro for menor que o erro de quantização no sistema MCPD.

#### IV.5 - PREDITOR BIDIMENSIONAL

Os preditores bidimensionais são mais eficientes que os unidimensionais para reduzir a taxa de bits de transmissão. Isto resulta do aproveitamento das correlações existentes entre amostras vizinhas na mesma linha e em linhas prévias.[44].

Os algoritmos de predição podem ser escritos em termos das amostras prévias de um mesmo campo, de campo prévio e/ou de quadro adjacente. No entanto, o estudo se restringe aos preditores bidimensionais lineares intracampo (do mesmo campo), o que minimiza o tamanho de memória necessária para a implementação do preditor. Além disso, em virtude do chaveamento PAL, os algoritmos de predição bidimensional são formados apenas por amostras em linhas intra-campo com o mesmo sinal de chave PAL. Mais especificamente, os preditores a seguir são obtidos usando-se amostras na linha atual e 2ª linha prévia.

Considere-se então a amostra " $x_{i,j}$ " a ser prevista na linha atual, conforme mostra a Fig. IV.10.

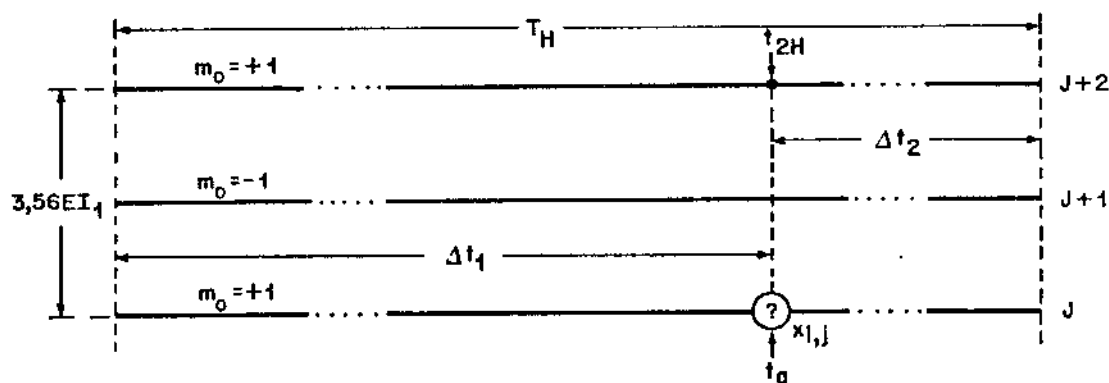


Fig. IV.10 - Relações de tempo

Pela figura, o intervalo de tempo  $\Delta T$  entre a posição da amostra  $x_{i,j}$  e aquela correspondente na vertical, na 2ª linha prévia, é dado por:

$$\Delta T = \Delta t_1 + \Delta t_2 + T_H = 2T_H \quad (\text{IV.44})$$

onde  $T_H$  é o intervalo de tempo de varredura horizontal. Sendo o instante de amostragem da amostra  $x_{i,j}$  dado por:

$$t_q = t_0 + qT_a \quad (\text{IV.45})$$

o tempo correspondente na vertical na 2ª linha prévia, vale:

$$t_{2H} = t_q - 2T_H \quad (\text{IV.46})$$

Supõe-se que:

(A). Não há variação dos sinais de luminância e de diferenças de cor na vertical, dentro de uma pequena região espacial contendo a amostra  $x_{i,j}$  e envolvendo a 2ª linha prévia. Assim:

$$E'_L(t_{2H}) = E'_L(t_q) \quad (\text{IV.47})$$

onde  $L = Y, U$  ou  $V$ .

(B). Há uma variação lenta e linear dos sinais  $E'_Y$ ,  $E'_U$  e  $E'_V$  no tempo em torno de " $t_q$ " e de " $t_{2H}$ " horizontalmente, tendo os mesmos coeficientes de variação  $K_Y$ ,  $K_U$  e  $K_V$  nas duas linhas consideradas. Assim:

$$E'_L(t_{2H} + \Delta t) = E'_L(t_{2H}) + K_L \cdot \Delta t = E'_L(t_q) + K_L \cdot \Delta t \quad (\text{IV.48})$$

onde  $L = Y, U$  ou  $V$ .

A justificativa para estas duas suposições tem como argumento apenas a proximidade das duas linhas consideradas [44] e as conclusões só serão válidas apenas quando forem observadas as eqs. (IV.47) e (IV.48).



Na 2ª linha prévia, o sinal de vídeo composto é então dado por:

$$E'_M(t_{2H+\Delta t}) \cong E'_Y(t_{2H+\Delta t}) + E'_U(t_{2H+\Delta t}) \text{sen} \omega_{sc}(t_{2H+\Delta t}) + m(t_{2H+\Delta t}) E'_V(t_{2H+\Delta t}) \text{cos} \omega_{sc}(t_{2H+\Delta t}) \quad (\text{IV.49})$$

onde:  $m(t_{2H+\Delta t}) = m(t_q)$ , pois as linhas atual e 2ª prévia são alternadas tendo, portanto, o mesmo sinal para o chaveamento PAL.

Fazendo-se uma associação análoga à eq.(IV.5), adotando-se, por convenção, a numeração das amostras dada na Fig. IV.2 e usando-se as condições (IV.47) e (IV.48), a expressão (IV.49) pode ser reescrita:

$$x_{i+k,j+2} \cong E'_Y(t_q) - k' K_Y T_a + [E'_U(t_q) - k' K_U T_a] \text{sen} \omega_{sc}(t_q - z T_a) + m(t_q) [E'_V(t_q) - k' K_V T_a] \text{cos} \omega_{sc}(t_q - z T_a) \quad (\text{IV.50})$$

onde "k'" e "z" são dados na Tab. IV.9 em função da frequência de amostragem para  $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$

$f_a$	$3f_{sc}$	$(5/2)f_{sc}$	$(8/3)f_{sc}$	$(12/5)f_{sc}$	$(14/5)f_{sc}$
$k'$	$k+(1/2)$	$k-(1/4)$	$k$	$k-(4/5)$	$k-(3/5)$
$z$	$k+2$	$k+1$	$k+4$	$k-2$	$k-2$

Tab. IV.9 - Constantes de correlação entre as amostras nas duas linhas consideradas

Considere-se então o preditor linear bidimensional dado por:

$$\hat{x}_{i,j} = \sum_{k=1}^{N1} A_k x_{i+k,j} + \sum_{k=N2}^{N3} B_k x_{i+k,j+2} \quad (\text{IV.51})$$

onde " $A_k$ " e " $B_k$ " são os coeficientes das amostras envolvidas na

predição, enquanto que "N<sub>1</sub>", "N<sub>2</sub>" e "N<sub>3</sub>" determinam os números de amostras consideradas para compor o algoritmo de predição.

Das eqs. (IV.51), (IV.50), (IV.21), (IV.22), (IV.23), (IV.24), (IV.27) e da Tab. IV.1, a amostra a ser prevista é dada por:

$$\begin{aligned} \hat{x}_{i,j} = & E'_{Y0} \left[ \sum_{k=1}^{N2} A_k + \sum_{k=N2}^{N3} B_k \right] - K_Y T_a \left[ \sum_{k=1}^{N1} k A_k + \sum_{k=N2}^{N3} k' B_k \right] - \\ & \left[ \sum_{k=1}^{N1} C_{1k} A_k + \sum_{k=N2}^{N3} G_{1k} B_k \right] F_1 - \left[ \sum_{k=1}^{N1} C_{2k} A_k + \sum_{k=N2}^{N3} G_{2k} B_k \right] F_2 + \\ & \left[ \sum_{k=1}^{N1} C_{3k} A_k + \sum_{k=N2}^{N3} G_{3k} B_k \right] F_3 + \left[ \sum_{k=1}^{N1} C_{4k} A_k + \sum_{k=N2}^{N3} G_{4k} B_k \right] F_4 \end{aligned} \quad (IV.52)$$

Assim, empregando as eqs. (IV.28) e (IV.26), o erro de predição vale:

$$\begin{aligned} \epsilon_{i,j} = & \left[ 1 - \left( \sum_{k=1}^{N1} A_k + \sum_{k=N2}^{N3} B_k \right) \right] E'_{Y0} + \left[ \sum_{k=1}^{N1} k A_k + \sum_{k=N2}^{N3} k' B_k \right] K_Y T_a + \\ & \left[ 1 + \left( \sum_{k=1}^{N1} C_{1k} A_k + \sum_{k=N2}^{N3} G_{1k} B_k \right) \right] F_1 + \left[ \sum_{k=1}^{N1} C_{2k} A_k + \sum_{k=N2}^{N3} G_{2k} B_k \right] F_2 - \\ & \left[ \sum_{k=1}^{N1} C_{3k} A_k + \sum_{k=N2}^{N3} G_{3k} B_k \right] F_3 - \left[ \sum_{k=1}^{N1} C_{4k} A_k + \sum_{k=N2}^{N3} G_{4k} B_k \right] F_4 \end{aligned} \quad (IV.53)$$

onde: F<sub>1</sub>, F<sub>2</sub>, F<sub>3</sub>, F<sub>4</sub> são dadas nas eqs. (IV.34), (IV.35), (IV.36), (IV.37), respectivamente e C<sub>1k</sub>, C<sub>2k</sub>, C<sub>3k</sub>, C<sub>4k</sub> são os valores dados na Tab. IV.2. Os coeficientes (G<sub>ik</sub>)'s, (i=1,2,3,4), são constantes reais que dependem da frequência de amostragem e são dados por (Tab. IV.10):

$$G_{1k} = -\cos(2\pi z f_{sc} / f_a) \quad (IV.54)$$

$$G_{2k} = \text{sen}(2\pi z f_{sc} / f_a) \quad (IV.55)$$

$$G_{3k} = k' G_{1k} \quad (IV.56)$$

$$G_{4k} = k' G_{2k} \quad (IV.57)$$

$f_a$	k	-2	-1	0	1	2	3
$3 f_{sc}$	$G_{1k}$	-1	1/2	1/2	-1	-	-
	$G_{2k}$	0	$\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{3}/2$	0	-	-
	$G_{3k}$	-3/2	-1/4	1/4	-3/2	-	-
	$G_{4k}$	0	$-\sqrt{3}/2$	$-\sqrt{3}/4$	0	-	-
$(5/2)f_{sc}$	$G_{1k}$	-	-1	0,809	-0,309	-0,309	0,809
	$G_{2k}$	-	0	0,588	-0,951	0,951	-0,588
	$G_{3k}$	-	1,25	-0,202	-0,232	-0,541	2,225
	$G_{4k}$	-	0	-0,147	-0,713	1,664	-1,617
$(8/3)f_{sc}$	$G_{1k}$	-	$-\sqrt{2}/2$	1	$-\sqrt{2}/2$	0	-
	$G_{2k}$	-	$\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$	1	-
	$G_{3k}$	-	$\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$	0	-
	$G_{4k}$	-	$-\sqrt{2}/2$	0	$-\sqrt{2}/2$	2	-
$(12/5)f_{sc}$	$G_{1k}$	-	0	-1/2	$\sqrt{3}/2$	-1	-
	$G_{2k}$	-	-1	$\sqrt{3}/2$	-1/2	0	-
	$G_{3k}$	-	0	2/5	$\sqrt{3}/10$	-6/5	-
	$G_{4k}$	-	9/5	$-2\sqrt{3}/5$	-1/10	0	-
$(14/5)f_{sc}$	$G_{1k}$	-	-0,901	0,223	0,623	-1	-
	$G_{2k}$	-	-0,434	0,975	-0,782	0	-
	$G_{3k}$	-	1,442	-0,134	0,249	-1,4	-
	$G_{4k}$	-	0,694	-0,585	-0,313	0	-

Tab. IV.10 - Valores dos coeficientes  $G_{ik}$  ( $i=1,2,3,4$ ) em função da frequência  $f_a$

Os valores de  $k'$  e  $z$ , que dependem de  $f_a$ , são dados na Tab. IV.9.

Para que o erro de predição  $\epsilon_{i,j}$  seja nulo em regiões que satisfazem as condições impostas pelas eqs.(IV.47) e (IV.48), as seguintes equações de coeficientes devem ser satisfeitas:

$$(C1). \quad \sum_{k=1}^{N1} A_k + \sum_{k=N2}^{N3} B_k = 1 \quad (IV.58)$$

$$(C2). \quad \sum_{k=1}^{N1} kA_k + \sum_{k=N2}^{N3} k'B_k = 0 \quad (IV.59)$$

$$(C3). \quad \sum_{k=1}^{N1} C_{1k}A_k + \sum_{k=N2}^{N3} G_{1k}B_k = -1 \quad (IV.60)$$

$$(C4). \quad \sum_{k=1}^{N1} C_{2k}A_k + \sum_{k=N2}^{N3} G_{2k}B_k = 0 \quad (IV.61)$$

$$(C5). \quad \sum_{k=1}^{N1} C_{3k}A_k + \sum_{k=N2}^{N3} G_{3k}B_k = 0 \quad (IV.62)$$

$$(C6). \quad \sum_{k=1}^{N1} C_{4k}A_k + \sum_{k=N2}^{N3} G_{4k}B_k = 0 \quad (IV.63)$$

Como no caso unidimensional, em regiões uniformes, pelo menos as condições C1, C3 e C4 devem ser satisfeitas para que a previsão seja correta. Em regiões que ocorrem apenas a variação de luminância, as condições C1 a C4 devem ser satisfeitas para se ter erro de previsão nulo.

As Figs. IV.11 a IV.15 mostram os mosaicos de amostras nas duas linhas consideradas em área uniforme e as Tabs. IV.11 a IV.15 apresentam alguns algoritmos de predição bidimensional para  $f_a = 3f_{sc}$ ,  $(5/2)f_{sc}$ ,  $(8/3)f_{sc}$ ,  $(12/5)f_{sc}$  e  $(14/5)f_{sc}$ , respectivamente.

$P_i$	$\hat{x}_{i,j} = \sum_{k=1}^3 A_k x_{i+k,j} + \sum_{k=-2}^1 B_k x_{i+k,j+2}$	C1	C3	C4	C2	C5	C6	Região com luminância variando linearmente	$d_m$ [EI <sub>1</sub> ]
P33	$x_{i-2,j+2}$	X	X	X			X		3,86
P34	$2x_{i+1,j} - x_{i+3,j}$	X	X	X	X	X	X	X	3,58
P35	$(1/2)[x_{i-2,j+2} + x_{i+1,j+2}]$	X	X	X	X	X	X	X	3,86
P36	$x_{i+3,j} + x_{i-2,j+2} - x_{i+1,j+2}$	X	X	X	X	X	X	X	3,58
P37	$x_{i+1,j} + x_{i-2,j+2} - x_{i-1,j+2}$	X	X	X	X			X	2,82
P38	$x_{i-2,j+2} + (1/2)[x_{i+1,j} - x_{i-1,j+2}]$	X	X	X					3,08
P39	$0,167x_{i+3,j} + 0,833x_{i-1,j+2} + (1/2)[x_{i+1,j} - x_{i-1,j+2}]$	X	X	X	X			X	3,01

Tab. IV.11 - Preditores bidimensionais interlinhas para  $f_a = 3 f_{sc}$

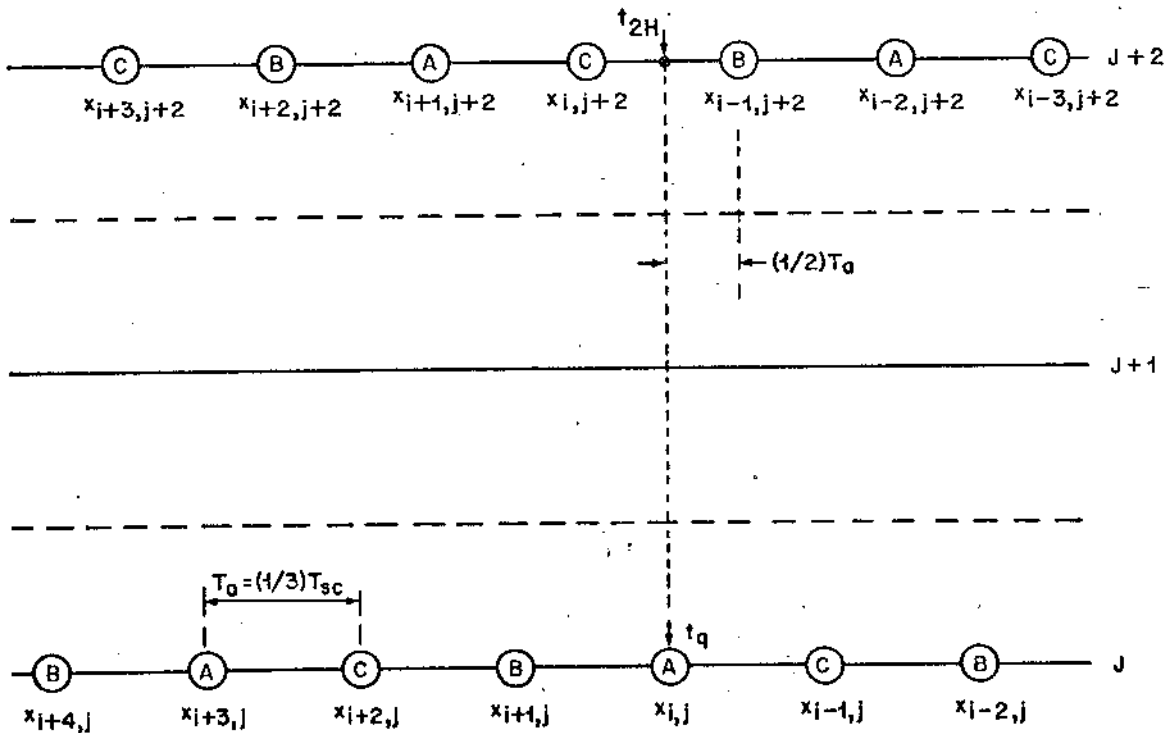


Fig. IV.11 - Amostras interlinhas em áreas uniformes para  $f_a = 3 f_{sc}$

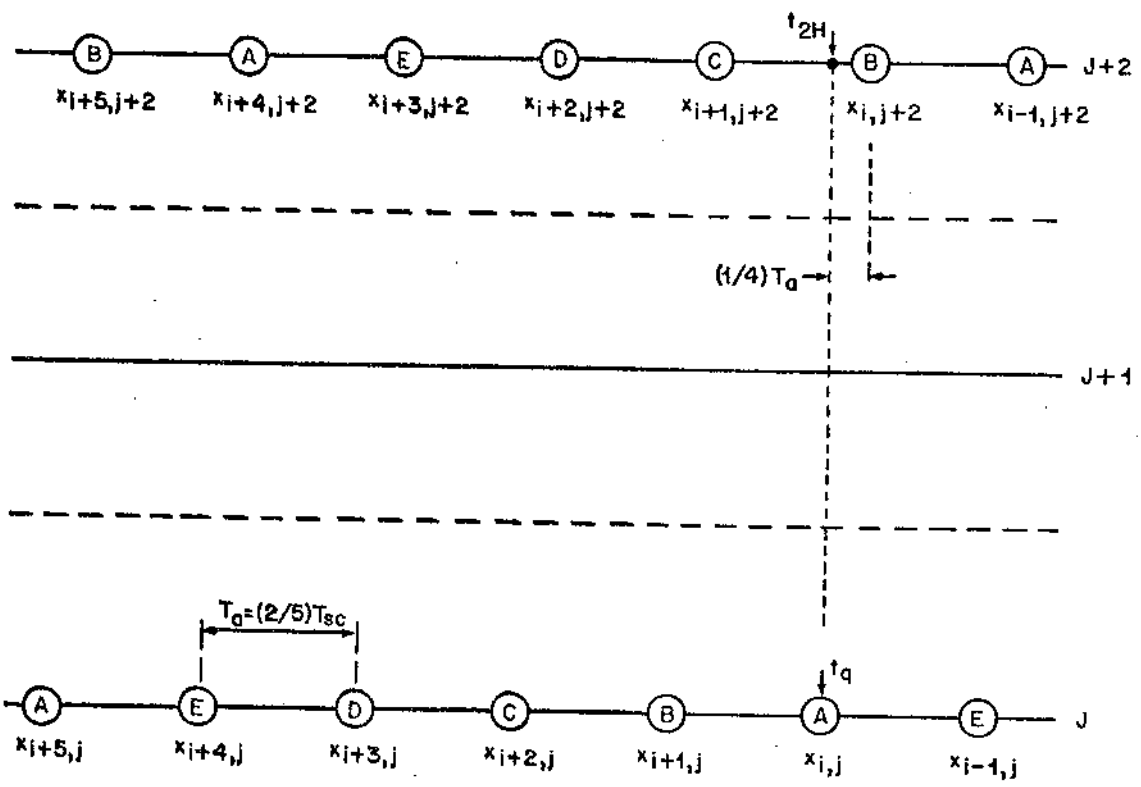


Fig. IV.12 - Amostras inter-linhas em áreas uniformes para  $f_a = (5/2)f_{sc}$

N <sub>a</sub>	P <sub>i</sub>	$\hat{x}_{i,j} = \sum_{k=-1}^1 A_k x_{i+k,j} + \sum_{k=-1}^2 B_k x_{i+k,j+2}$	Condições						Região com luminância variando linearmente	d <sub>m</sub> [EI <sub>1</sub> ]
			C1	C3	C4	C2	C5	C6		
1	P40	$x_{i-1,j+2}$	X	X	X			X		3,86
2	P41	$(1/5)x_{i+5,j} + (4/5)x_{i-1,j+2}$	X	X	X	X	X	X	X	4,29
3	P42	$x_{i+1} + x_{i-1,j+2} - x_{i,j+2}$	X	X	X	X			X	2,88
	P43	$x_{i+2,j} + x_{i-1,j+2} - x_{i+1,j+2}$	X	X	X	X			X	3,31
	P44	$x_{i+2,j+2} + 0,618(x_{i+1,j+2} - x_{i+1,j})$	X	X	X					3,19
4	P45	$2x_{i-1,j+2} - x_{i+5,j} + 6(x_{i+1,j} - x_{i,j+2})$	X	X	X	X			X	2,82
	P46	$(6/5)x_{i-1,j+2} - (1/5)x_{i+5,j} + 2(x_{i+1,j} - x_{i,j+2})$	X	X	X	X			X	2,85

Tab. IV.12 - Preditores bidimensionais inter-linhas para  $f_a = (5/2)f_{sc}$

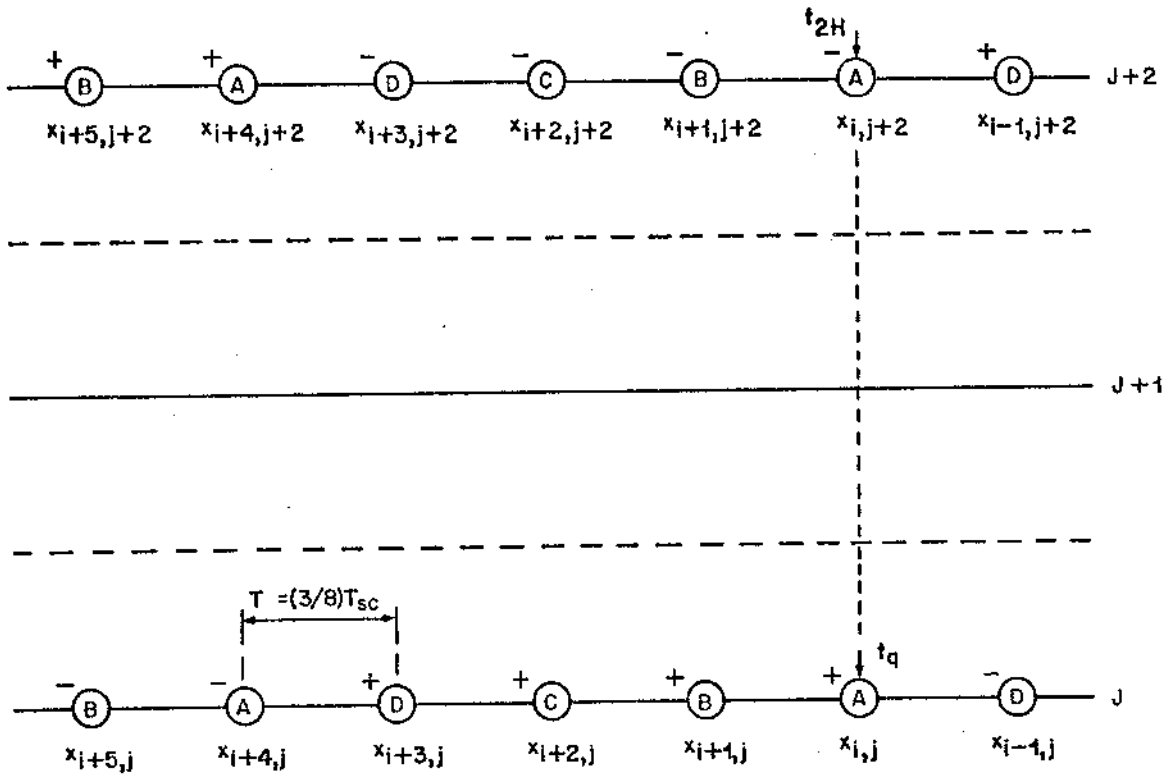


Fig. IV.13 - Amostras inter-linhas em áreas uniformes para  $f_a = (8/3)f_{sc}$

N <sub>a</sub>	P <sub>i</sub>	$\hat{x}_{i,j} = \sum_{k=1}^4 A_k x_{i+k,j} + \sum_{k=-1}^5 B_k x_{i+k,j+2}$	Condições						Região com luminância variando linearmente	d <sub>m</sub> [EI <sub>1</sub> ]
			C1	C3	C4	C2	C5	C6		
1	P47	$x_{i+4,j+2}$	X	X	X			X		5,74
	P48	$x_{i+1,j} + x_{i+1,j+2} - x_{i,j+2}$	X	X	X			X	X	2,81
	P49	$x_{i+4,j} - x_{i+4,j} + x_{i,j+2}$	X	X	X	X			X	4,60
3	P50	$x_{i-1,j+2} - x_{i+3,j} + x_{i+4,j+2}$	X	X	X	X			X	4,28
	P51	$x_{i+1,j} - x_{i+5,j+2} + x_{i+4,j+2}$	X	X	X	X			X	4,51
	P52	$x_{i+2,j} + x_{i+2,j+2} - x_{i,j+2}$	X	X	X		X	X		3,34
	P53	$0,29x_{i+1,j} + 1,71x_{i+1,j+2} - x_{i+2,j}$	X	X	X	X			X	2,99
	P54	$1,414(x_{i-1,j+2} - x_{i+1,j}) + x_{i,j+2}$	X	X	X		X			2,72
4	P55	$-0,153x_{i+1,j} + 0,522x_{i+2,j} + 0,892x_{i-1,j+2} - 0,261x_{i,j+2}$	X	X	X	X			X	3,07

Tab. IV.14 - Preditores bidimensionais inter-linhas para  $f_a = (8/3)f_{sc}$

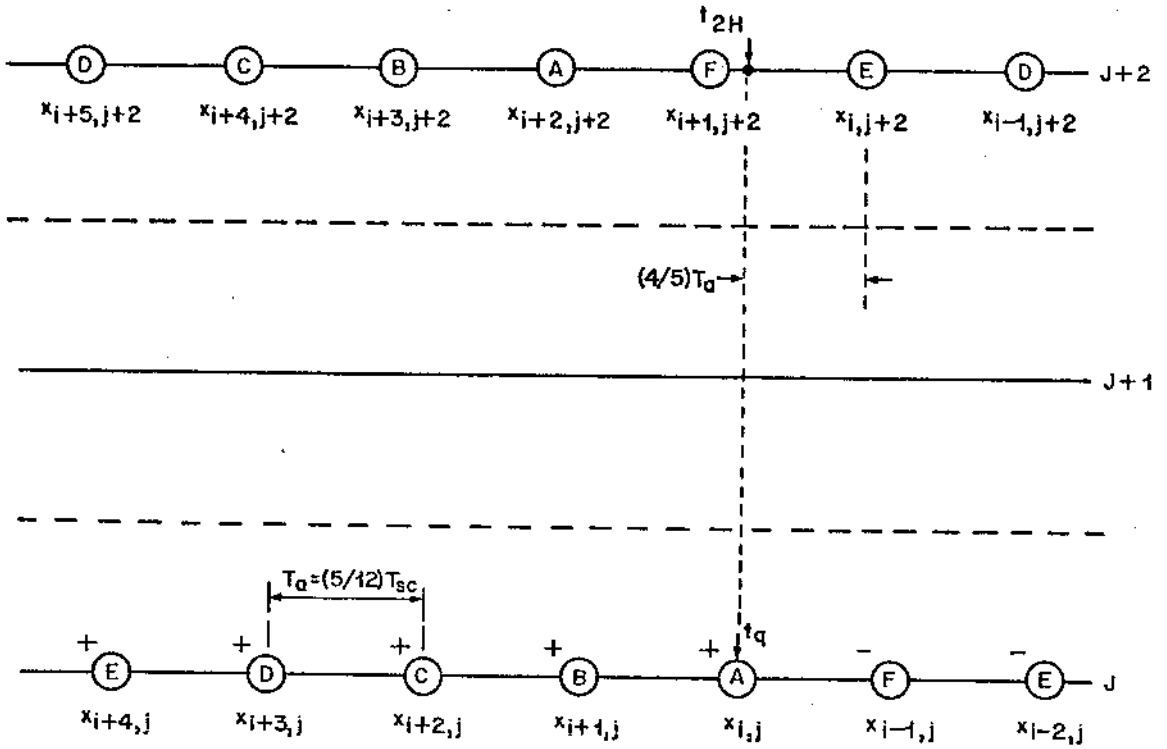


Fig. IV.14 - Amostras inter-linhas em áreas uniformes para  $f_a = (12/5)f_{sc}$

N <sub>a</sub>	P <sub>i</sub>	$\hat{x}_{i,j} = \sum_{k=1}^2 A_k x_{i+k,j} + \sum_{k=0}^3 B_k x_{i+k,j+2}$	Condições						Região com luminância variando linearmente	d <sub>m</sub> [EI <sub>1</sub> ]
			C1	C3	C4	C2	C5	C6		
1	P56	$x_{i+2,j+2}$	X	X	X			X		3,86
3	P57	$x_{i+1,j} + x_{i+2,j+2} - x_{i+3,j+2}$	X	X	X	X			X	3,20
	P58	$1,366(x_{i,j+2} - x_{i+1,j}) + x_{i+1,j+2}$	X	X	X					2,77
4	P59	$-0,431x_{i+1,j} + 0,539x_{i+2,j} + 0,825x_{i,j+2} + 0,067x_{i+1,j+2}$	X	X	X	X			X	2,78

Tab. IV.14 - Preditores bidimensionais inter-linhas para  $f_a = (12/5)f_{sc}$



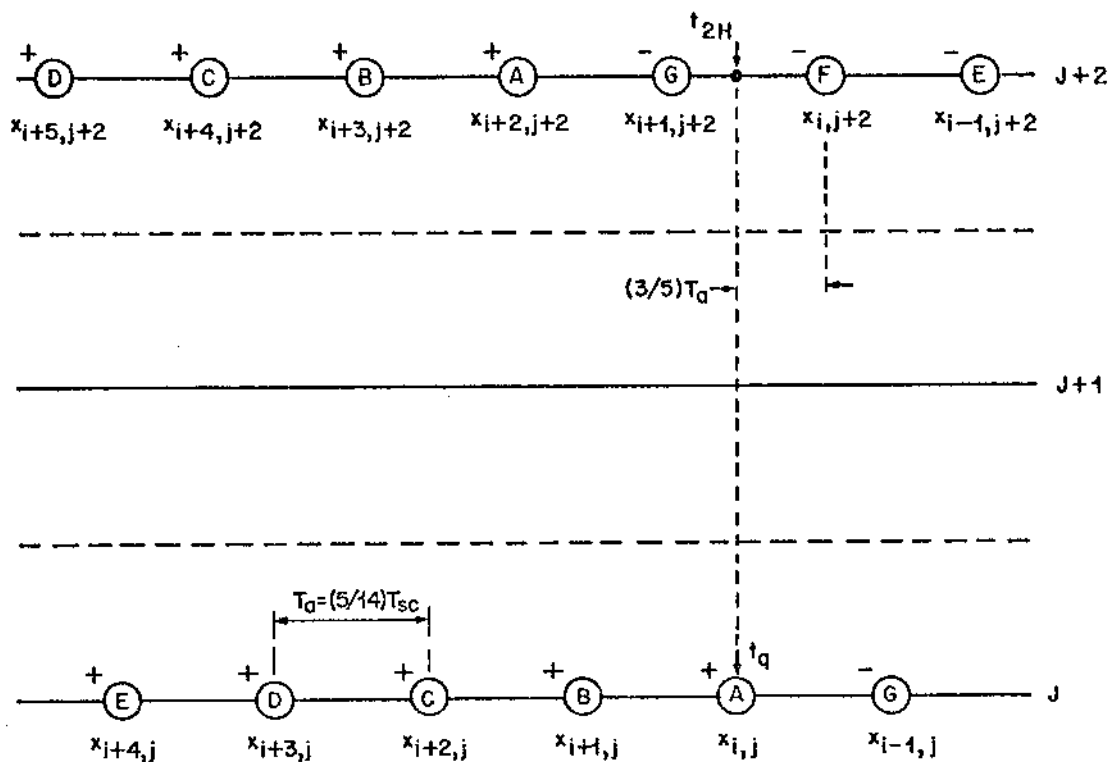


Fig. IV.15 - Amostras inter-linhas em áreas uniformes para  $f_a = (14/5)f_{sc}$

N <sub>a</sub>	P <sub>i</sub>	$\hat{x}_{i,j} = \sum_{k=1}^2 A_k x_{i+k,j} + \sum_{k=0}^3 B_k x_{i+k,j+2}$	Condições						Região com luminância variando linearmente	d <sub>m</sub> [EI <sub>1</sub> ]
			C1	C3	C4	C2	C5	C6		
1	P60	$x_{i+2,j+2}$	X	X	X			X	3,86	
3	P61	$-3,047x_{i+1,j} + 0,802x_{i+2,j} + 3,245x_{i,j+2}$	X	X	X				2,36	
	P62	$x_{i+1,j} + x_{i+2,j+2} - x_{i+3,j+2}$	X	X	X	X			X 3,11	
4	P63	$-1,782x_{i+1,j} + 1,814x_{i+2,j} + 2,233x_{i,j+2} - 1,265x_{i+1,j+2}$	X	X	X	X			X 2,60	

Tab. IV.15 - Preditores bidimensionais inter-linhas para  $f_a = (14/5)f_{sc}$

Finalmente, para efeito de ilustração, apresenta-se na Fig. IV.16 um diagrama de blocos do preditor bidimensional PR49.

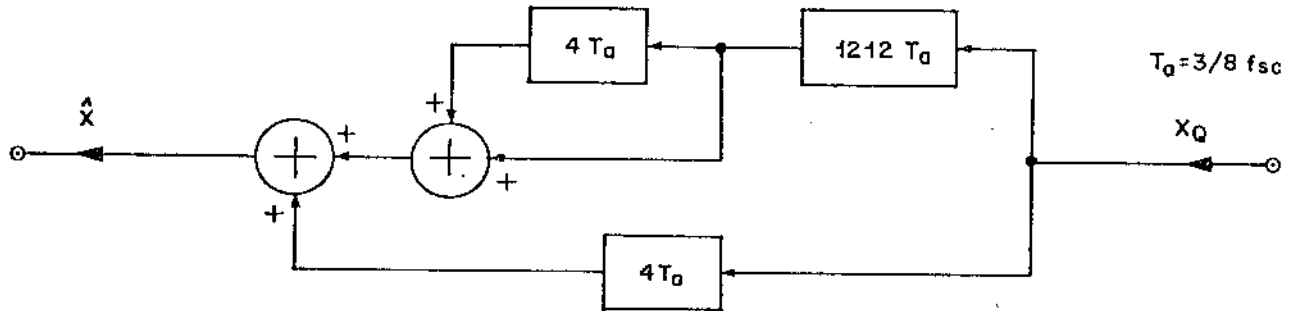


Fig. IV.16 - Preditor PR49

#### IV.6 - COMENTÁRIOS

Utilizando-se modelos matemáticos de sinais de vídeo com posto, foram desenvolvidos vários preditores, unidimensionais e bi dimensionais. Os algoritmos de predição são formados apenas por amostras em linhas com o mesmo sinal de chave PAL.

Por princípio, todos os preditores preveem corretamente em áreas uniformes. Alguns apresentam erro de previsão nulo em re giões com variação lenta e linear do sinal composto, porém têm uma distância média ponderada relativamente grande, o que pode compro meter a linearidade do sinal. No entanto, existem outros predito res que corrigem as variações lineares do sinal de luminância, e isto se apresenta interessante, uma vez que o sinal de luminância, tendo uma faixa quase 3 vezes a dos sinais diferenças de cor, deve sofrer mais variações do que estes últimos.

De qualquer forma, o desempenho dos preditores deve ser obtido de testes de simulação objetivos em termos de parâmetros estatísticos, como a entropia e a variância.

CAPÍTULO V

AVALIAÇÃO DOS PREDITORES NO SISTEMA MCPD  
ATRAVÉS DE SIMULAÇÕES USANDO SINAIS DE TESTE

## V.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo, os preditores obtidos anteriormente são avaliados de maneira objetiva. Para tanto, por programas em FORTRAN, gera-se os sinais de teste, desenvolve-se o esquema do sistema MCPD para a simulação e calcula-se os valores dos parâmetros para a avaliação do desempenho dos preditores. A comparação do desempenho de diversos preditores é feita através de gráficos e tabelas dos valores obtidos.

## V.2 - CRITÉRIOS DE AVALIAÇÃO

Os critérios de avaliação de desempenho do preditor no sistema MCPD podem ser objetivos ou subjetivos. Nesta pesquisa são efetuadas apenas avaliações objetivas pois se trata essencialmente das simulações dos preditores no computador. Os critérios subjetivos terão papel decisivo na avaliação da qualidade final de imagem.

### V.2.1 - Critérios Objetivos

A avaliação dos preditores por este método deve ser efetuada empregando um conjunto de imagens padrão. Nesta simulação, emprega-se um conjunto de sinais de teste padronizados pelo CCIR para TV analógica. Um outro conjunto como, por exemplo, o de 15 imagens de teste do SMPTE representando a maioria das cenas de televisão, também deverá ser usado oportunamente quando se dispuser de recursos necessários para geração do sinal (câmera de TV ou vídeo-tape). Naturalmente, com uma fonte de sinal real poder-se-á também realizar testes subjetivos com imagens em movimento.

Considere-se então um dado algoritmo de predição e seja  $I_{i,j}$  o  $i$ -ésimo elemento na  $j$ -ésima linha de uma imagem. Assim, pode-se ter:

$x_{i,j}$  = valor codificado de  $I_{i,j}$

$\hat{x}_{i,j}$  = valor previsto de  $I_{i,j}$

$M$  = número total de  $I$ 's considerados na imagem

$N(\epsilon)$  = número de vezes que ocorre a diferença e dada pela eq. (IV.28).

Define-se então a seguir, os parâmetros que avaliam objetivamente os preditores no sistema MCPD [29].

A. Entropia das Diferenças [HD]

$$H_d = - \sum_{\epsilon=-255}^{255} [N(\epsilon)/M] \cdot \log_2 [N(\epsilon)/M] \quad (V.1)$$

dados que a codificação de  $I_{i,j}$  é feita em 8 bits. O valor de  $H_d$  indica o número mínimo de bits necessários para se transmitir as diferenças codificadas de uma imagem.

B. Variância das Diferenças [SIGD2]

$$\sigma_d^2 = (1/M) \sum_i \sum_j \epsilon_{i,j}^2 - [(1/M) \sum_i \sum_j \epsilon_{i,j}]^2 \quad (V.2)$$

Este parâmetro está diretamente associado à potência AC do sinal diferença a ser codificado e, portanto, deve ser o menor possível.

C. Correlação entre os valores das amostras de vídeo e das amostras previstas [RD]

$$R_d = \frac{\sum_i \sum_j [x_{i,j} - \mu_x][\hat{x}_{i,j} - \hat{\mu}_x]}{[\sum_i \sum_j (x_{i,j} - \mu_x)^2]^{1/2} \cdot [\sum_i \sum_j (\hat{x}_{i,j} - \hat{\mu}_x)^2]^{1/2}} \quad (V.3)$$

onde  $\mu_x$  e  $\hat{\mu}_x$  são os valores médios de  $x_{i,j}$  e  $\hat{x}_{i,j}$ , respectivamente. Pela eq. (V.3), observa-se que a correlação é máxima (igual a 1) quando  $\hat{x}_{i,j} = x_{i,j}$ .

D. Valores Diferenciais de Pico [DP]

São aqueles valores compreendidos nos intervalos:

$$-255 \text{ --- } | \text{ --- } -\epsilon_p \quad \text{e} \quad \epsilon_p \text{ --- } | \text{ --- } 255 ,$$

onde " $\epsilon_p$ " é a menor diferença absoluta que satisfaz a expressão:

$$(1/M) \sum_{\epsilon=-\epsilon_p}^{\epsilon_p} N(\epsilon) \geq 0,99 \quad (V.4)$$

Por esta expressão, para uma dada imagem, tem-se que pelo menos 99% dos valores absolutos das diferenças são menores do que o valor de " $\epsilon_p$ ". Quanto maior for o valor de " $\epsilon_p$ ", maior será a tendência de aumentar o ruído de quantização, uma vez que o sistema é diferencial.

### V.2.2 - Critérios Subjetivos

Neste caso, os mesmos meios de avaliar a qualidade de imagem de TV analógica são usados após o processamento digital. A avaliação da imagem pode ser feita em termos de qualidade ou de de<sup>g</sup>radção, segundo alguma tabela de comparação.

As tabelas de qualidade ou de degradação da imagem re<sup>co</sup>mendadas pelo CCIR são dadas na Tab. V.1.

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. V.1 - Escala de 5 graus para medida subjetiva de qualidade ou de degradação da imagem [5]

A avaliação da imagem processada também pode ser feita de forma comparativa. Neste caso, o CCIR recomenda a Tab. V.2.

As condições de observação das imagens recomendadas pelo CCIR podem ser vistas na Rec. 500-1, Tabela III-CCIR, Vol. XI. As imagens de teste podem ser aquelas do conjunto do SMPTE (Society of Motion Picture and Television Engineers) ou do EBU (European Broadcasting Union).

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

Tab. V.2 - Escala de comparação para medida subjetiva da qualidade de imagem [5]

### V.3 - SINAIS DE TESTE

Para uma avaliação inicial dos preditores desenvolvidos no Capítulo IV, são considerados 9 sinais de teste, cuja forma de onda em banda base é a mesma em todas as linhas de varredura. Por outro lado, pela eq.(II.28), nota-se que as portadoras de  $E_U^i(t)$  e  $E_V^i(t)$  não têm o mesmo valor nos pontos verticais correspondentes de cada linha. Isto se deve ao fato de que a relação entre o período de linha  $T_H$  e o de subportadora de cor  $T_{sc}$  não é inteira. Assim, é interessante utilizar um tempo " $t_L$ " cujo valor é nulo no início da linha e  $T_H$  no seu final ( $0 \leq t_L < T_H$ ) de modo que:

$$t = t_L + t_{Ln} \quad (V.5)$$

onde " $t_{Ln}$ " é o tempo " $t$ " no início da linha " $n$ ", isto é, quando  $t=t_{Ln}$ , tem-se  $t_L=0$ . Observa-se então que:

$$t_{Ln} = t_{L0} + nT_H \quad (V.6)$$

onde " $t_{L0}$ " é o tempo " $t$ " no início da linha "0" e  $n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Dessa maneira, são apresentados a seguir os sinais de teste e as respectivas equações, em termos da função degrau, usando-se a coordenada " $t_L$ ".

1. Barras Coloridas

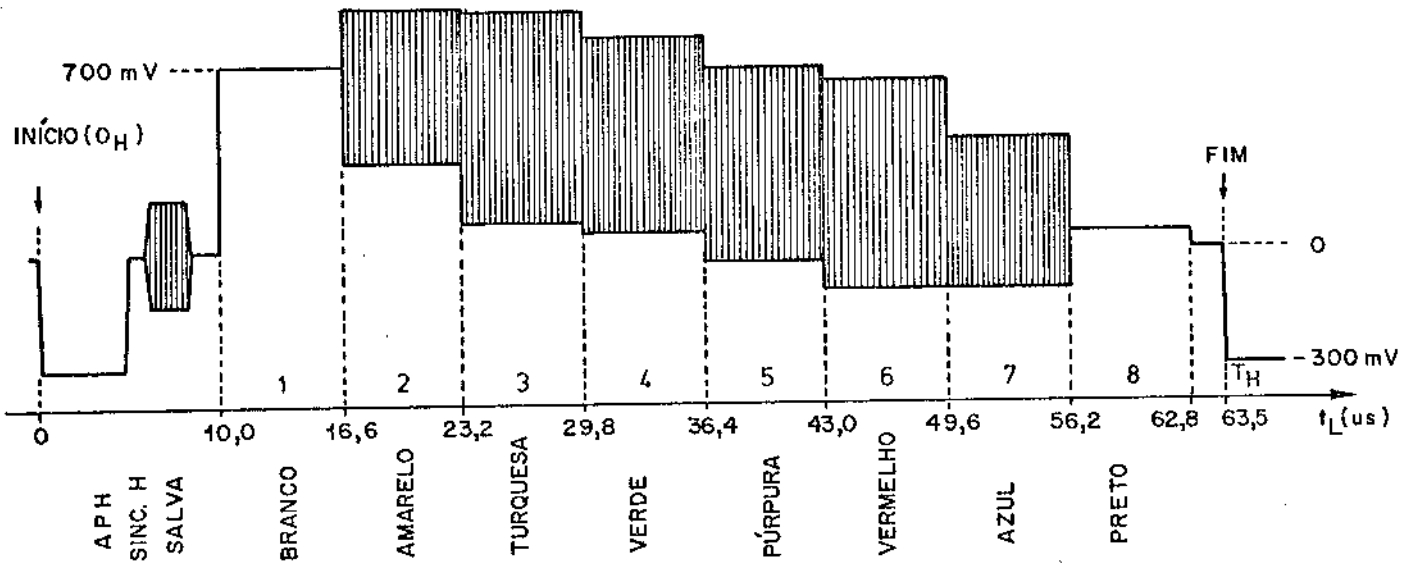


Fig. V.1 - Divisão temporal das barras coloridas (75% de amplitude)

$$S_1(t_L) = \sum_{k=1}^8 \{ [\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1})] [Y_k + U_k \text{ sen} \omega_{sc}(t_L + t_{Ln}) + m(t_L + t_{Ln}) V_k \text{ cos} \omega_{sc}(t_L + t_{Ln})] \} \quad (V.7)$$

onde  $t_k = 10 + 6,6(k-1)$  [us]. Os valores de  $Y_k$ ,  $U_k$  e  $V_k$  são dados na Tab. V.3.

k	Amplitude 100%			Amplitude 75%		
	$Y_k$ (mV)	$U_k$ (mV)	$V_k$ (mV)	$Y_k$ (mV)	$U_k$ (mV)	$V_k$ (mV)
1	700	0	0	537,5	0	0
2	625,9	567,8	130,0	481,9	425,9	97,5
3	505,7	191,6	799,2	391,8	143,7	599,4
4	431,6	376,2	669,2	336,2	282,2	501,9
5	318,4	376,2	669,2	251,3	282,2	501,9
6	244,3	191,6	799,2	195,7	143,7	599,4
7	124,1	567,8	130,0	105,6	425,9	97,5
8	50,0	0	0	50,0	0	0

Tab. V.3 - Valores para as barras coloridas



## 2. Escada Modulada com 5 degraus

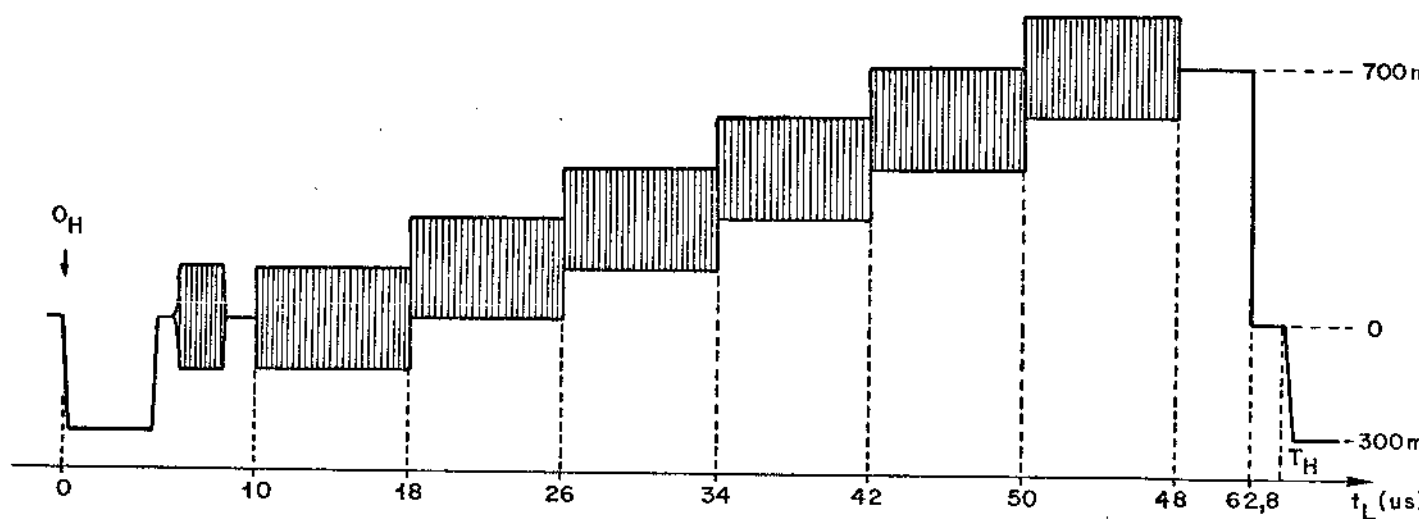


Fig. V.2 - Divisão temporal de escada modulada com 5 degraus

$$S_2(t_L) = \sum_{k=1}^6 [\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1})] [(k-1)140 + K_2 \text{sen}\omega_{SC}(t_L + t_{Ln})] + [\mu(t_L - 58) - \mu(t_L - 62,8)]700 \quad (\text{V.8})$$

onde  $t_k = 10 + 8(k-1)$  [ $\mu\text{s}$ ]

$K_2 = 0, 70, 140, -50$  ou  $-70$  [mV]

No caso da escada modulada com 10 degraus, a equação é dada por:

$$S_2'(t_L) = [\mu(t_L - 10) - \mu(t_L - 18)]K_2 \text{sen}\omega_{SC}(t_L + t_{Ln}) + \sum_{k=1}^{10} [\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1})] [70k + K_2 \text{sen}\omega_{SC}(t_L + t_{Ln})] + [\mu(t_L - 58) - \mu(t_L - 62,8)]700 \quad (\text{V.9})$$

onde  $t_k = 18 + 4(k-1)$  [ $\mu\text{s}$ ].

### 3. Rampa Modulada

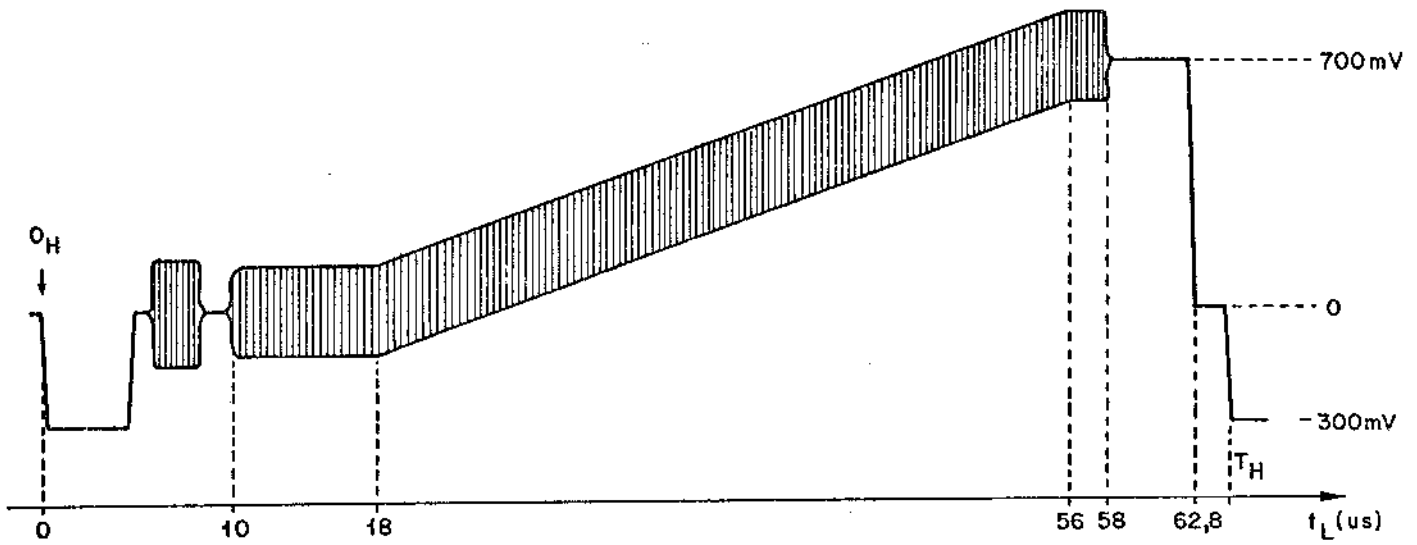


Fig. V.3 - Divisão temporal da rampa modulada

$$S_3(t_L) = \sum_{k=1}^4 [\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1})] [Y_k + K_3 \text{sen}\omega_{sc}(t_L + t_{Ln})] \quad (V.10)$$

onde  $K_3 = 0, -50$  ou  $-70$  mV e os valores de  $Y_k$ ,  $t_k$  e  $t_{k+1}$  são dados na Tab. V.4.

k	$Y_k$ (mV)	$t_k$ ( $\mu s$ )	$t_{k+1}$ ( $\mu s$ )
1	0	10	18
2	$(1/19)(350t_L - 6300)$	18	56
3	700	56	58
4	700	58	62,8

Tab. V.4 - Valores para a rampa modulada

#### 4. Pedestal Modulado

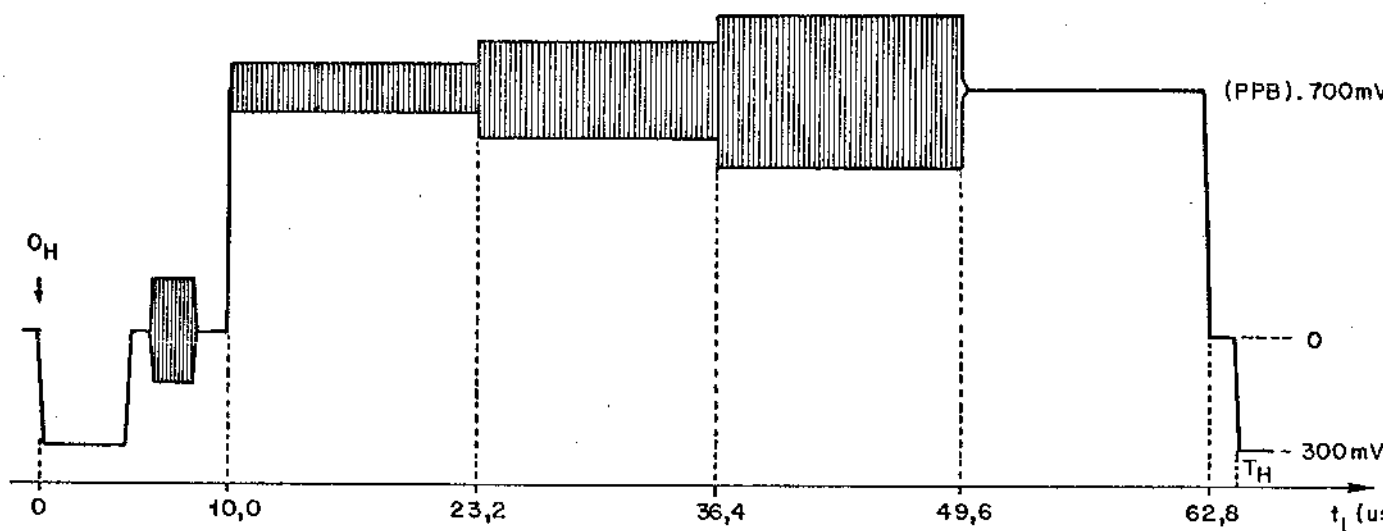


Fig. V.4 - Divisão temporal do pedestal modulado

$$S_4(t_L) = \sum_{k=1}^3 [\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1})] [700\text{PPB} + m(t_L + t_{Ln}) 700.k.\cos\omega_{SC}(t_L + t_{Ln})] + [\mu(t_L - 49,6) - \mu(t_L - 62,8)] 700\text{PPB} \quad (\text{V.11})$$

#### 5. Pulso e Barra Modulados

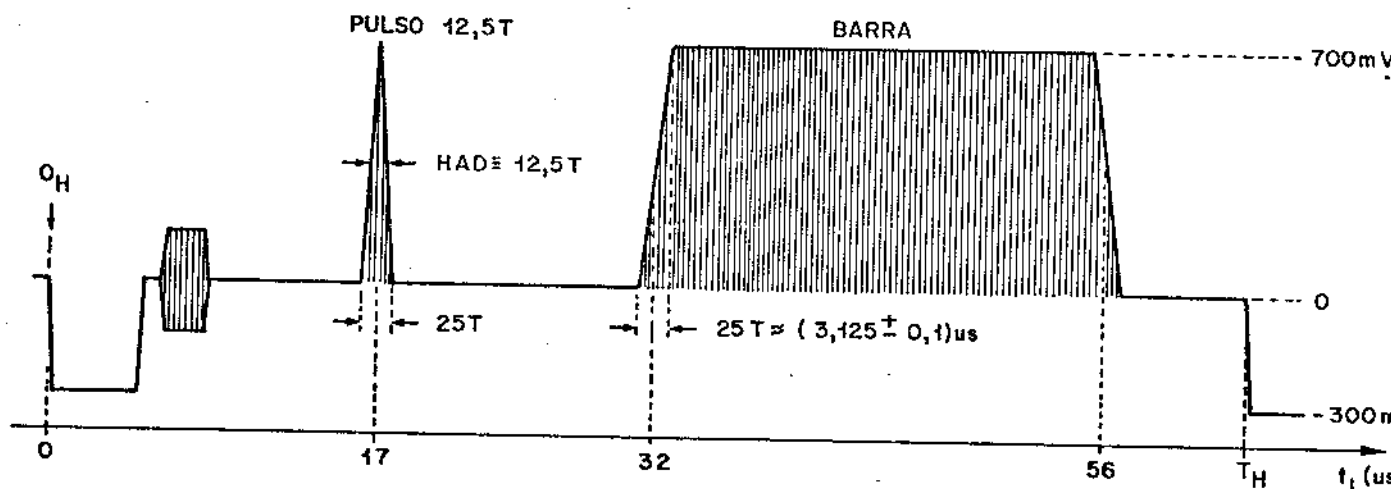


Fig. V.5 - Divisão temporal do pulso e barra modulados

$$S_5(t_L) = \sum_{k=1}^6 [\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1})] [Y_k + U_k \text{ sen} \omega_{sc} (t_L + t_{Ln})]$$

(V.12)

onde  $Y_k$ ,  $U_k$ ,  $t_k$  e  $t_{k+1}$  são dados na Tab. V.5.

k	$Y_k$ (mV)	$U_k$ (mV)	$t_k$ ( $\mu$ s)	$t_{k+1}$ ( $\mu$ s)
1	$350 \cos^2 [\pi(t_L - 17)/25T]$	$U_1 = -Y_1$	15,4375	18,5625
2	0	0	18,5625	30,4375
3	$350 \left[ 1 - \frac{32+6,25T-t_L}{12,5 T} + \frac{1}{2\pi} \text{ sen } \frac{\pi}{12,5T} (32+6,25T-t_L) \right]$	$U_3 = -Y_3$	30,4375	33,5625
4	350	-350	33,5625	54,4375
5	$350 \left[ 1 + \frac{56-6,25T-t_L}{12,5 T} - \frac{1}{2\pi} \text{ sen } \frac{\pi}{12,5T} (56-6,25T-t_L) \right]$	$U_5 = -Y_5$	54,4375	57,5625
6	0	0	57,5625	62,8

Tab. V.5 - Valores para pulso e barra modulados

6. SIG.III

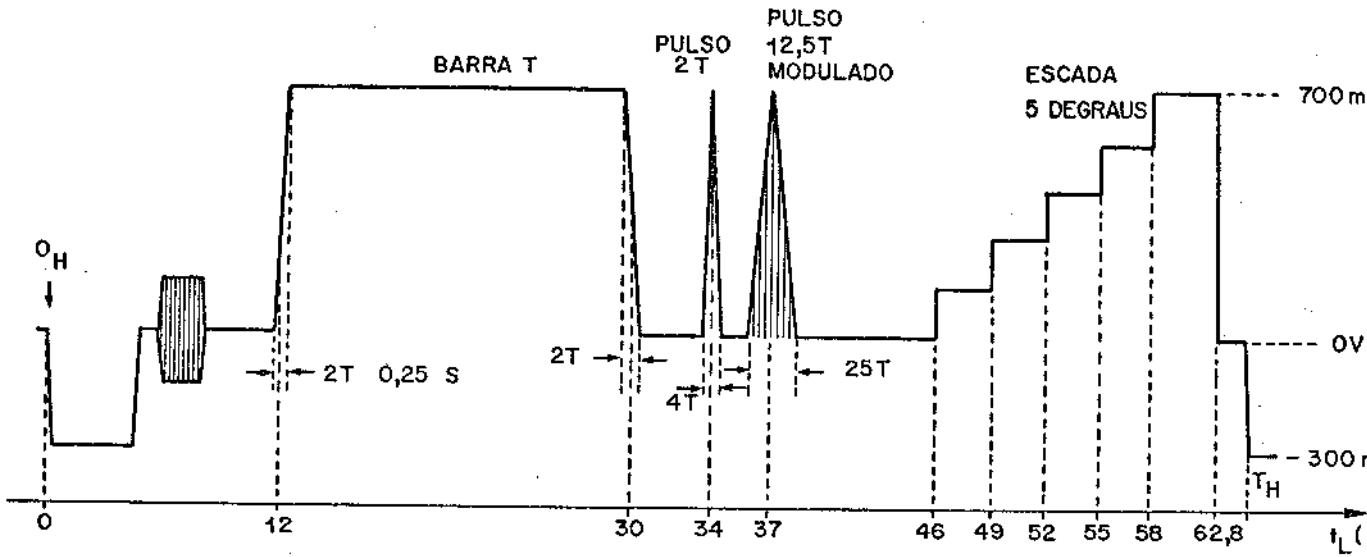


Fig. V.6 - Divisão temporal do SIG.III

$$S_6(t_L) = \sum_{k=1}^8 [\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1})] [Y_k + U_k \text{sen} \omega_{SC} (t_L + t_{Ln})] + \sum_{j=9}^{12} [\mu(t_L - t_j) - \mu(t_L - t_{j+1})] (j-8)140 + [\mu(t_L - 58) - \mu(t_L - 62,8)] 700 \quad (V.13)$$

onde  $t_j = 46 + 3(j-9)\mu\text{s}$ , ( $j=9,10,11,12$ ) e os valores de  $Y_k$ ,  $U_k$ ,  $t_k$  e  $t_{k+1}$  são dados na Tab. V.6.

k	$Y_k$ (mV)	$U_k$ (mV)	$t_k$ ( $\mu\text{s}$ )	$t_{k+1}$ ( $\mu\text{s}$ )
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	11,75	12,25
2	700	0	12,25	29,75
3	$700 \left[ 1 + \frac{30-0,5T-t_L}{T} - \frac{1}{2\pi} \text{sen} \frac{\pi}{T} (30-0,5T-t_L) \right]$	0	29,75	30,25
4	0	0	30,25	33,75
5	$700 \cos^2 \left[ \frac{\pi(t_L-34)}{4T} \right]$	0	33,75	34,25
6	0	0	34,25	35,4375
7	$350 \cos^2 \left[ \frac{\pi(t_L-37)}{25T} \right]$	$U_7 = -Y_7$	35,4375	38,5625
8	0	0	38,5625	46

Tab. V.6 - Valores para o sinal SIG.III

7. CCIR.I

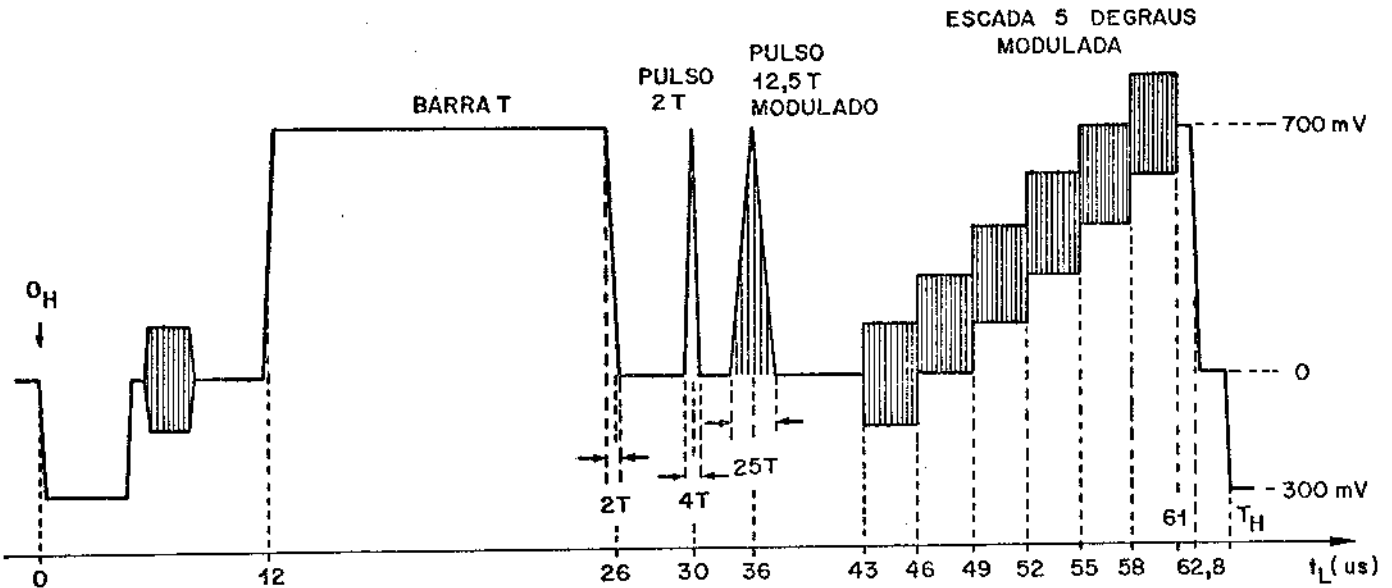


Fig. V.7 - Divisão temporal do sinal CCIR.I

$$S_7(t_L) = \sum_{k=1}^8 [\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1})] [Y_k + U_k \text{sen} \omega_{sc} (t_L + t_{Ln})] + \sum_{j=9}^{14} [\mu(t_L - t_j) - \mu(t_L - t_{j+1})] \cdot [(j-9)140 + 140 \text{sen} \omega_{sc} (t_L + t_{Ln})] + [\mu(t_L - 61) - \mu(t_L - 62,8)] 700 \quad (V.14)$$

onde  $t_j = 43 + 3(j-9) \mu s$ , ( $j=9, 10, \dots, 14$ ) e os valores de  $Y_k$ ,  $U_k$ ,  $t_k$  e  $t_{k+1}$  são dados na Tab. V.7.

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	11,75	12,25
2	700	0	12,25	25,75
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	25,75	26,25
4	0	0	26,25	29,75
5	$700 \cos^2 \left[ \frac{\pi(t_L - 30)}{4T} \right]$	0	29,75	30,25
6	0	0	30,25	34,4375
7	$350 \cos^2 \left[ \frac{\pi(t_L - 36)}{25T} \right]$	$U_7 = -Y_7$	34,4375	37,5625
0	0	0	37,5625	43

Tab. V.7 - Valores para o sinal CCIR.I

8. CCIR.II

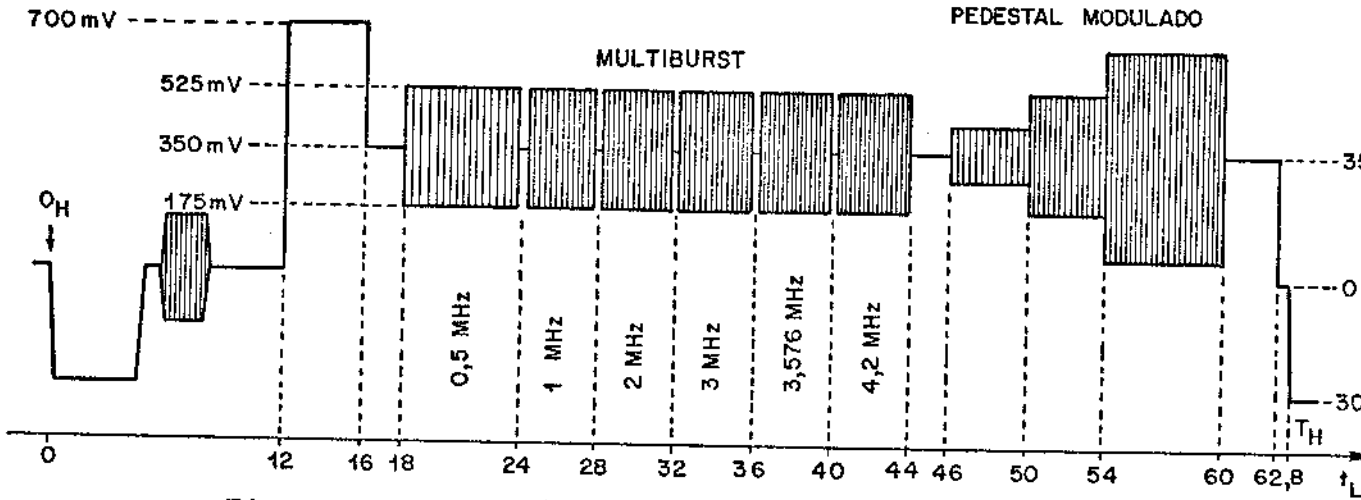


Fig. V.8 - Divisão temporal do sinal CCIR.II

$$S_8(t_L) = [\mu(t_L - 12) - \mu(t_L - 16)]700 + \sum_{k=1}^{13} [\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1})][350 + 175 \text{sen} 2\pi F_k(t_L - t_k)] + \sum_{k=14}^{16} [\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1})][350 - 2^{(k-14)} \cdot 70 \text{sen} \omega_{sc}(t_L + t_{Ln})] + [\mu(t_L - 66) - \mu(t_L - 62.8)]$$

(V.15)

onde os valores de  $F_k$ ,  $t_k$  e  $t_{k+1}$  são dados na Tab. V.8.

k	$F_k$ (MHz)	$t_k$ ( $\mu$ s)	$t_{k+1}$ ( $\mu$ s)
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

Tab. V.8 - Valores para o sinal CCIR.II

9. Triangular Modulada

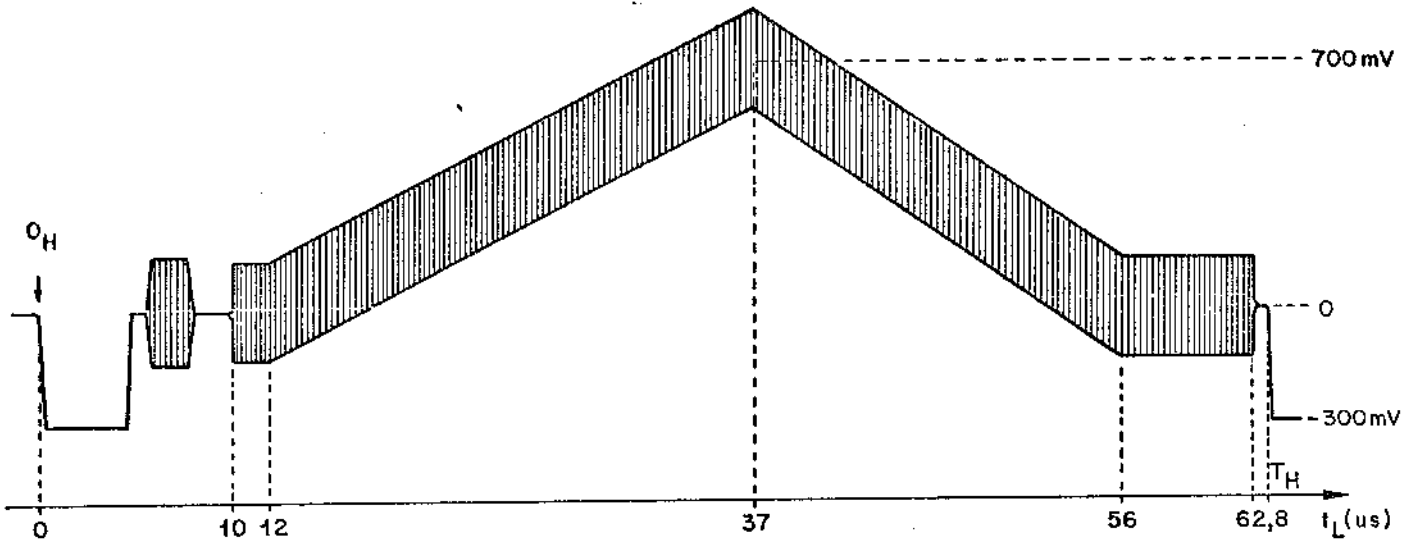


Fig. V.9 - Divisão temporal da triangular modulada

$$S_9(t_L) = \sum_{k=1}^4 [\mu(t_L - t_k) - \mu(t_L - t_{k+1})] [Y_k + K_9 \text{ sen} \omega_{sc} (t_L + t_{Ln})] \quad (V.16)$$

onde  $K_0 = 0, -50$  ou  $-70$  mV e os valores de  $Y_k, t_k$  e  $t_{k+1}$  são da dos na Tab. V.9.

k	$Y_k$ (mV)	$t_k$ ( $\mu$ s)	$t_{k+1}$ ( $\mu$ s)
1	0	10	12
2	$(1/19)(700t_L - 12600)$	12	37
3	$(1/19)(39200 - 700t_L)$	37	56
4	0	56	62,8

Tab. V.9 - Valores para a triangular modulada



#### V.4 - DIAGRAMAS DE BLOCOS PARA A SIMULAÇÃO DO SISTEMA MCPD

Neste trabalho, os preditores desenvolvidos no Capítulo IV são avaliados objetivamente no sistema MCPD utilizando sinais de teste. Assim o diagrama de blocos do sistema utilizado na simulação contém, em linhas gerais, a geração de amostras do sinal de teste pelo conversor A/D uniforme, uma etapa de quantização uniforme 1:1 do sinal diferença (erro de predição), predição linear da amostra e limitação no valor da amostra prevista.

As amostras analógicas do sinal de teste são codificadas em 8 bits por um conversor A/D uniforme. Neste trabalho, simula-se o conversor ADC-820T, da Tektronix. O esquema de conversão A/D é mostrado na Fig. V.10.

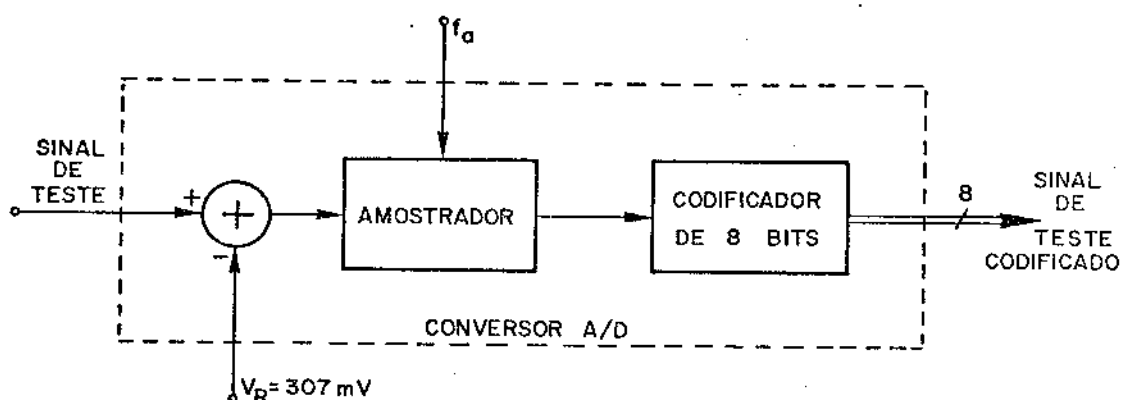


Fig. V.10 - Esquema do conversor A/D

Nesta figura, observa-se a necessidade de se deslocar o nível do sinal de vídeo padronizado de  $-307$  mV uma vez que este conversor opera no intervalo de  $-607$  mV a  $+607$  mV (intervalo dinâmico total de  $1214$  mV). Isto se deve ao fato de que os sinais de teste compostos variam de  $-300$  mV a até  $+910$  mV. Os sinais de vídeo reais, por sua vez, variam geralmente entre  $-300$  mV a  $+700$  mV. Logo, o intervalo dinâmico do codificador é suficiente tanto para sinais de teste como para sinais de vídeo reais.

A Fig. V.11 apresenta a curva de quantização do ADC-820T. A saída deste conversor é de 8 bits em paralelo.

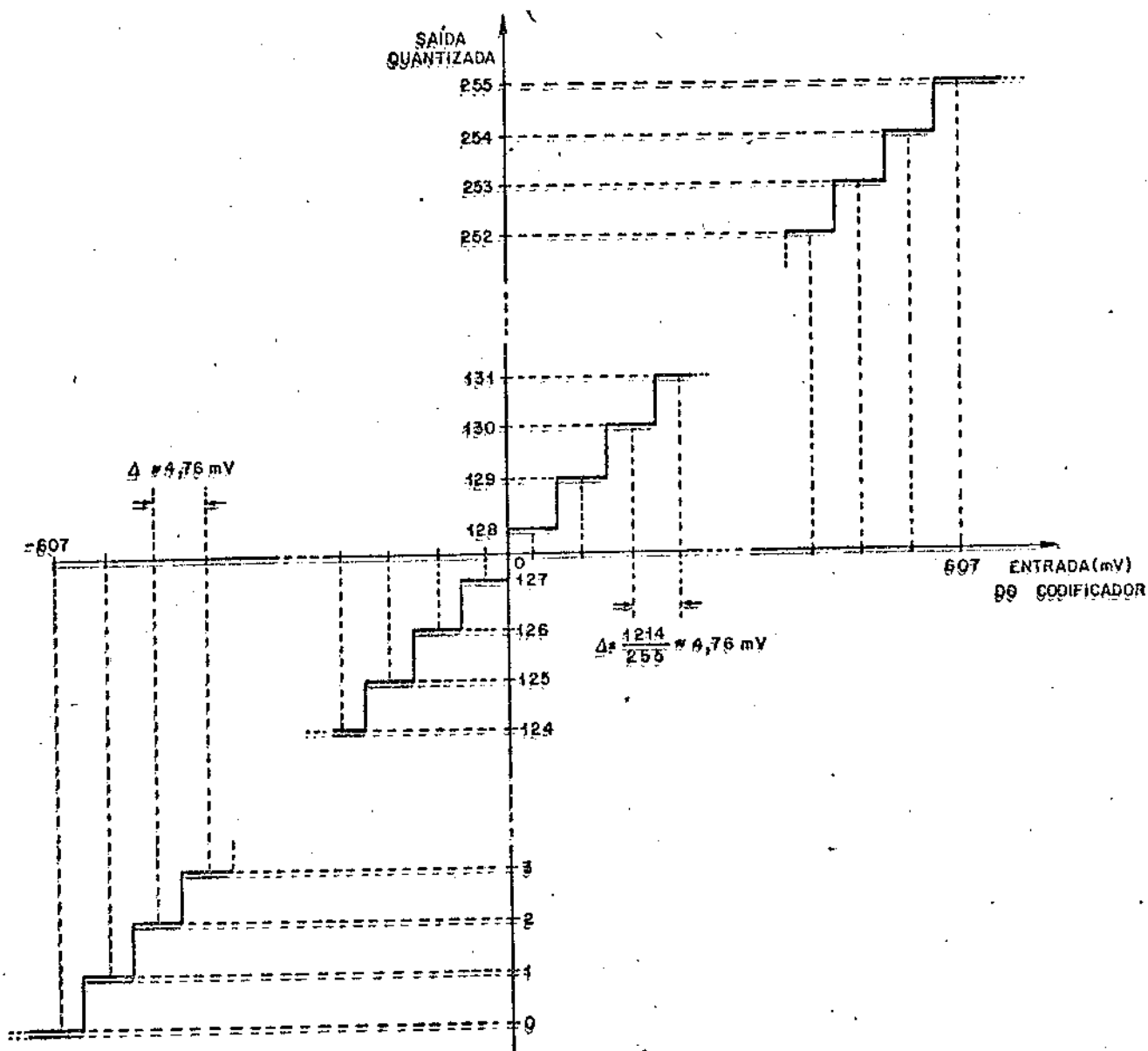


Fig. V.11 - Curva de quantização do conversor ADC-820T

Por outro lado, um estudo análogo pode ser feito para simulação no receptor, usando, por exemplo, o conversor DAC-850T, também da Tektronix.

Como primeiro passo na avaliação dos preditores apresentados no Capítulo IV, o quantizador do sistema diferencial a ser simulado é considerado uniforme. Portanto, segue-se a maneira clássica [12], [21], [23], de avaliar os preditores, isto é, para

um preditor escolhido, procura-se posteriormente uma lei de quantização que melhor case com ele. Alternativamente a este método, tem sido feito estudos de preditores [40] interagindo com o quantizador no sistema MCPD. Neste caso, a avaliação dos preditores se torna mais complexa.

A Fig. V.12 mostra o diagrama de blocos para a simulação correspondente ao esquema MCPD (vide Fig. IV.1.a).

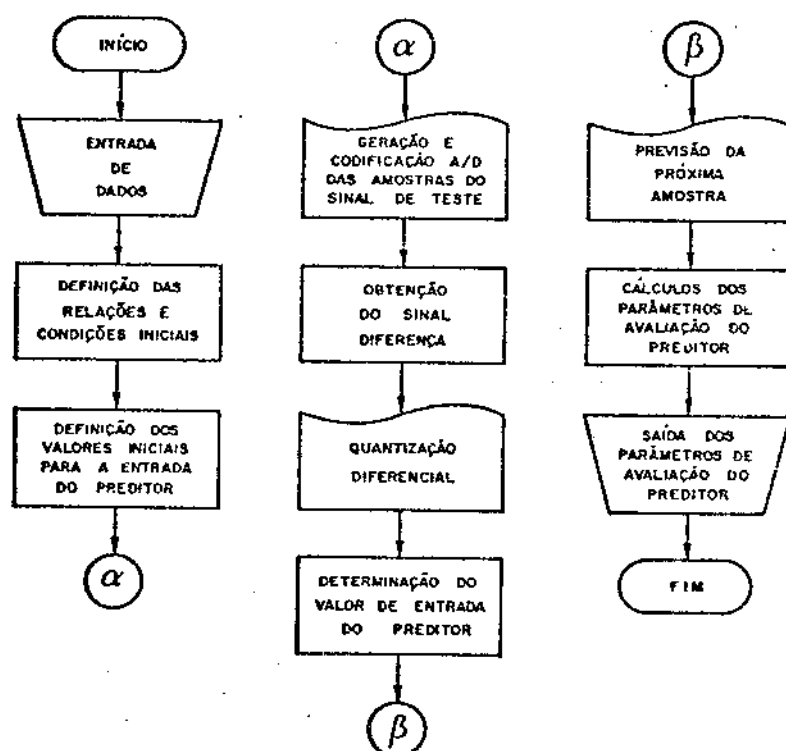


Fig. V.12 - Diagrama de blocos para avaliação dos preditores

Neste diagrama são mostrados apenas os passos principais a serem seguidos na simulação para o cálculo dos seguintes parâmetros:

- (a). Entropia das diferenças
- (b). Variância das diferenças
- (c). Valores diferenciais de pico
- (d). Correlação entre os valores amostrados e os previstos correspondentes

Estes parâmetros servem para estimar a eficiência do preditor quanto à redução da taxa de bits para transmissão, bem como para dete

tar deficiência de desempenho do mesmo de acordo com o sinal de teste.

Maiores detalhes do diagrama de blocos da Fig. V.12, bem como as subrotinas utilizadas na simulação são mostrados no Apêndice A.4.

## V.5 - RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os dados obtidos das simulações em computador dos preditores empregando como fonte de informação, os sinais de teste.

### V.5.1 - Considerações iniciais

Além dos parâmetros de avaliação do preditor mencionados no item V.2.1, foram também calculados outros elementos de análise para alguns preditores quando houve interesse, tais como:

- Taxa mínima de bits [R]
- Desvio padrão das diferenças [SIGD]
- Frequência de ocorrência da diferença zero, em porcentagem [NVD(0)%]
- Valor da amostra codificada [NAQ], da amostra prevista [NAQP], da diferença das amostras [ND], da diferença quantizada [NDQ] e da amostra para a previsão [NXQ].
- Número de vezes das diferenças codificadas [NVD]

No cálculo dos parâmetros estatísticos, fez-se as seguintes opções:

- (1). Não se considerou os resultados das duas primeiras linhas, pois, nessas linhas, para o preditor bidimensional sem a amarração de fase, não se tem as mostras passadas correspondentes à segunda linha prévia.
- (2). Pelo fato do sinal de teste ser determinístico e igual em todas as linhas, do ciclo de repetição do chaveamento PAL ser de 4 em 4 linhas e do ciclo de

répétição dos instantes de amostragem ser de 4, 8, 1, 5 e 10 linhas para amostragens  $3 f_{sc}$ ,  $(5/2)f_{sc}$ ,  $(8/3)f_{sc}$ ,  $(12/5)f_{sc}$  e  $(14/5)f_{sc}$ , respectivamente, foi utilizado um número de linhas "NL" diferente para cada frequência de amostragem. A Tab.V.10 mostra o número de linhas usadas, já levando em conta a opção anterior.

$f_a$	NL
$3 f_{sc}$	6
$(5/2)f_{sc}$	10
$(8/3)f_{sc}$	6
$(12/5)f_{sc}$	22
$(14/5)f_{sc}$	22

Tab. V.10 - NL versus frequência de amostragem

Desta forma, tanto os valores das amostras quanto os instantes de amostragem, dentro de uma linha apresentam um ciclo de repetição de 4, 8, 4, 20 e 20 linhas para amostragens  $3 f_{sc}$ ,  $(5/2)f_{sc}$ ,  $(8/3)f_{sc}$ ,  $(12/5)f_{sc}$  e  $(14/5)f_{sc}$ , respectivamente.

- (3). Para se ter um número significativo de amostras, fez-se a simulação para diversos valores de instante inicial de amostragem [T0] por ciclo de repetição. Neste estudo, considerou-se 12 valores distintos de T0 e a Tab. V.11 mostra o número total de amostras (NTA) para cada frequência de amostragem.

Lembrando-se que existem 511 diferenças possíveis, o número médio de amostras por diferença, se todas as diferenças fossem igualmente prováveis, seria de 53, 89, 47, 213 e 249 amostras para amostragens  $3 f_{sc}$ ,  $(5/2)f_{sc}$ ,  $(8/3)f_{sc}$ ,  $(12/5)f_{sc}$  e  $(14/5)f_{sc}$ , respectivamente. Supõe-se que, neste estudo, esses números sejam suficientes para os cálculos dos parâmetros de avaliação do preditor.

$f_a$	NTA
$3 f_{sc}$	27.264
$(5/2)f_{sc}$	45.408
$(8/3)f_{sc}$	24.240
$(12/5)f_{sc}$	108.960
$(14/5)f_{sc}$	127.200

Tab. V.11 - NTA versus frequência de amostragem

Dentre os 11 sinais de teste, os sinais SST02, SST04 e SST08 não foram considerados visto que os mesmos apresentam características muito semelhantes às dos sinais SST01, SST03 e SST09, respectivamente. Além disso, os sinais utilizados foram classificados em 5 grupos de sinais de acordo com as suas características:

- G1 - sinais com apenas áreas uniformes e bordas (SST01, SST03, SST06).
- G2 - sinais com áreas uniformes, bordas e variações lentas (SST05, SST11).
- G3 - sinais com áreas uniformes e variações mais menos rápidas (SST07).
- G4 - sinais com áreas uniformes, bordas e variações mais ou menos rápidas (SST09).
- G5 - sinais com áreas uniformes, bordas e variações rápidas na luminância (SST10).

O sinal de teste SST11 não é um sinal padronizado pelo CCIR. Ele foi incluído no conjunto para testar o preditor a um sinal de rampa modulada com maior variação linear de luminância.

Quanto aos preditores, eles foram classificados em 4 tipos principais, no tocante às condições C1 a C6 (ver Capítulo IV) que são satisfeitas. Tem-se dos seguintes tipos:

- T1 - Preditores que satisfazem apenas as condições para áreas uniformes.

- T2 - Preditores que satisfazem as condições para áreas uniformes e corrigem variações lentas de luminância.
- T3 - Preditores que satisfazem as condições para áreas uniformes, as condições C5 e/ou C6 para correção da variação de crominância e não corrigem variações lentas de luminância.
- T4 - Preditores que satisfazem as condições para áreas uniformes, as condições C5 e/ou C6 para correção da variação de crominância e corrigem variações lentas de luminância.

Na interpretação dos resultados, dá-se maior ênfase à entropia da diferença e à taxa de bits mínima, uma vez que o objetivo é reduzir a taxa de bits para transmissão. No entanto, os demais parâmetros são usados como elementos auxiliares na escolha dos preditores.

#### V.5.2 - Entropia das diferenças dos preditores

Nas Figs. V.13, V.14, V.15 e V.16 mostram os gráficos de entropia das diferenças [HD] versus distância média ponderada [ $d_m$ ] para os preditores unidimensionais (a) e bidimensionais (b), apresentados no Capítulo IV, em função dos sinais de teste. As Figs. V.13, V.14 e V.15 correspondem às amostragens  $3 f_{sc}$ ,  $(5/2)f_{sc}$  e  $(8/3)f_{sc}$ , respectivamente e a Fig. V.16 às frequências de amostragem  $(12/5)f_{sc}$  e  $(14/5)f_{sc}$ .

A seguir, faz-se a análise dos resultados levando em conta cinco fatores que são:

- Frequência de amostragem ( $f_a$ )
- Número de amostras prévias do preditor ( $N_a$ )
- Distância média ponderada ( $d_m$ )
- Tipo de preditor (T1 a T4)
- Grupo do sinal de teste (G1 a G5)

#### A. Frequência de Amostragem $3 f_{sc}$

A Fig. V.13(a) mostra o gráfico de entropia das diferen

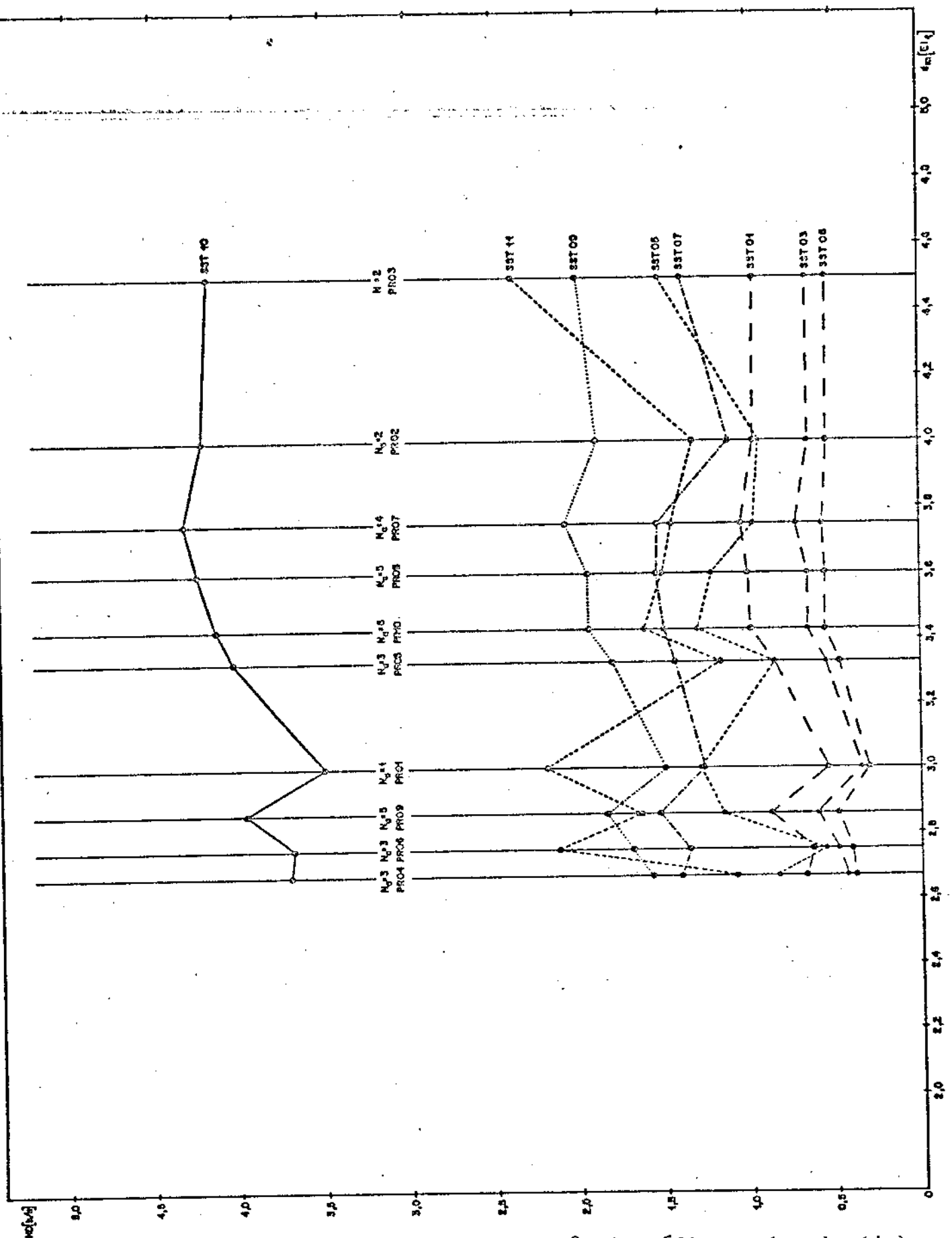


Fig. V.13(a) - Entropia (HD) versus distância média ponderada ( $d_m$ ) para os preditores unidimensionais no caso de  $f_a = 3f_{sc}$



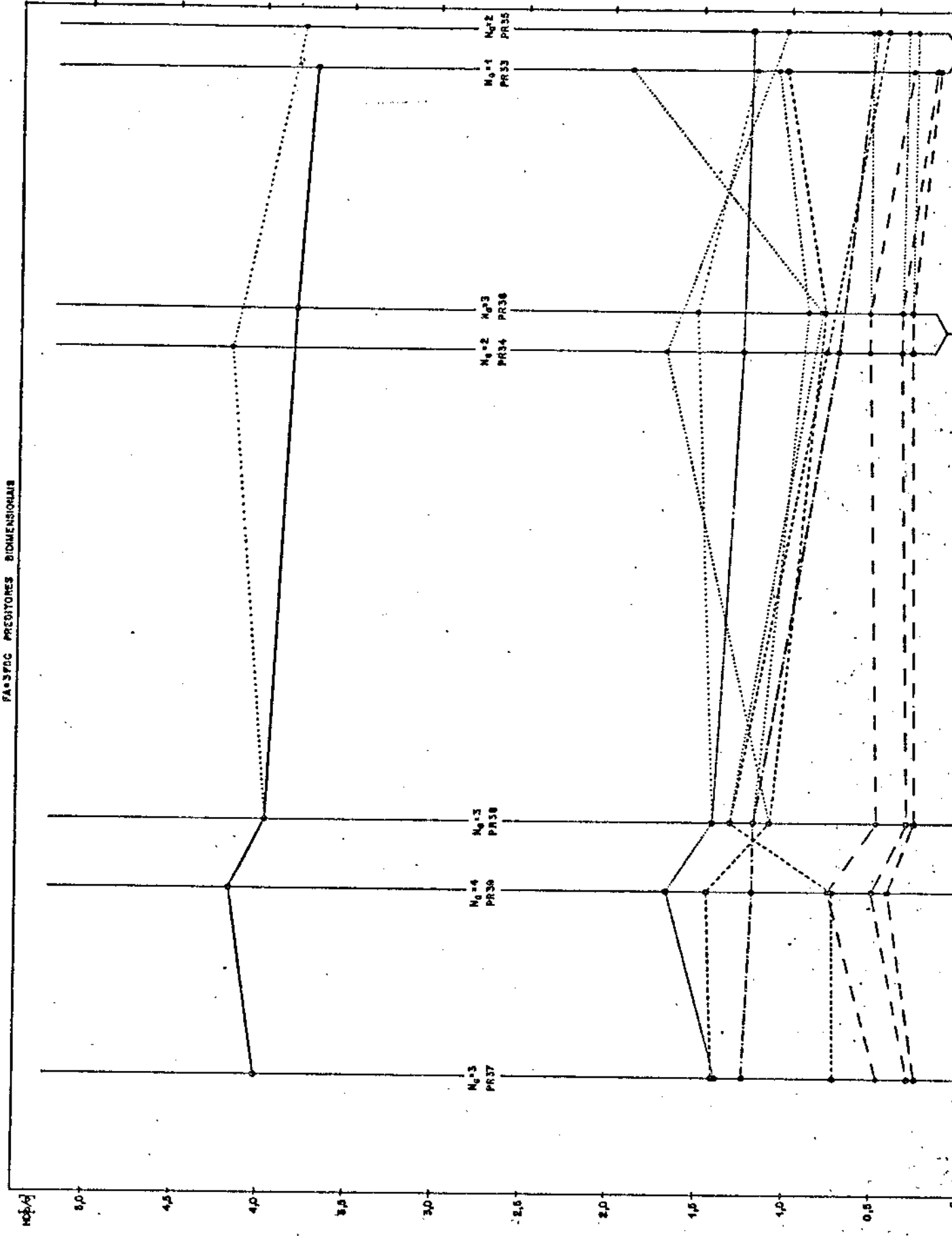


Fig. V.13(b) - Entropia (HD) versus distância média ponderada ( $d_m$ ) para os preditores bidimensionais no caso de  $f_a = 3f_{sc}$

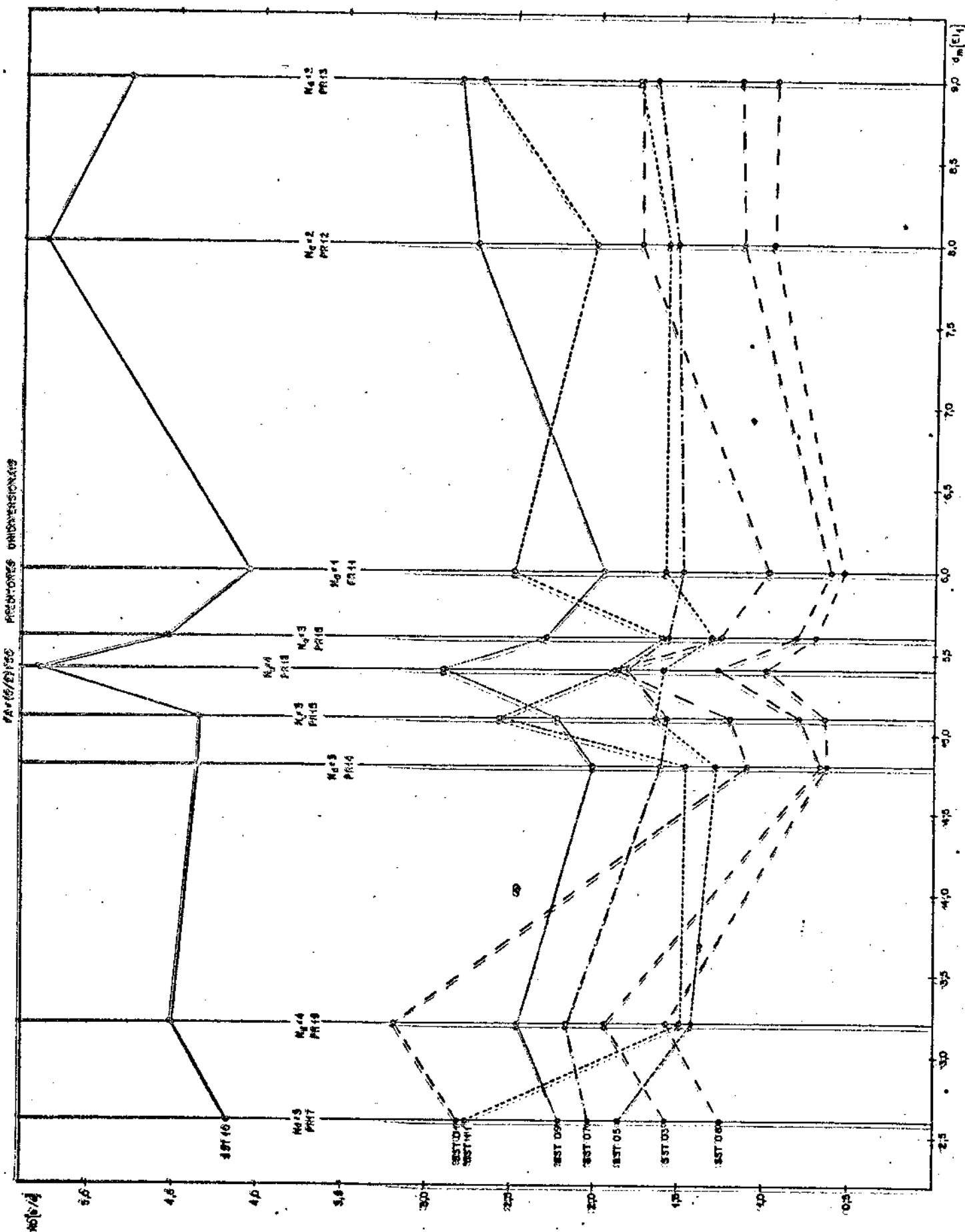


Fig. V.14(a) - Entropia versus distância média ponderada para os preditores unidimensionais no caso de  $f_a = (5/2)f_{sc}$

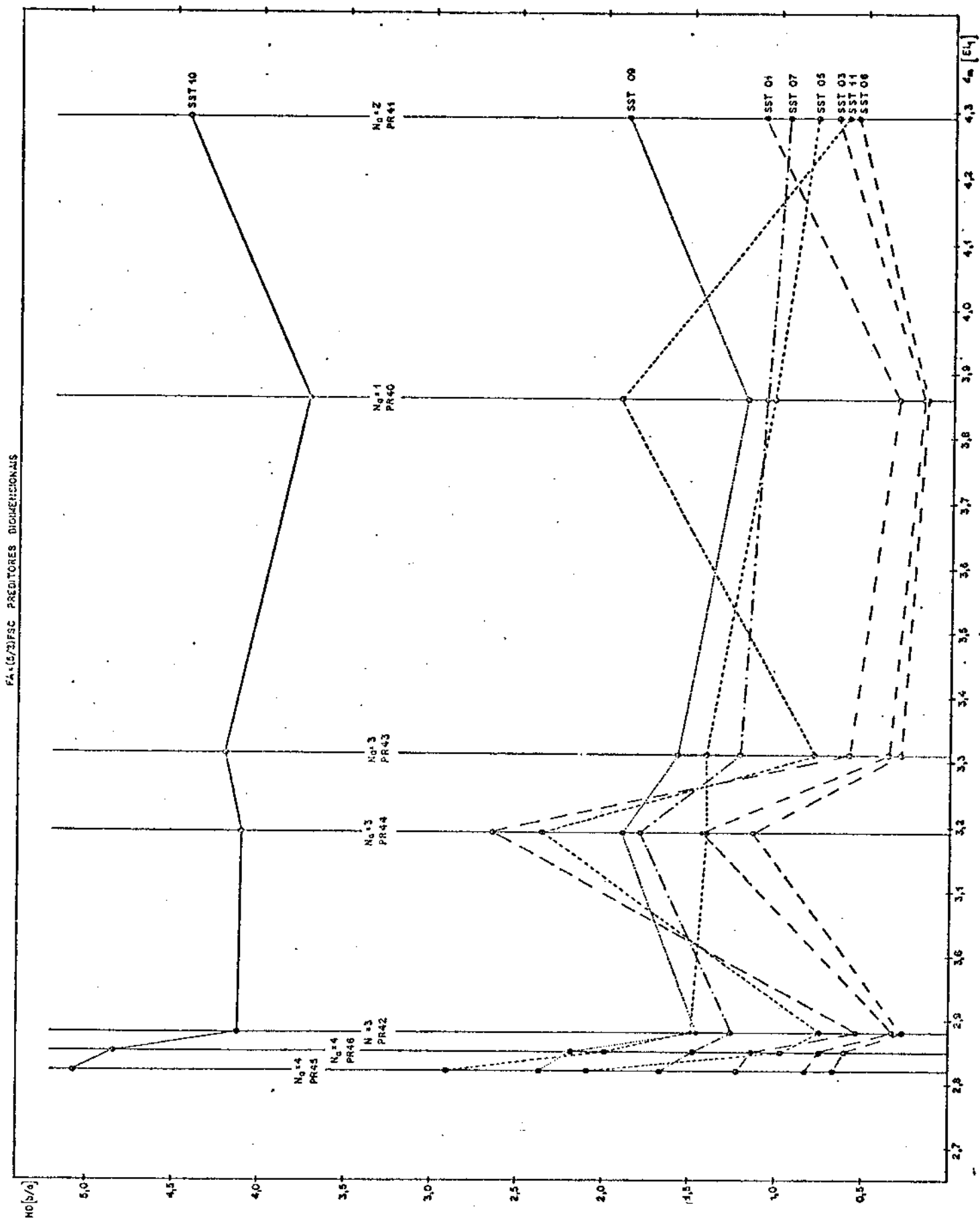


Fig. V.14(b) - Entropia versus distância média ponderada ( $d_m$ ) para os preditores bidimensionais no caso de  $f_a = (5/2)f_{sc}$

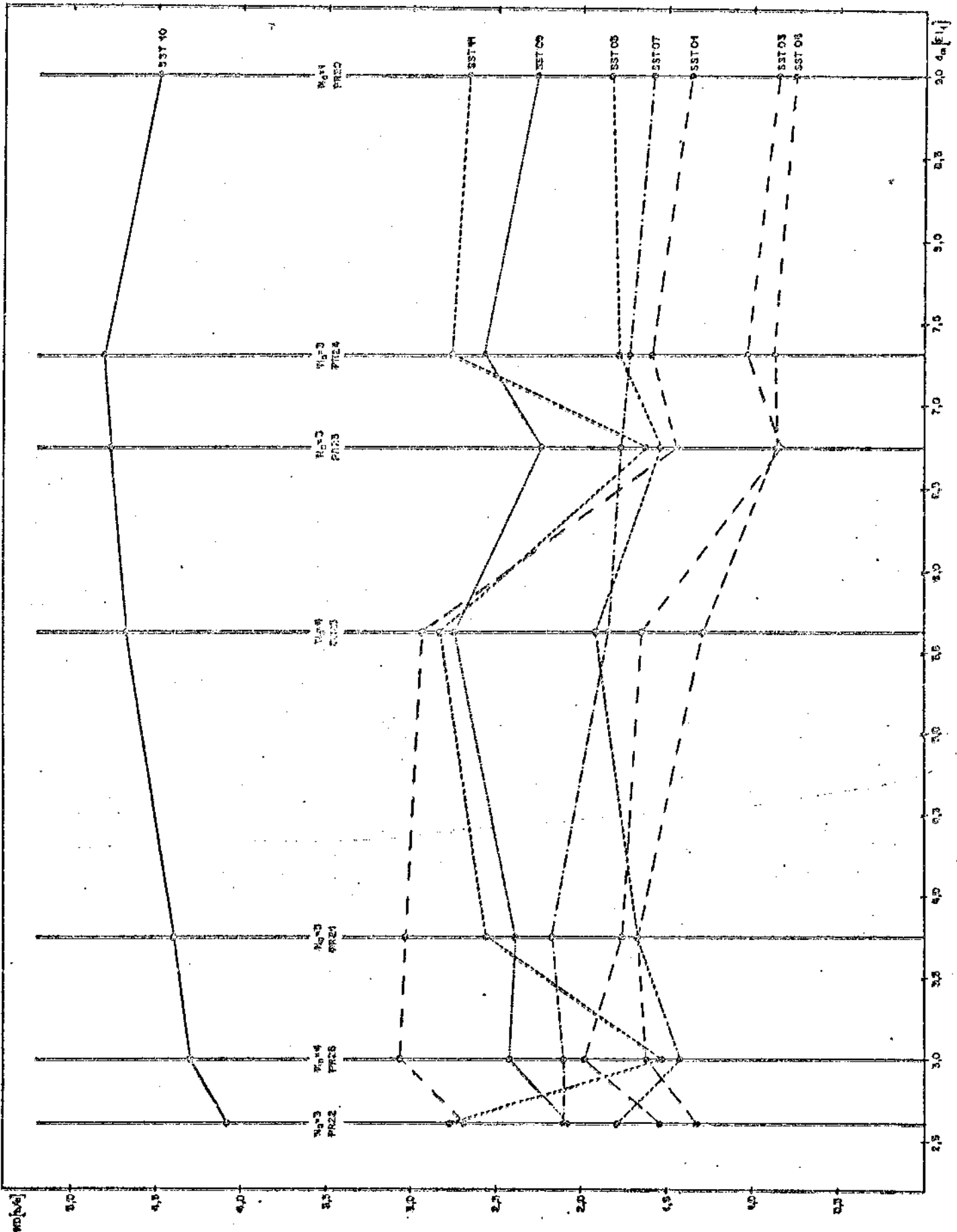


Fig. V.15(a) - Entropia versus distância média ponderada para os preditores unidimensionais no caso de  $f_a = (8/3)f_{sc}$

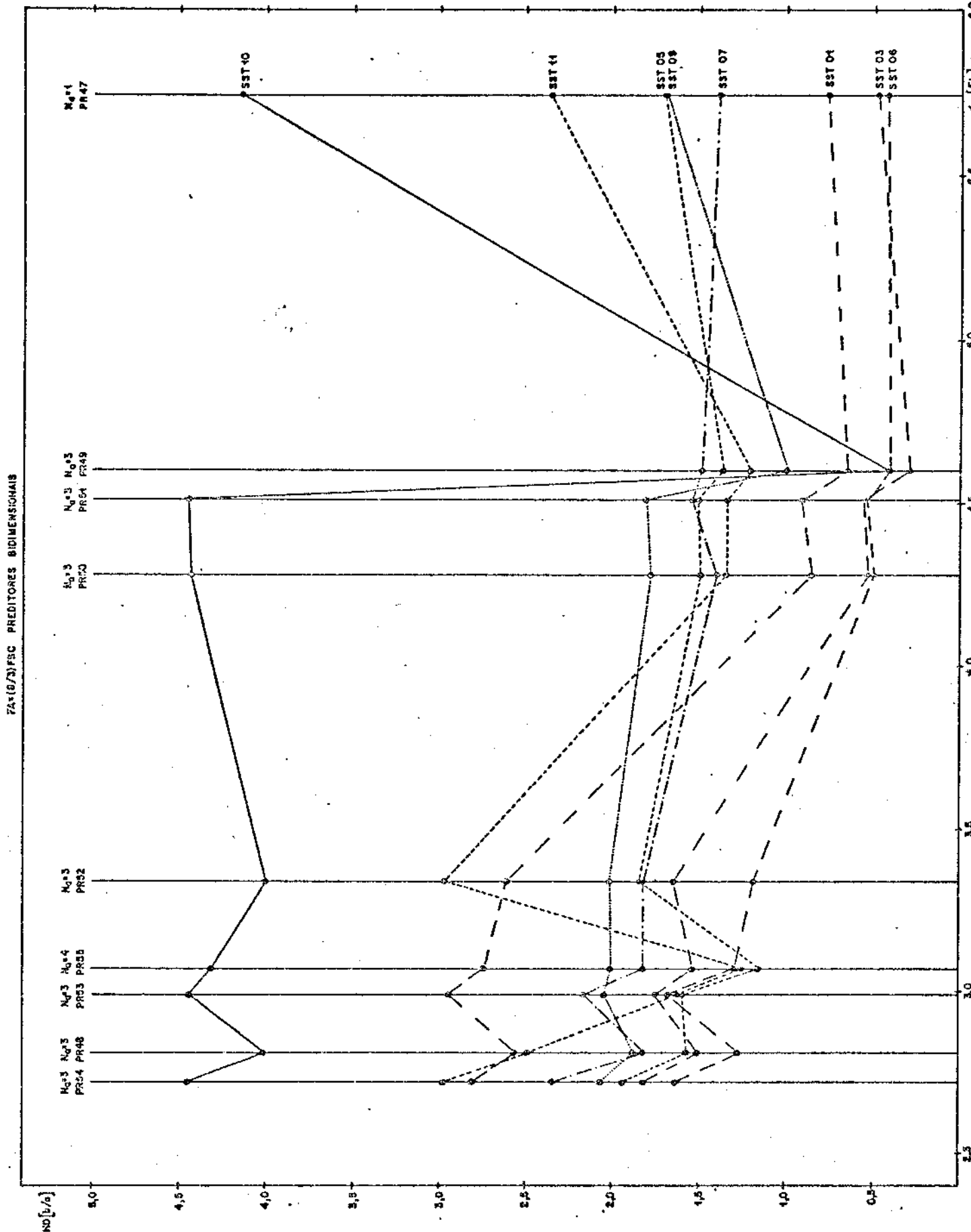


Fig. V.15(b) - Entropia versus distância média ponderada para os preditores bidimensionais no caso de  $f_a = (8/3)f_{sc}$

FA=(12/5)FSC e FA=(14/5)FSC PREDITORES UNIDIMENSIONAIS

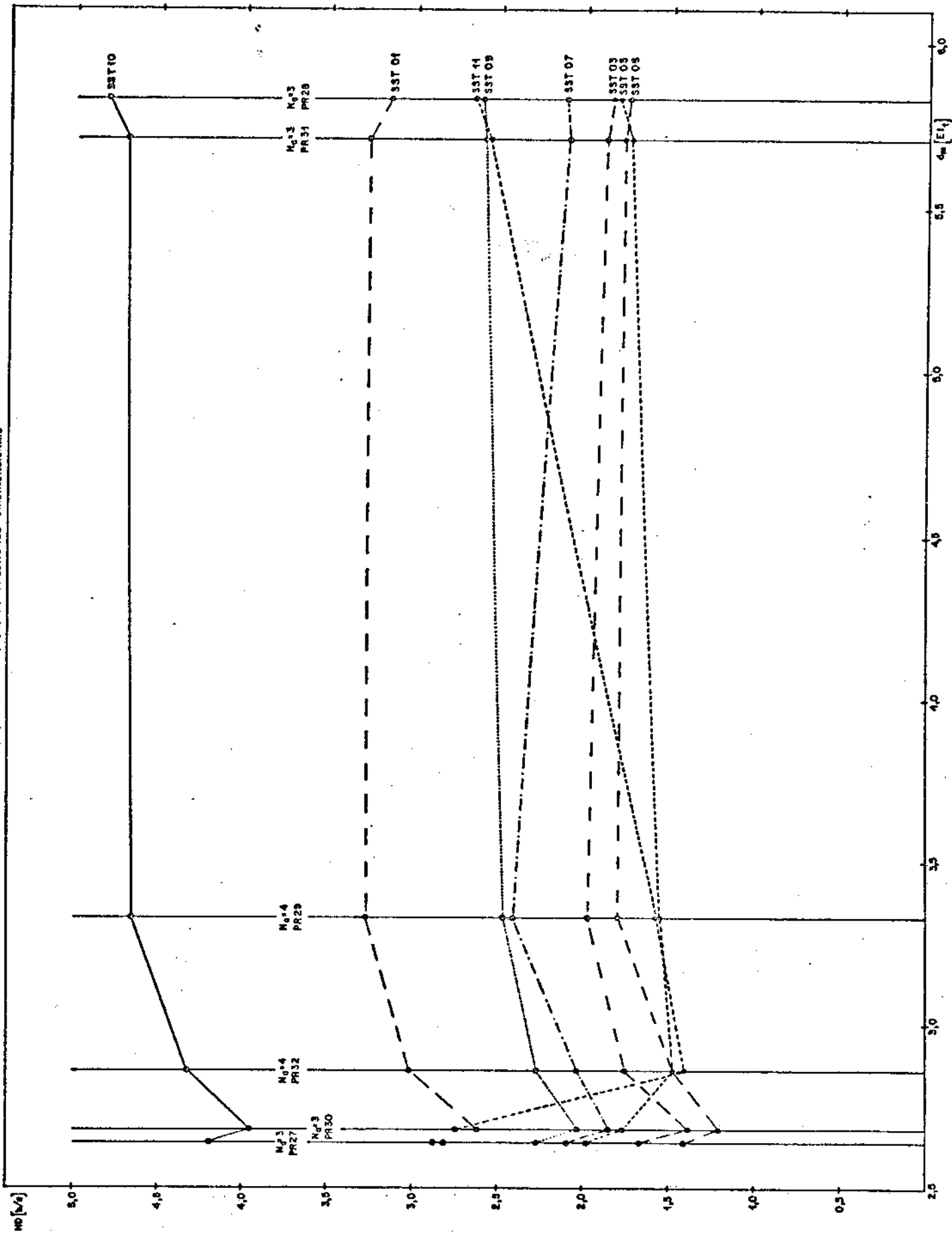


Fig. V.16(a) - Entropia versus distância média ponderada para os preditores unidimensionais no caso de  $f_a = (12/5)f_{sc}$  e  $f_a = (14/5)f_{sc}$

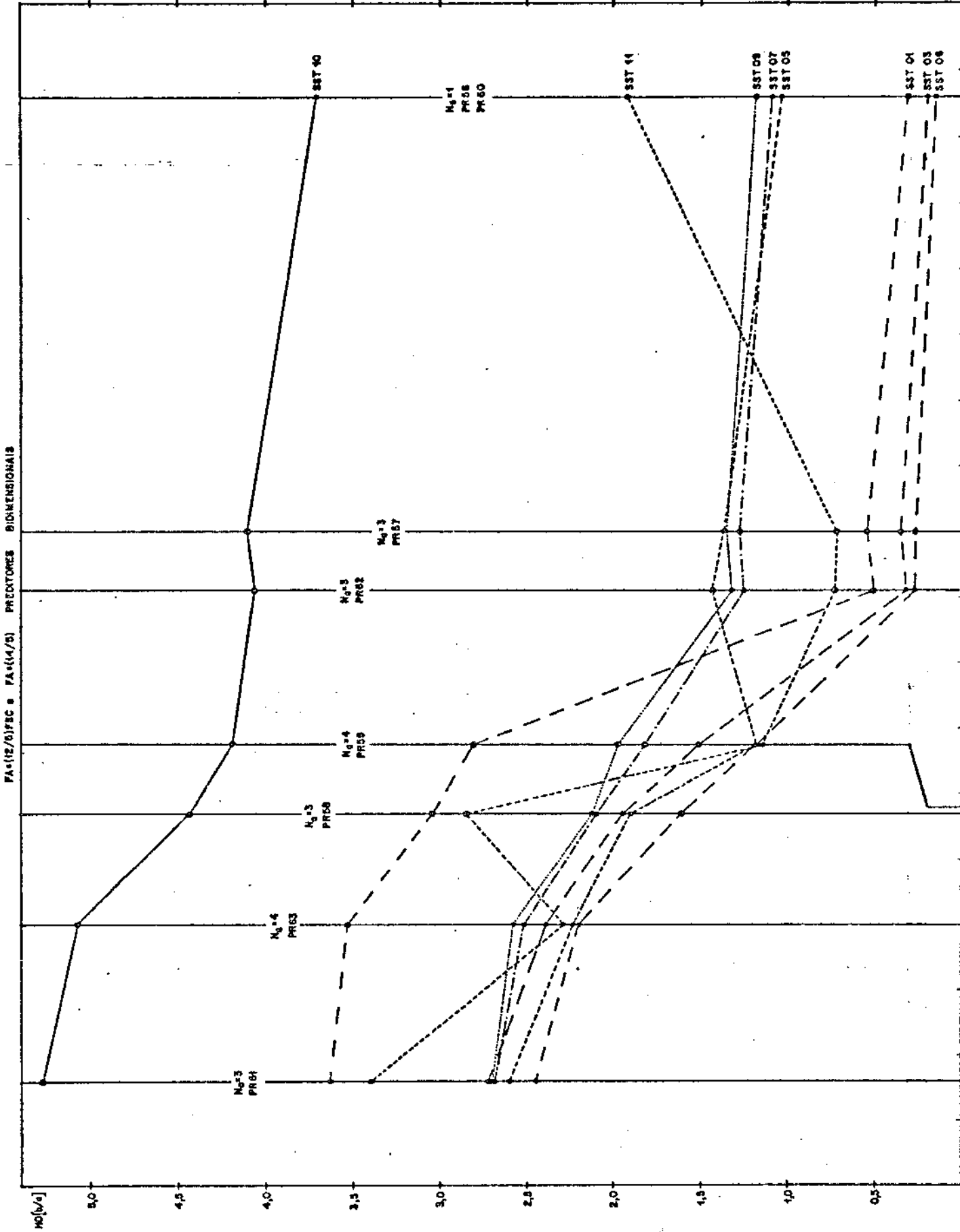


Fig. V.16(b) - Entropia versus distância média ponderada para os preditores bidimensionais no caso de  $f_a = (12/5)f_{sc}$  e  $f_a = (14/5)f_{sc}$

cas [HD] dos preditores unidimensionais versus a distância média ponderada [ $d_m$ ].

Para os sinais de teste do grupo G1 (SST01, SST03 e SST06), destacam-se os preditores P1, P4 e P6. O preditor P1 é o mais simples com apenas uma amostra enquanto que P6 utiliza três amostras prévias. Ambos apenas preveem corretamente em áreas uniformes. O preditor P4 utiliza as mesmas amostras do P6 porém com outros coeficientes. O P4, além de prever corretamente em áreas uniformes, corrige variações lentas e lineares de luminância. Nesta frequência de amostragem, dentre os preditores usados na simulação, o P4 é aquele que apresenta a menor distância média ponderada ( $d_m = 2,67 EI_1$ ).

Para os sinais de teste do grupo G2 (SST05 e SST11), os melhores desempenhos são obtidos pelos preditores P6, P4 e P5 para o sinal de teste SST05 e P4, P5 e P2 para o SST11. Este resultado era esperado, pois os preditores P2, P4 e P5 corrigem pequenas variações lineares de luminância, enquanto que o mesmo não ocorre com P6. Em particular, no sinal de teste SST05, onde se tem uma variância linear em luminância de 18,42 mV/ $\mu$ s, o preditor P6 corrige tais variações, embora não satisfaça a condição C2. Esta correção foi verificada obtendo-se os valores das amostras codificadas (NAQ) e os valores das amostras previstas (NAQP).

Para o sinal de teste SST07 (grupo G3), os melhores resultados são obtidos com os preditores P2, P1 e P6. Cabe, no entanto, salientar que a diferença de entropia entre P4 e P1 é da ordem de 0,1 bit/amostra.

Para o sinal de teste SST09 (grupo G4), os preditores P1, P4 e P6 deram os melhores resultados, enquanto que para o sinal SST10 (grupo G5), os melhores desempenhos foram apresentados pelos preditores P1, P6 e P4.

Assim, das observações feitas, conclue-se que o preditor P1 apresenta um bom desempenho para os sinais dos grupos G1, G3, G4 e G5. Isto já não ocorre para os sinais do grupo G2, pois P1 não corrige variações lineares de luminância. O preditor P4, por sua vez, apresenta um desempenho comparável ao P1 nos grupos G1, G3, G4 e G5 e um bom desempenho no grupo G2. Quanto ao preditor P6, nota-se que ele tem um desempenho comparável ao P4 para



todos os sinais de teste utilizados, exceto para o sinal SST11, uma vez que ele não satisfaz a condição C2.

A Fig. V.13(b) mostra o desempenho dos preditores bidimensionais (inter-linhas) em termos de entropia, para  $f_a = 3 f_{sc}$ .

No grupo G1, os preditores P33, P37 e P38 deram os melhores resultados. O preditor P33 é o mais simples com apenas uma amostra da segunda linha prévia enquanto que P37 e P38 utilizam três amostras prévias. Dentre os três, apenas o P37 satisfaz a condição C2 e tem a menor distância média ponderada. Neste grupo de sinal, o P37 teve desempenho comparável ao P38 que satisfaz somente as condições para áreas uniformes.

No grupo G2, apresentaram destaque os preditores P36, P33 e P35 para o sinal de teste SST05 e P35, P37 e P39 para o SST11. Com exceção do P33, todos esses preditores citados satisfazem a condição C2.

No grupo G3, os melhores resultados são obtidos pelos preditores P35, P34 e P36 que satisfazem as 6 condições, C1 a C6.

No grupo G4, os melhores desempenhos são obtidos pelos preditores P33, P35 e P34 para o sinal de teste SST09, enquanto que no grupo G5 destacaram-se os preditores P33, P35 e P36.

Em suma, entre os preditores inter-linhas para  $f_a = 3 f_{sc}$ , o P33 tem um bom desempenho, exceto para o sinal SST11. O preditor P35, por sua vez, tem um bom desempenho nos grupos G2, G3, G4 e G5. A diferença de entropia no grupo G1 entre os preditores P35 e P33 é menor do que 0,25 bit/amostra.

Além daqueles preditores bidimensionais já apresentados, cabe destacar também o preditor

$$\hat{x}_{i,j} = x_{i+1,j+2} \quad (V.17)$$

que é simétrico verticalmente ao P33 e apresenta resultado similar a este, conforme esperado.

#### B. Frequência de Amostragem $(5/2)f_{sc}$

A Fig. V.14(a) mostra o gráfico de entropia das diferen

ças versus distância média ponderada dos preditores unidimensionais para  $f_a = (5/2)f_{sc}$ .

Para os sinais de teste do grupo G1, os melhores desempenhos em termos de entropia são apresentados pelos preditores P11, P14 e P15. O P11 é o mais simples nesta frequência com apenas uma amostra, enquanto que os preditores P14 e P15 utilizam três amostras prévias. Dentre esses preditores, apenas o P14 corrige variações lentas e lineares de luminância.

No grupo G2, apresentaram destaque os preditores P14, P19 e P16. Isto era esperado uma vez que eles satisfazem a condição C2.

Para o sinal de teste SST07 (grupo G3), destacam-se os preditores P11, P12 e P16. Neste grupo, cabe salientar que a diferença de entropia entre P16 e P14 é de 0,04 bit/amostra.

No grupo G4, apresentaram melhores resultados os preditores P11, P14 e P17. O P17 é aquele que tem a menor distância média ponderada entre os preditores unidimensionais nesta frequência [ $d_m = 2,61 EI_1$ ]. Deve-se notar que o P17 não apresenta bom desempenho nos outros grupos de sinais de teste.

No grupo G5, os preditores P11, P17, P15 e P14 apresentaram os melhores desempenhos.

Dessas considerações, pode-se dizer que o P11 tem um bom desempenho para os sinais de teste considerados, exceto para os sinais do grupo G2. Isto era esperado, pois o P11 não corrige variações de luminância. Por outro lado, o P14 apresenta um desempenho comparável ao de P11 nos grupos G1, G3 e G4 e um desempenho ligeiramente inferior no grupo G5. No grupo G2, o P14 tem um bom desempenho

A Fig. V.14(b) mostra o desempenho dos preditores bidimensionais para  $f_a = (5/2)f_{sc}$ .

No grupo G1, destacam-se os preditores P40, P42 e P43. Destes, o P40 é o mais simples com apenas uma amostra e prevê corretamente somente em áreas uniformes. Por outro lado, P42 e P43 utilizam três amostras prévias e prevê corretamente também em áreas com luminância variando lenta e linearmente.

No grupo G2, melhores desempenhos são obtidos pelos preditores P41, P40, P44 e P43 para o sinal de teste SST05 e P41, P42 e P43 para o sinal SST11. Nota-se que P41, P42 e P43 são preditores que satisfazem a condição C2.

No grupo G3, os melhores resultados são obtidos pelos preditores P41, P40, P43 e P42; no grupo G4, pelos preditores P40, P42 e P43 e no grupo G5, pelos preditores P40, P44 e P42.

Dessas considerações, nota-se que o preditor P40 tem bom desempenho nos grupos G1, G3, G4 e G5. Para o sinal de teste SST11, não se obtém um bom desempenho, visto que ele não satisfaz a condição C2. Os preditores P42 e P43 apresentam bons desempenhos para todos os sinais de teste.

### C. Frequência de Amostragem $(8/3)f_{sc}$

A Fig. V.15(a) mostra o comportamento dos preditores unidimensionais em termos de entropia das diferenças para  $f_a = (8/3)f_{sc}$ .

No grupo G1, os preditores P20, P23 e P24 apresentaram os melhores resultados. Neste caso também, o melhor preditor é o mais simples.

No grupo G2, destacam-se os preditores P26, P23 e P21 para o sinal de teste SST05 e PR26 e PR23 para o sinal de teste SST11. Note-se que, dentre os preditores unidimensionais para  $f_a = (8/3)f_{sc}$  já apresentados, apenas P23 e P26 corrigem as variações lentas e lineares de luminância.

No grupo G3, apresentaram melhores desempenhos os preditores P20, P24 e P23.

No grupo G4, os melhores resultados são obtidos pelos preditores PR22, PR23 e PR20, enquanto que, no grupo G5, os preditores PR22, PR26 e PR21 deram melhores desempenhos. Note-se que PR22 apresenta a menor distância média ponderada entre os preditores selecionados nesta frequência de amostragem [ $d_m = 2,61 EI_1$ ].

Desses fatos, pode-se concluir que o P20 apresenta um bom desempenho, exceto para o sinal de teste SST11. Isto já era esperado, pois o mesmo não satisfaz a condição C2. O preditor P23, por sua vez, apresenta um desempenho comparável ao PR20, além de ter

bom desempenho para os sinais de teste do grupo G2.

A Fig. V.15(b) mostra o gráfico de entropia das diferenças versus distância média ponderada, dos preditores bidimensionais para  $f_a = (8/3)f_{sc}$ .

No grupo G1, os melhores preditores são P49, P47 e P50. O P47 é o mais simples com apenas uma amostra, enquanto que os preditores P49 e P50 consideram três amostras prévias.

No grupo G2, destacam-se os preditores P49, P55, P51 e P50 que satisfazem a condição C2.

No grupo G3, os melhores resultados são obtidos pelos preditores P47, P50 e P49, enquanto que no grupo G4 os preditores P49, P47 e P50 deram melhores desempenhos.

No grupo G5, destacam-se os preditores P49, P48 e P52. Neste caso, deve-se ressaltar o desempenho único do preditor P49. Pela Fig.V.15(b), nota-se que a entropia do preditor P49 é de 0,41 bit/amostra, enquanto que a do preditor imediatamente inferior (P48) é de 4,00 bit/amostra.

Dessas considerações, pode-se dizer que o P47 apresenta um bom desempenho nos grupos G1, G3 e G4. Quanto ao PR49, apresenta um bom desempenho para todos os sinais de teste empregados na simulação.

#### D. Frequências de Amostragem $(12/5)f_{sc}$ e $(14/5)f_{sc}$

A Fig.V.16(a) mostra o gráfico de entropia versus distância média ponderada dos preditores unidimensionais para amostragens  $(12/5)f_{sc}$  e  $(14/5)f_{sc}$ . Nesta figura, nota-se que os preditores PR27 para  $f_a = (12/5)f_{sc}$  e PR30 para  $f_a = (14/5)f_{sc}$ , ambos utilizando três amostras prévias, têm bons desempenhos nos sinais de teste dos grupos G1, G3, G4 e G5. No grupo G2, os preditores PR29 para  $(12/5)f_{sc}$  e PR32 para  $(14/5)f_{sc}$ , ambos com quatro amostras prévias, apresentam melhores resultados, uma vez que eles satisfazem a condição C2. Cabe salientar que os preditores PR27 e PR30 não corrigem variações lentas e lineares de luminância, porém eles apresentam as menores distâncias ponderadas ( $d_m = 2,64 EI_1$  para PR27 e  $d_m = 2,68 EI_1$  para PR30) dentre os preditores investigados para amostragens  $(12/5)f_{sc}$  e  $(14/5)f_{sc}$ .

No caso dos preditores bidimensionais, a Fig.V.16(b) mostra que PR56 para amostragem  $(12/5)f_{sc}$  e PR60 para amostragem  $(14/5)f_{sc}$ , ambos utilizando apenas uma amostra na segunda linha prévia, apresentam melhores resultados para os sinais do grupo G1, G3, G4 e G5. No grupo G2, bons desempenhos são obtidos pelos preditores PR57 para  $(12/5)f_{sc}$  e PR62 para  $(14/5)f_{sc}$  que satisfazem a condição C2 e utilizam três amostras prévias.

Como em outras frequências de amostragem, os preditores que corrigem pequenas variações lineares de luminância apresentam melhores desempenhos para os sinais de teste do grupo G2. Nos demais grupos de sinais, esses preditores mostram desempenhos ligeiramente inferiores àqueles apresentados pelos preditores simples que satisfazem apenas as condições para áreas uniformes.

#### V.5.3 - Taxa de bits

No item anterior, foram apresentados os desempenhos dos preditores em termos de entropia das diferenças. Para uma dada frequência de amostragem, menor entropia significa menor taxa de bits, ou seja, o preditor apresenta melhor desempenho quanto à extração de redundância do sinal. Por outro lado, o que determina a taxa mínima de bits é o produto entre a frequência de amostragem e a entropia do preditor. A Tab. V.12 mostra uma relação dos três melhores preditores unidimensionais com as respectivas taxas de bits para cada uma das frequências de amostragem e para cada um dos sinais de teste utilizados. A Tab. V.13 apresenta uma relação análoga para os preditores bidimensionais.

Pela Tab. V.12, nota-se que os preditores unidimensionais para  $f_a = 3 f_{sc}$  apresentam melhores resultados para sinais dos grupos G1, G2, G3 e G4. No grupo do sinal de teste SST10, onde ocorrem grandes variações de luminância, o desempenho de todos os preditores piora. Neste grupo G5, os preditores com menos distância média ponderada apresentam taxas de bits menores. Dentre os bidimensionais, pela Tab. V.13 observa-se que é possível ter preditores com bons desempenhos em termos da taxa de bits para as 5 frequências de amostragem. Deve-se ressaltar, outra vez, o desempenho do preditor P49 para  $f_a = (8/3)f_{sc}$  no caso do sinal de teste SST10.

Grupo de Sinais	G1						G2						G3		G4		G5	
	SST01		SST03		SST06		SST05		SST11		SST07		SST09		SST10			
	PR	R	PR	R	PR	R	PR	R	PR	R	PR	R	PR	R	PR	R		
f <sub>a</sub>	1	5,79	1	3,66	1	3,21	6	5,90	4	11,53	2	11,91	1	15,95	1	37,45		
	4	7,24	4	4,62	4	4,07	4	8,89	5	12,60	1	13,65	4	16,81	6	39,36		
	6	7,75	6	5,15	6	4,24	5	9,12	2	14,13	6	14,52	6	18,04	4	39,59		
(5/2)f <sub>sc</sub>	11	8,72	11	5,45	11	4,72	14	11,43	14	13,03	11	13,20	11	17,41	11	36,30		
	14	9,87	14	5,96	14	5,60	16	11,63	19	13,22	12	13,69	14	18,01	17	37,37		
	15	10,78	15	7,05	15	5,74	19	12,70	16	14,20	16	14,00	17	19,71	15	38,89		
(8/3)f <sub>sc</sub>	20	13,02	23	8,06	20	7,14	26	13,55	26	14,53	20	15,17	22	19,82	22	38,89		
	23	13,78	20	8,11	23	8,14	23	14,69	23	15,47	24	16,45	23	21,42	26	40,96		
	24	15,16	24	9,83	24	8,33	21	15,93	21	24,44	23	16,89	20	21,68	21	41,86		
(12/5)f <sub>sc</sub>	27	24,14	27	14,25	27	12,00	29	13,50	29	13,53	27	17,83	27	19,41	27	35,97		
	28	27,02	28	15,88	28	15,10	28	15,55	28	22,79	28	18,18	29	21,18	29	39,96		
(14/5)f <sub>sc</sub>	30	26,13	30	13,79	30	11,99	32	14,73	32	14,03	30	18,47	30	20,28	30	39,58		
	32	30,23	32	17,58	32	14,80	31	17,42	31	25,78	32	20,31	32	22,71	32	43,31		

Tab. V.12 - Taxa de bits (Mb/s) para os melhores preditores unidimensionais

Grupos de Sinais	G1						G2						G3		G4		G5	
	SST01		SST03		SST06		SST05		SST11		SST07		SST09		SST10			
	PR	R	PR	R	PR	R	PR	R	PR	R	PR	R	PR	R	PR	R		
$f_a$	33	3,08	33	1,71	33	1,55	36	8,58	35	4,82	35	5,69	33	12,75	33	39,90		
$3 f_{sc}$	37	4,97	37	3,06	37	2,66	33	11,01	37	7,67	34	7,71	35	13,03	35	40,63		
	38	5,07	38	3,26	38	2,73	35	11,16	39	7,84	36	9,59	34	13,49	36	41,01		
$(5/2)f_{sc}$	40	2,79	40	1,48	40	1,35	41	7,06	41	5,44	41	8,50	40	10,66	40	33,27		
	42	4,68	42	2,84	42	2,41	40	9,22	42	6,60	40	9,61	42	13,01	44	36,69		
	43	5,21	43	3,15	43	2,55	44	12,55	43	6,94	43	10,84	43	14,03	42	36,84		
$(8/3)f_{sc}$	49	6,23	49	2,79	49	3,90	55	10,90	49	11,44	47	13,29	49	9,47	49	3,93		
	47	7,31	47	4,61	47	4,07	49	12,78	55	11,83	50	13,34	47	16,21	48	38,12		
	50	8,12	50	5,09	50	4,79	50	14,25	51	12,75	49	14,19	50	17,03	52	38,18		
$(12/5)f_{sc}$	56	2,72	56	1,74	56	1,33	56	8,83	57	6,21	56	9,41	56	10,02	56	31,78		
	57	4,72	57	3,05	57	2,33	59	10,13	59	9,77	57	11,01	57	11,64	57	35,33		
$(14/5)f_{sc}$	60	3,27	60	1,94	60	1,76	60	10,50	62	7,36	60	10,92	60	11,93	60	37,27		
	62	5,15	62	3,21	62	2,72	62	14,37	60	19,32	62	12,50	62	13,24	62	40,67		

Tab. V.13 - Taxa de bits (Mb/s) para os melhores preditores bidimensionais

De uma comparação entre as duas tabelas, nota-se que os preditores bidimensionais, em geral, apresentam taxas de bits menores do que os unidimensionais para cada frequência de amostragem.

Por outro lado, para se ter um outro elemento de análise dos resultados, foi calculada a média aritmética das taxas de bits para os melhores preditores unidimensionais e bidimensionais para as 5 frequências de amostragem, tomando-se apenas um sinal representativo de cada grupo de sinal (SST01, SST07, SST09, SST10, SST11). Esta média, denominada média representativa, é mostrada na Tab. V.14.

Nessa tabela observa-se que os preditores unidimensionais com melhores desempenhos se encontram entre aqueles para  $f_a = 3 f_{sc}$  e  $f_a = (5/2) f_{sc}$ . De fato, os preditores com menores taxas representativas, em ordem crescente de taxa, são: PR04, PR14, PR01, PR11, PR05, PR16, PR02, PR06, PR09 e PR15.

No caso de preditores bidimensionais, é possível se relacionar preditores com desempenhos similares entre si para todas as frequências, exceto para  $f_a = (8/3) f_{sc}$ . De fato, pode-se ter preditores com taxas médias representativas entre 14 Mb/s e 18 Mb/s para todas as frequências de amostragem com exceção de  $(8/3) f_{sc}$ . Porém, é nesta frequência que se encontra o preditor com a menor taxa de bits dentre todos aqueles listados na Tab. V.14. Trata-se do preditor bidimensional PR49. Na Tab. V.14 os melhores preditores bidimensionais, em ordem crescente de taxa, são: PR49, PR57, PR35, PR56, PR42, PR40, PR43 e PR62. Dentre os preditores unidimensionais e bidimensionais, nota-se também que aqueles preditores com as menores taxas representativas são bidimensionais.

O que se tem da Tab. V.14 é que os preditores de melhores desempenhos em termos da taxa de bits são:

- (a). Preditores simples com apenas uma amostra satisfazendo somente as condições para áreas uniformes (C1, C3 e C4).
- (b). Preditores com 3 amostras satisfazendo as condições para áreas uniformes mais a condição C2.

Além disso, observa-se da Tab. V.14 que, para as 5 fre



$f_a$	Unidimensional		Bidimensional	
	PR	Média Representativa [Mb/s]	PR	Média Representativa [Mb/s]
$3 f_{sc}$	04	18,03	35	13,99
	01	19,23	34	16,10
	05	19,93	36	16,32
	02	20,33	37	16,78
	06	20,46	33	17,56
	09	21,04	38	17,90
$(5/2) f_{sc}$	14	18,85	42	14,46
	11	19,58	40	14,69
	16	20,10	43	14,92
	15	21,31	41	16,01
	12	23,75	46	18,94
	13	24,56	45	22,19
$(8/3) f_{sc}$	23	22,61	49	9,05
	20	23,63	50	18,70
	26	25,56	51	19,18
	24	25,69	47	19,78
	22	26,17	55	23,10
	21	27,74	48	24,25
$(12/5) f_{sc}$	27	24,42	57	13,78
	29	24,69	56	14,06
	28	26,37	59	20,48
$(14/5) f_{sc}$	32	26,12	62	15,74
	30	26,38	60	16,54
	31	30,53	63	32,02

Tab. V.14 - Média representativa da taxa de bits [Mb/s]

quências de amostragem propostas, é possível relacionar preditores de desempenhos comparáveis entre si e com taxas médias representativas menores que 34 Mb/s.

#### V.5.4 - Variância, Valor Diferencial de Pico e Correlação

Estes são outros parâmetros de interesse na análise e interpretação dos resultados. Uma vez que o sistema de codificação MCPD é diferencial, torna-se atrativo o preditor com menor variância (ou desvio padrão), menor valor diferencial de pico e maior correlação entre a amostra do sinal e o valor previsto correspondente. Isso permitiria uma diminuição de degradação na relação sinal/ruído quando não se usa uma quantização 1:1 no sistema MCPD.

As Figs. V.17, V.18, V.19, V.20 e V.21 mostram os gráficos do desvio padrão (SIGD) versus valor diferencial de pico (DP) dos preditores unidimensionais e bidimensionais para as 5 frequências de amostragem e somente para os sinais de teste considerados representativos.

Pelos gráficos, nota-se que os preditores com menor variância ou desvio padrão tendem a apresentar também menor valor diferencial de pico. Esse comportamento, porém, não se evidencia no sinal de teste SST11 devido, provavelmente, aos valores muito pequenos de DP e SIGD. Nota-se também pelas tabelas que existem preditores fazendo parte do bloco de menores DP e SIGD para as 5 frequências de amostragem.

As Figs. V.22 a V.26 mostram os gráficos do valor diferencial de pico (DP) versus a correlação entre uma amostra e a prevista correspondente, para os preditores da Tab. V.14 e para os sinais de teste representativos. Por essas figuras, nota-se que os preditores com maiores correlações tendem a apresentar menores valores diferenciais de pico. Essa tendência não é nítida para SST11 em virtude do alto valor de correlação entre as amostras.

Por outro lado, as Figs. V.27, V.28 e V.29 ilustram o número de vezes de uma diferença em porcentagem (NVD%) versus a diferença (D) somente para os preditores unidimensionais PR01, PR02 e PR04, respectivamente, no caso do sinal de teste SST10. Embora em termos de entropia, variância e diferencial de pico, o PR01 seja ligeiramente superior ao PR04, este apresenta uma correlação

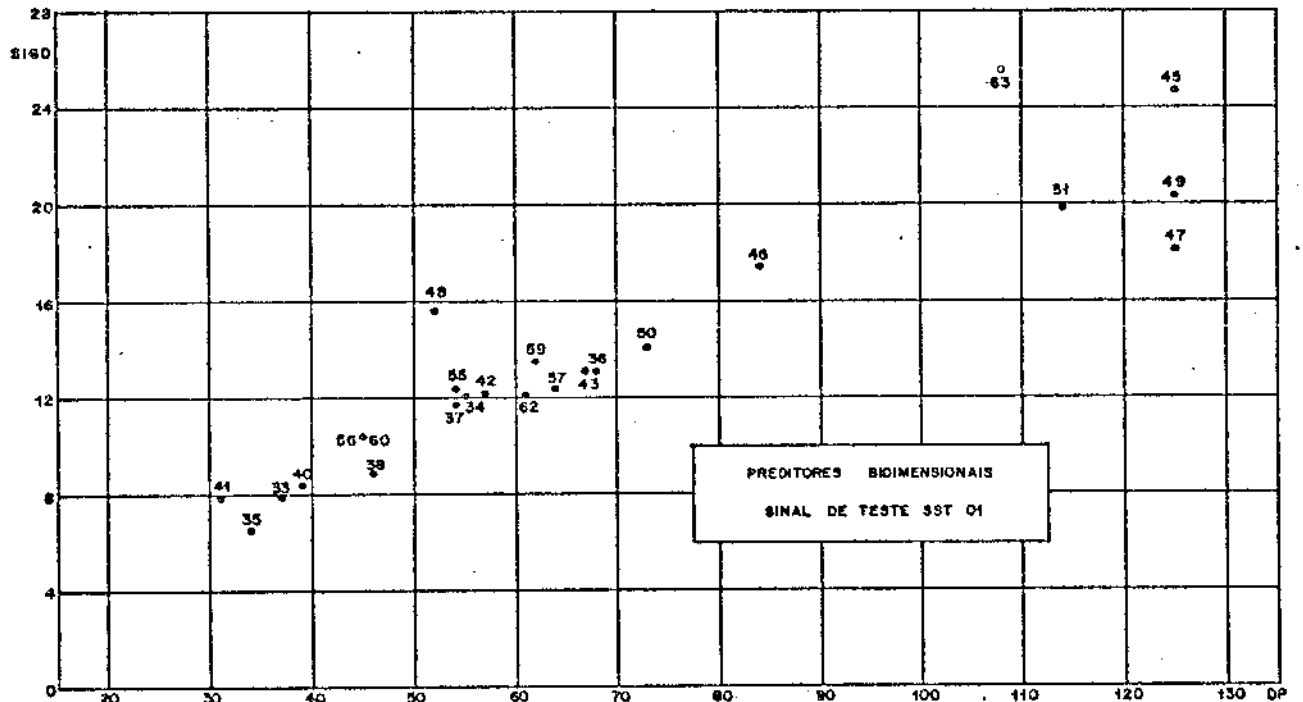
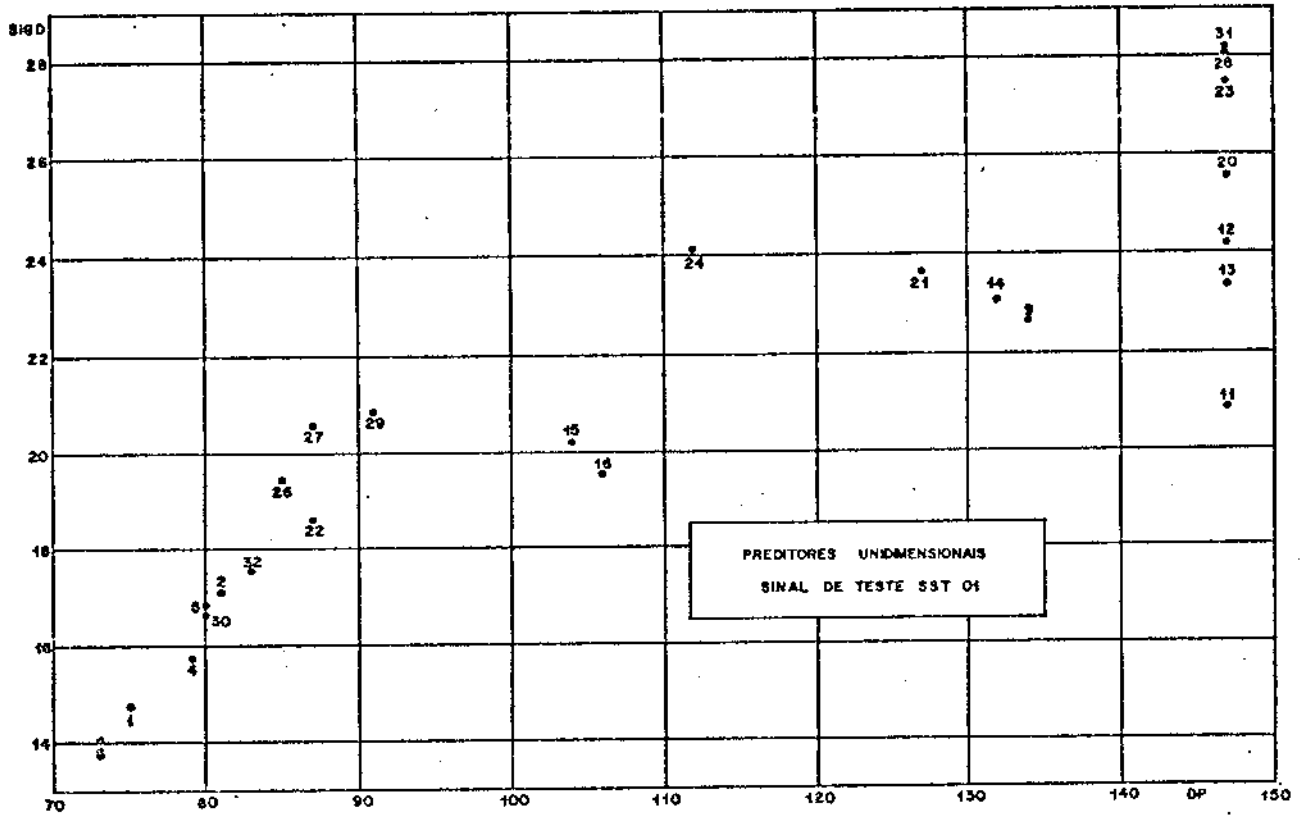


Fig. V.17 - Desvio padrão (SIGD) versus Diferencial de Pico (DP) para o preditores unidimensionais e bidimensionais selecionados para o sinal de teste SST01

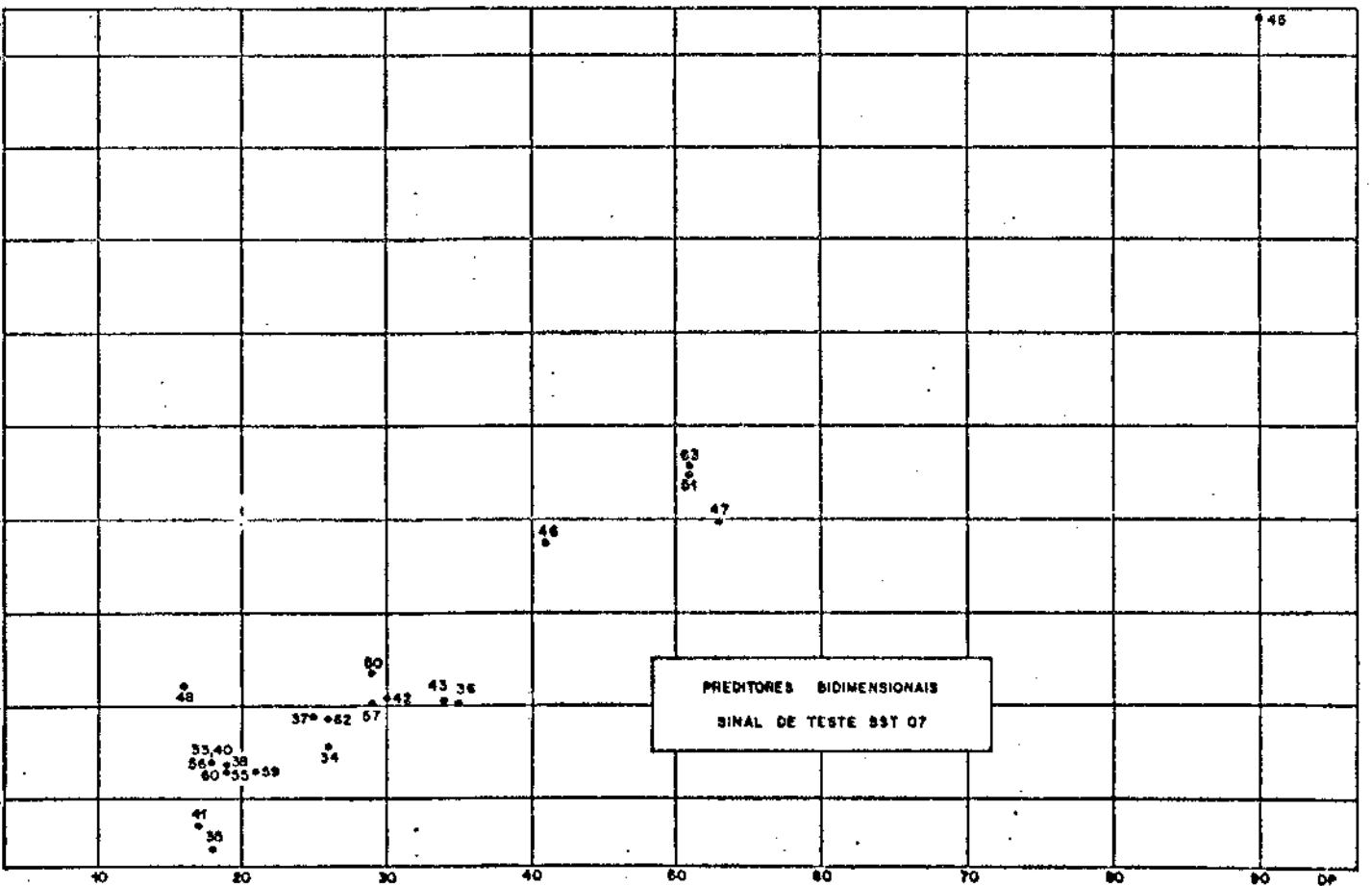
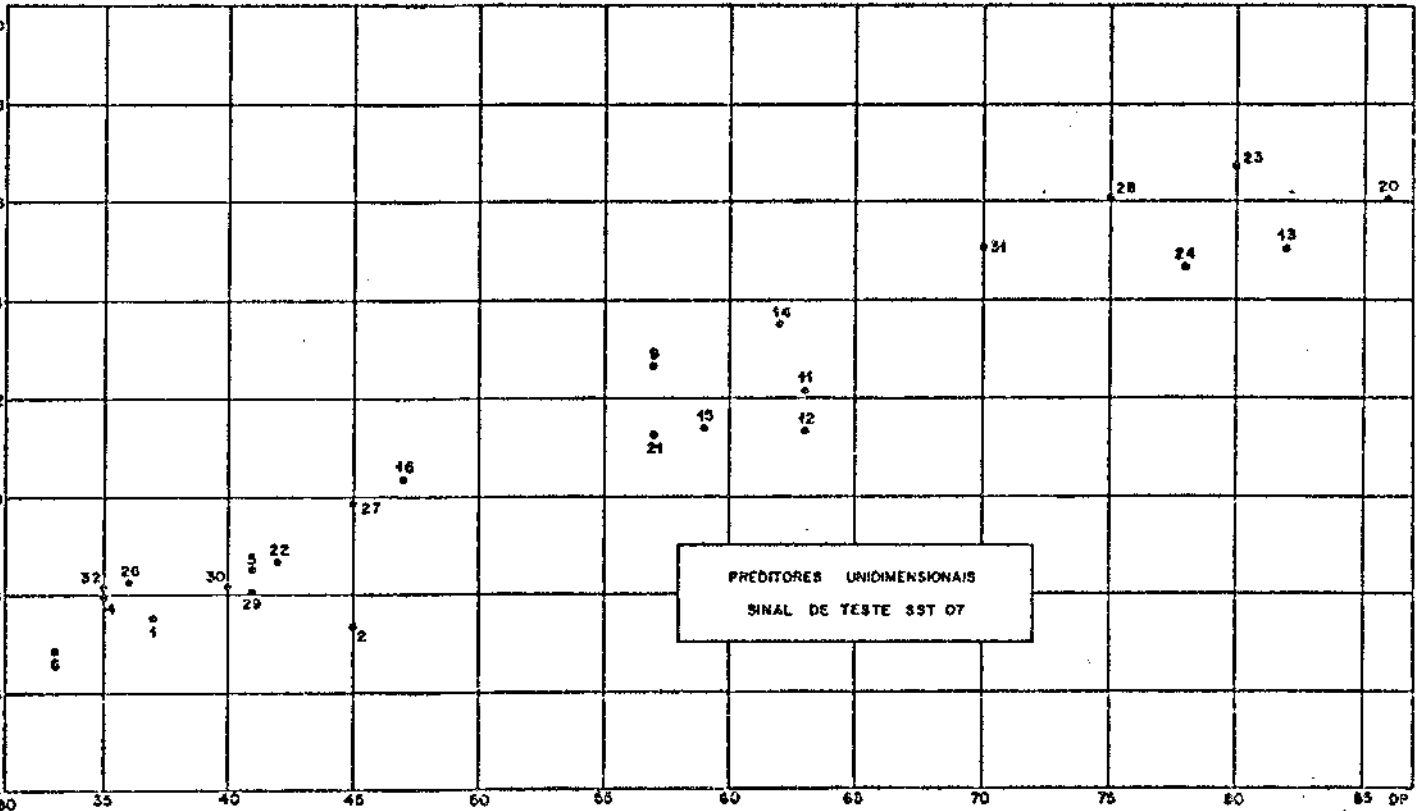


Fig. V.18 - Desvio padrão (SIGD) versus Diferencial de Pico (DP) para os preditores unidimensionais e bidimensionais selecionados para o sinal de teste SST07

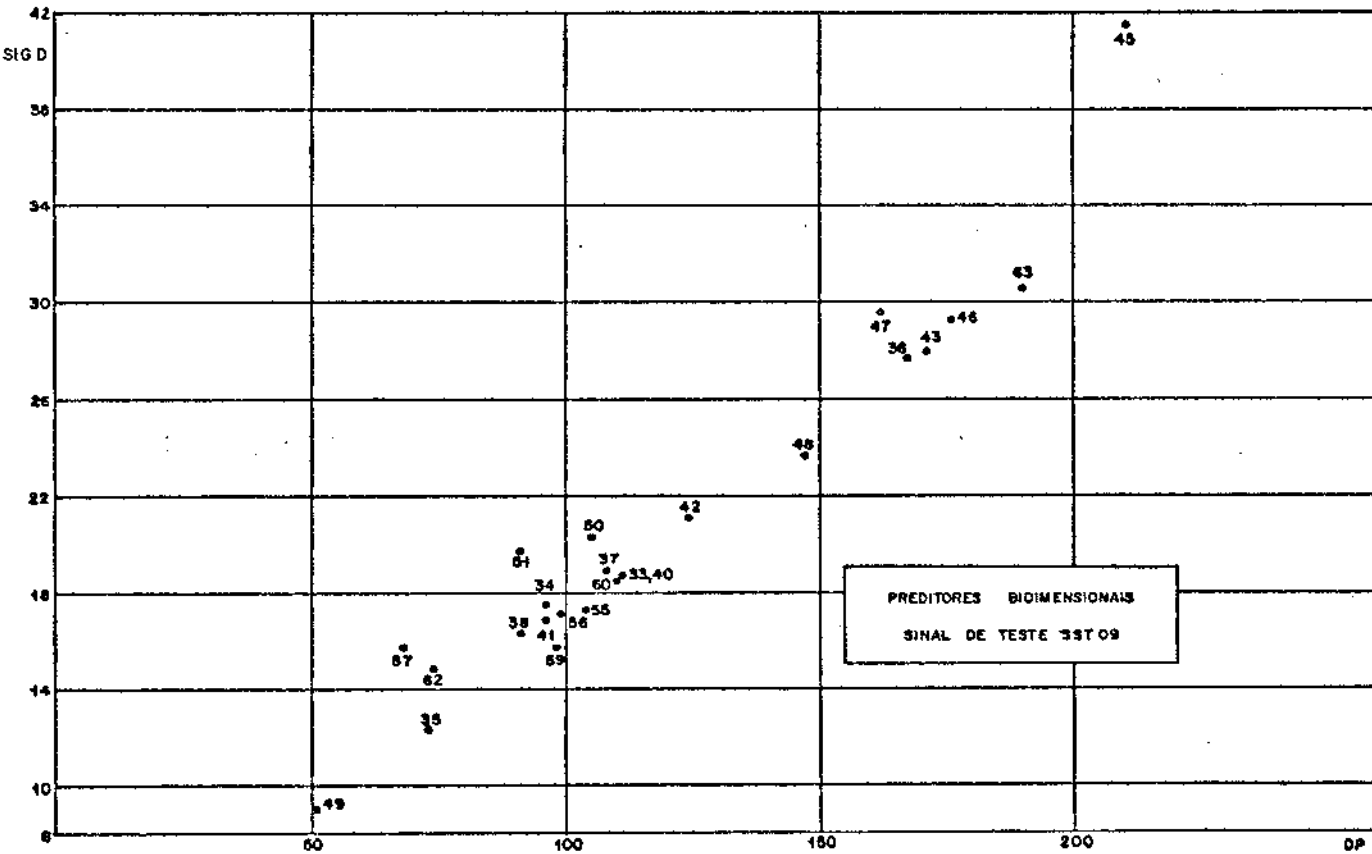
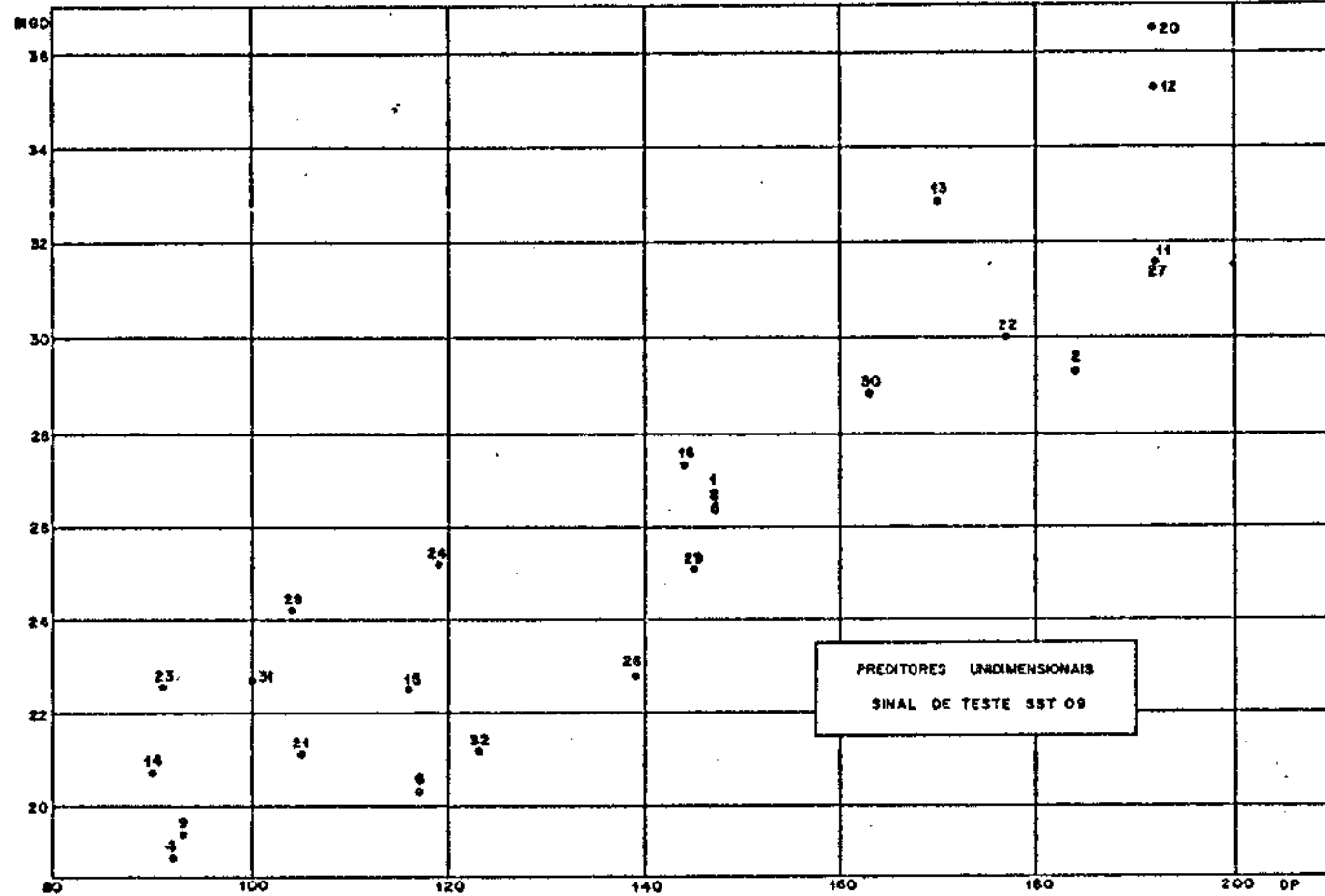


Fig. V.19 - Desvio padrão (SIGD) versus Diferencial de Pico (DP) para os preditores unidimensionais e bidimensionais selecionados pelo sinal de teste SST09

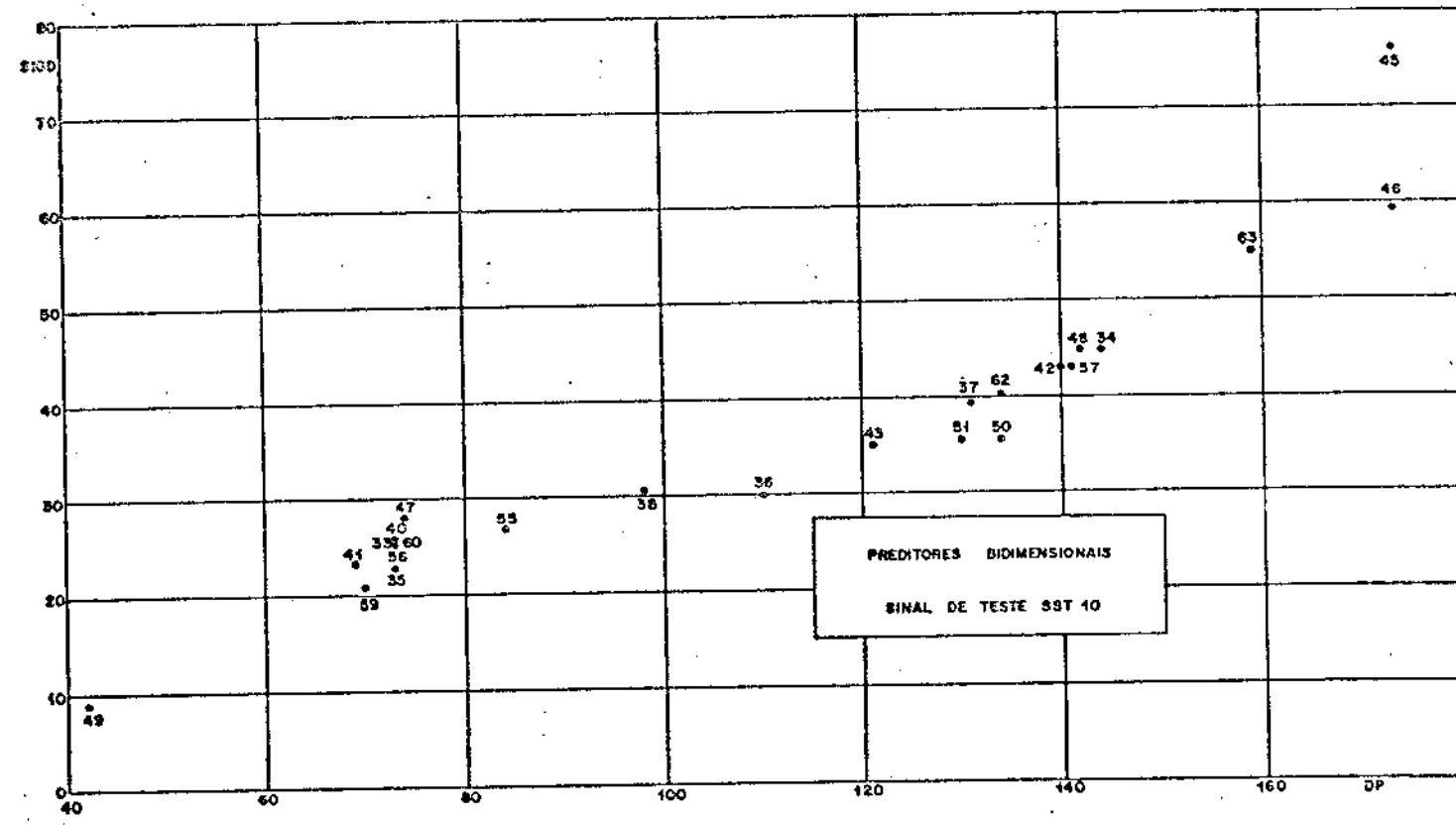
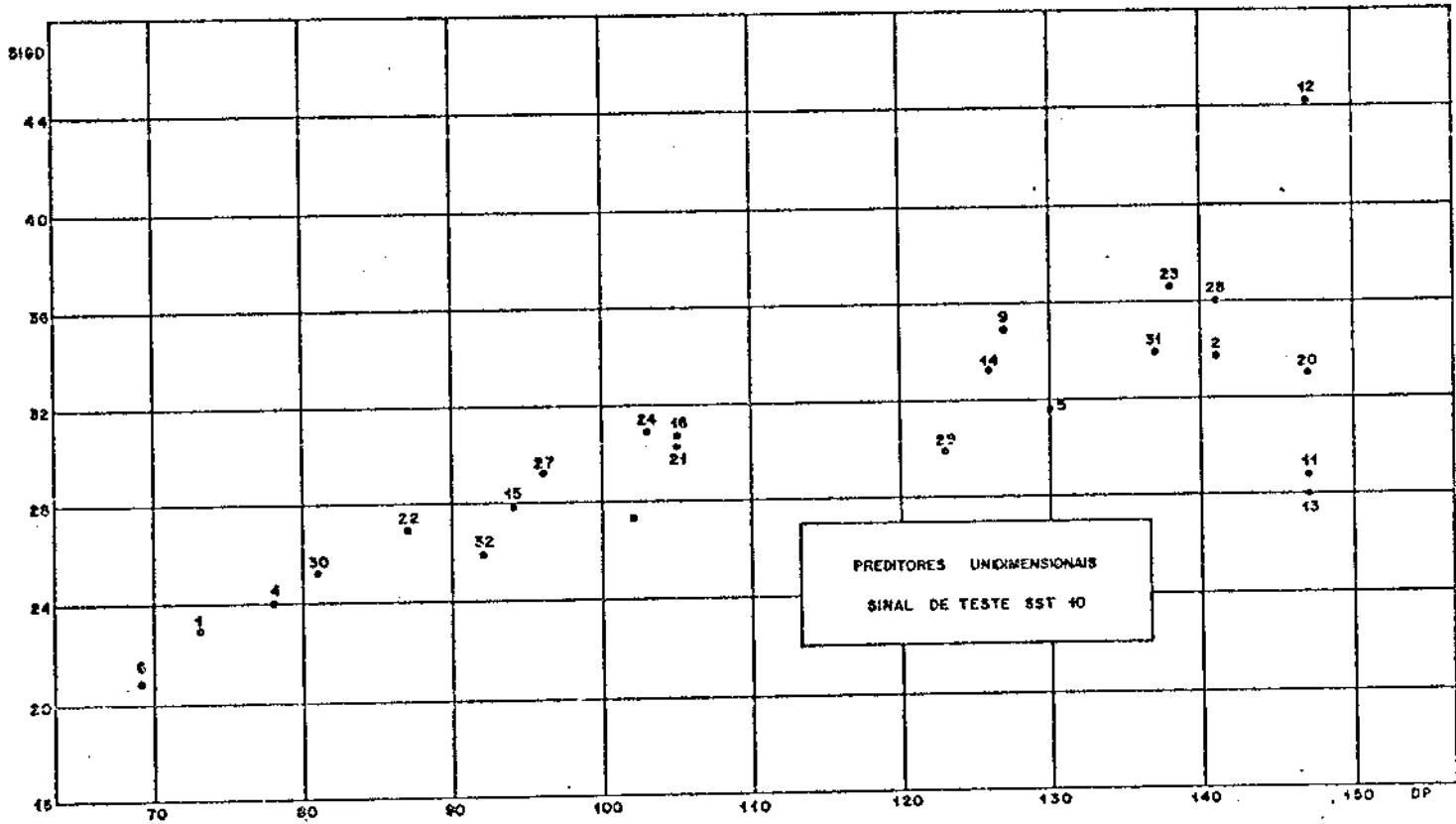


Fig. V.20 - Desvio padrão (SIGD) versus Diferencial de Pico (DP) para os preditores unidimensionais e bidimensionais selecionados para o sinal de teste SST10

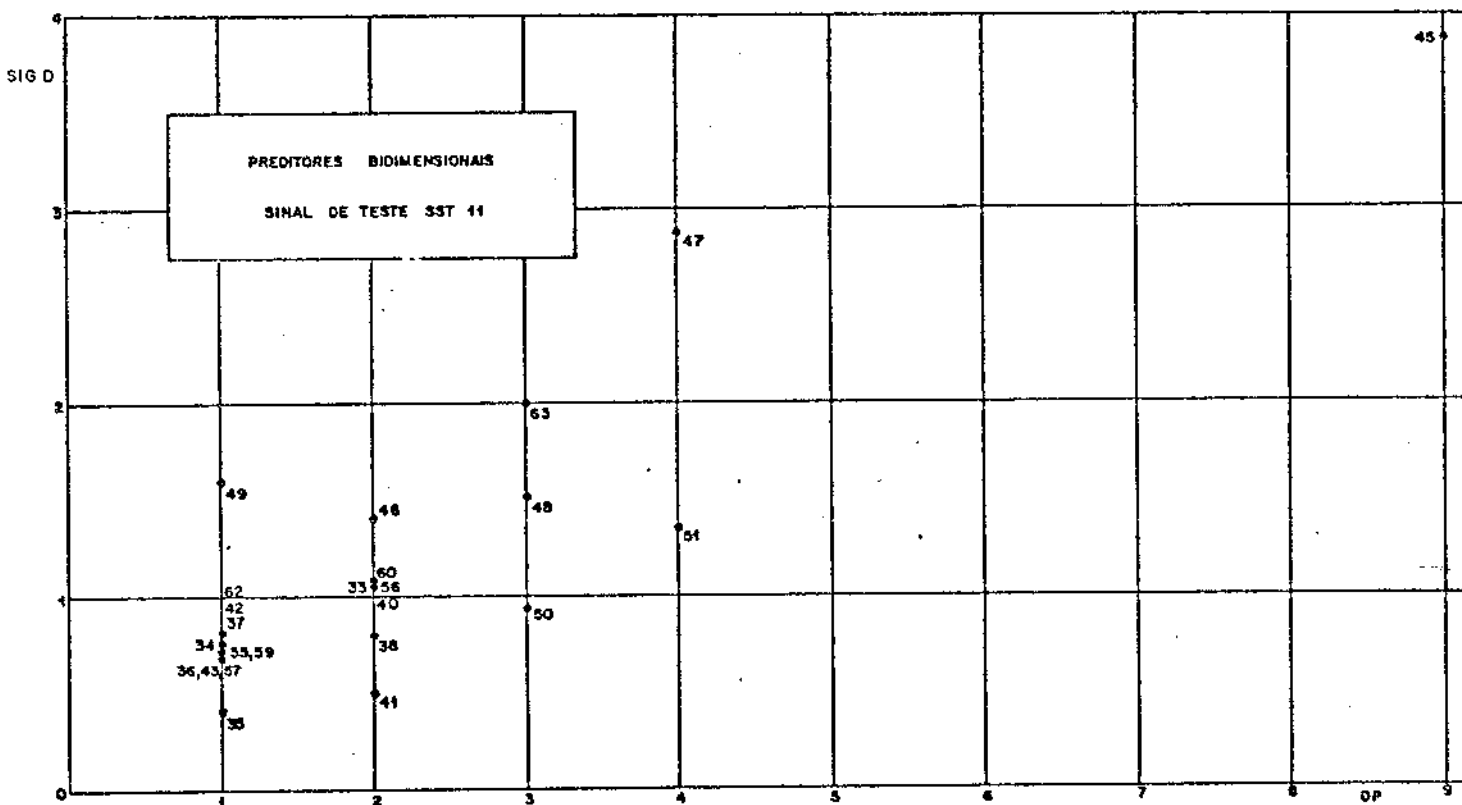
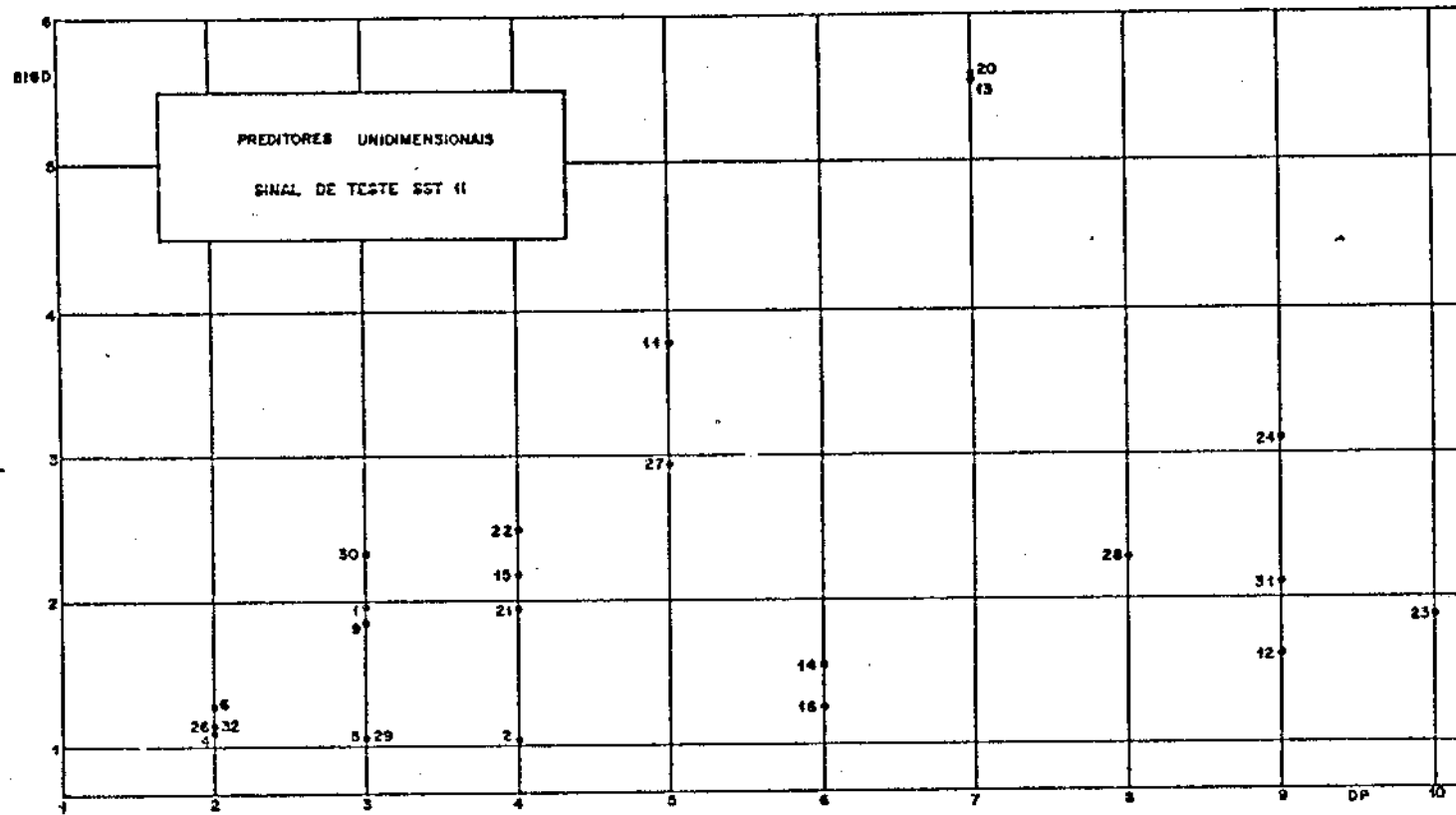


Fig. V.21 - Desvio padrão (SIGD) versus Diferencial de Pico (DP) para os preditores unidimensionais e bidimensionais selecionados para o sinal de teste SST11

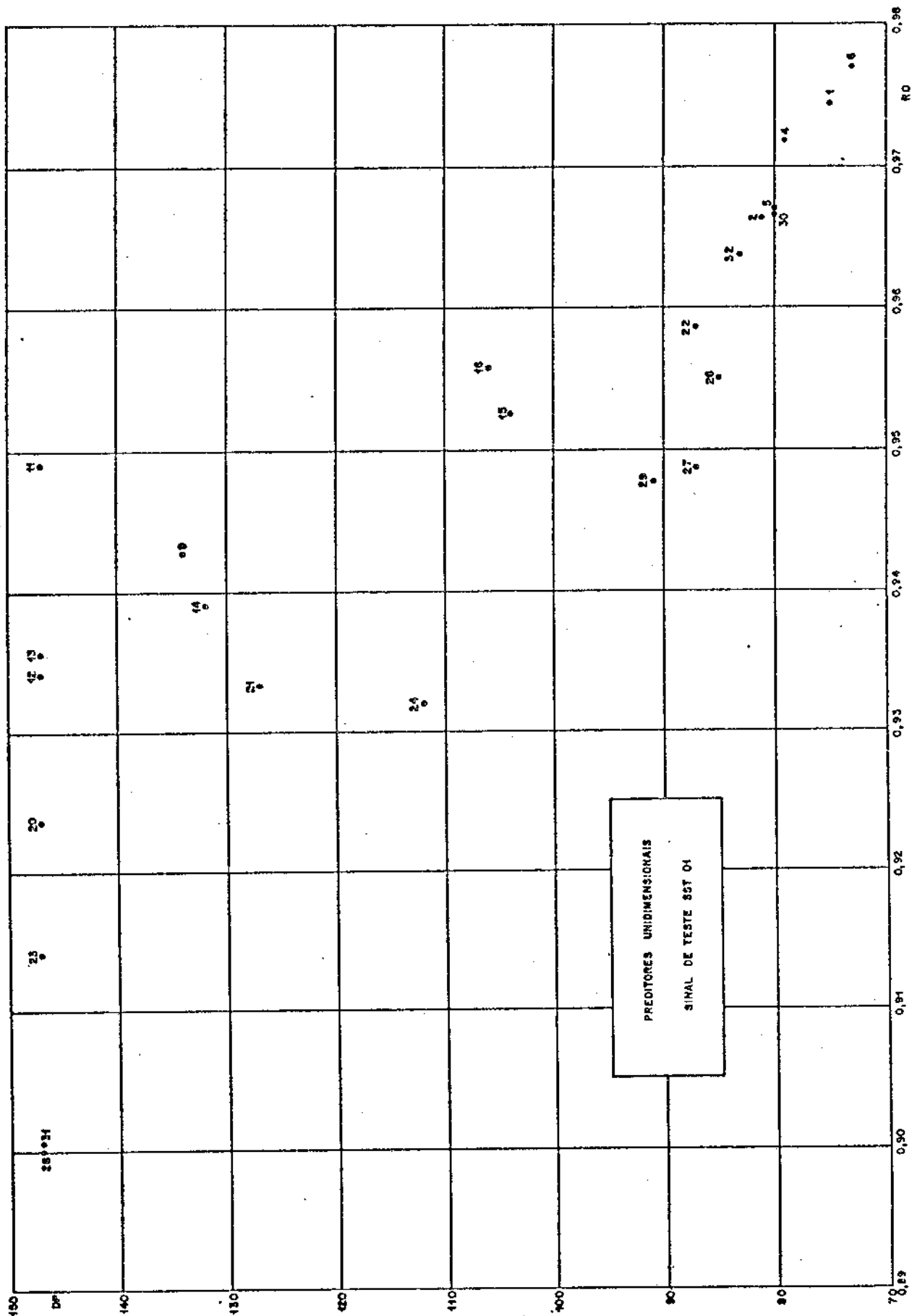


Fig.V.22(a) - Diferencial de pico (DP) versus Correlação (RD) para os preditores unidimensionais selecionados para o sinal de teste SST01



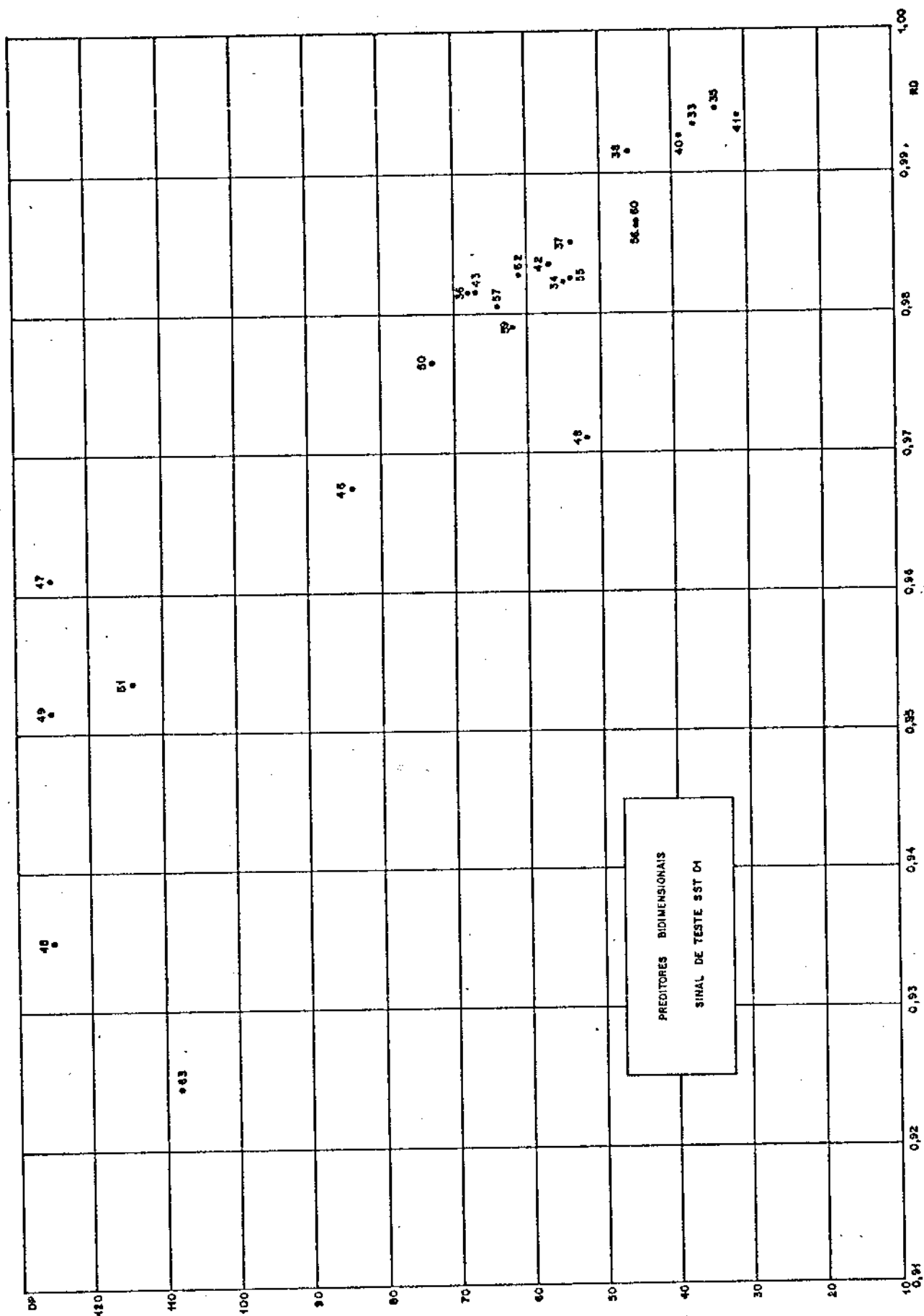


Fig.V.22(b) - Diferencial de pico (DP) versus Correlação (RD) para os preditores bidimensionais selecionados para o sinal de teste SST01

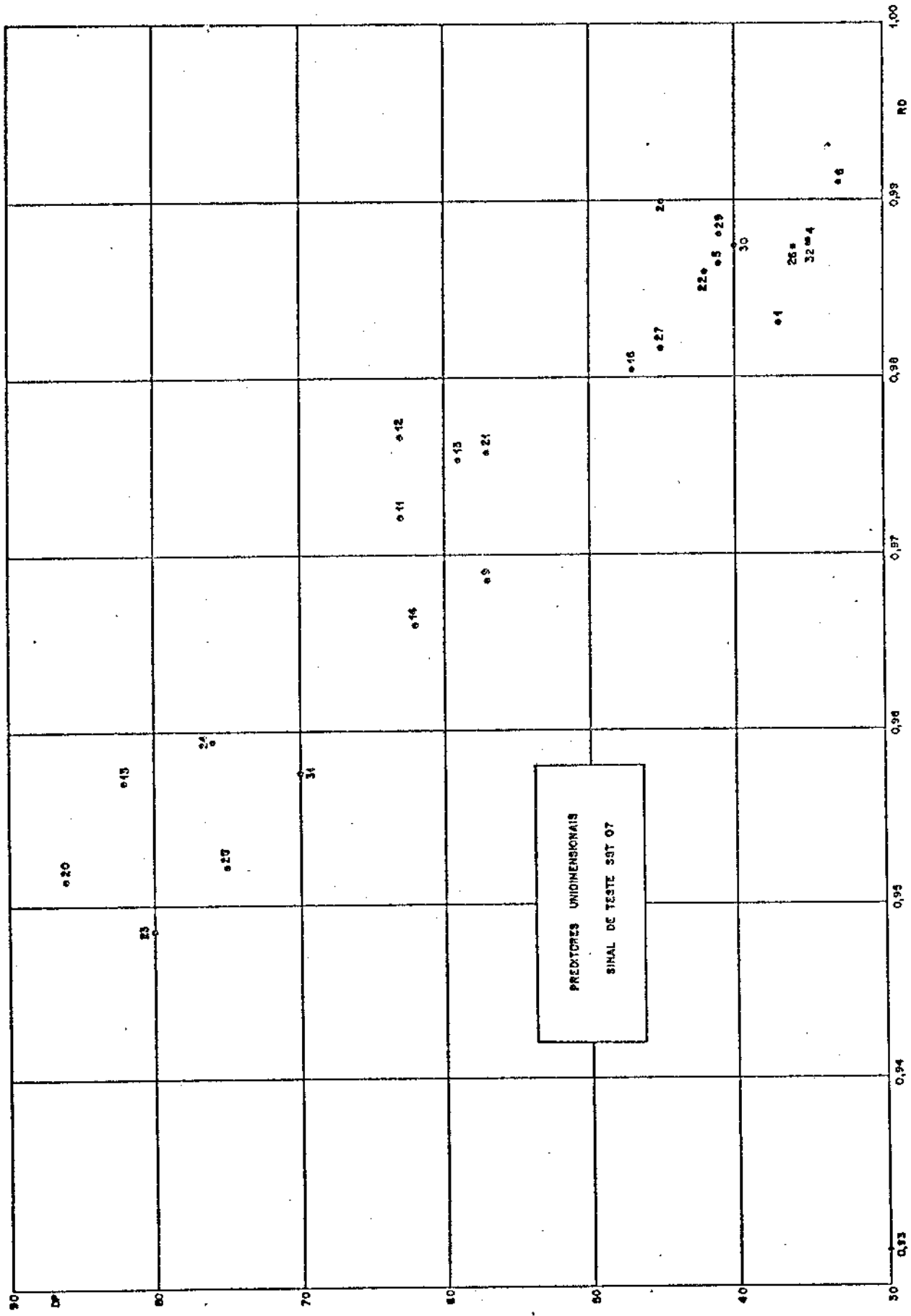


Fig.V.23(a) - Diferencial de pico versus Correlação para os preditores unidimensionais selecionados para o sinal de teste SST07

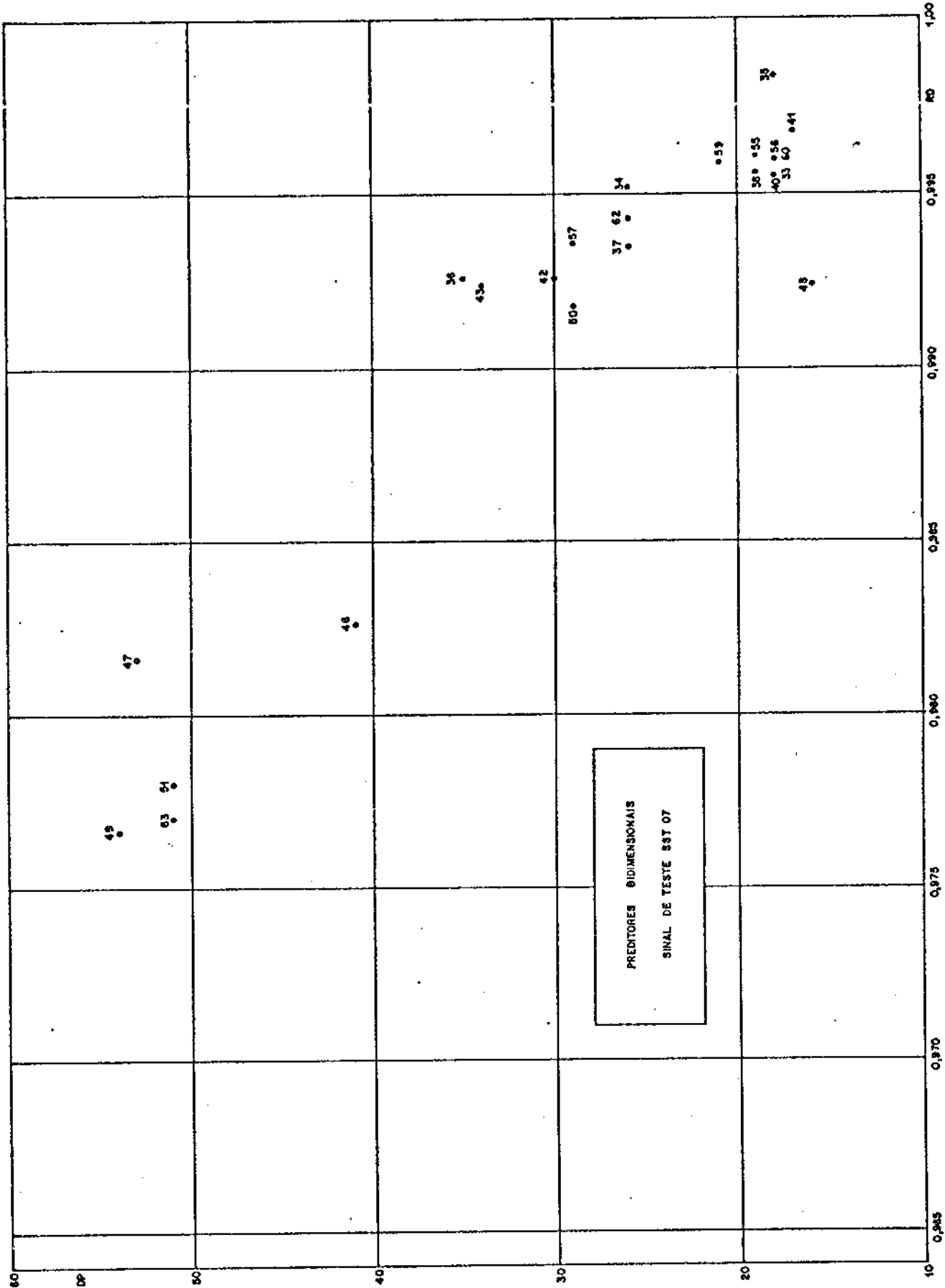


Fig.V.23(b) - Diferencial de pico versus Correlação para os preditores bidimensionais selecionados para o sinal de teste SST07

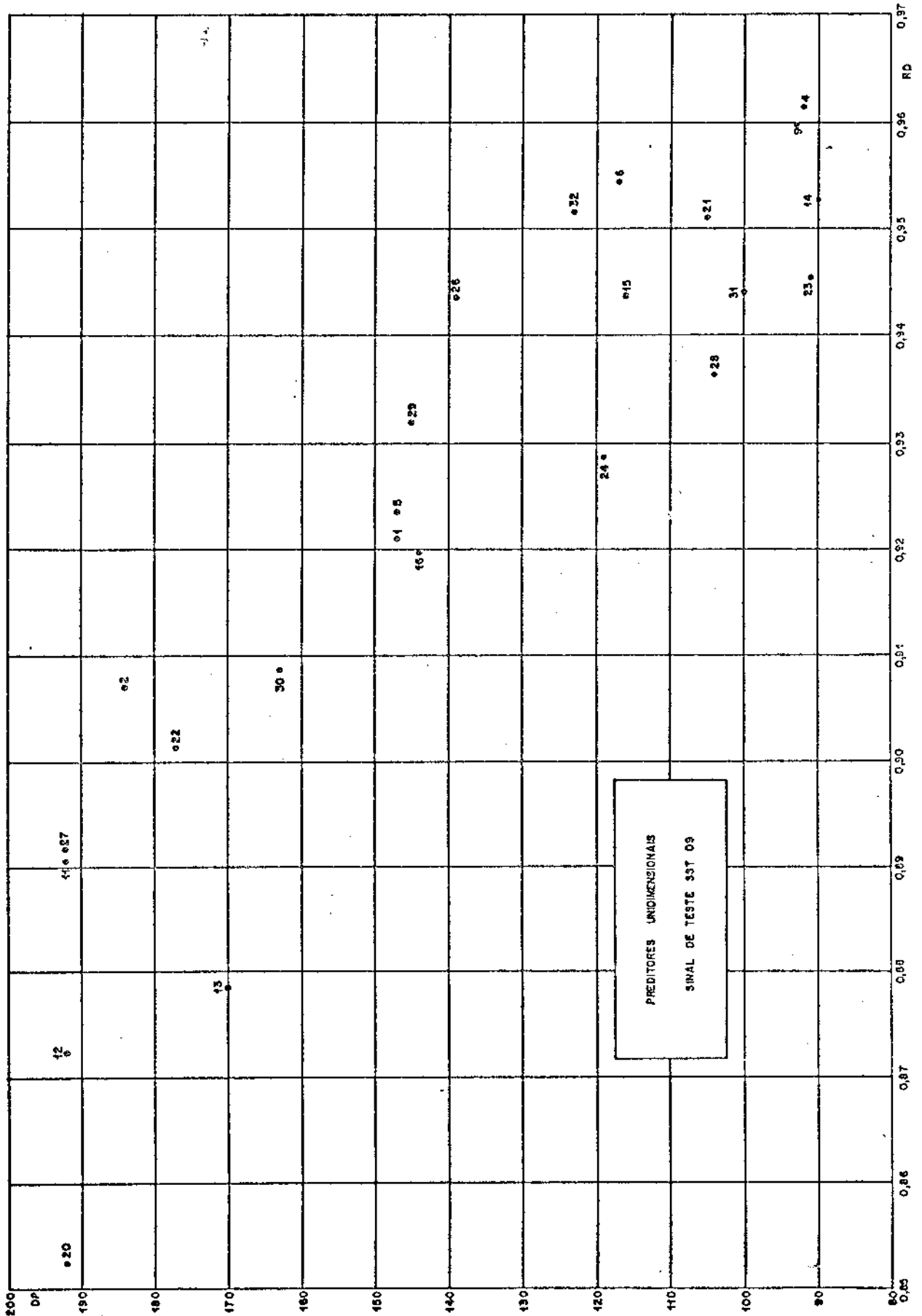


Fig.V.24(a) - Diferencial de pico versus Correlação para os preditores unidimensionais selecionados para o sinal de teste SST09

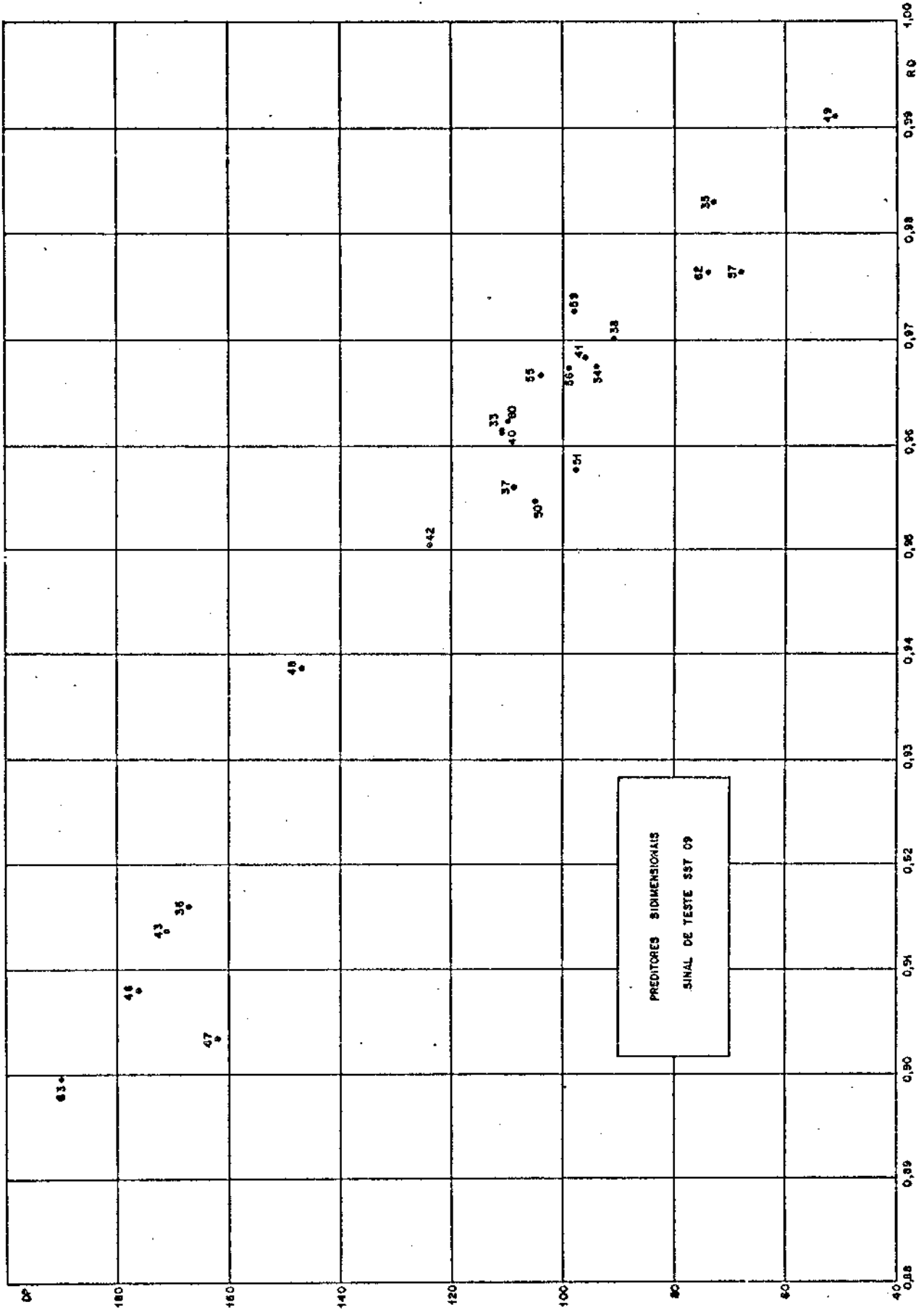


Fig.V.24(b) - Diferencial de pico versus Correlação para os preditores bidimensionais selecionados para o sinal de teste SST09

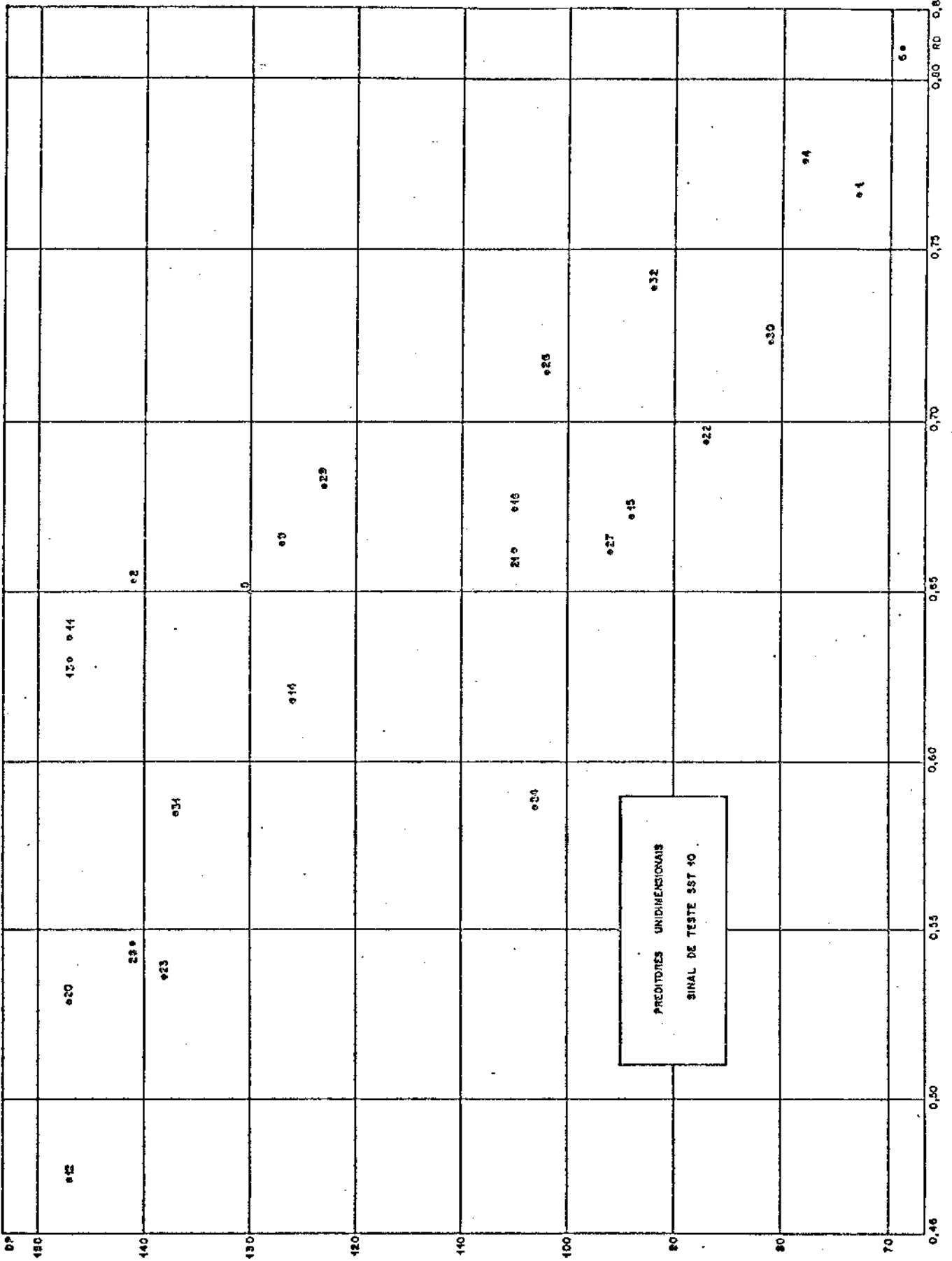


Fig.V.25(a) - Diferencial de pico versus Correlação para os preditores unidimensionais selecionados para o sinal de teste SST10

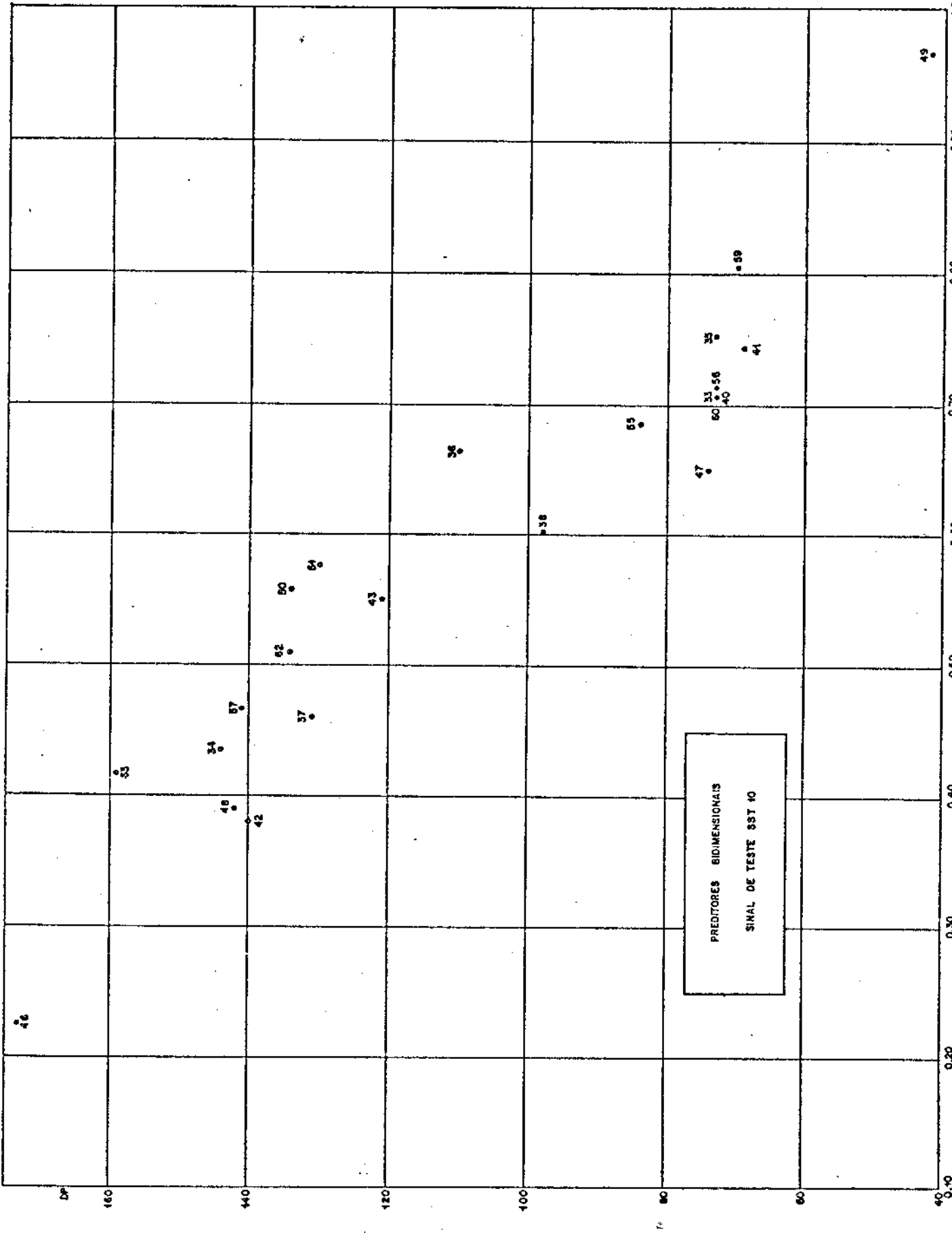


Fig.V.25(b) - Diferencial de pico versus Correlação para os preditores bidimensionais selecionados para o sinal de teste SST10

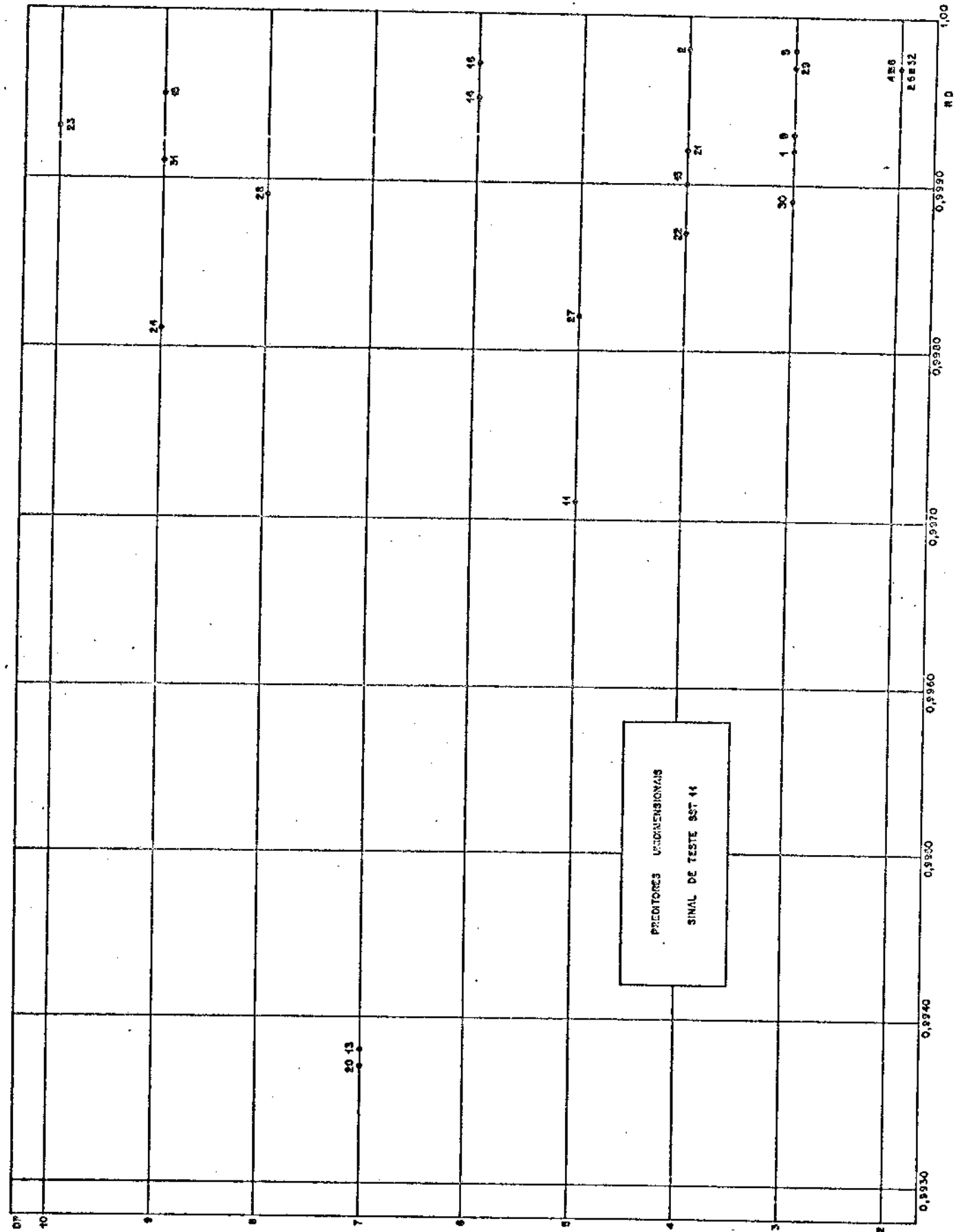


Fig.V.26(a) - Diferencial de pico versus Correlação para os preditores unidimensionais selecionados para o sinal de teste SST11



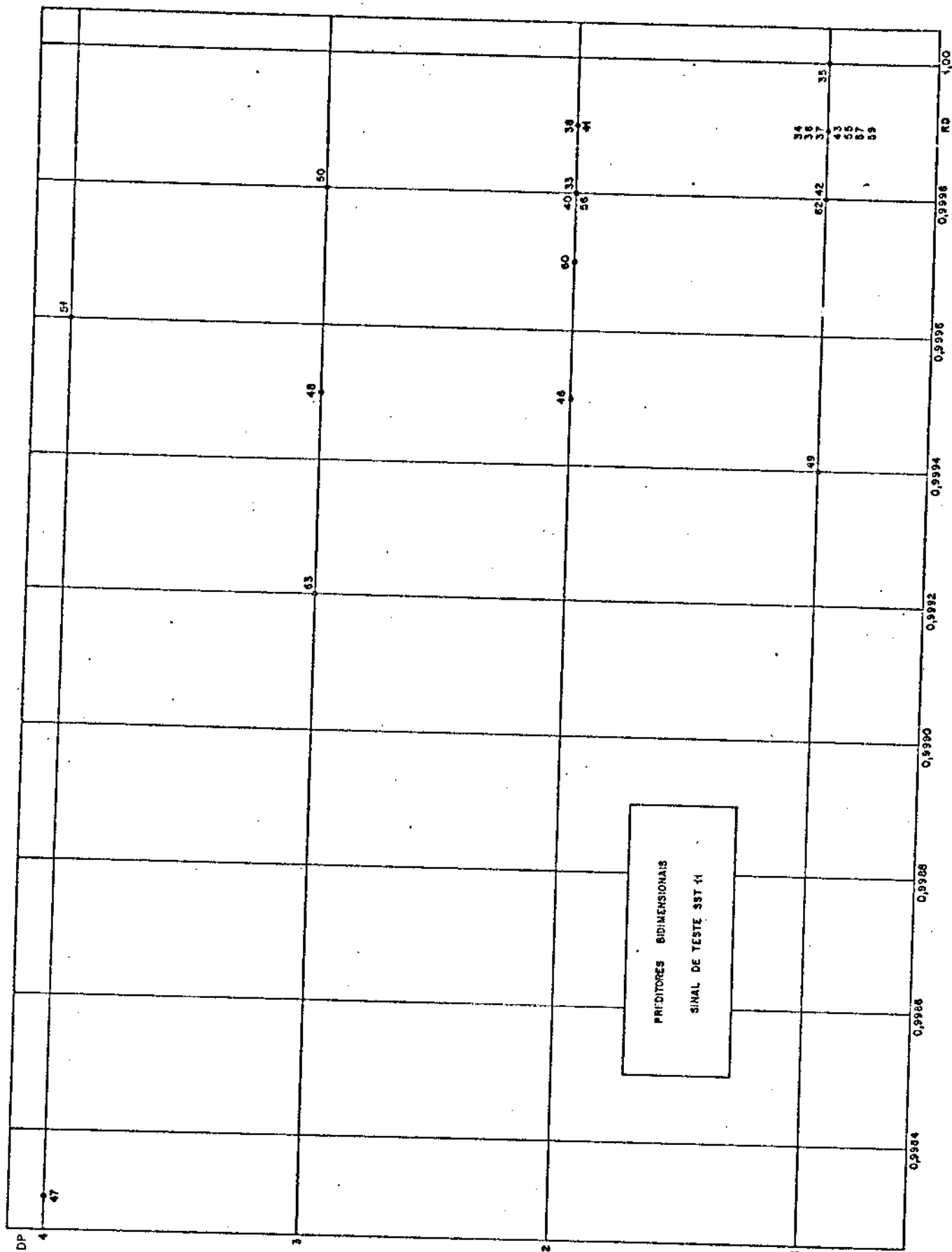


Fig.V.26(b) - Diferencial de pico versus. Correlação para os preditores bidimensionais selecionados para o sinal de teste SST11

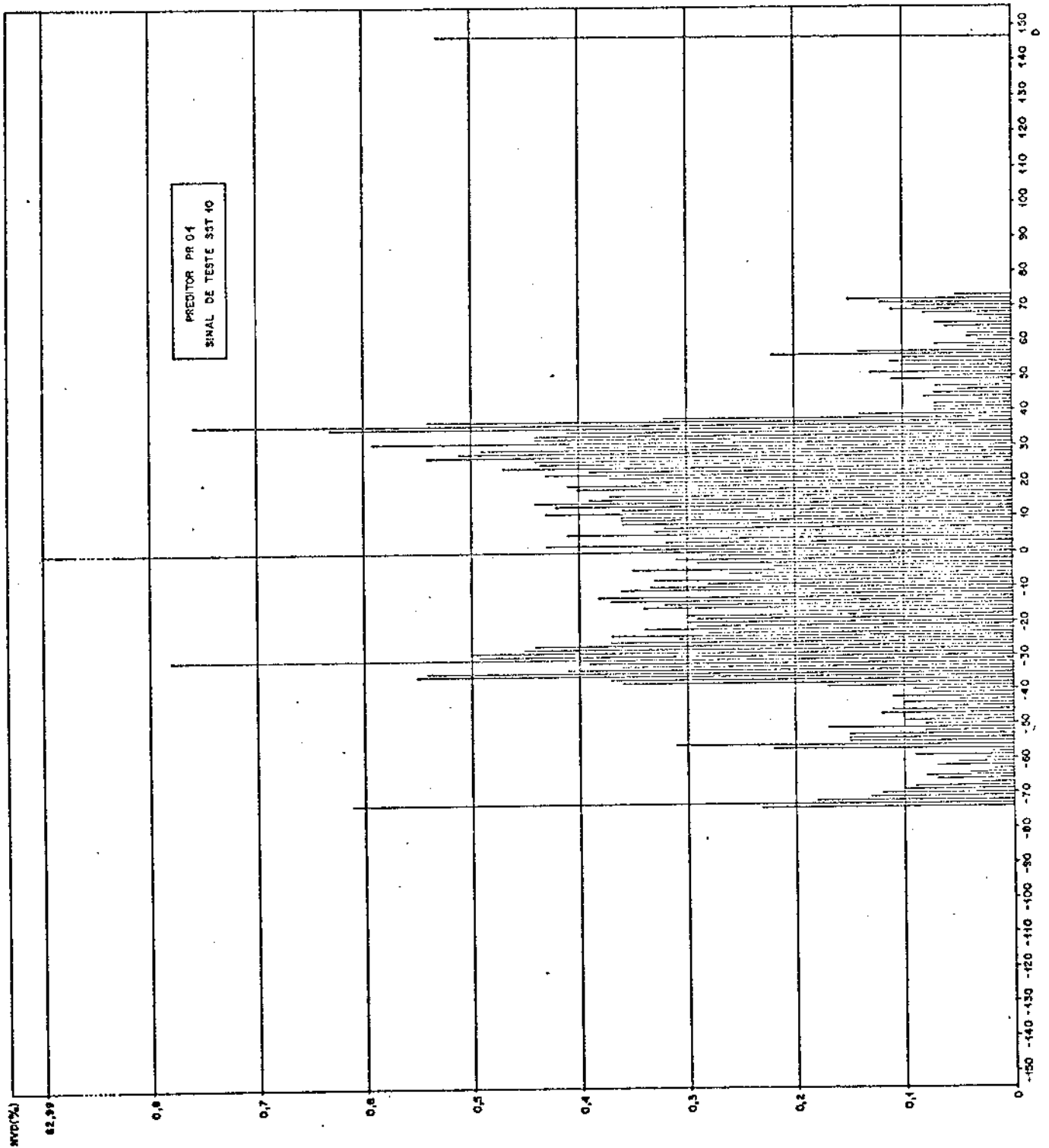


Fig.V.27 - Número de vezes das diferenças em porcentagem (NVD%) versus as diferenças (D) para o preditor PR01 no caso de SST10

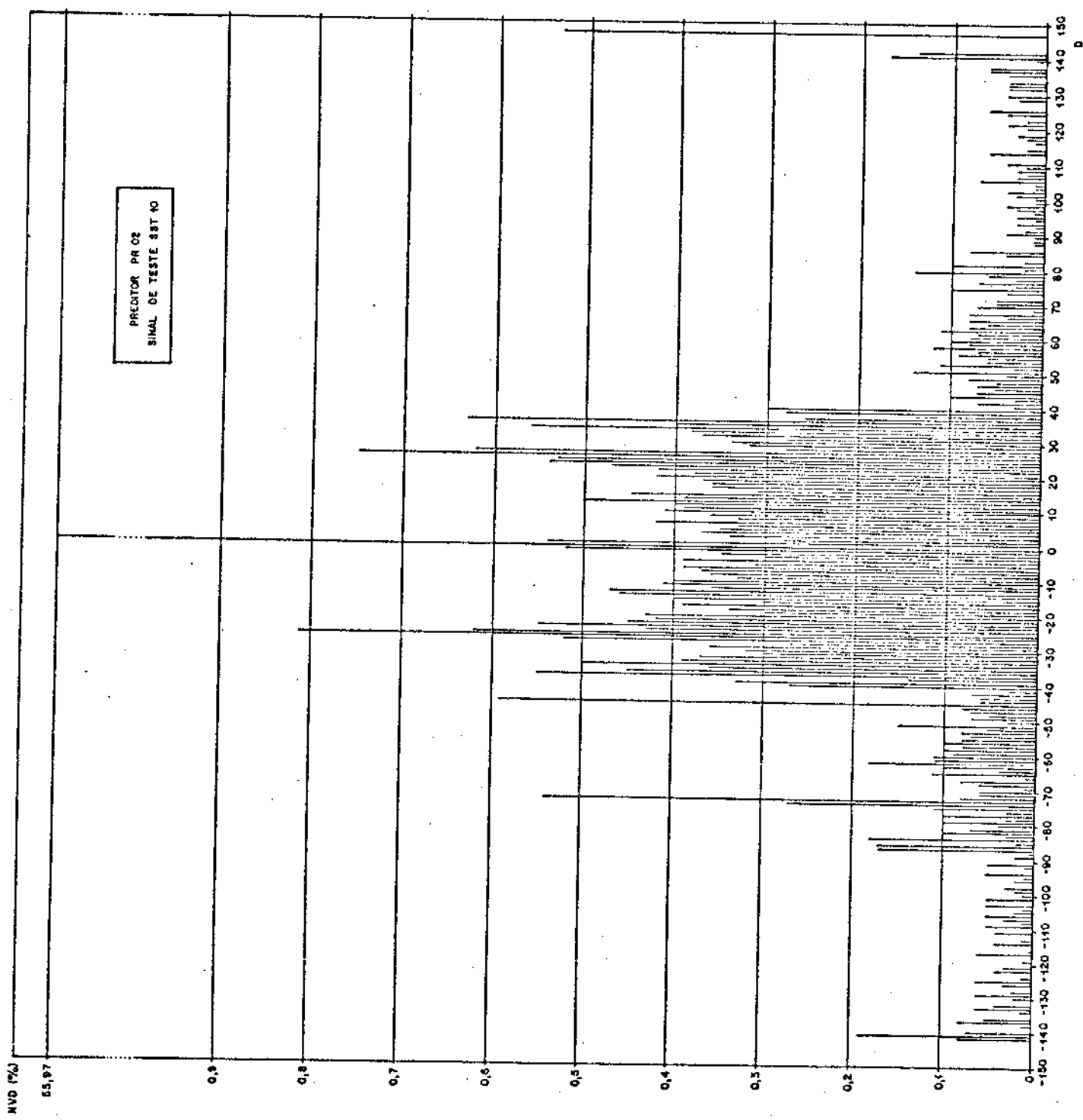


Fig.V.28 - Número de vezes das diferenças em porcentagem versus as diferenças para o preditor PR02 no caso de SST10

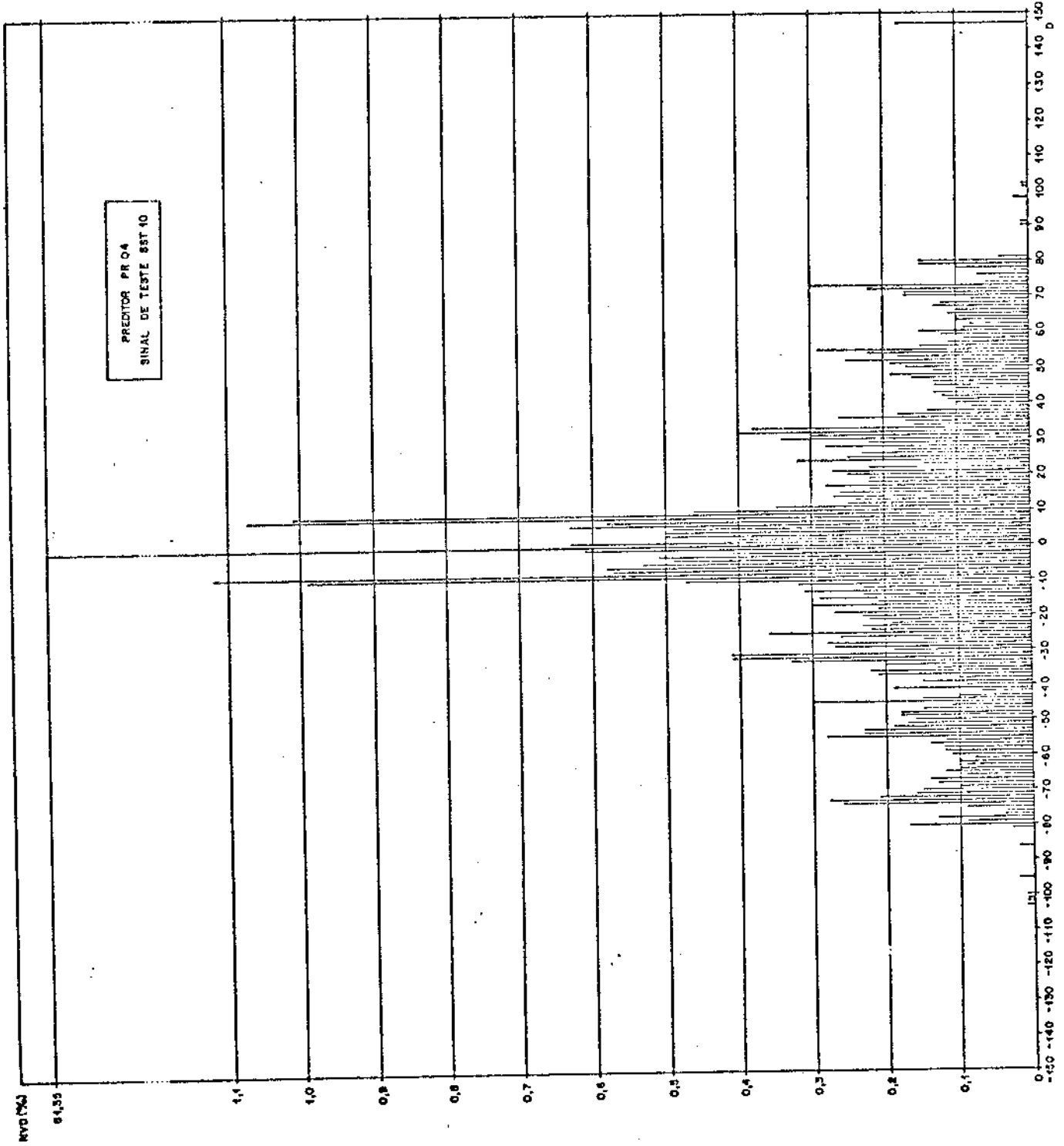


Fig.V.29 - Número de vezes das diferenças em porcentagem versus as diferenças para o preditor PR04 no caso de SST10

maior. Isto pode-se verificar pelas figuras que o PR04 apresenta um maior número de diferenças menores em torno da diferença zero. Este fato, ele consegue minimizando o erro de previsão ocasionado pelas variações de luminância. No entanto, para o sinal SST10, cabe observar que o PR04 atenua o erro até a frequência do "multi-burst" de 2 MHz aproximadamente. Para frequências maiores, o de desempenho de previsão piora em comparação ao preditor PR01. Esses comportamentos são apresentados nas Tabs. V.5 a V.10. Nessas tabelas, é interessante também observar a propagação de erros de previsão nas bordas ou transições para os preditores unidimensionais. Preditor com maior distância média ponderada apresenta maior propagação de erros nas transições.

As observações feitas acima valem também para os preditores bidimensionais, tendo como fonte de informação o sinal de teste SST10. Para efeito de ilustração, são apresentadas as Figs. V.30, V.31 e V.32 para os preditores PR47, PR48 e P49, respetivamente.

Os desempenhos dos preditores para o sinal de teste SST11 são mostrados nas Figs. V.33 e V.34. Nestas figuras, nota-se nitidamente melhores desempenhos dos preditores que corrigem pequenas variações lineares de luminância (PR04 e PR49).

#### V.5.5 - Comentários

Dessa forma, verificou-se que é possível encontrar preditores uni e bidimensionais, nas cinco frequências de amostragem, com desempenhos comparáveis entre si e com taxas médias representativas abaixo de 34 Mb/s. Portanto, não há preferência marcante por uma das cinco frequências de amostragem, levando-se em conta somente o desempenho dos preditores. No entanto, sob o ponto de vista da complexidade de implementação do sistema, a preferência deve ser dada à amostragem  $3 f_{sc}$ , pois, assim, ter-se-ia menor dificuldade prática na realização do filtro passa-baixa antes da conversão A/D e maior facilidade na geração da própria frequência de amostragem.

Para amostragem  $3 f_{sc}$ , destacam-se os preditores PR01, PR04 e PR06 unidimensionais e PR33 e PR35 bidimensionais que se situam entre aqueles com melhores desempenhos quanto à taxa média

PR 04

PR 01

NAQ	NAQP	ND	NDQ	NXQ	NAQ	NAQP	ND	NDQ	NXQ
137	137	0	0	137	137	0	0	137	137
137	137	0	0	137	137	0	0	137	137
137	137	0	0	137	137	0	0	137	137
144	137	7	7	144	137	7	7	144	144
155	137	18	18	155	144	11	11	155	155
163	137	26	26	163	155	8	8	163	163
169	144	25	25	169	170	-1	-1	169	169
173	155	18	18	173	180	-7	-7	173	173
173	163	10	10	173	181	-8	-8	173	173
171	169	2	2	171	179	-8	-8	171	171
165	173	-8	-8	165	175	-10	-10	165	165
157	173	-16	-16	157	165	-8	-8	157	157
147	171	-24	-24	147	147	-8	-8	147	147
136	165	-29	-29	136	141	-5	-5	136	136
126	157	31	31	126	128	-2	-2	126	126
116	147	-31	-31	116	116	0	0	116	116
108	136	-28	-28	108	105	3	3	108	108
103	126	-23	-23	103	98	5	5	103	103
100	116	-16	-16	100	93	7	7	100	100
100	108	-8	-8	100	92	8	8	100	100
104	103	1	1	104	95	9	9	104	104
110	100	10	10	110	101	9	9	110	110
119	100	19	19	119	110	9	9	119	119
129	104	25	25	129	123	6	6	129	129
140	110	30	30	140	135	5	5	140	140
150	119	31	31	150	149	1	1	150	150
159	129	30	30	159	160	-1	-1	159	159
167	140	27	27	167	170	-3	-3	167	167
172	150	22	22	172	172	-5	-5	172	172
173	159	14	14	173	181	-8	-8	173	173
172	167	5	5	172	181	-9	-9	172	172
168	172	-4	-4	168	177	-9	-9	168	168
161	173	12	12	161	169	-8	-8	161	161
152	172	-20	-20	152	160	-8	-8	152	152
141	168	-27	-27	141	148	-7	-7	141	141
131	161	-30	-30	131	134	-3	-3	131	131
120	152	-32	-32	120	122	-2	-2	120	120
111	141	-30	-30	111	109	2	2	111	111
105	131	-26	-26	105	101	4	4	105	105
101	120	-19	-19	101	94	7	7	101	101
100	111	-11	-11	100	92	8	8	100	100
102	105	-3	-3	102	94	8	8	102	102
107	101	6	6	107	98	9	9	107	107
115	100	15	15	115	106	9	9	115	115
124	102	22	22	124	117	7	7	124	124
135	107	28	28	135	129	6	6	135	135
137	115	22	22	137	143	-6	-6	137	137
137	124	13	13	137	146	-9	-9	137	137
137	135	2	2	137	148	-11	-11	137	137
137	137	0	0	137	139	-2	-2	137	137
137	137	0	0	137	137	0	0	137	137
137	137	0	0	137	137	0	0	137	137
137	137	0	0	137	137	0	0	137	137

Tab. V.5 - Erros de previsão dos preditores PR01 e PR04 à variação senoidal de luminância de 0,5 MHz

PR 04

NAQ	NAQP	ND	NDQ	NXQ
137	137	0	0	137
137	137	0	0	137
137	137	0	0	137
145	137	8	8	145
163	145	18	18	163
173	163	10	10	173
170	181	-11	-11	170
157	188	-31	-31	157
136	167	-31	-31	136
116	116	-17	-17	116
102	103	-1	-1	102
100	81	19	19	100
110	80	30	30	110
129	96	33	33	129
150	127	23	23	150
167	160	7	7	167
173	186	-13	-13	173
168	194	-26	-26	168
152	185	-33	-33	152
130	158	-28	-28	130
111	125	-14	-14	111
101	95	6	6	101
102	79	23	23	102
115	83	32	32	115
135	105	30	30	135
156	136	20	20	156
170	169	1	1	170
173	190	-17	-17	173
164	194	30	30	164
146	178	-32	-32	146
125	149	-24	-24	125
107	116	9	9	107
100	89	11	11	100
104	79	25	25	104
120	86	34	34	120
137	113	24	24	137
137	141	-4	-4	137
137	153	-16	-16	137
137	154	-17	-17	137
137	137	0	0	137
137	137	0	0	137

PR 01

NAQ	NAQP	ND	NDQ	NXQ
137	137	0	0	137
137	137	0	0	137
137	137	0	0	137
145	137	8	8	145
163	137	26	26	163
173	137	36	36	173
170	145	25	25	170
157	163	-6	-6	157
136	173	-37	-37	136
116	170	-54	-54	116
102	157	-55	-55	102
100	136	-36	-36	100
110	116	-6	-6	110
129	102	27	27	129
150	100	50	50	150
167	110	57	57	167
173	129	44	44	173
168	150	18	18	168
152	167	-15	-15	152
130	173	-43	-43	130
111	168	-57	-57	111
101	152	-51	-51	101
102	130	-28	-28	102
115	111	4	4	115
135	101	34	34	135
156	102	54	54	156
170	115	55	55	170
173	135	38	38	173
164	156	8	8	164
146	170	-24	-24	146
125	173	-48	-48	125
107	164	-57	-57	107
100	146	-46	-46	100
104	125	-21	-21	104
120	107	13	13	120
137	100	37	37	137
137	104	33	33	137
137	120	17	17	137
137	137	0	0	137
137	137	0	0	137
137	137	0	0	137

Tab. V.6 - Erros de previsão dos preditores PR01 e PR04 à varia-  
ção senoidal de luminância de 1,0 MHz

PR 04

PR 01

NAQ	NAQP	ND	NDQ	NXQ	NAQ	NAQP	ND	NDQ	NXQ
137	137	0	0	137	137	137	0	0	137
137	137	0	0	137	137	137	0	0	137
137	137	0	0	137	137	137	0	0	137
156	137	19	19	156	137	137	19	19	156
173	137	36	36	173	137	137	17	17	173
146	137	9	9	146	146	173	-27	-27	146
107	156	-49	49	107	107	165	58	58	107
105	173	-68	-68	105	105	124	-19	-19	105
141	146	-5	-5	141	141	78	63	63	141
172	107	65	65	172	172	102	-70	-70	172
160	105	55	55	160	160	170	-10	-10	160
119	141	-22	-22	119	119	196	-77	-77	119
100	172	-72	-72	100	100	150	-50	-50	100
126	160	-34	-34	126	126	88	38	38	126
165	119	46	46	165	165	85	80	80	165
169	100	69	69	169	169	146	23	23	169
134	126	8	8	134	134	195	-61	-61	134
102	165	-63	-63	102	102	173	-71	-71	102
112	134	-57	-57	112	112	106	6	6	112
152	134	18	18	152	152	77	75	75	152
173	102	71	71	173	173	120	53	53	173
149	112	37	37	149	149	183	34	34	149
110	152	-42	-42	110	110	189	-79	-79	110
103	173	-70	-70	103	103	131	-28	-28	103
137	149	-12	-12	137	137	79	58	58	137
171	110	61	61	171	171	98	73	73	171
162	103	59	59	162	162	164	-2	-2	162
122	137	-15	-15	122	122	196	-74	-74	122
100	171	-71	-71	100	100	156	-56	-56	100
122	162	-40	-40	122	122	91	31	31	122
162	122	40	40	162	162	82	80	80	162
171	100	71	71	171	171	140	31	31	171
138	122	16	16	138	138	193	-55	-55	138
103	162	-59	-59	103	103	178	-75	-75	103
109	171	-62	-62	109	109	112	-3	-3	109
137	138	-1	-1	137	137	76	61	61	137
137	103	34	34	137	137	102	35	35	137
137	109	28	28	137	137	143	-6	-6	137
137	137	0	0	137	137	165	-28	-28	137
137	137	0	0	137	137	137	0	0	137
137	137	0	0	137	137	137	0	0	137

Tab. V.7 - Erros de previsão dos preditores PR01 e PR04 à variação senoidal de luminância de 2,0 MHz



PR 01

PR 04

NAQ	NAQP	ND	NDQ	NXP	NAQ	NAQP	ND	NDQ	NXQ
137	137	0	0	137	137	137	0	0	137
137	137	0	0	137	137	137	0	0	137
137	137	0	0	137	137	137	0	0	137
157	137	30	30	167	167	137	30	30	167
151	137	14	14	151	151	167	-16	-16	151
100	137	-37	-37	100	100	151	-51	-51	100
136	167	-31	-31	136	136	130	6	6	136
173	151	22	22	173	173	120	53	53	173
124	100	24	24	124	124	122	2	2	124
105	136	-31	-31	105	105	160	-55	-55	105
161	173	-12	-12	161	161	142	19	19	161
159	124	35	35	159	159	112	47	47	159
104	105	-1	-1	104	104	140	-36	-36	104
126	161	-35	-35	126	126	160	-34	-34	126
173	159	14	14	173	173	124	49	49	173
133	104	29	29	133	133	118	15	15	133
101	126	-25	-25	101	101	155	-54	-54	101
153	173	-20	-20	153	153	148	5	5	153
166	133	33	33	166	166	113	53	53	166
109	101	8	8	109	109	134	-25	-25	109
117	153	36	36	117	117	161	44	44	117
171	166	5	5	171	171	130	41	41	171
143	109	34	34	143	143	114	29	29	143
100	117	-17	-17	100	100	151	-51	-51	100
144	171	-27	-27	144	144	154	-10	-10	144
171	143	28	28	171	171	116	55	55	171
117	100	17	17	117	117	128	11	11	117
110.5	144	-34	-34	110	110	110.5	-51	-51	110
166	171	-5	-5	166	166	137	29	29	166
153	117	36	36	153	153	112	41	41	153
101	110	-9	-9	101	101	146	-45	-45	101
134	166	-32	-32	134	134	157	-23	-23	134
173	153	20	20	173	173	121	52	52	173
126	101	25	25	126	126	121	5	5	126
104	134	-30	-30	104	104	159	-55	-55	104
137	173	-36	-36	137	137	143	6	6	137
137	126	11	11	137	137	90	47	47	137
137	104	33	33	137	137	115	22	22	137
137	137	0	0	137	137	170	-33	-33	137
137	137	0	0	137	137	137	0	0	137
137	137	0	0	137	137	137	0	0	137

Tab. V.8 - Erros de previsão dos preditores PR01 e PR04 à variação senoidal de luminância de 3,0 MHz



PR 04

NAQ	NAQP	ND	NDQ	NXQ	NAQ	NAQP	ND	NDQ	NXQ
137	137	0	0	137	137	137	0	0	137
137	137	0	0	137	137	137	0	0	137
137	137	0	0	137	137	137	0	0	137
172	137	35	35	172	172	137	35	35	172
103	137	-34	-34	103	103	172	-69	-69	103
154	137	17	17	154	154	103	51	51	154
144	172	-28	-28	144	144	189	-45	-45	144
108	103	5	5	108	108	75	33	33	108
173	154	19	19	173	173	159	14	14	173
108	144	-36	-36	108	108	163	-55	-55	108
144	108	36	36	144	144	72	72	72	144
153	173	-20	-20	153	153	209	-56	-56	153
103	108	-5	-5	103	103	88	15	15	103
172	144	28	28	172	172	139	33	33	172
115	153	-38	-38	115	115	181	-66	-66	115
135	103	32	32	135	135	63	70	70	135
161	172	-11	-11	161	161	204	-43	-43	161
100	115	-15	-15	100	100	104	-4	-4	100
168	135	33	33	168	168	120	48	48	168
123	161	-38	-38	123	123	194	-71	-71	123
125	100	25	25	125	125	62	63	63	125
168	168	0	0	168	168	193	-25	-25	168
100	123	-23	-23	100	100	123	-23	-23	100
162	125	37	37	162	162	102	60	60	162
133	168	-35	-35	133	133	205	-72	-72	133
116	100	16	16	116	116	65	51	51	116
172	162	10	10	172	172	178	-6	-6	172
102	133	31	31	102	102	143	-41	-41	102
155	116	39	39	155	155	85	70	70	155
143	172	-29	-29	143	143	211	-68	-68	143
109	102	7	7	109	109	73	36	36	109
173	155	18	18	173	173	162	11	11	173
107	143	-36	-36	107	107	161	-54	-54	107
146	109	37	37	146	146	73	73	73	146
152	173	-21	-21	152	152	210	-58	-58	152
103	107	-4	-4	103	103	86	17	17	103
137	146	-9	-9	137	137	142	-5	-5	137
137	152	-15	-15	137	137	143	-6	-6	137
137	103	34	34	137	137	88	49	49	137
137	137	0	0	137	137	171	-34	-34	137
137	137	0	0	137	137	137	0	0	137
137	137	0	0	137	137	137	0	0	137

PR 01

NAQ	NAQP	ND	NDQ	NXQ	NAQ	NAQP	ND	NDQ	NXQ
137	137	0	0	137	137	137	0	0	137
137	137	0	0	137	137	137	0	0	137
137	137	0	0	137	137	137	0	0	137
172	137	35	35	172	172	137	35	35	172
103	137	-34	-34	103	103	172	-69	-69	103
154	137	17	17	154	154	103	51	51	154
144	172	-28	-28	144	144	189	-45	-45	144
108	103	5	5	108	108	75	33	33	108
173	154	19	19	173	173	159	14	14	173
108	144	-36	-36	108	108	163	-55	-55	108
144	108	36	36	144	144	72	72	72	144
153	173	-20	-20	153	153	209	-56	-56	153
103	108	-5	-5	103	103	88	15	15	103
172	144	28	28	172	172	139	33	33	172
115	153	-38	-38	115	115	181	-66	-66	115
135	103	32	32	135	135	63	70	70	135
161	172	-11	-11	161	161	204	-43	-43	161
100	115	-15	-15	100	100	104	-4	-4	100
168	135	33	33	168	168	120	48	48	168
123	161	-38	-38	123	123	194	-71	-71	123
125	100	25	25	125	125	62	63	63	125
168	168	0	0	168	168	193	-25	-25	168
100	123	-23	-23	100	100	123	-23	-23	100
162	125	37	37	162	162	102	60	60	162
133	168	-35	-35	133	133	205	-72	-72	133
116	100	16	16	116	116	65	51	51	116
172	162	10	10	172	172	178	-6	-6	172
102	133	31	31	102	102	143	-41	-41	102
155	116	39	39	155	155	85	70	70	155
143	172	-29	-29	143	143	211	-68	-68	143
109	102	7	7	109	109	73	36	36	109
173	155	18	18	173	173	162	11	11	173
107	143	-36	-36	107	107	161	-54	-54	107
146	109	37	37	146	146	73	73	73	146
152	173	-21	-21	152	152	210	-58	-58	152
103	107	-4	-4	103	103	86	17	17	103
137	146	-9	-9	137	137	142	-5	-5	137
137	152	-15	-15	137	137	143	-6	-6	137
137	103	34	34	137	137	88	49	49	137
137	137	0	0	137	137	171	-34	-34	137
137	137	0	0	137	137	137	0	0	137
137	137	0	0	137	137	137	0	0	137

Tab. V.10 - Erros de previsão dos preditores PR01 e PR04 à variação senoidal de luminância de 4,2 MHz

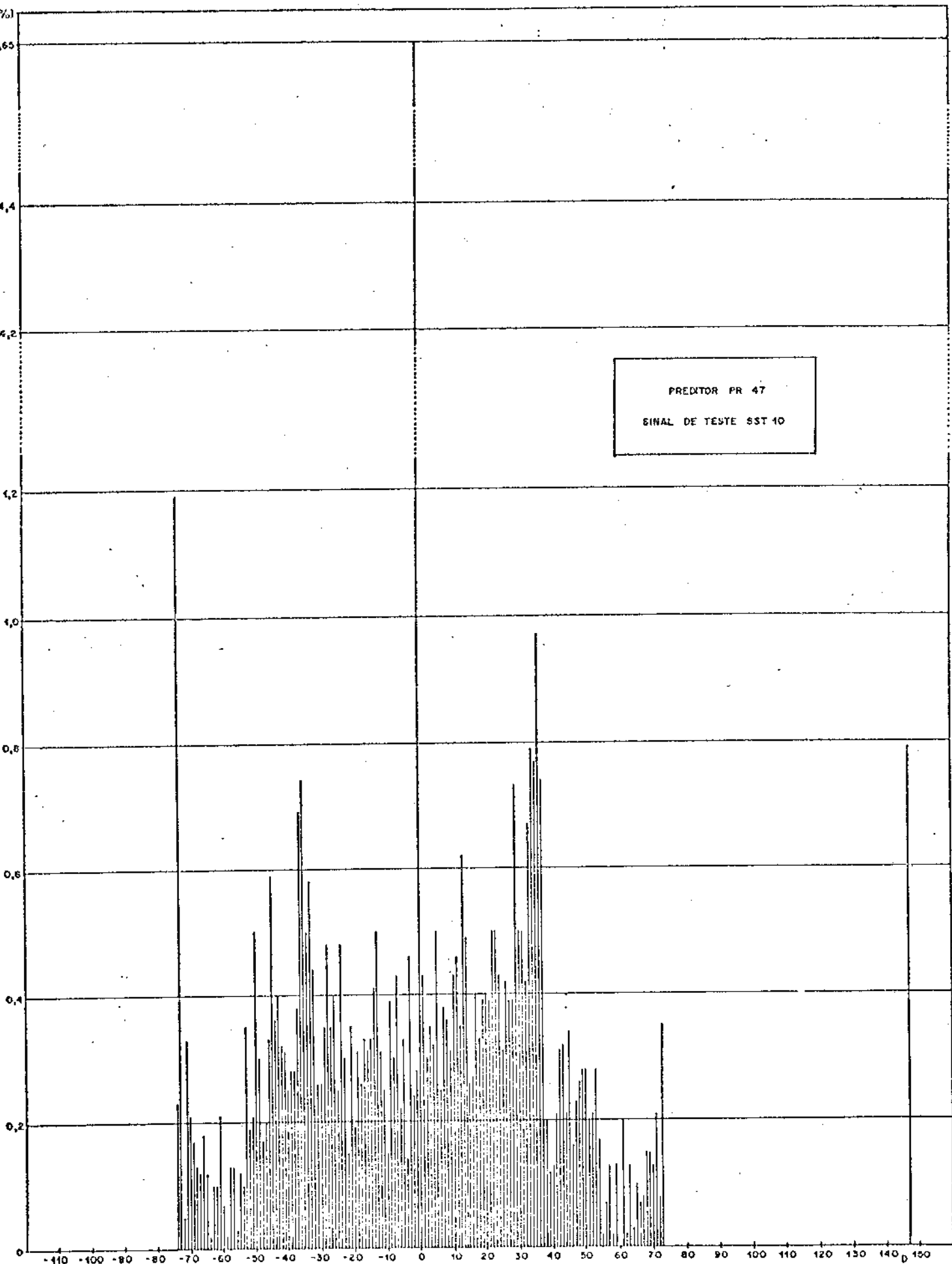


Fig.V.30 - Número de vezes das diferenças em porcentagem (NVD%) versus as diferenças (D) para o preditor PR47 no caso do sinal de teste SST10

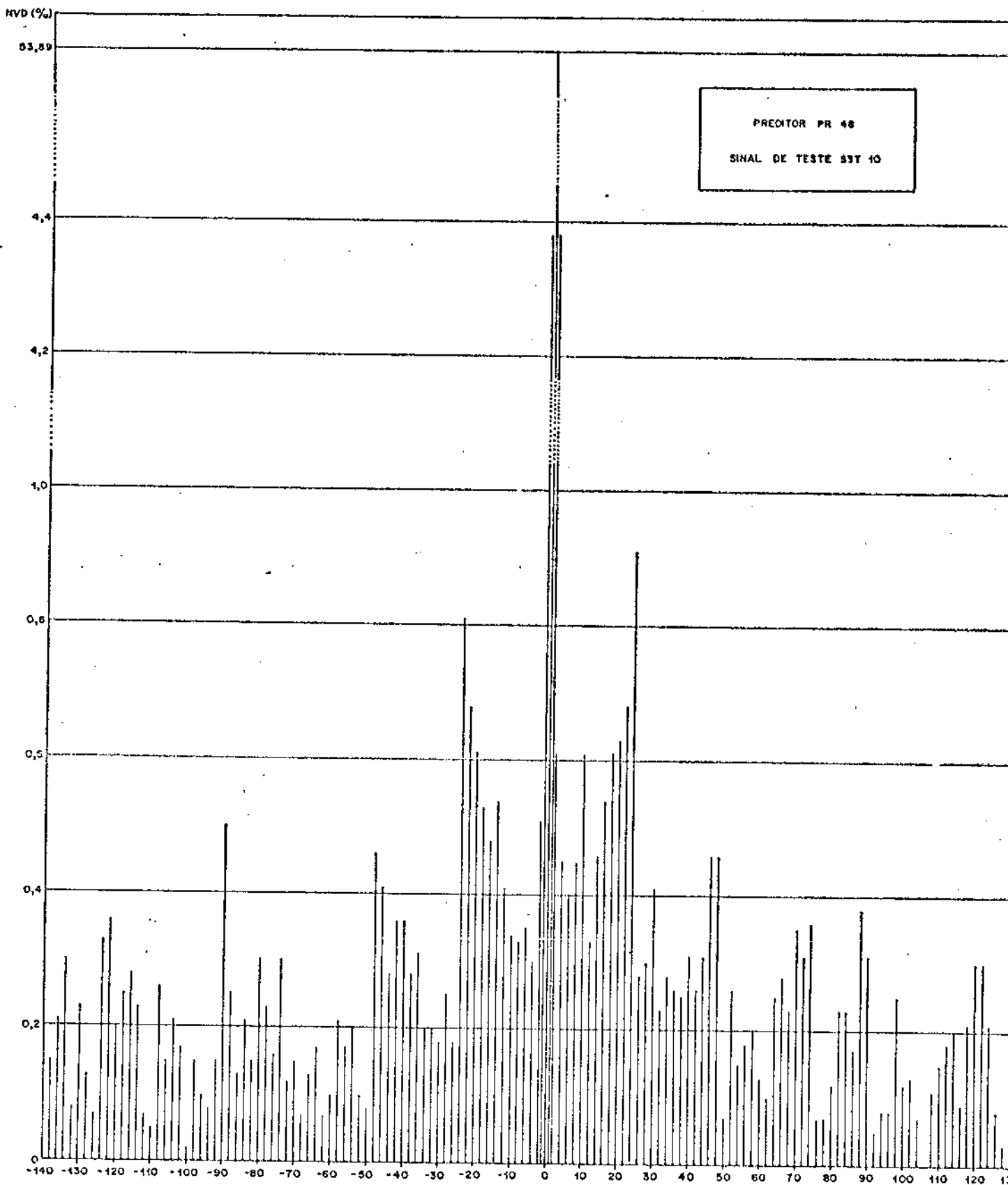


Fig. V.31 - Número de vezes das diferenças em porcentagem (NVD%) versus as diferenças (D) para o preditor PR48 no caso do sinal de teste SST10.

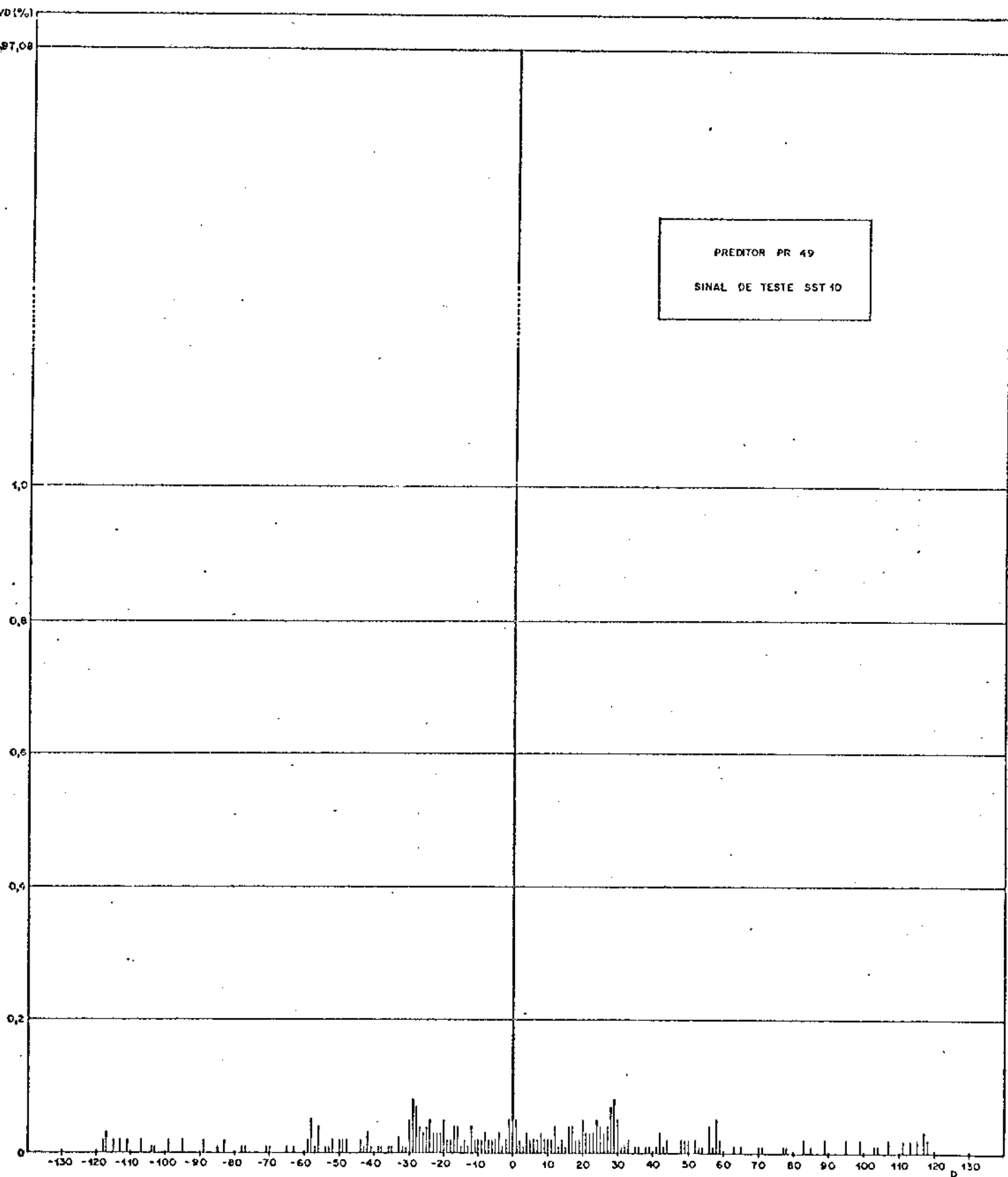


Fig. V.32 - Número de vezes das diferenças em porcentagem (NVD%) versus as diferenças (D) para o preditor PR49 no caso do sinal de teste SST10.

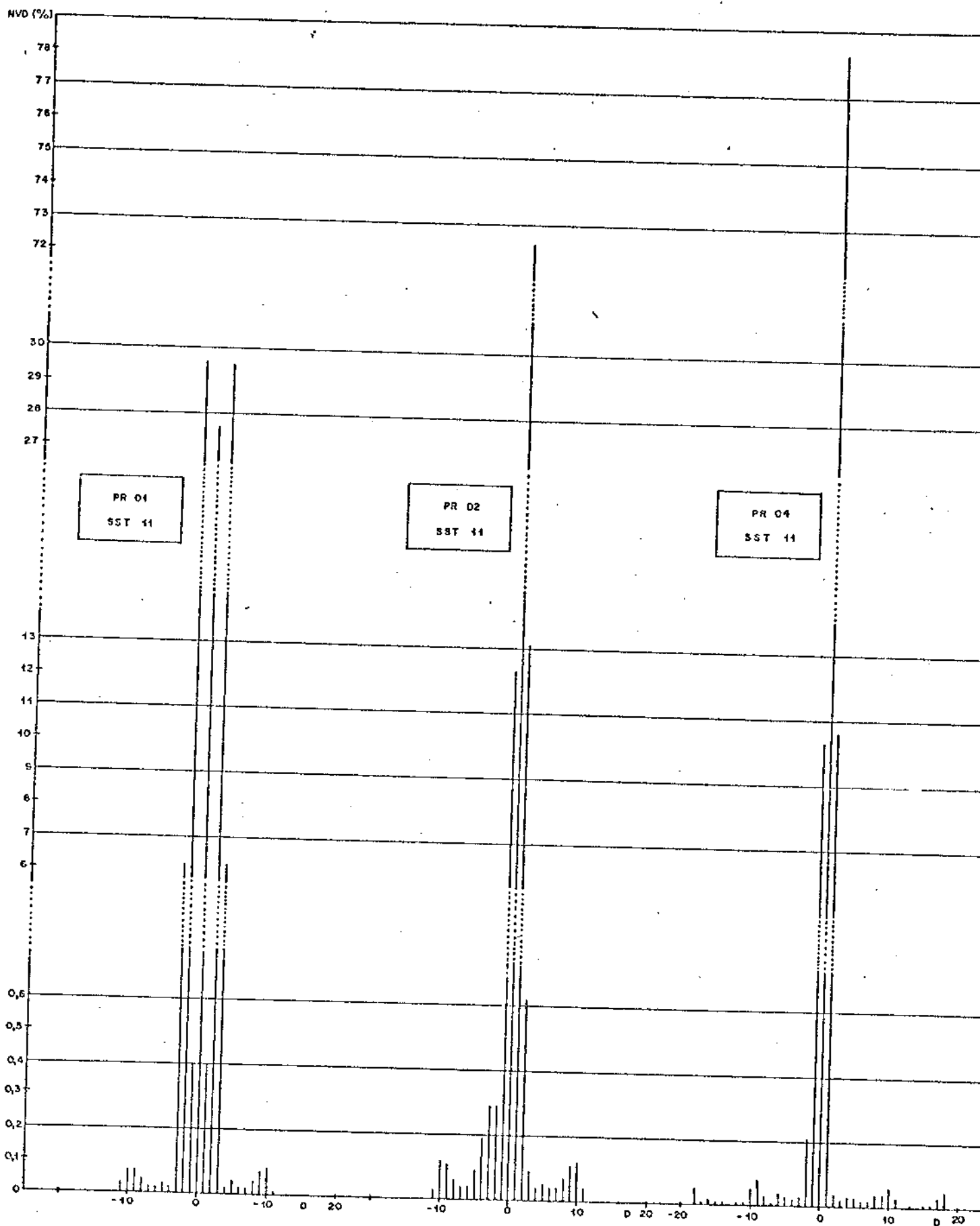


Fig. V.33 - Número de vezes das diferenças em porcentagem (NVD%) versus as diferenças para os preditores PR01, PR02 e PR04 no caso do sinal de teste SST11

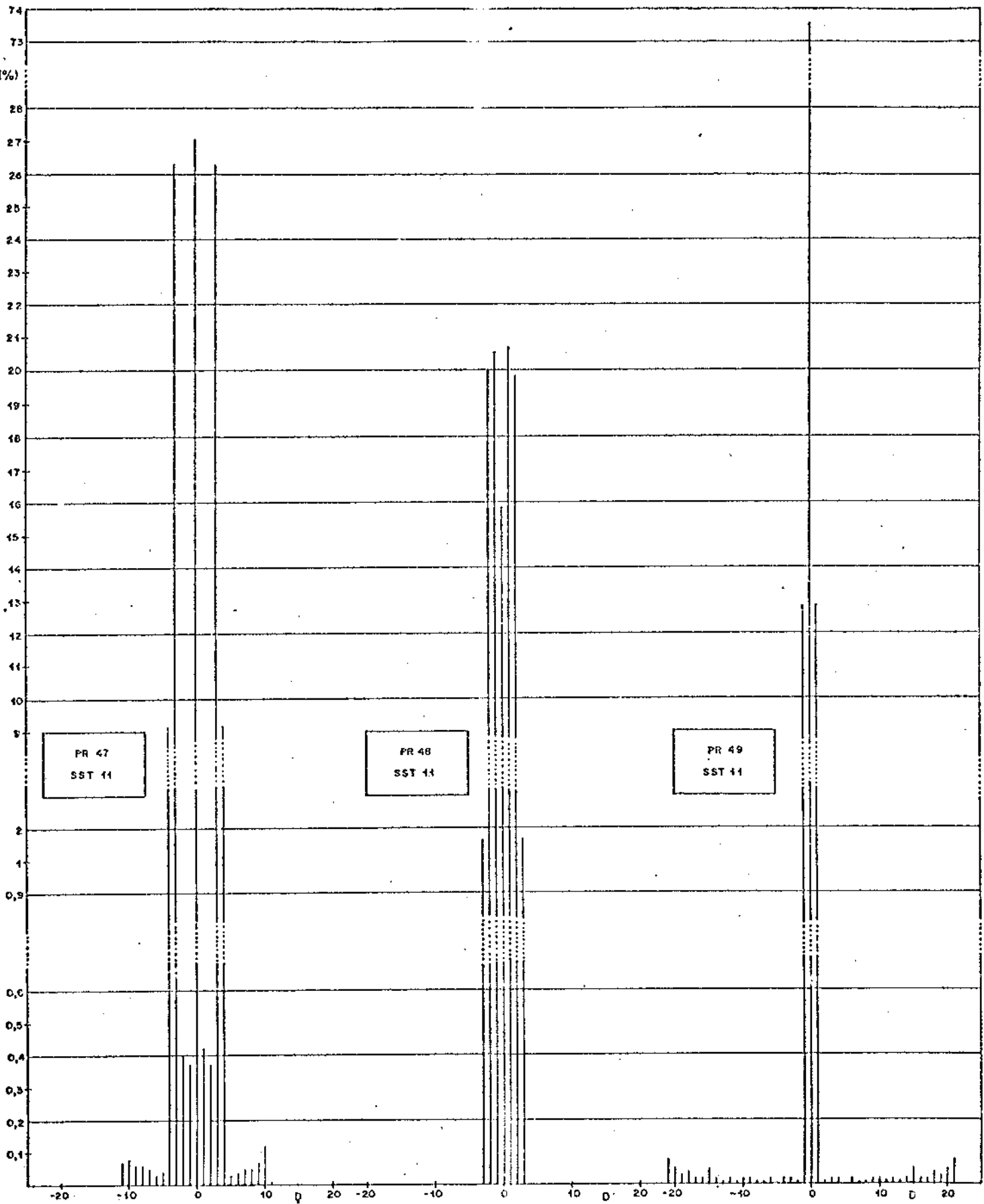


Fig. V.34 - Número de vezes das diferenças em porcentagem (NVD%) versus as diferenças para os preditores PR47, PR48 e PR49 no caso do sinal de teste SST11



de bits, variância e valor diferencial de pico. Desses, o preditor PR35 apresenta a menor taxa média representativa.

Por outro lado, considerando-se o argumento de vários autores de que amostragem  $3 f_{sc}$  apresenta maior dificuldade para a redução da taxa de bits ( $R=f_a.HD$ ), tem-se a opção pela amostragem  $(8/3)f_{sc}$ . Esta frequência também parece interessante devido à presença do preditor PR49.

De qualquer forma, devido à limitação deste trabalho quanto à fonte de informação do sinal, obviamente não se pode afirmar que PR35 é o melhor preditor para sinais reais de TV para amostragem  $3 f_{sc}$  nem PR49 para  $(8/3)f_{sc}$ .

No apêndice A.4 são apresentados o diagrama de blocos e programas FORTRAN utilizados nas simulações. Os pormenores dos resultados numéricos obtidos não são dados neste trabalho, por julgá-los desnecessários, porém, podem ser encontrados em trabalho paralelo (relatório técnico) a ser publicado.

CAPÍTULO VI

CONCLUSÕES

Neste trabalho foram investigados os aspectos referentes à codificação digital de imagens de TV a cores PAL-M para transmissão. Nessa codificação, optou-se pelo tratamento do sinal na forma composta (sinais lançados pelas emissoras de TV), pois parece ser de aplicação mais imediata do que na forma de componentes. Cabe observar, no entanto, que o processamento do sinal, no exterior, tanto na forma composta como na de componentes tem apresentado resultados igualmente promissores.

Para a redução das redundâncias do sinal de vídeo, utilizou-se a codificação diferencial MCDP por ser esta uma técnica simples e eficiente. Neste esquema, o preditor juntamente com a frequência de amostragem tem um papel importante quando se pretende reduzir a taxa de bits para transmissão.

A investigação realizada sobre as possíveis frequências de amostragem de serem utilizadas na codificação digital do sinal de TV PAL-M composto, possibilitou obter cinco frequências [ $3 f_{sc}$ ,  $(5/2)f_{sc}$ ,  $(8/3)f_{sc}$ ,  $(12/5)f_{sc}$  e  $(14/5)f_{sc}$ ] e os respectivos mosaicos de amostras em áreas uniformes. Cabe ressaltar que esta procura se fez impondo algumas restrições. Uma delas se refere ao intervalo da frequência de amostragem, ou seja,  $2 f_{max} < f_a \leq 3 f_{sc}$ . Uma outra condição é a de que as frequências de amostragem sejam múltiplas racionais da frequência de subportadora de cor " $f_{sc}$ ". Deu-se ainda preferência aos múltiplos racionais constituídos de numeradores e denominadores relativamente pequenos de modo que facilitem a obtenção de " $f_a$ " a partir de " $f_{sc}$ " e permitam a existência de amostras próximas com mesmo módulo do sinal de crominância em áreas uniformes.

Em termos dessas frequências de amostragem se fez, posteriormente, os estudos relacionados com o preditor que representa o elemento central do sistema de codificação diferencial. Na procura dos preditores, considerou-se relevante que os mesmos fossem eficientes em áreas uniformes uma vez que as cenas de TV são ricas em regiões praticamente uniformes. Neste trabalho, além disso, considerou-se importante que os preditores fossem capazes também de prever corretamente em regiões com variações lentas e lineares na componente de luminância  $E_Y'$  e nos sinais diferenças de cor  $E_U'$  e  $E_V'$ . Estabeleceu-se também a distância média ponderada

" $d_m$ " para se ter uma medida comparativa entre os preditores. Intuitivamente estas distâncias devem influir nos desempenhos dos preditores, pois o modelo adotado no desenvolvimento dos preditores é tanto mais válido quanto menores forem tais distâncias.

Dessa forma, foram desenvolvidos vários preditores lineares unidimensionais (intra-linha) e bidimensionais (inter-linhas) que preveem corretamente em áreas uniformes, em regiões com variações lineares em  $E'_Y$ ,  $E'_U$  e  $E'_V$  ou em regiões com variações lineares apenas no sinal de luminância  $E'_Y$ . Os preditores que corrigem as variações lineares em  $E'_Y$ ,  $E'_U$  e  $E'_V$ , em geral, apresentaram distâncias " $d_m$ " maiores do que aqueles que preveem corretamente em áreas uniformes, tornando então mais atrativo aqueles preditores que corrigem apenas as variações de luminância. Os preditores bidimensionais apresentados neste trabalho empregam as amostras prévias na mesma linha (atual) e na 2ª linha prévia. Isto permite que um único preditor pode ser usado para prever todas as amostras de uma imagem na TV.

A avaliação do desempenho de cada preditor é feita simulando o sistema MCPD no computador, tendo como fonte de informação os sinais de teste padronizados pelo CCIR. As avaliações dos resultados obtidos foram feitas basicamente em termos das entropias das diferenças, das variâncias das diferenças, dos valores diferenciais de pico e da correlação entre o valor da amostra de vídeo e o correspondente valor previsto.

Os preditores desenvolvidos para as cinco frequências de amostragem tiveram desempenhos igualáveis entre si, porém com uma tendência dos preditores bidimensionais apresentarem menores taxas de bits do que os preditores unidimensionais para cada frequência. Na avaliação dos preditores deu-se maior ênfase à entropia das diferenças e à taxa de bits visto que a meta é reduzir a taxa de bits para transmissão. No entanto, outros parâmetros como a variância das diferenças e o valor diferencial de pico são igualmente relevantes na decisão por este ou aquele preditor, pois valores menores desses parâmetros implicarão em degradações menores da relação sinal/ruído quando, no esquema MCPD, for utilizado um quantizador diferencial que certamente não será de relação 1:1.

Dentre alguns preditores selecionados em termos da taxa

de bits, melhores desempenhos foram alcançados pelos preditores mais simples com apenas uma amostra que preveem corretamente em áreas uniformes e aqueles que corrigem variações lentas e lineares de luminância com três amostras. Por outro lado, este estudo mostrou também que os preditores com maior número de amostras e maior distância média ponderada apresentam uma tendência a diminuir os rendimentos de previsão.

A avaliação dos preditores utilizando os sinais de teste (sinais determinísticos) permitiu fazer uma caracterização rápida do comportamento dos mesmos de acordo com o tipo de variação do sinal, ou seja, pode-se identificar os tipos de regiões em que o preditor apresentará uma melhor ou pior atuação. De posse desses resultados, pode-se ter uma idéia dos preditores mais propícios à redução da taxa de bits. O fato de certos preditores serem melhores em determinadas regiões mostra ser interessante um estudo sobre preditores adaptativos para aumentar a eficiência de remoção da redundância nos sinais de vídeo.

Finalmente, é importante frisar que com este trabalho, pretende-se apenas dar uma contribuição para o desenvolvimento de um sistema digital de TV PAL-M para transmissão e permitir a abertura de novas frentes de pesquisa neste campo de vídeo bastante amplo.

APÉNDICE

A.1 - CÁLCULO DO SINAL  $E_M''(t)$  NA ENTRADA DO DECODIFICADOR PAL

Os cálculos a seguir têm como objetivo encontrar a expressão do sinal de vídeo composto ativo em banda base, após a filtragem vestigial equivalente já citada. Para facilidade de cálculo, as constantes de amplificação e de detecção que afetam igualmente todos os termos não serão levados em conta. Naturalmente, as constantes que afetam de maneira desigual os diversos termos serão consideradas.

Seja então  $E_M''(t)$  a saída do filtro vestigial. Logo,

$$E_M''(t) = F^{-1} \{E_M'(f) \cdot H(f)\} \quad (A.1)$$

onde  $F^{-1}$  denota a anti-transformada de Fourier. Seja agora  $E_M(t)$  a expressão do sinal de vídeo ativo composto, com  $E_U'(t)$  e  $E_V'(t)$  modulados em DSB, ou seja:

$$E_M(t) = E_Y'(t) + E_U'(t) \text{ sen} \omega_{sc} t + m(t) E_V'(t) \text{ cos} \omega_{sc} t \quad (A.2)$$

Mas pelas Figs. II.27, II.28 e II.29 observa-se que:

$$E_M'(f) \cdot H(f) = E_M(f) \cdot H(f)$$

pois  $H(f)$  se anula após  $f \approx 4,2$  MHz. Esse fato pode ser usado para simplificar os cálculos, pois a expressão de  $E_M(t)$  é mais simples que a de  $E_M'(t)$ . Então, usando-se a expressão (A.3) e chamando-se  $H_\beta(f)$  de:

$$H_\beta(f) = \begin{cases} -H(f_{sc}+f) & , \quad \beta > f > 0 \\ 1 - H(f_{sc}+f) & , \quad \beta < f < 0 \\ 0 & , \quad |f| \geq \beta \end{cases} \quad (A.4)$$

cujo gráfico está mostrado na Fig. A.1, obtêm-se:

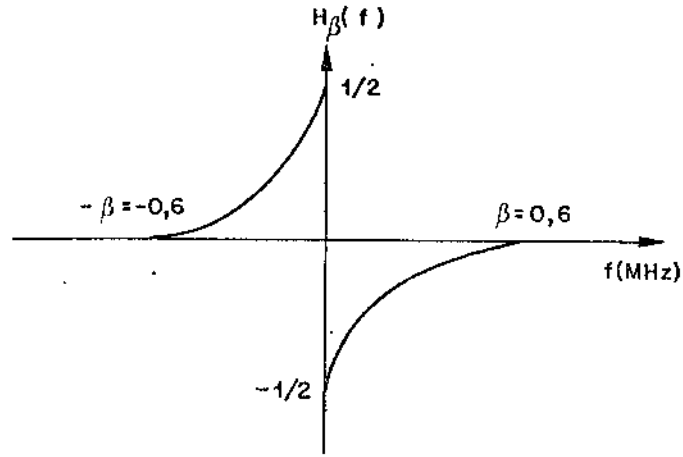


Fig. A.1 - Características de  $H_{\beta}(f)$

$$E_M''(t) = E_{YA}'(t) + \frac{1}{2} \{E_U'(t) \cdot \text{sen} \omega_{sc} t - [\hat{E}_U'(t) + E_{U\beta}'(t)] \cdot \text{cos} \omega_{sc} t\} \\ + \frac{1}{2} m(t) \{E_V'(t) \cdot \text{cos} \omega_{sc} t + [E_V'(t) + E_{V\beta}'(t)] \cdot \text{sen} \omega_{sc} t\} \quad (A.5)$$

onde:  $E_{YA}'(t)$  são as componentes de luminância de alta frequência filtradas

$$E_{U\beta}'(t) = j2 \int_{-\beta}^{\beta} H_{\beta}(f) \cdot E_U'(f) e^{j\omega t} \cdot df \quad (A.6)$$

$$E_{V\beta}'(t) = j2 \int_{-\beta}^{\beta} H_{\beta}(f) \cdot E_V'(f) e^{j\omega t} \cdot df$$

Agrupando-se os termos em "sen" e "cos" na eq. (A.5), tem-se:

$$E_M''(t) = E_{YA}'(t) + \frac{1}{2} \{E_U'(t) + m(t) [\hat{E}_V'(t) + E_{V\beta}'(t)] \cdot \text{sen} \omega_{sc} t + \frac{1}{2} \{m(t) \cdot E_V'(t) - [\hat{E}_U'(t) + E_{U\beta}'(t)]\} \text{cos} \omega_{sc} t\} \quad (A.7)$$



A.2 - CÁLCULO DOS SINAIS U(t) E V(t) NAS ENTRADAS DOS DEMODULADORES

Os cálculos a seguir têm como finalidade encontrar as expressões dos sinais U(t) e V(t) que alimentam dois detetores síncronos independentes.

Assim, substituindo a eq.(II.52) nas eqs.(II.53) e (II.54), resultam:

$$\begin{aligned}
 U(t) = & E'_{YA}(t) + E'_{YA}(t-t_d) + \frac{1}{2} \{ E'_U(t) + E'_U(t-t_d) + m(t) [\hat{E}'_V(t) + E'_{V\beta}(t)] + m(t-t_d) \cdot \\
 & \cdot [\hat{E}'_V(t-t_d) + E'_{V\beta}(t-t_d)] \} \text{sen} \omega_{sc} t + \frac{1}{2} \{ m(t) E'_V(t) + m(t-t_d) \cdot E'_V(t-t_d) - \\
 & [\hat{E}'_U(t) + E'_{U\beta}(t)] - [\hat{E}'_U(t-t_d) + E'_{U\beta}(t-t_d)] \} \text{cos} \omega_{sc} t \quad (A.8)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V(t) = & E'_{YA}(t) - E'_{YA}(t-t_d) + \frac{1}{2} \{ m(t) E'_V(t) - m(t-t_d) E'_V(t-t_d) - [\hat{E}'_U(t) + E'_{U\beta}(t)] + \\
 & [\hat{E}'_U(t-t_d) + E'_{U\beta}(t-t_d)] \} \text{cos} \omega_{sc} t + \frac{1}{2} \{ E'_U(t) - E'_U(t-t_d) + m(t) \cdot [\hat{E}'_V(t) + \\
 & E'_{V\beta}(t)] - m(t-t_d) \cdot [\hat{E}'_V(t-t_d) + E'_{V\beta}(t-t_d)] \} \text{sen} \omega_{sc} t \quad (A.9)
 \end{aligned}$$

pois:  $\text{sen} \omega_{sc} (t-t_d) = \text{sen} \omega_{sc} t$  (A.10)

e  $\text{cos} \omega_{sc} (t-t_d) = \text{cos} \omega_{sc} t$

Sejam:

$$\begin{aligned}
 \Delta \hat{E}'_K(t) &= \hat{E}'_K(t) - \hat{E}'_K(t-t_d) \\
 \Delta E'_{K\beta}(t) &= E'_{K\beta}(t) - E'_{K\beta}(t-t_d) \\
 \alpha \hat{E}'_K(t) &= \hat{E}'_K(t) + \hat{E}'_K(t-t_d) \\
 \alpha E'_{K\beta}(t) &= E'_{K\beta}(t) + E'_{K\beta}(t-t_d) \\
 \Delta E'_K(t) &= E'_K(t) - E'_K(t-t_d) \\
 \alpha E'_{YA}(t) &= E'_{YA}(t) + E'_{YA}(t-t_d) \\
 \Delta E'_{YA}(t) &= E'_{YA}(t) - E'_{YA}(t-t_d)
 \end{aligned} \quad (A.11)$$

onde: K = U ou V. Lembrando-se que:

$$m(t-t_d) = -m(t) \quad (A.12)$$

os sinais U(t) e V(t) podem ser dados por:

$$\begin{aligned} U(t) = & \alpha E'_{YA}(t) + (1/2) [E'_U(t) + E'_U(t-t_d)] \text{sen} \omega_{sc} t + \\ & (1/2) m(t) [\Delta \hat{E}'_V(t) + E'_{V\beta}(t)] \text{sen} \omega_{sc} t + \\ & (1/2) \{m(t) \cdot \Delta E'_V(t) - [\alpha \hat{E}'_U(t) + \alpha E'_{U\beta}(t)]\} \text{cos} \omega_{sc} t \end{aligned} \quad (A.13)$$

$$\begin{aligned} V(t) = & \Delta E'_{YA}(t) + (1/2) [E'_V(t) + E'_V(t-t_d)] \text{cos} \omega_{sc} t - \\ & (1/2) [\Delta \hat{E}'_V(t) + \Delta E'_{U\beta}(t)] \text{cos} \omega_{sc} t + \\ & (1/2) \{\Delta E'_U(t) + m(t) [\alpha \hat{E}'_V(t) + \alpha E'_{V\beta}(t)]\} \text{sen} \omega_{sc} t \end{aligned} \quad (A.14)$$

### A.3 - CARACTERÍSTICA DOS SINAIS U(t) E V(t) DEMODULADOS SEM A CARACTERÍSTICA VESTIGIAL

Pode-se também pensar em detetar os sinais  $E'_U(t)$  e  $E'_V(t)$  dispensando-se o filtro vestigial. No entanto, isso causa uma distorção no sinal obtido. De fato, passando-se inicialmente o sinal  $E'_M(t)$ , dado pela eq. (II.48), por um filtro passa-faixa equivalente que elimine todas as componentes fora da faixa de crominância ( $\sim 2,3$  a  $\sim 4,2$  MHz) e injetando-se  $E'_M(t)$  na entrada do decodificador PAL, tem-se nas suas saídas:

$$\begin{aligned} U(t) = & E'_{YA}(t) + E'_{YA}(t-t_d) + [U'(t) + U'(t-t_d)] \text{sen} \omega_{sc} t + \\ & [V'(t) + V'(t-t_d)] \text{cos} \omega_{sc} t \end{aligned} \quad (A.15)$$

$$V(t) = E'_{YA}(t) - E'_{YA}(t-t_d) + [U'(t) - U'(t-t_d)] \text{sen} \omega_{sc} t + [V'(t) - V'(t-t_d)] \text{cos} \omega_{sc} t \quad (\text{A.16})$$

onde  $E'_{YA}(t)$  representa as componentes do sinal de luminância dentro da faixa de crominância.

Após os detetores síncronos e eliminando-se as altas frequências acima de 1,3 MHz, resultam:

$$R'_{UL}(t) = (1/2) \{ E'_{UB}(t) + (1/2) E'_{UA}(t) + E'_{UB}(t-t_d) + (1/2) E'_{UA}(t-t_d) \} + (1/4) m(t) [ \hat{E}'_{VA}(t) - \hat{E}'_{VA}(t-t_d) ] + [ E'_{YA}(t) + E'_{YA}(t-t_d) ] \cdot (\text{sen} \omega_{sc} t) * h(t) \quad (\text{A.17})$$

$$R'_{VL}(t) = (1/2) [ E'_{VB}(t) + (1/2) E'_{VA}(t) + E'_{VB}(t-t_d) + (1/2) E'_{VA}(t-t_d) ] - (1/4) m(t) [ \hat{E}'_{UA}(t) - \hat{E}'_{UA}(t-t_d) ] + [ E'_{YA}(t) - E'_{YA}(t-t_d) ] \cdot (\text{cos} \omega_{sc} t) * h(t) \quad (\text{A.18})$$

onde  $h(t)$  é a resposta ao impulso do filtro passa-baixas.

Supondo-se o caso de alta correlação entre os pontos quase homólogos e esquecendo-se os termos de baixa visibilidade, o sinal efetivamente detetado pode ser considerado como sendo:

$$R'_{UL}(t) = E'_{UB}(t) + (1/2) E'_{UA}(t) \quad (\text{A.19})$$

$$R'_{VL}(t) = E'_{VB}(t) + (1/2) E'_{VA}(t) \quad (\text{A.20})$$

Os espectros desses sinais estão representados na Fig. A.2, onde se observa um descasamento entre as frequências acima e abaixo de  $\pm 0,6$  MHz. Isto faz com que os espectros dos sinais recuperados não sejam os originais.

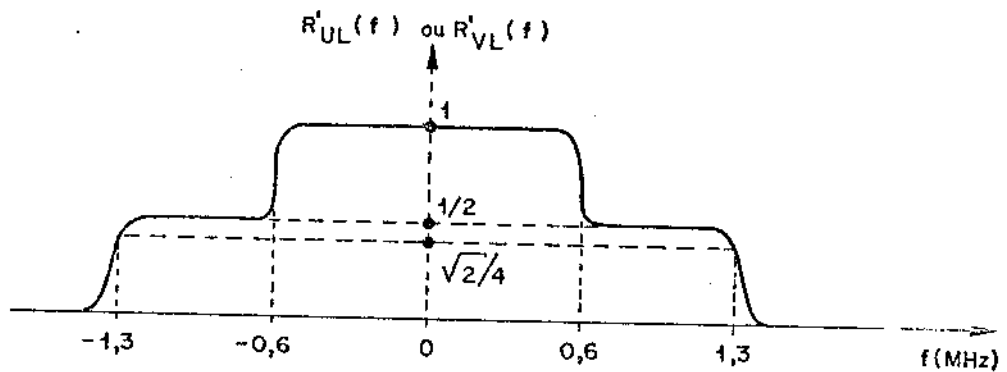


Fig. A.2 - Espectro dos sinais recuperados sem a característica vestigial

Observa-se assim a necessidade da característica vestigial para recepção. Observe-se também que o canal de FI, devido à conversão de frequência, as componentes em frequência do sinal com posto aparecem invertidas. Por exemplo, a portadora de som aparece em 41,25 MHz, a subportadora de cor em 42,17 MHz e a portadora de vídeo em 45,75 Mhz.

#### A.4 - PROGRAMA PRINCIPAL E SUBROTINAS EM FORTRAN

A Fig. A.3 mostra o diagrama de blocos em FORTRAN do programa principal. São apresentados também o programa principal e as subrotinas em FORTRAN utilizados na avaliação dos preditores no sistema MCDP. Cabe observar que os cálculos dos parâmetros de avaliação dos preditores são feitos dentro do intervalo de tempo correspondente ao sinal de vídeo ativo, ignorando-se também cerca de 5 amostras no final da linha de varredura.

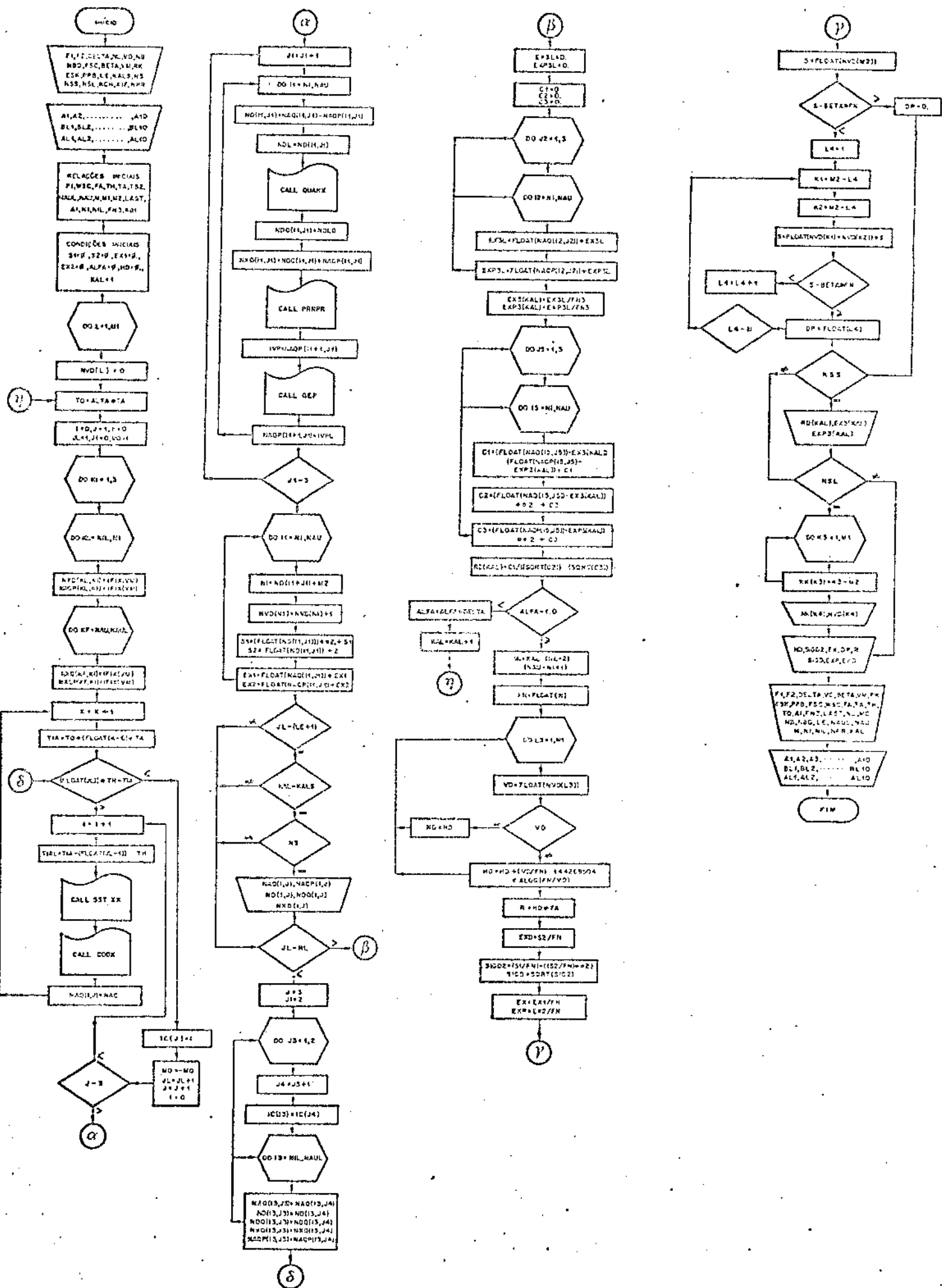


Fig. A.3 - Diagrama em blocos em FORTRAN do programa principal

Line	Code	Statement	Line	Code	Statement
		DIMENSION NAG(602,3), NAOP(602,3), ND(602,3), NDD(602,3),			IC(J3)+1C(J4)
		1 NAG(602,3), NDD(602,3), ND(602,3), NDD(602,3),			DO 22 I3=NIL,NAUL
		2 NL(S12),RD(50),A(10),BL(10),AL(10)			NAU(I3,J3)=NAG(I3,J4)
123		FORMAT(1X,'DAR NR,NH 1',6)			NAOP(I3,J3)=NAOP(I3,J4)
		ACCEPT 124,NR,NA	22		ND(I3,J3)=ND(I3,J4)
124		FORMAT(2G)	23		NDD(I3,J3)=NDD(I3,J4)
		READ(NR,1)F1,F2,DELTA,NL,VO,NB,NDD,FSC,BETA,VM,RK,ESK,PPB,LE,			NXQ(I3,J3)=NXQ(I3,J4)
		3 KALS,NS,NSS,NSL,KCH,KIF,NPR			CONTINUE
		FORMAT(21G)			CONTINUE
		READ(NR,2)(A(NIA),NIA=1,10)			GO TO 9
		READ(NR,2)(BL(NIB),NIB=1,10)			RELACOES PARA O CALCULO DA MEDIA E DA CORRELACAO DE TRES
		READ(NR,2)(AL(NIAL),NIAL=1,10)			LINHAS CONSECUTIVAS
		FORMAT(10G)			EX3L=0.
		RELACOES INICIAIS			EXP3L=0.
		PI=3.141592654			C1=0.
		NSC=2.*PI*FSC			C2=0.
		FA=(F1/F2)*FSC			C3=0.
		TH=(909./4.*FSC)			DO 24 J2=1,3
		TA=1./FA			DO 25 I2=NI,NAU
		TS2=0.125			EX3L=FLOAT(NAG(I2,J2))+EX3L
		NAUL=IFIX((TH/TA)-1)			EXP3L=FLOAT(NAOP(I2,J2))+EXP3L
		NAU=NAUL-5			CONTINUE
		M=(2.*NB)-1			CONTINUE
		M1=(2.*NB+1)-1			EX3(KAL)=EX3L/FN3
		M2=M+1			EXP3(KAL)=EXP3L/FN3
		LAST=IFIX((FLOAT(NL)*TH)/TA)			DO 26 J5=1,3
		A1=10./TA			DO 27 I5=NI,NAU
		N1=IFIX(A1)			CZ=(FLOAT(NAG(I5,J5))-EX3(KAL))*(FLOAT(NAOP(I5,J5))-EXP3(KAL))
		NIL=N1-11			C1=C1+C2
		FN3=FLOAT(3*(NAU-N1+1))			C2=(FLOAT(NAG(I5,J5))-EX3(KAL))*M2.+C2
		KBI=2*IFIX((TH/TA)+0.3)			C3=(FLOAT(NAOP(I5,J5))-EXP3(KAL))*M2.+C3
		CONDICOES INICIAIS			CONTINUE
		S1=0.			CONTINUE
		S2=0.			RD(KAL)=C1/((SQRT(C2))*(SQRT(C3)))
		EX1=0.			IF (ALFA-1.0)29,30,30
		EX2=0.			ALFA=ALFA+DELTA
		ALFA=0.			KAL=KAL+1
		HU=0.			GO TO 4
		KAL=1			CALCULO DA ENTROPIA
		DO 3 L=1,M1			N=KAL*(NL-2)*(NAU-NI+1)
		NVD(L)=0			FN=FLOAT(N)
		CONTINUE			DO 33 L3=1,M1
		TO=ALFA*TA			VD=FLOAT(NVD(L3))
		RESET DOS VALORES INICIAIS			IF (VD)32,31,32
		I=0			HD=10
		J=1			GO TO 33
		K=0			HD=(VD/FN)*1.44269504*ALOG(FN/VD)+HD
		JL=1			CONTINUE
		J1=0			CALCULO DA TAXA DE BITS, DAS MEDIAS, DA VARIANCIA
		H0=1			E DO DESVIO PADRAO
		VALORES INICIAIS PARA A ENTRADA DO PREDITOR			M=10*FN
		DO 7 KI=1,3			EXD=92/FN
		DO 5 KL=NIL,M1			SIGD2=(S1/FN)-(S2/FN)**2.
		NAOP(KL,KI)=IFIX(UH)			SIGD=SQRT(SIGD2)
		NXQ(KL,KI)=IFIX(UH)			EX=EX1/FN
		CONTINUE			EXP=EX2/FN
		DO 6 KF=NAU,NAUL			S=FLOAT(NVD(M2))
		NAOP(KF,KI)=IFIX(UH)			IF (S-BETA*FN)35,34,34
		NXQ(KF,KI)=IFIX(UH)			DP=0.
		CONTINUE			GO TO 39
		CONTINUE			L4=1
		AMOSTRAGEM E CONVERSAO A/D			K1=M2-L4
		K=X+1			K2=M2-L4
		TIA=TO+(FLOAT(K-1))*TA			S=FLOAT(NVD(K1)+NVD(K2))+S
		IF ((FLOAT(JL))*TH-TIA)10,10,11			IF (S-BETA*FN)37,38,38
		IC(J)=I			L4=L4+1
		H0=-H0			IF (L4-M)36,36,38
		J=J+1			DP=FLOAT(L4)
		JL=JL+1			IF (NSS)43,40,43
		I=0			WRITE(NH,41)
		IF (J-3)11,11,12			FORMAT(/,11X,'RD',15X,'EX3',15X,'EXP3')
		I=I+1			WRITE(NH,42)(RD(I7),EX3(I7),EXP3(I7),I7=1,KAL)
		TIAL=TIA-(FLOAT(JL-1))*TH			FORMAT(/,5X,3('F13.6,4X'))
		SUBROTINA DO SINAL DE TESTE			IF (NSL)47,44,47
		CALL SST01(TIAL,TIA,H0,NSC,VA,ESK,RK,PPB,TS2,PI)			DO 45 K3=1,M1
		SUBROTINA DO CODIFICADOR			NK(K3)=K3-M2
		CALL CDDJ(VA,NS,VO,NAC,			CONTINUE
		NAQ(I,J)=NAC			WRITE(NH,46)(NK(K4),NVD(K4),K4=1,M1)
		GO TO 8			FORMAT(2X,5(I4,1X,IS,5X))
		J1=J1+1			WRITE(NH,48)
		SISTEMA MCPD			FORMAT(/,12X,'HD',14X,'SIGD2',12X,'EX',15X,'DP')
		DO 13 I1=NI,NAU			WRITE(NH,50)HD,SIGD2,EX,DP
		ND(I1,J1)=NAQ(I1,J1)-NAOP(I1,J1)			FORMAT(/,12X,'R',15X,'SIGD',13X,'EXP',14X,'EXD')
		NDL=ND(I1,J1)			WRITE(NH,50)R,SIGD,EXP,EXD
		SUBROTINA DO QUANTIZADOR DIFERENCIAL			FORMAT(2X,4(4X,F13.6))
		CALL QUANP(NDL,NRQ,NLQ)			WRITE(NH,51)
		HDO(I1,J1)=NBLQ			FORMAT(/,7X,'F1',10X,'F2',8X,'ALFA',8X,'VO',10X,'BETA',6X,
		NXQ(I1,J1)=NDD(I1,J1)+NAOP(I1,J1)			5 'VM',10X,'RK',10X,'ESK',2X,'PPB')
		SUBROTINA DO PREDITOR			WRITE(NH,52)F1,F2,ALFA,VO,BETA,VM,RK,ESK,PPB
		I1L=I1			FORMAT(3X,9(F7.3,5X))
		J1L=J1			WRITE(NH,53)
		CALL PRNPR(I1L,J1L,KIF,KCH,NXQ,AL,BL,IC,KBI,VM,NAOP)			FORMAT(/,6X,'FSC',16X,'NSC',11X,'FA',15X,'TA')
		I1V=NAOP(I1+1,J1)			WRITE(NH,55)FSC,NSC,FA,TA
		SUBROTINA DO LIMITADOR			WRITE(NH,54)
		CALL GEP(I1V,NB,I1VPL)			FORMAT(/,4X,'TH',10X,'TO',12X,'AT',12X,'FN3')
		NAOP(I1+1,J1)=I1VPL			WRITE(NH,55)TH,TO,AT,FN3
		CONTINUE			FORMAT(2X,4(F14.8,2X))
		IF (J1-3)12,14,14			WRITE(NH,56)
		DO 15 I1=NI,NAU			FORMAT(/,5X,'LAST',5X,'NL',4X,'HO',4X,'NS',4X,'NBQ',3X,'LE',2
		NUMERO DE VEZES DE UMA DIFERENCA NVD(K)			6 'NAUL',3X,'NAU',4X,'M',5X,'NI',3X,'NIL',4X,'NPR',4X,'KAL')
		N1=ND(I1,J1)+M2			WRITE(NH,57)LAST,NL,HO,HD,NBQ,LE,NAUL,NAU,H,NI,NIL,NPR,KAL
		NVD(N1)=NVD(N1)+1			FORMAT(2X,12,3X,13(I4,2X))
		RELACOES PARA O CALCULO DE VARIANCIA SIGD2(L2)			WRITE(NH,58)
		S1=(FLOAT(ND(I1,J1)))*M2.+S1			FORMAT(/,5X,'A1',7X,'A2',7X,'A3',7X,'A4',7X,'A5',7X,'A6',
		S2=FLOAT(ND(I1,J1))*M2			7 'X', 'A7',7X,'A8',7X,'A9',7X,'A10')
		RELACOES PARA O CALCULO DE MEDIAS EX(L2) E EXP(L2)			WRITE(NH,59)(A(NIA),NIA=1,10)
		EX1=FLOAT(NAQ(I1,J1))+EX1			WRITE(NH,59)
		EX2=FLOAT(NAOP(I1,J1))+EX2			FORMAT(/,5X,'BL1',6X,'BL2',6X,'BL3',6X,'BL4',6X,'BL5',6X,'BL6
		CONTINUE			8 '6X', 'BL7',6X,'BL8',6X,'BL9',6X,'BL10')
		IF (JL-(LE+1))20,16,20			WRITE(NH,61)(BL(NIB),NIB=1,10)
		IF (KAL-KALS)20,17,20			WRITE(NH,60)
		IF (NS)29,18,20			FORMAT(/,5X,'AL1',6X,'AL2',6X,'AL3',6X,'AL4',6X,'AL5',6X,'AL6
		WRITE(NH,19)(NAQ(I6,3),NAOP(I6,3),ND(I6,3),NDD(I6,3),			9 '6X', 'AL7',6X,'AL8',6X,'AL9',6X,'AL10')
		4 NXQ(I6,3),I6=NI,NAU)			WRITE(NH,61)(AL(NIAL),NIAL=1,10)
		FORMAT(2X,S(10))			FORMAT(10,3X,F6.3)
		IF (JL-NL)21,21,24			WRITE(NH,62)
		J=3			FORMAT(/,6X,'HVD(0)')
		J1=2			WRITE(NH,63)HVD(254)
		DO 23 J3=1,2			FORMAT(4X,16)
		J4=J3+1			STOP
					END

SUBROUTINE SST01(TIAL,TIA,HO,HSC,VA,ESK,RK,PF,TBR,PI)

```

131 IF(TIAL-10.1)139,131,131
132 IF(TIAL-16.6)140,132,132
133 IF(TIAL-23.2)141,133,133
134 IF(TIAL-29.8)142,134,134
135 IF(TIAL-36.4)143,135,135
136 IF(TIAL-43.0)144,136,136
137 IF(TIAL-49.6)145,137,137
138 IF(TIAL-56.2)146,138,138
139 IF(TIAL-62.8)147,139,139
VA=0.
GO TO 149
140 VA=700.
GO TO 149
141 ELY=625.9
ELU=567.8
ELV=130.0
GO TO 140
142 ELY=505.7
ELU=191.6
ELV=799.2
GO TO 142
143 ELY=431.6
ELU=376.2
ELV=669.2
GO TO 143
144 ELY=318.4
ELU=376.2
ELV=669.2
GO TO 144
145 ELY=244.3
ELU=191.6
ELV=799.2
GO TO 145
146 ELY=124.1
ELU=567.8
ELV=130.0
GO TO 146
147 VA=50.0
GO TO 149
148 ELKT=ELY+ELU*SIN(HSC*TIA)+(FLOAT(HO))*ELV*COS(HSC*TIA)
VA=ELKT
RETURN
149 STOP
END

```

SUBROUTINE QUANT(NDL,NBO,NDO)

```

291 IF(NDL-(2*(NDO-1))-1)291,293,293
292 IF(NDL+(2*(NBO-1))-1)294,294,292
NDO=NDL
GO TO 295
293 NDO=(2*(NBO-1))-1
GO TO 295
294 NDO=(2*(NBO-1))-1
295 RETURN
STOP
END

```

SUBROUTINE PNPR(IIL,JIL,KI,XCH,NXG,A,AL,PL,IC,NBI,VR,NARP)

```

DIMENSION BL(10),NXG(682,3),A(10),IC(3),NARP(682,3),AL(10)
AUX=0.
IF(KI-1)323,321,323
DO 322 LC3=1,10
BL(LC3)=0.
CONTINUE
GO TO 329
321 IF(JIL-3)324,329,324
324 IF(NCH)325,327,325
DO 326 LC4=1,10
AUX=AUX+AL(LC4)*FLOAT(NXG(IIL-LC4+1,JIL))
CONTINUE
GO TO 331
327 GO 328 LC2=1,10
AUX=AUX+A(LC2)*FLOAT(NXG(IIL-LC2+1,JIL))+BL(LC2)*VR
CONTINUE
GO TO 331
329 DO 330 LC1=1,10
AUX=AUX+A(LC1)*FLOAT(NXG(IIL-LC1+1,JIL))
AUX1=FLOAT(NXG(IC(JIL-2)+IC(JIL-1)-NBI*6-LC1+IIL,JIL-2))
AUX=AUX*BL(LC1)*AUX1
CONTINUE
330 NARP(IIL+1,JIL)=IFIX(AUX*0.5)
331 RETURN
STOP
END

```

SUBROUTINE C00B(VA,NB,VO,NAC)

```

DIMENSION BIT(10)
VA=VA-307.
DO 283 L7=1,NB
VL=FLOAT(L7)
VO=(2.*(VL-1)-1)/(2.*(VL-1))*VO
LA=NB-L7+1
IF(VA-VO)281,282,282
281 BIT(LA)=0.
VA=VA+(VO/(2.*(VL-1)))
GO TO 203
282 BIT(LA)=1.
CONTINUE
283 NAC=0.
DO 284 L8=1,NB
NAC=(2.*(L8-1))*IFIX(BIT(L8))+NAC
284 CONTINUE
RETURN
STOP
END

```

SUBROUTINE DEP(IVP,NB,IUPL)

```

301 IF(IUPL)303,301,301
302 IF(IUPL-(2*(NB)-1))302,302,304
IUPL=IUP
GO TO 305
303 IUPL=0.
GO TO 305
304 IUPL=(2*(NB))-1
305 RETURN
STOP
END

```

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - A.O.ALONSO; J.B.T.YABU-UTI; N.ALENS e Y.YANO, "Digitalização de Sinais de TV", Contrato TELEBRÁS 033/80, Relatório Técnico RT-80, Pub. FEC 44/80, Dezembro/80, pp. 2.
- [2] - W.M.GOODALL - "Television by Pulse Code Modulation", B.S.T.J. Janeiro/51, pp. 33-49.
- [3] - R.L.CARBREY, "VÍdeo Transmission over Telephone Cable Pairs by Pulse Code Modulation", Proc. IRE, Vol. 48, Setembro/60 pp. 1546-1561.
- [4] - H.G.MUSMANN, "A Comparison of Extended Differential Coding Schemes for Video Signals", Zurich Seminar, 1974, pp. C1(1)-C1(7).
- [5] - CCIR - "Recommendations and Reports of the CCIR", Rep. 623, Vol. XII, Transmission of Sound Broadcasting and Television Signals over Long Distances (GMITT), 1978, pp. 173.
- [6] - R.BURKHARDT e J.WASSER, "Digital Television Transmission with 34 Mbit/s", SMPTE Journal, Vol. 89, Abril/80, pp. 244-248.
- [7] - H.KANEKO e T.ISHIGURO, "Digital Television Transmission using Bandwidth Compression Techniques", IEEE Communications (Magazine), Julho/80, pp. 14-22.
- [8] - 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, Outubro/78, pp. 1432-1439.
- [9] - P.A.RATLIFF, "Bit Rate Reduction for High Quality Digital Television Transmission", BBC Research Department, UK, Setembro/78, pp. 37-41.



- [10] - P.RAINGER e P.A.RATLIFF, "Low Bit Rate System for Digital Coding of the Television Picture", SMPTE Journal, Vol.88, Agosto/79, pp. 550-554.
- [11] - H.GHARAVI, "Bandwidth Compression of Digital Colour Television Signals using Block Adaptive DPCM", IEE Proc., Vol. 127, Pt. F, Nº 5, Outubro/80, pp. 405-409.
- [12] - J.O.LIMB; C.B.RUBINSTEIN e J.E.THOMPSON, "Digital Coding of Color Video Signals - A Review", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-25, Nº 11, Novembro/77, pp. 1349-1384.
- [13] - M.G.CROLL, "Digital Video: Bit Rate Reduction by Removal of the Line Blanking Portion of the Waveform", BBC RD 1978/17, Junho/78.
- [14] - K.SAWADA e H.KOTERA, "A 32 Mbit/s Component Separation DPCM Coding System for NTSC Color TV", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-26, Nº 4, Abril/78, pp. 458-465.
- [15] - M.HAUSDORFER, "Contribution to the Digital Transmission of Colour TV Signals", Darmstadt, West Germany, pp. 274-278.
- [16] - J.E.THOMPSON, "Differential Encoding of Composite Color Television Signals using Chrominance Corrected Prediction", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-22, Nº 8, Agosto/74, pp. 1106-1113.
- [17] - D.CONNOR, "Digital Television at Reduced bit Rates", SMPTE Journal, Vol. 86, Novembro/77, pp. 829-831.
- [18] - J.D.ROBBINS e A.N.NETRAVALI, "Interframe Television Coding using Movement Compensation", IEEE Conference, 1979, pp. 23.4.1-23.4.5.
- [19] - V.G.DEVEREUX, "Differential Coding of PAL Video Signals using Intrafield Prediction", Proc. IEE, Vol. 124, Nº 12, Dezembro/77, pp. 1139-1147.

- [20] - J.E.THOMPSON, "H-2 Data Compression of Composite Colour Television Signals using Planar Prediction", Third International Conf. on Digital Satellite Communications, Kyoto/Japan, 1975, pp. 315-321.
- [21] - H.GHARAVI e R.STEELE, "Predictors for Intraframe Encoding of PAL Picture Signals", IEE Proc., Vol. 127, Pt.F, Junho/80, pp. 205-211.
- [22] - V.G.DEVEREUX, "Digital Video: Differential Coding of PAL Colour Signals using Same-Line and Two-Dimensional Prediction", BBC Research Department, BBC 1975/20, Junho/75.
- [23] - V.DEVARAJAN e K.R.RAO, "Predictor Adaptive DPCM CODERS for NTSC Composite TV Signals", IEEE Symposium, 1974, pp. 23.8.1-23.8.6.
- [24] - P.PIRSCH, "Adaptive Intra-Interframe DPCM Coder", B.S.T.J., Maio-Junho/82, pp. 747-764.
- [25] - R.WALKER, "Hadamard Transformation: A Real Time Transformer for Broadcasting Standard PCM Television", BBC RD 1974/7, Fevereiro/74.
- [26] - W.K.PRATT; W.H.CHEN e L.R.WELCH, "Slant Transform Image Coding", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-22, Nº 8, Agosto/74, pp. 1075-1093.
- [27] - J.B.O'NEAL, Jr., "Predictive Quantizing Systems (Differential Pulse Code Modulation) for the Transmission of Television Signals", B.S.T.J., Vol. 45, Maio-Junho/66, pp. 689-722.
- [28] - J.O.LIMB e F.W.MOUNTS, "Digital Differential Quantizer for Television", B.S.T.J., Setembro/69, pp. 2583-2599.
- [29] - I.DINSTEIN, "DPCM Prediction for NTSC Composite Signals", COMSAT Technical Review, Vol. 7, Nº 2, FALL 1977, pp.429-4

- [30] - N.O.SENATORI, "Introdução à TV a Cores - Sistema PAL-M", Vol.1, Princípios, 2ª Edição, Biblioteca Técnica IBRAPE, 1971.
- [31] - A.B.CARLSON, "Communication Systems", 2ª Edição, Mc-Graw Hill, 1975.
- [32] - B.GROB, "Basic Television - Principles and Servicing", Mc-Graw Hill.
- [33] - V.F.SAMOYLOV e B.P.KHROMOY, "Television", MIR Publishers, Moscow.
- [34] - CCIR - "Recommendations and Reports of the CCIR", Rep.624-1, Vol. XI, Broadcasting Service (Television), 1978.
- [35] - ANTON EISELE, "TV a Cores PAL-M", Biblioteca Técnica Colorado R.Q., Vols. I e II.
- [36] - W.K.PRATT, "Digital Image Processing", A.Wiley Interscience Publication, John Wiley & Sons.
- [37] - G.H.HUTSON, "Teoria da Televisão a Cores", Editora Mc-Graw Hill do Brasil, Ltda.
- [38] - W.B.FERREIRA; R.BLUMER; J.WEISER e F.S.CERASO, "TV a Cores", Philco Radio e Televisão Ltda., 2ª Edição, SP/Brasil, 1972.
- [39] - A.O.ALONSO; J.B.T.YABU-UTI; N.ALENS e Y.YANO, "Frequência de Amostragem para Codificação Composta do Sinal de Vídeo PAL-M", RT-86, Contrato TELEBRÁS 033/80, Setembro/81.
- [40] - P.PIRSCH, "A New Predictor Design for DPCM Coding of TV Signals", 1980 IEEE Symposium, pp. 31.2.1-31.2.5.
- [41] - A.HABIBI, "Comparison of  $n^{\text{th}}$ -order DPCM Encoder with Linear Transformations and Block Quantization Techniques", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-19, Nº 6, Dezembro/71, pp. 948-956.

- [42] - J.W.WOODS e I.PÁUL, "Adaptive Prediction DPCM Coding of Images", IEEE Symposium, 1980, pp. 31.8.1-31.8.5.
  
- [43] - Y.HATORI; H.MURAKAMI e H.YAMAMOTO, "30 Mbit/s CODEC for NTSC-CTV by Interfield and Intrafield Adaptive Prediction", IEEE Conference, 1979, pp. 23.6.2-23.6.5.
  
- [44] - K.SAWADA e H.KOTERA, "NTSC Color TV Component Separation DPCM Coding System", Review of the Electrical Communication Laboratories, Vol. 22, Nº 11-12, Nov-Dez/74, pp.1078-1094

Destinatário	BC
Assunto	
Data	deced
Assinatura	9/2/83

*Handwritten notes:*  
...  
(...)