

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES

PROCESSAMENTO OTIMIZADO DE SINAIS DE TELEVISÃO DIGITALIZADOS

EMPREGANDO AMOSTRAGEM SUB-NYQUIST

LUIZ CESAR MARTINI

Orientador: Prof. Dr. Yuzo Iano

Tese apresentada a Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas, como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Este exemplar corresponde à versão final da tese defendida por Luiz Cesar Martini e aprovada pela Comissão Julgadora em 25 de setembro de 1989.

SETEMBRO/89

Yuzo Iano

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

DEDICATÓRIA

Minha esposa, companheira silenciosa em todos os momentos difíceis, que soube zelosamente cuidar das crianças com harmonia e paciência, para você, com carinho e amor dedico esta tese.

RECONHECIMENTO

Meus queridos pais, aos quais devo toda a minha formação, eu não poderia deixar de expressar meu especial agradecimento pelo carinho que sempre tiveram comigo.

A G R A D E C I M E N T O S

Devo a meu orientador Dr. Yuzo Iano todo o apoio, atenção, paciência, orientação técnica e disponibilidade de recursos materiais e humanos dentro e fora do CPqD, viabilizando de todas as maneiras possíveis a execução e conclusão desta tese.

Agradeço especial apoio fornecido pelo CPqD através de sua Chefia representada até então pelo Engenheiro Rufino Dionisio Siqueira Carneiro que colocou à minha disposição recursos materiais e humanos, permitindo meu acesso ao computador VAX-750 PDS, dentro e fora do horário de expediente normal.

Agradeço à Diretoria da FEE e à Chefia do DECOM, em especial ao executor do Convênio UNICAMP/TELEBRÁS Dr. Dalton Soares Arantes que consentiu minha participação no projeto junto ao CPqD e contratou os recursos de datilografia e desenhos.

Agradeço aos colegas de equipe da UNICAMP e às amigadas conquistadas junto à equipe do CPqD que me acolheram com dignidade e respeito, fornecendo condições básicas de trabalho. Meus agradecimentos especiais ao Engenheiro Marcelo Gilli que prontamente me ajudou e ensinou usar o computador VAX-750.

Agradeço também à equipe de suporte técnico do computador representada pelos senhores Orestes Piton, José R. Zago e Anderson Marcelo Gomes que estiveram sempre dispostos e prontos a ajudar nos problemas operacionais do computador.

Agradeço os serviços de datilografia realizados pela Srta. Cleuza Cardoso Ramos e pela Sra. Isabel Cristina Moraes Juliani que trabalharam fora do expediente para conclusão desta tese.

Agradeço aos desenhos realizados pela Sra. Maria Lúcia Costa Cardoso e pelo Sr. Magnum Baptista Ferreira.

Agradeço ao almoxarife do Convênio Sr. Abrão Rodrigues de Queiroz que me auxiliou na viabilização dos serviços de datilografia e desenhos.

Finalmente agradeço a todos os demais pessoas que de alguma forma contribuíram para a conclusão deste trabalho.

ÍNDICE

CAPÍTULO I - CONSIDERAÇÕES GERAIS

INTRODUÇÃO	11
SÍNTESE DOS OBJETIVOS E RESULTADOS CONSEGUIDOS	12
I.1. CODIFICAÇÃO DOS SINAIS DE TELEVISÃO	14
I.1.1. Formas de Codificação	14
I.1.2. Objetivos e Limitações	18
I.2. SISTEMAS PROPOSTOS	19
I.2.1. Métodos de se Conseguir Redução de Taxa	19
I.2.2. Sistema de Codificação e Decodificação	21
I.2.3. Sistema CODEC de Referência	23
I.2.4. Sistema CODEC Empregando Amostragem Sub-Nyquist...	25
I.3. CONSIDERAÇÕES SOBRE OS SINAIS DE TESTE DETERMINÍSTICO ...	29

CAPÍTULO II - FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM E REDUÇÃO DE TAXAS

II.1. Escolha da Frequência de Amostragem para Simulação	34
II.1.1. Avaliação da Escolha da Frequência de Amostragem para a Codificação em Componentes.....	35
II.2. Considerações sobre a Predição e a Quantização	41

II.3. Redução da Taxa de Bits	44
-------------------------------------	----

CAPÍTULO III - MODELOS PARA SIMULAÇÃO

III.1. CONSIDERAÇÕES GERAIS	54
-----------------------------------	----

III.2. EQUACIONAMENTO E ARMAZENAMENTO DOS SINAIS Y, C_R, C_B A PARTIR DAS CORES PRIMÁRIAS R, G, B	61
---	----

III.3. OBTENÇÃO DOS SINAIS DE TESTE NO FORMATO PADRÃO 4:2:2 ..	64
--	----

III.4. REAMOSTRAGEM DOS SINAIS DE T.V. DIGITALIZADOS	66
--	----

III.4.1. Pré-Filtragem e Pós-Filtragem dos Sinais Y, C_R, C_B	66
---	----

III.4.2. Etapas do Processamento Digital	69
--	----

III.4.3. Sub-Amostragem dos Sinais de T.V.	72
---	----

III.4.3.1. Tratamento Espacial das Amostras ..	72
--	----

III.4.3.2. Sub-Amostragem Horizontal dos Sinais (Y, C_R, C_B) para passar da Relação 4:2:2 para a Relação de Taxas 2:1:1 ..	82
---	----

III.4.3.3. Sub-Amostragem Vertical dos Sinais (Y, C_R, C_B) para passar da Relação 4:2:2 para 2:1:1	84
---	----

III.4.3.4. Sub-Amostragem Cruzada dos Sinais (Y, C_R, C_B) para passar da Relação 4:2:2 para 2:1:1	85
--	----

III.4.3.5. Sub-Amostragem Temporal	89
--	----

III.4.3.6. Limitação de Faixa na Direção Temporal provocada pela Sub-Amostragem	91
---	----

III.4.3.7. Limitação das Variações do Sinal Fonte (Y, C_R, C_B)	93
---	----

III.5	Redução da Relação 4.2:2 para a Relação de Taxas 2:1/4:1/4 (ou 2:1/2) sem Degradação do Sinal Digitalizado	95
III.5.1.	Sequência de Sub-Amostragem	96
III.5.2.	Obtenção do Mosaico de Amostras Otimizado na Relação de Taxas 2:1/4:1/4	101
III.5.2.1	Mosaico Resultante da Sub - Amostragem Otimizada do Sinal de Luminância	102
III.5.2.2	Mosaico Resultante da Sub-Amostragem Otimizada dos Sinais Diferença de Côr Básicos.	104
III.5.2.3	Sub-Amostragem Combinada "C-THC" para obter o Mosaico de Transmissão Otimizado para os sinais Y, C _R , C _B	106

CAPÍTULO IV - RECUPERAÇÃO DOS SINAIS Y, C_R, C_B

IV.1.	INTRODUÇÃO	110
IV.2.	EQUACIONAMENTO DO ESPAÇO DE FOURIER	111
IV.3.	FILTRAGEM MULTIDIMENSIONAL	117
IV.3.1.	Solução para Filtragem em uma Dimensão	122
IV.3.2.	Solução para Filtragem em Duas ou Três Dimensões	123
IV.4.	ALGORITMOS DE FILTRAGEM EMPREGADOS NA RECUPERAÇÃO DOS SINAIS Y, C _R , C _B	126
IV.4.1.	Avaliação dos Sinais	126
IV.4.2.	Recuperação dos Sinais Diferença de Côr Básicos.	127
IV.4.3.	Recuperação do Sinal de Luminância	131
IV.4.3.1.	Estabelecimento de Critérios de Avaliação do Sinal de Luminância	131
IV.4.3.2.	Critério Empregado na Recuperação do Sinal de Luminância	136

IV.5	FILTROS EMPREGADOS NA PRÉ-FILTRAGEM E PÓS-FILTRAGEM DOS SINAIS Y , C_R E C_B	140
IV.5.1.	Restrição de Faixa	140
IV.5.2.	Compatibilidade entre a Codificação Composta e a Codificação em Componentes	144

CAPÍTULO V - RESULTADOS E SIMULAÇÕES

V.1.	INTRODUÇÃO	151
V.2.	ESTABELECIMENTO DOS PARÂMETROS DE COMPARAÇÃO	151
V.3.	CONSIDERAÇÕES SOBRE O CRITÉRIO DE RECUPERAÇÃO PROPOSTO PARA A LUMINÂNCIA	154
V.4.	ESQUEMA DE SIMULAÇÃO DO SISTEMA DE TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO	156
V.5.	CRITÉRIOS EMPREGADOS NA AVALIAÇÃO	158
V.6.	CLASSIFICAÇÃO DOS MÉTODOS DE RECUPERAÇÃO DAS AMOSTRAS ...	168
V.7.	RESULTADOS DE SIMULAÇÕES PARA AS IMAGENS TOMADAS COMO REFERÊNCIA	173
V.8.	RESULTADOS DE SIMULAÇÕES PARA AVALIAR O GRAU DE FILTRAGEM BIDIMENSIONAL REQUERIDO NA RECUPERAÇÃO DO MOSAICO C-VTC..	178
V.9.	RESULTADOS DE SIMULAÇÕES OBTIDOS NA RECUPERAÇÃO DO SINAL DE LUMINÂNCIA	184
V.10.	RESULTADOS DE SIMULAÇÕES OBTIDOS NA RECUPERAÇÃO DOS SINAIS DIFERENÇA DE C&R BÁSICOS C_R E C_B	191
V.11.	AVALIAÇÃO DA DEGRADAÇÃO PROVOCADA PELA INTRODUÇÃO DO ESQUEMA MCPD	205
V.12.	DESEMPENHO DOS SINAIS DE TESTE DETERMINÍSTICOS E	

AVALIAÇÃO SUBJETIVA DOS RESULTADOS	207
V.13 DIAGRAMA EM BLOCOS DO SISTEMA PROPOSTO	215
CAPÍTULO VI - CONSIDERAÇÕES FINAIS	219
CAPÍTULO VII - APÊNDICE	225
A1 - Considerações sobre Algoritmos de Predição ..	226
A2 - Obtenção das Amostras dos Sinais de Video Digitalizados nas frequências de Amostragem de 13,5 MHz e $4f_{SC}$ a partir das amostras disponíveis em 10MHz.	231

CAPÍTULO I - CONSIDERAÇÕES GERAIS

INTRODUÇÃO

Este trabalho apresenta um estudo teórico baseado na Codificação Digital dos Sinais de T.V. na forma de componentes Y , C_R , C_B , obedecendo o padrão de códigos estabelecido pela C.C.I.R. para as componentes de imagem, visando a transmissão em 34 Mbit/s. Propõe-se aqui uma estrutura de transmissão diferente da sugerida pela C.C.I.R. e se caracteriza fundamentalmente pela simplicidade de implementação, resultante de estudos realizados que se baseiam em técnicas de filtragem atualmente empregadas em televisão de alta resolução. Foram realizados testes subjetivos com a visualização das imagens padrão fornecidas pela SMPTE através do sistema de aquisição de imagens SITIM, bem como medidas objetivas de relação sinal/ruído, entropia e características estatísticas de ocorrência de amostras para as imagens padrão e para sinais de testes determinísticos empregados na avaliação de sinais de televisão analógica.

Os resultados apresentados apoiam-se em conclusões obtidas através de intensos recursos computacionais teóricos onde foram levados em consideração aspectos que pudessem conduzir a um esquema alternativo de codificação em componentes. O estudo gerou uma proposta de execução relativamente simples, capaz de fornecer um sinal com qualidade de transmissão compatível com as normas estabelecidas pela C.C.I.R. e F.C.C.

Todo o desenvolvimento foi baseado em técnicas de amostragem a taxas de bits sub-Nyquist. Prova-se contudo que a filtragem adequada do sinal durante o processo conduz à recuperação integral do sinal livre de interferências inerentes a sinais processados em frequências de amostragem sub-Nyquist.

Os resultados teóricos obtidos superaram as expectativas inicialmente almejadas com uma relação sinal/ruído média superior a 60 dB para todos os sinais de teste empregados na avaliação do esquema proposto. Foram executadas medidas comparativas de ocorrência das amostras, histogramas, entropia, probabilidade de ocorrência

condicional e acumulada resultando em características estáticas bastante próximas entre as imagens padrão e as imagens recuperadas. Fêz-se também um estudo comparativo com o esquema proposto e implementado na ref. [9].

SÍNTESE DOS OBJETIVOS E RESULTADOS CONSEGUIDOS

Visou-se em primeiro lugar o estudo de redução da taxa preliminar de 216 Mbit/seg requerida para transmitir o sinal de imagem digitalizado na forma de componentes de luminância e sinais diferença de cor para uma taxa inferior a 34 Mbit/seg que corresponde a um sistema MCP de 3ª hierarquia.

Recorrendo ao estudo justificado do sistema MCPD como forma de processamento do sinal, consegue-se atingir uma taxa de 72,48 Mbit/s sub-amostrando o sinal de imagem em frequências super-Nyquist e submúltiplas da frequência fundamental de 13,5 MHz.

Para se chegar à taxa almejada de 34 Mbit/s pode-se reduzir a taxa média de bits na linha ou então sub-amostrar o sinal a taxas sub-nyquist.

A redução da taxa média de bits na linha tem sido preferencialmente estudada por vários autores, resultando em uma especificação sugerida pela CCIR. Essa técnica exige esquemas MCPD bastante complexos. [1, 3, 6, 7, 8, 11, 12].

Poucos autores se detiveram na análise de esquemas empregando taxas sub-nyquist por pressupor inevitável degradação na qualidade da imagem [4, 9, 20].

Os autores têm afirmado que as técnicas sub-Nyquist fornecem resultados muito bons, embora sempre reconheçam haver degradação. Pode-se notar que as informações publicadas muitas vezes são escassas e baseadas em simulações usando critérios aleatórios e subjetivos como

Este trabalho fornece um estudo teórico da redução de taxas empregando amostragem a taxas sub-Nyquist.

A característica fundamental deste trabalho consiste em demonstrar contrariamente a outros autores que é possível através do uso de técnicas de filtragem espacial, estabelecer um mosaíco de amostras reduzido e único, livre de qualquer degradação provocada por amostragem sub-nyquist possibilitando recuperação integral do sinal.

O mosaíco aqui proposto para transmissão não foi até o presente sugerido por nenhum outro autor. Na recepção, a solução apresentada permite recuperar os sinais diferença de côr básicos usando apenas amostras de um único campo.

Propõe-se um diagrama em blocos e subsídio para implementação física do sistema com característica de extrema simplicidade comparado com os sistemas empregando redução da taxa média de bits na linha.

Prova-se neste trabalho que a sub-amostragem cruzada analisada e empregada por outros autores para sub-amostrar o sinal de luminância, não fornece degradação do sinal transmitido como pressupõe-se [4; 6, 9, 20].

Este trabalho contribui também com critérios de escolha na recepção para a recuperação do sinal de luminância.

O levantamento de algumas características de comparação usando probabilidade acumulada e condicional não têm sido apresentadas por outros autores.

Também o tratamento das amostras no espaço de Fourier aqui empregado, é uma técnica pouco conhecido até o presente momento, e a formula II.22 é contribuição deste trabalho.

Este trabalho abre frentes para outras pesquisas, como: maior redução de taxas admitindo perdas, comparação entre sistemas, uso de técnicas de filtragem espacial, análise de amostras no espaço de Fourier, implementação prática dos resultados aqui conseguidos, estudo

da estrutura de quadros para transmissão, estudo de outras frequências de amostragem, estudo de televisão de alta resolução, emprego da mesma técnica para codificação composta dos sinais de televisão, etc.

I.1. CODIFICAÇÃO DOS SINAIS DE TELEVISÃO

I.1.1. Formas de Codificação

A geração de sinais de T.V. a cores a partir de uma câmara é normalmente conseguida tomando-se como base três sinais elétricos E'_R , E'_G e E'_B que correspondem às três cores primárias R (vermelha) G (verde) e B (azul) empregadas em televisão. Apoiados nesses três sinais elétricos, foram criados os três sistemas de televisão adotados atualmente no mundo (NTSC, PAL e SECAM). A obtenção desses sistemas utiliza invariavelmente uma transformação linear que dá origem aos sinais de luminância E'_Y e dois sinais de cor, sendo os sinais de crominância composto dos sinais E'_I e E'_Q no sistema NTSC e E'_U e E'_V nos sistemas PAL e SECAM.

Infelizmente os três sistemas analógicos de televisão não são compatíveis entre si e o que é pior existem alterações dentro de um mesmo sistema conservando suas características principais e variando alguns parâmetros como por exemplo, frequência de varredura, largura de faixa, ou então sistemas derivados usando algumas vantagens adaptáveis de um sistema e outras de outro sistema, dando origem a uma quantidade significativa de sistemas derivados que conservam o nome principal como sendo aquele que fornece a característica de transmissão dominante, por exemplo PAL-M, PAL-G, PAL-I, etc. que diferem particularmente na forma de varredura e no processamento do áudio.

O ponto em comum entre os sistemas está na geração dos sinais primários E'_R , E'_G , E'_B e portanto é este o atrativo que de imediato sugere o estudo da transmissão digital codificando diretamente as componentes primárias do sinal de vídeo. Se tal fato fosse realizável com vantagens em relação a outros modelos, conseguiríamos uma compatibilidade mundial para a transmissão digital de televisão. Um

outro atrativo também se estabelece pela necessidade e vantagens do processamento digital em estudos de T.V. que favorece a geração de efeitos especiais sobretudo quando empregada a codificação por componentes onde a manipulação dos sinais é mais direta.

Na transmissão dos sinais de televisão digitalizados, temos como meta mais difícil a redução da taxa de bits. Esse objetivo, que não é o único, se torna mais difícil, quando o sinal digitalizado é constituído diretamente das componentes primárias pois o sinal de luminância E'_Y resultante da combinação linear de E'_R , E'_G , E'_B compromete a largura de faixa exigindo bandas de transmissão totais para os sinais E'_R , E'_G , E'_B , estabelecendo para a codificação individual das componentes uma largura de faixa muito alta quando comparada com outros métodos de transmissão.

Essa desvantagem não está presente apenas quando se deseja digitalizar os sinais de televisão, de fato na criação dos sistema de transmissão analógica isso foi levado em consideração e foram gerados a partir dos sinais E'_R , E'_G e E'_B , os sinais E'_Y e E'_C que constituem os sistemas (N.T.S.C., SECAM, PAL) conseguindo-se expressiva redução de faixa.

Outro problema que surge na transmissão direta dos sinais R, G, B produzidos pela câmera de T.V. é a desnecessária quantidade de redundância que seria transmitida tanto na forma analógica como digital, pela forte correlação existente entre os sinais R, G, B.

Os sistemas de T.V. comerciais foram criados baseados em transformações lineares que pudessem compatibilizar os sistemas de T.V. a cores com os sistemas de televisão monocromática e ao mesmo tempo diminuir a correlação entre os sinais de T.V. transmitidos, com uma conseqüente redução de faixa. Com esses objetivos primários foram criadas as transformações RGB/YIQ (para o N.T.S.C.) e RGB/YUV (para os sistema PAL e SECAM) onde os três sinais básicos R,G,B são transformados em três outros sinais menos correlatos sendo um de luminância com faixa mais larga onde está contida praticamente toda a informação necessária à legibilidade da imagem e um sinal de crominância constituído de dois sinais diferença de cor que complementam com as informações referentes à cor.

Com as transformações geradas, qualquer redução de faixa que possa ser conseguida na codificação dos sinais R, G e B pode ser realizada com mais vantagens codificando transformações que levem por si só a uma redução de faixa.

De fato, o estudo de codificadores digitais tem sido baseado nas componentes transformadas Y, I e Q ou Y, U e V quando há necessidade de redução de faixa ou então em aplicações onde é preciso armazenamento em memórias.

Parece provável que chegando a um consenso mundial para a transmissão das componentes R, G, B, é bastante desejável o uso de um estágio de pré codificação onde uma transformada ótima do ponto de vista prático possa ser empregada como linguagem universal mantendo um elo comum entre os sistemas, capaz de reduzir a faixa de transmissão sem causar grandes divergências. Essa transformação poderia ser semelhante a atualmente existente fornecendo um sinal de luminância e dois sinais diferença de cor, não constituindo necessariamente esta a melhor transformação aplicável.

Em vistas às discussões precedentes podemos então designar como componentes o conjunto das primárias definido por (E'_R, E'_G, E'_B) ou outro conjunto otimizado ou não que resulte de uma transformação no conjunto básico das primárias, produzindo um conjunto do tipo (E'_Y, E'_U, E'_V) ou outro conjunto qualquer.

As transformações em (E'_Y, E'_U, E'_V) para os três sistemas (SECAM, PAL, N.T.S.C.) como já mencionado possuem formas muito semelhantes entre si, diferindo particularmente na largura de faixa dos sinais, nas técnicas de sincronismo vertical e horizontal e na resolução da imagem. Essa semelhança favorece a troca de informações internacionais de sinais de T.V. digitalizados sugerindo uma padronização mais aceitável do que as componentes (E'_R, E'_G, E'_B) com vantagens imediatas na redução da taxa de bits, embora haja menor compatibilidade.

Outra maneira possível de se digitalizar uma informação de imagem de T.V. consiste em tomar o sinal na forma composta onde já há uma redução de faixa devido à transformação dos sinais (E'_R , E'_G , E'_B) nos sinais (E'_Y , E'_C) e processá-lo digitalmente explorando as redundâncias. Essa maneira de execução propõe adequada forma quando o objetivo é a retransmissão de imagens de televisão em um determinado padrão, obviamente pelo fato do sinal estar compatível com os sistemas de recepção e transmissão. Contudo quando há necessidade de um intercâmbio mais amplo, envolvendo diversos países com diferentes sistemas de transmissão, essa maneira é desaconselhável pois exige transcodificação do sinal e dificulta a padronização da qualidade de imagem visto que os países adotam em geral padrões compatíveis com seus sistemas que diferenciam em muitos aspectos consideravelmente uns dos outros.

Podemos então concluir que há três maneiras de se digitalizar uma informação de imagem a saber; codificando o sinal composto de vídeo sendo esta forma designada "CODIFICAÇÃO DO SINAL COMPOSTO", e de outra maneira codificando diretamente dos sinais primários (E'_R , E'_G , E'_B) ou então codificando as transformações do tipo (E'_Y , E'_U , E'_V); essas duas últimas formas são classificadas como "CODIFICAÇÃO DE COMPONENTES".

A codificação composta para o padrão de imagens PAL-M de interesse no Brasil já foi estudada no trabalho da Ref. 1 e os resultados lá obtidos são certamente aplicáveis em âmbito nacional e serviram de base inicial para o presente trabalho.

No estudo da codificação de componentes não há praticamente nenhum trabalho de expressivos resultados no país que satisfaça as indagações a respeito de um sistema adequado para a Transmissão Digital de Imagens de T.V., e como seria natural supor, o principal órgão interessado na digitalização de imagens, por razões de internacionalização possui entusiástico interesse nessa forma de transmissão digital. Como já mencionado, a codificação digital dos sinais (E'_Y , E'_U e E'_V) é mais conveniente que a codificação dos sinais (E'_R , E'_G , E'_B) devido a menor correlação, sendo este o centro dos estudos deste trabalho.

Os sinais (E'_Y, E'_U, E'_V) disponíveis em qualquer câmera de televisão nos seus respectivos padrões, podem ser diretamente obtidos pela matrizagem das componentes (E'_R, E'_G, E'_B) ou ainda através do sinal composto de televisão. Essa última forma contudo exige o estudo de filtros pente necessários para a decomposição do sinal composto e por si só já é um trabalho bastante extenso.

A codificação dos sinais (E'_Y, E'_U, E'_V) fornecidos pela câmera de T.V. constitui um ponto adequado à transmissão internacional pois já é uma forma com faixa reduzida e a dematrizagem do sinal é uma operação relativamente simples podendo (qualquer país) obter facilmente as primárias (E'_R, E'_G, E'_B) a partir de um sinal (E'_Y, E'_U, E'_V) recebido em qualquer sistema.

Em conformidade com as recomendações CCIR, empregam-se neste trabalho os sinais $(E'_Y, E'_{C_R}, E'_{C_B})$ relacionados diretamente com os sinais (E'_Y, E'_U, E'_V) . A partir dos sinais $(E'_Y, E'_{C_R}, E'_{C_B})$ são obtidos os sinais digitais (Y, C_R, C_B) equacionados no capítulo III.

Os sinais (E'_{C_R}, E'_{C_B}) ou então os sinais (C_R, C_B) são chamados de sinais diferença de cor básicos para distinguir dos sinais diferença de cor (E'_U, E'_V) .

I.1.2. Objetivos e Limitações

Este trabalho fornece um estudo justificado da frequência de amostragem principal de 13,5 MHz para os sinais $(E'_Y, E'_{C_R}, E'_{C_B})$ e para o sistema foi adotado o DPCM que se constitui na mais veloz forma de processamento digital, quantizando diretamente os sinais de erro. Elaboram-se uma otimização conjunta de transmissão e recepção, empregando na avaliação de simulações em computador com dois tipos de sinais de teste; os sinais determinísticos e os sinais de teste representativos de cenas reais fornecidos pela SMPTE (Society of Motion Pictures and Television) em conformidade com as recomendações C.C.I.R. Os sinais de teste são equacionados na forma de componentes

(Y, C_R, C_B) e os sinais de teste obtidos na Ref. 1 para a forma composta, foram passados em fitas de computador na forma de componentes

Foram realizadas avaliações subjetivas e objetivas com sinais armazenados em bancos de memória e observados em monitores. Baseado em resultados obtidos através de intensos recursos computacionais propõe-se um projeto inicial de um sistema para a Codificação Digital do Sinal de T.V. na forma de componentes.

As limitações residem na impossibilidade de se fazer simulações empregando cenas em movimento.

I.2. SISTEMAS PROPOSTOS

I.2.2.1. Métodos de se Conseguir Redução de Taxa

Para a digitalização dos sinais de T.V. consideram-se as componentes Y, C_R, C_B, obedecendo o padrão de códigos sugerido pela C.C.I.R. visando a transmissão em 34 Mbit/s.

O uso de uma frequência de amostragem de 13,5 MHz para a luminância e 6,75 MHz para cada sinal diferença de cor obedece às especificações. Isso resulta em uma taxa de 216 Mbit/s para a transmissão de uma imagem de televisão.

Essa taxa de transmissão é muito alta, devendo ser reduzida consideravelmente para se atingir o objetivo de 34 Mbit/s que corresponde a um M.C.P. de 3. hierarquia. Dentro dessa faixa deve ter uma reserva de 2 Mbit para transmissão de canais de áudio e serviços, resultando numa taxa final de 32 Mbit/s disponível para a transmissão do sinal de imagem.

Primeiramente baseando-nos na Ref. [7], verifica-se que usando um sistema MCPD com um número médio de 6 bits/amostra para o sinal de luminância e 4 bits/amostra para cada sinal diferença de cor básica, não há degradação da relação sinal/ruído comparada com a taxa

de 216 Mbit/s para o MCP de 8 bit/amostra, resultando numa taxa de 135 Mbit/s para o sinal de imagem

Consegue-se atingir uma taxa de 72,48 Mbit/s sub-amostrando o sinal de imagem em frequências super-Nyquist e submúltiplas da frequência fundamental de 13,5 MHz.

Neste momento pode-se convenientemente diferenciar duas maneiras de se obter a redução final de 32 Mbits/seg.:

- Reduzindo o número médio de bits/amostra
- Usando técnicas de amostragem a "taxas sub-Nyquist".

No primeiro método deve-se usar uma taxa média na linha de 2,58 bit/amostra. Com essa taxa é necessário recorrer a esquemas de predição MCPD bastante complexos, para se ter uma otimização conjunta entre preditor e quantizador capaz de fornecer um resultado final que garanta uma qualidade de imagem recuperada aceitável. Essa técnica tem sido amplamente estudada por vários autores [6, 7, 11, 12].

Este trabalho apresenta um diagrama em bloco resultante do segundo método citado onde a redução final é conseguida por uma técnica de amostragem sub-Nyquist.

Prova-se que é possível chegar à relação de 36,24 Mbit/s através de amostragem a taxa sub-Nyquist e mesmo assim conseguir através de filtragem bidimensional recuperar o sinal de imagem sem degradação provocada pelo entrelaçamento do espectro inerente a sinais amostrados em frequências sub-Nyquist.

Com a taxa de 36,24 Mbit/s não é suficiente, admite-se então alguma degradação na qualidade final da imagem. Reduzindo o número médio de bits por amostra do sinal de luminância para 5 bit/amostra consegue-se uma taxa final na linha de 31,06 Mbit/amostra.

I 2.2.2. Sistema de Codificação e Decodificação

O sistema CODEC de transmissão e recepção pode ser simplificado pelo esquema da Figura I.1.

O redutor de redundância R^2 tem por função eliminar da melhor forma possível as redundâncias do sinal de imagem com o objetivo de se conseguir a taxa final na linha de 34 Mbit/s incluindo canais de áudio e serviços.

O restaurador de redundância R^{-2} opera de maneira inversa ao redutor de redundâncias restabelecendo a imagem na taxa de bits original.

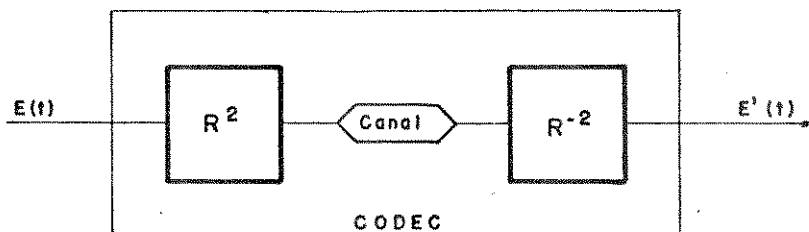


Fig. I.1. - Diagrama em Blocos do CODEC

A otimização do sistema é via de regra conseguida por simulações em computador do redutor de redundâncias R^2 .

Para o redutor de redundâncias R^2 pode-se usar um esquema de modulação com predição e quantização empregando

- i. transformadas
- ii. compensação de movimento
- iii. técnicas de preenchimento condicional
- iv. etc.

Para a modulação pode-se recorrer a:

- i. MCP
- ii. MCPD
- iii. DELTA

A predição pode ser

- Intralinha, Entrelinhas, Intracampo, Entrecampos, Intraquadro, Entrequadros.

Os preditores podem ser:

- Fixos, Chaveados, Adaptativos.

Atualmente os estudos de codificação têm fornecido resultados práticos usando um sistema MCPD integrante do redutor de redundância R^2 com predição e quantização adaptativas.

O quantizador pode ser uniforme ou não e a otimização deve ser feita em conjunto com o preditor.

A necessidade de esquemas MCPD (Fig. I.2) envolvendo preditores complexos depende da redução de taxa exigida no esquema MCPD, quando maior a redução, mais complexo torna-se o sistema.

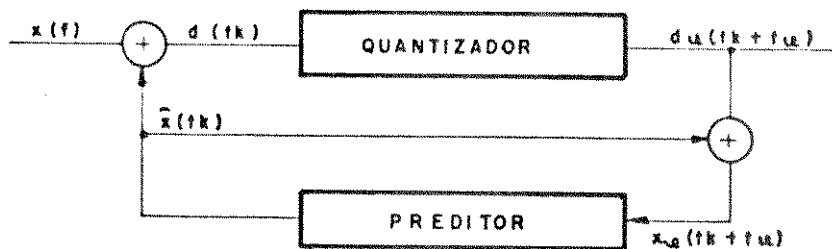


Fig. I. 2. - Diagrama Simplificado do MCPD no Lado da Transmissão

I.2.2.3. Sistema CODEC de Referência

O sistema CODEC de referência em 34 Mbit/s sugerido pela CCIR [19] para o sistema MCPD estabelece que o sinal de referência Y, C_R, C_B na relação padrão 4:2:2 sofra uma sub-amostragem super-Nyquist para a relação 3:1:1 (Fig. I.3.). Todas as amostras de luminância são transmitidas e as amostras de cor são transmitidas em campos alternados, resultando numa taxa média de bits/amostra na linha de 3,22 bits/amostra.

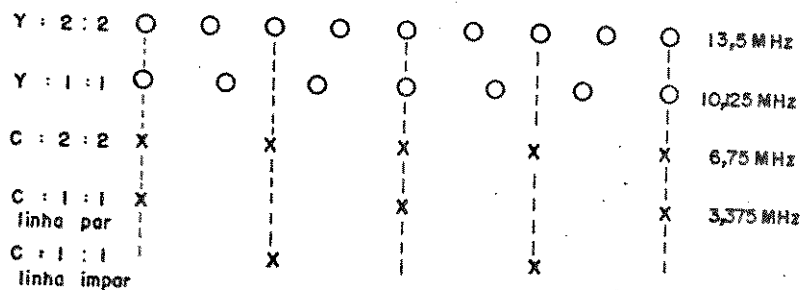


Fig. I. 3. - Mosaico de Amostras Resultante da Sub-Amostragem do Sinal

$Y:C_R:C_B$ para o Sistema de Referência.

O sistema de referência proposto pela CCIR incorpora três preditores Intercampo, Intracampo e Intraquadro com compensação de movimento, o controle de seleção dos preditores é baseado em nove amostras de luminância e 3 amostras de cada sinal diferença de cor básico.

São usados oito quantizadores para cada componente e a seleção é feita através da ocupação de oito linhas em um buffer de memória. São usadas palavras código de comprimento variável de 1 a 12 bits.

A Figura I.4. apresenta o diagrama em bloco de um redutor de redundância empregando predição e quantização adaptativas.

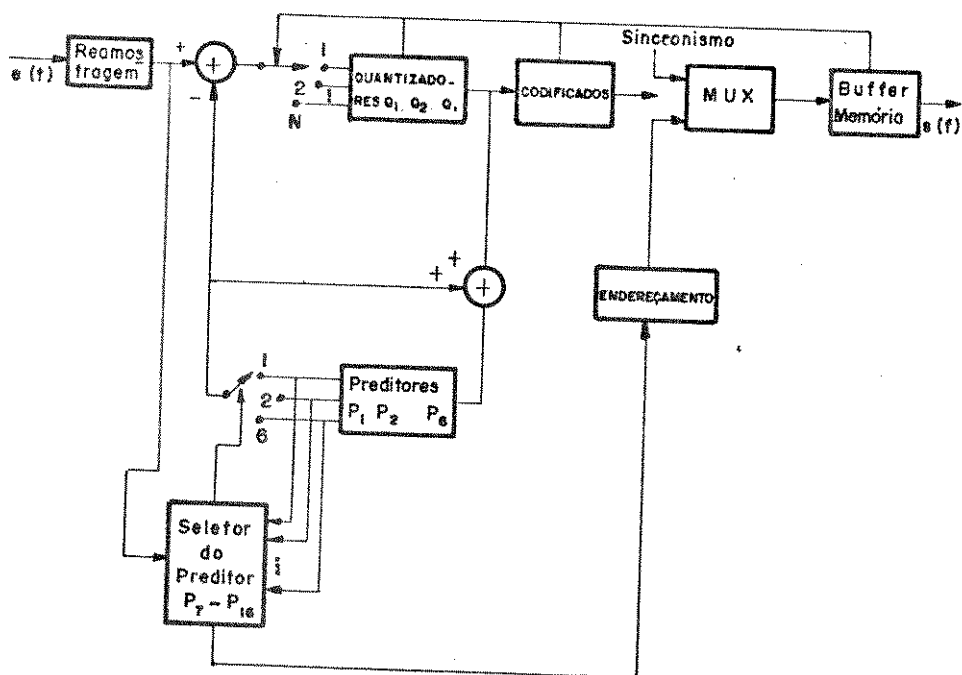


Fig. I.4. - Diagrama Simplificado de um Redutor de Redundância para uma das Componentes Reduzindo o Número Médio de Bits/Amostras.

I.2.2.4. Sistema CODEC Empregando Amostragem Sub-Nyquist

O emprego de amostragem sub-Nyquist [4, 9, 20] fornece esquemas MCPD bastante simplificado com relação aos sistemas CODEC empregando taxas super-Nyquist. O uso desses sistemas somente não se tornou prioritário porque os pesquisadores têm pressuposto perda irrecoverável na faixa do sinal. Isso se deve ao fato da imagem ser considerada unidimensional do ponto de vista de sinal.

A Figura I.5. fornece o esquema implementado pela "Societé Anonyme des Télécommunications" [9] para taxas "sub-Nyquist". O mosaico de amostras na transmissão (Fig. I.6) foi usado para estudos comparativos fornecidos no capítulo V, por isso é analisado aqui detalhadamente.

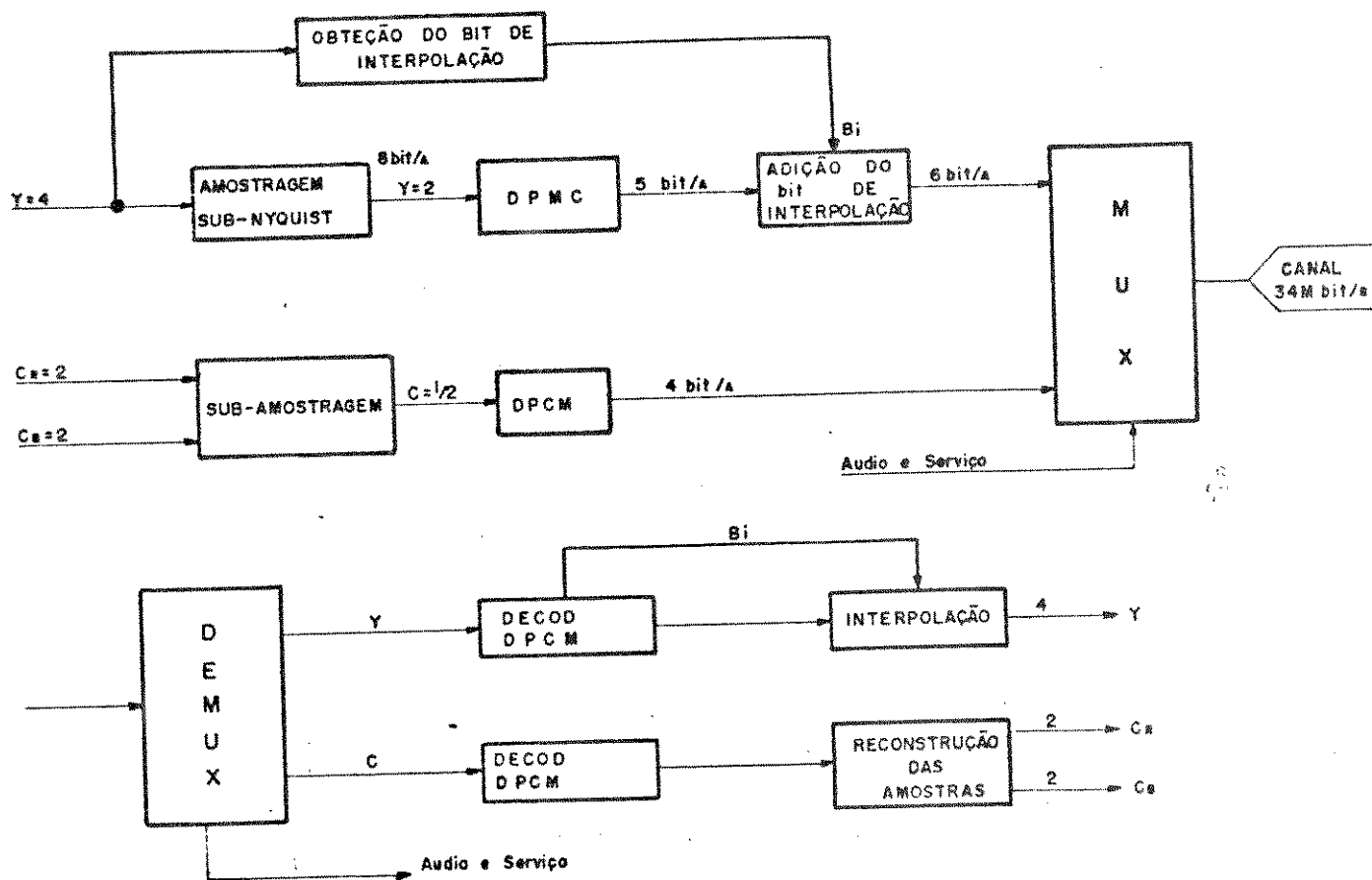


Fig. 5 - Esquema simplificado do sistema CODEC empregando taxas sub-Nyquist implementado pela "Societé Anonyme des Télécommunications" (SAT)

O CODEC (Fig. I.5) foi desenvolvido para o sistema PAL Europeu, usando uma frequência de amostragem de 12 MHz para a luminância e 6 MHz para cada sinal diferença de cor básicos C_R e C_B visando compatibilização com o sistema SECAM e satisfazendo a relação 4:2:2 imposta pela C.C.I.R. Com isso, a taxa inicial requerida na linha para transmitir os sinais $Y:C_R:C_B$ com 8 bits/amostra é de 192 Mbit/s.

A taxa final é conseguida reduzindo para a relação 2:1/4:1/4 através de amostragem sub-Nyquist dos sinais Y , C_R e C_B e transmitindo 6 bit/amostra para a luminância e 4 bit/amostra para o sinal C que corresponde à combinação dos sinais C_R e C_B .

O uso de um MCPD com 5 bit/amostra para a luminância e 4 bit/amostra para o sinal C requer um sistema MCPD simples sem necessidade de predição e quantização adaptativas.

A eliminação dos intervalos de apagamento horizontal e vertical (APH e APV) reduz a taxa na linha para 0,747 para o sistema Europeu [9].

Com 6 bit/amostra para a luminância e 4 bit/amostra para a combinação ds sinais C_R e C_B chega-se à taxa de 31,374 Mbit/seg., ou seja:

$$T = (N_1 \times R_L + N_2 R_C) \times 0,747 \quad I.1$$

$$N_1 = 6 \text{ bit/amostra transmitida para } Y$$

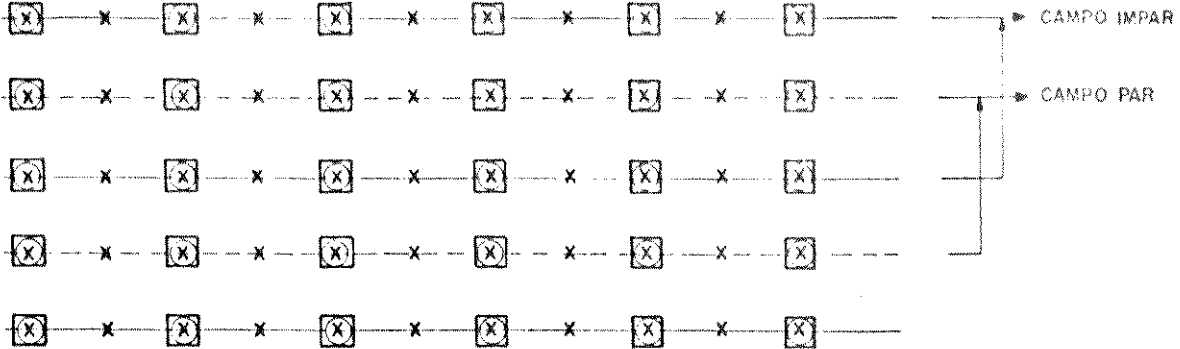
$$N_2 = 4 \text{ bit/amostra transmitida para } C$$

$$R_L = \frac{12}{2} \text{ MHz} = \text{redução de taxas para } Y$$

$$R_C = \frac{6}{4} \text{ MHz} = \text{redução de taxas para } C$$

0,747 = eliminação do APH e APV

A Figura I.6 fornece o mosaico de amostras na relação 4:2:2 com frequência de amostragem de 12 MHz para C_R e C_B , na entrada do sistema CODEC.



X = AMOSTRAS COM CONTEÚDO SÓ DE LUMINÂNCIA

\boxed{X} = AMOSTRAS COM CONTEÚDO DE LUMINÂNCIA E DOS COMPONENTES DE COR C_R e C_B

Figura I. 6. - Mosaico de Amostras na Relação 4:2:2

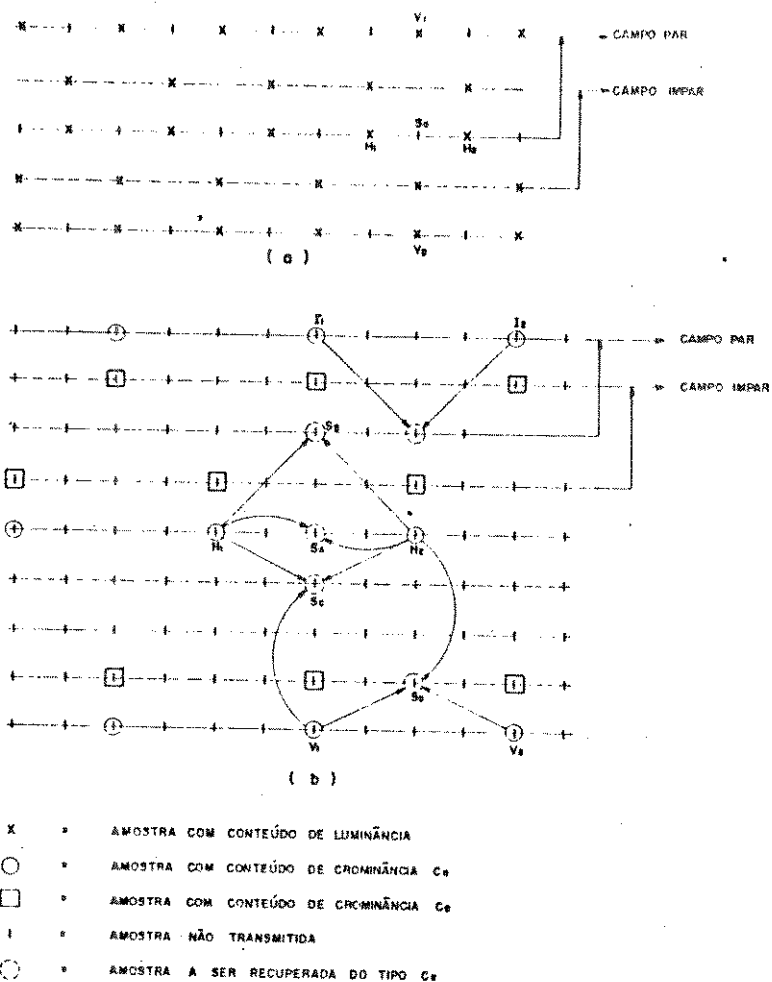


Fig. I. 7. - Mosaico de Amostra na Transmissão na Relação 2 : 1/4 : 1/4

(a) Mosaico para a Luminância

(b) Mosaico para os sinais C_R ou C_B

O bit de interpolação " B_i " transmitido para a luminância é definido, referindo-se ao morado da Fig. I.7 (a), pela condição fornecida por I.2

$$B_i = 1 \quad \text{se} \quad \left| S_0 - \frac{H_1 + H_2}{2} \right| < \left| S_0 - \frac{V_1 + V_2}{2} \right|$$

$$B_i = 0 \quad \text{se} \quad \left| S_0 - \frac{H_1 + H_2}{2} \right| > \left| S_0 - \frac{V_1 + V_2}{2} \right| \quad \text{I.2}$$

Na recepção decide-se então por:

$$S_0 = \frac{H_1 + H_2}{2} \quad \text{se} \quad B_i = 1$$

$$S_0 = \frac{H_1 + H_2}{2} \quad \text{se} \quad B_i = 0 \quad \text{I.3}$$

Para a recuperação das amostras dos sinais diferença de cor, usa-se um critério mais subjetivo, onde procura-se "enganar o olho humano" combinando os efeitos em regiões próximas através de uma interpolação espacial entre as amostras.

Referindo-se à Figura I.6.b, as componentes de cor são recuperadas pelo critério estabelecido por I.4, compondo as amostras de C_R no quadro a partir dos campos ímpares e de C_B a partir dos campos pares.

$$S_A = \frac{H_1 + H_2}{2} \quad \text{I.4}$$

$$S_B = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

$$S_C = \frac{H_1 + H_2 + V_1}{3}$$

$$S_D = \frac{V_1 + V_2 + H_2}{3}$$

Os autores afirmam que o desempenho do sistema é excelente para a maioria das imagens, mas admitem que em raras transições com detalhes de cor bastante saturados ocorrem problemas que podem contudo ser mascarados no final do sistema (Tele-Espectro) pela codificação na forma composta.

I.3. CONSIDERAÇÕES SOBRE OS SINAIS DE TESTE DETERMINÍSTICOS

Os sinais de teste determinísticos empregados neste trabalho correspondem aos sinais de teste de números 01 a 15 classificados segundo a ref. [1].

Foram escolhidos para avaliação deste trabalho, os sinais de teste de números 01, 02, 10 e 15 que reúnem as características dos demais sinais.

Para os sinais de teste foi adotado o sistema americano usado pela TECTRONIKS onde o nível de preto é fixado em 50 mV e o nível de branco em 700 mV. Portanto uma amplitude de 100% corresponde a 650 mV relativos.

A tabela I.1. fornece os níveis de tensão para 100% e 75% de nível de branco e 50 mV de nível de preto.

COMPOSIÇÃO (mV)								
Nível de Branco	100%				75%			
Cor	E' R	E' G	E' B	E' Y	E' R	E' G	E' B	E' Y
BR	700	700	700	700	537,5	537,5	537,5	537,5
AM	700	700	50	625,9	537,5	537,5	50	481,9
TO	50	700	700	505,7	50	537,5	537,5	391,8
VD	50	700	50	431,6	50	537,5	50	336,2
PV	700	50	700	318,4	537,5	50	537,5	251,3
VM	700	50	50	244,3	537,5	50	50	195,7
AZ	50	50	700	124,1	50	50	537,5	105,6
PT	50	50	50	50	50	50	50	50

Tabela I.1. - Níveis de Tensão para 100% e 75% de nível de branco e 50 mV de nível de preto.

Foram criadas subrotinas designadas por SSTCC02, SSTCC04, SSTCC10 e SSTCC15 para gerar os sinais de teste na forma de componentes E' R, E' G e E' B com 100% e 75% de nível de Branco. Essas subrotinas forneceram os sinais de teste determinísticos da Fig. III.2.

Os sinais de teste de números 01, 02 e 10 encontram descrição detalhada na Ref. [22]. O sinal de teste de número 15 é equacionado a seguir.

O sinal de teste de número 15 recebe o nome de sinal de teste de varredura ("sweep"). Esse sinal destina-se principalmente a uma verificação rápida da faixa de passagem do canal de vídeo e é frequentemente empregado no alinhamento de transmissores em microondas e na verificação de enlaces.

O bit de interpolação " B_1 " transmitido para a luminância é definido, referindo-se ao mosaico da Fig. I.7 (a), pela condição fornecida por I.2

$$\begin{aligned}
 B_1 = 1 & \quad \text{se} \quad \left| S_0 - \frac{H_1 + H_2}{2} \right| < \left| S_0 - \frac{V_1 + V_2}{2} \right| \\
 B_1 = 0 & \quad \text{se} \quad \left| S_0 - \frac{H_1 + H_2}{2} \right| > \left| S_0 - \frac{V_1 + V_2}{2} \right|
 \end{aligned} \tag{I.2}$$

Na recepção decide-se então por:

$$\begin{aligned}
 S_0 &= \frac{H_1 + H_2}{2} & \text{se} & \quad B_1 = 1 \\
 S_0 &= \frac{V_1 + V_2}{2} & \text{se} & \quad B_1 = 0
 \end{aligned} \tag{I.3}$$

Para a recuperação das amostras dos sinais diferença de cor, usa-se um critério mais subjetivo, onde procura-se "enganar o olho humano" combinando os efeitos em regiões próximas através de uma interpolação espacial entre as amostras.

Referindo-se à Figura I.6.b, as componentes de cor são recuperadas pelo critério estabelecido por I.4, compondo as amostras de C_R no quadro a partir dos campos ímpares e de C_B a partir dos campos pares.

$$\begin{aligned}
 S_A &= \frac{H_1 + H_2}{2} \\
 S_B &= \frac{V_1 + V_2}{2} \\
 S_C &= \frac{H_1 + H_2 + V_1}{3}
 \end{aligned} \tag{I.4}$$

$$F_1 = 13,5 \text{ MHz}$$

$$F_2 = 6,75 \text{ MHz}$$

$$F_3 = 6,75 \text{ MHz}$$

$$T = 216 \text{ M bit/s} \quad (\text{II.4.a})$$

Logicamente essa taxa é muito elevada, devendo ser reduzida consideravelmente

Primeiramente baseando-se na Ref. [7] verifica-se que usando um sistema MCPD com um número médio de 6 bits/amostras para o sinal de luminância e 4 bits/amostra para cada sinal diferença de cor básica não há degradação na relação sinal ruído comparada com a taxa de 216 M bit/s para o MCP de 8 bit/amostra.

Para o MCPD a taxa total de bits na linha é dada por:

$$T = N_1 F_1 + N_2 (F_2 + F_3) \quad (\text{II.5})$$

$$N_1 = 6 \text{ bit/amostra}$$

$$N_2 = 4 \text{ bit/amostra}$$

$$T = 6 F_1 + 4 (F_2 + F_3) \quad (\text{II.6})$$

$$T = 135 \text{ M bit/s} \quad (\text{II.6.a})$$

A redução da taxa de bits pode ser feita inicialmente calculando o número de linhas "N" necessário para transmitir os sinais diferença de cor básicos sem que haja degradação na qualidade de imagem.

Tomando-se como base a equação II.7 [3].

$$B T_0 = \frac{0,714 A N_V^2}{\left[1 - \frac{N_{RV}}{N} \right] \left[1 - \frac{T_{RH}}{N} \right]} \quad (\text{II.7})$$

onde:

$$N_V = 0,7 (N - N_{RV}) = \text{resolução vertical}$$

$$N = N_0 \text{ total de linhas num quadro}$$

$$T = 0,767 [N_1 F_1 + \frac{N_2}{2} (F_2 + F_3)] \quad (\text{II.10})$$

(II.3.c) $T = 82,84 \text{ Mbit/s}$

Na relação de frequências 4:2:2 pode-se reduzir pela metade a taxa de amostragem dos sinais diferença de côm básicos que a amostragem contínua "super-Nyquist", possibilitando a recuperação integral do sinal através de filtragem.

$$T = 0,767 \left[N_1 F_1 + \frac{N_2}{2} \left(\frac{F_2}{2} + \frac{F_3}{2} \right) \right] \quad (\text{II.11})$$

(II.3.d) $T = 72,48 \text{ Mbit/s}$

Usando amostragem "super-Nyquist" e frequências de amostragem sub-múltiplas da relação inicial 4:2:2, a equação II.11 estabelece a redução máxima que se consegue na taxa final mantendo o sistema sem degradação.

Neste momento pode-se convenientemente diferenciar duas maneiras de se obter a redução final da taxa de bits:

- Reduzindo o número médio de bits por amostra
- Usando técnicas de reamostragem a "taxas sub-Nyquist"

Reduzindo o número médio de bits por amostra deve-se chegar à taxa de 34,368 Mbit/s requerida na linha. Prevendo-se pelo menos 1 Mbit/s de faixa para transmitir códigos corretores de erros, canais de áudio e serviço, tem-se uma taxa média de bit/amostra calculada pela equação (II.3) para uma relação de frequências 4:2:2 com $f_A = 13,5 \text{ MHz}$ dado por:

$$N_1 + N_2/4 = 3,22$$

Admitindo-se $N_1 = N_2 = N$ tem-se

Há basicamente duas formas desse sinal disponíveis nos equipamentos de teste, uma forma de onda fornecida pelo gerador 14B-M da Tectronics e outros equipamentos similares e uma forma de onda menos rigorosa fornecida por equipamentos menos exigentes, o padrão mais rigoroso se destina ao alinhamento de amplificadores de vídeo, amplificadores de F.I. e alinhamento de transmissores, já o padrão menos rigoroso se destina a uma análise visual do comportamento do canal e do sistema transmissor-receptor. Escolheu-se aqui a forma de onda mais rigorosa apresentada na Fig. I.8.

O sinal de teste corresponde a uma senóide cuja frequência varia lentamente de linha para linha começando em 200 KHz e terminando um pouco acima de 6 MHz no final do campo.

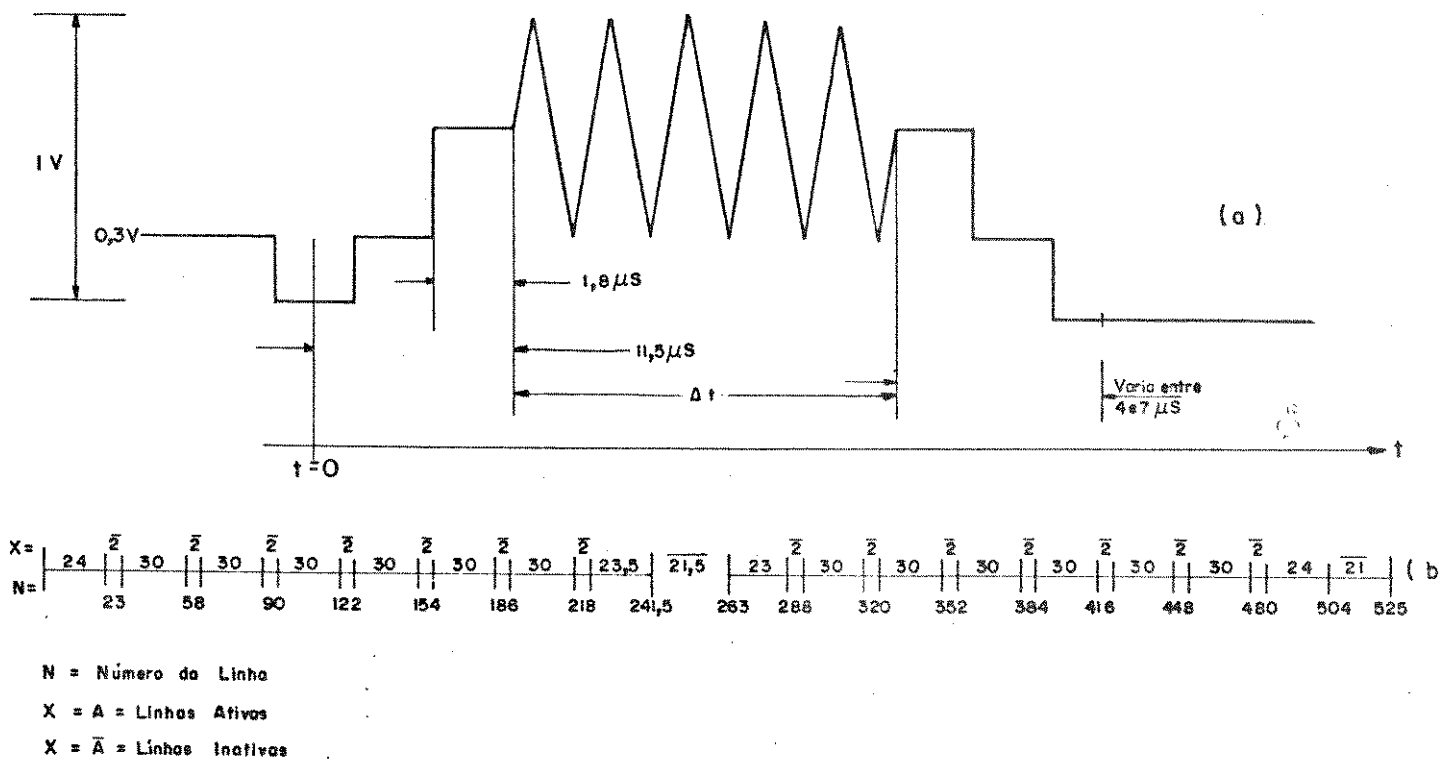


Fig. I.8 - Descrição do Sinal de Teste de Varredura.

O sinal de teste "sweep" se completa em um quadro e dentro de cada campo há linhas inativas que são inseridas para sincronizar a varredura do sinal de teste conforme a disposição da figura I.8 b. No início de cada campo a frequência é mínima (200 KHz), e no final é máxima (= 6MHz)

A formula para gerar E'_R , E'_G e E'_B no intervalo Δt da Fig. I.8. é fornecida pela equação I.5.

$$E'(t) = 350 \text{ mV} + 350 \text{ mV} \cdot \text{sen} (2\pi (f_i + \Delta f) (t - 11,5)) \quad (I.5)$$

$f_i = 200 \text{ KHz} =$ frequencial no início da primeira linha de cada campo

$$f_{\text{max}} - f_i$$

$$\Delta f = \frac{\quad}{T_{\text{max}}}$$

$$f_{\text{max}} \approx 6 \text{ MHz}$$

$$T_{\text{max}} = T_H \times 241,5$$

$T_H = 63,492 \text{ MS} =$ duração de uma linha

$$E'(t) = E'_R(t) = E'_G(t) = E'_B(t)$$

CAPÍTULO II - FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM E REDUÇÃO DE TAXAS

II.1. ESCOLHA DA FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM PARA SIMULAÇÃO

O encontro da C.C.I.R de 1982 estabeleceu que o padrão 4:2:2* para a relação de frequências na codificação em componentes satisfaz a uma "família de compatíveis padrões de códigos" especificando a recomendação C.C.I.R 601.

Com relação à digitalização dos sinais, as divergências de opinião têm feito os países adotarem taxas de transmissão diferentes de forma que no Japão o PCM de 3ª hierarquia corresponde a 32 Mbits/s, nos E.U.A 44 Mbits/s, na Europa e no Brasil 34 Mbits/s. Essas taxas sendo usadas na transmissão de sinais de televisão digitalizada, podem ser manuseadas nos estúdios de T.V através de transcodificação, visando compatibilidade.

Para satisfazer a relação de frequência 4:2:2 e possibilitar uma transcodificação mais imune a interferências é sugerido pela C.C.I.R uma taxa de amostragem principal de 13,5 MHz para a luminância e 6,75 MHz para cada sinal diferença de cor básico.

A frequência de 13,5 MHz tem sido sugerida por ser um múltiplo inteiro de 2,25 MHz que por sua vez é o mínimo múltiplo comum das frequências de linha dos sistemas de 525 linhas / 60 Hz e 625 linhas / 50 Hz, possibilitando um padrão estático ortogonal de mínima interferência para ambos os sistemas aumentando a imunidade às interferências causadas por entrelaçamento de espectros.

Sendo $f_A = 13,5$ MHz teremos:

$$\frac{f_A}{6} = 2,25 \text{ MHz} = 143 f_H \quad \text{para os sistemas N.T.S.C. e PAL-M} \quad (\text{II.1.a})$$

(*) A relação 4:n:n é convencionalmente definida como a proporção entre as frequências de amostragem dos sinais Y , C_R , C_B , onde "4" figura como a frequência de amostragem principal (ou seja do sinal de luminância) e "n" a frequência de amostragem de cada sinal diferença de cor.

$$\frac{f_A}{6} = 2,25 \text{ MHz} = 144 f_H \quad \text{para o Sistema Europeu} \quad (\text{II.1.b})$$

A relação de frequências 4:2:2 com $f_A = 13,5$ MHz corresponde a uma amostragem super-nyquist para qualquer sistema a frequência de 13,5 MHz também é única frequência que permite um número inteiro de amostras por linha para ambos os sistemas de 525 linhas e 625 linhas no intervalo de 12 MHz a 14,3 MHz.

Convém salientar que a C.C.I.R na sua recomendação [10] define o uso da frequência de 13,5 MHz para a frequência de amostragem principal, obedecendo a relação de frequências 4:2:2. Contudo, a vantagem, pelo menos teórica em se adotar a frequência de amostragem de 13,5 MHz pode não ser uma vantagem à medida que os transcodificadores evoluam a ponto das interferências comuns à televisão analógica não se manifestarem nos sistemas de T.V. digitalizados. Se tal fato ocorrer, essa frequência de amostragem pode não ser conveniente se considerarmos o problema em âmbito nacional onde as frequências que mantem relações simples com a frequência da subportadora de cor são mais apropriadas (principalmente para os sistemas PAL-M e NTSC.), porém como tal frequência depende da combinação de sistemas, não haveria uma padronização de frequência adotada a nível internacional.

II.1.1. Avaliação da Escolha de Frequência de Amostragem para a Codificação em Componentes

Na escolha da frequência de amostragem para a codificação em componentes precisamos levar em consideração aspectos muito amplos que envolvem os sistemas de T.V. usados no mundo, a codificação composta, as melhores alternativas de compatibilização a nível nacional e internacional, e a adequação do sinal dentro dos estudos de televisão.

São discutidos aqui, os resultados publicados por alguns autores e feitas considerações relativas ao sistema PAL-M em uso no Brasil.

Como sabemos os sistemas de T.V. empregados no mundo são basicamente tres. SECAM, PAL e N.T.S.C., deles derivam todos os demais sistemas que são variantes e mantem suas características principais em acordo com um dos sistemas. A tabela II.1 apresenta o sistema empregado em alguns países.

N.T.S.C.	PAL			SECAM
E.U.A.	Brasil	África do Sul	Noruega	França
JAPÃO	República Fed. Alemã	Filândia	Hong-Kong	República Dem. Alemã
CANADÁ	Austrália	Irlanda	Nova Zelândia	Hungria
PORTO RICO	Austria	Iugoslávia	Portugal	Tunísia
MÉXICO	Bélgica	Irã	Suíça	Argélia
	Dinamarca	Itália	Suécia	U.R.S.S.
	Espanha	Íslândia	Tailândia	
	Turquia	Holanda	Inglaterra	

Tabela II.1

Os três sistemas possuem muita coisa em comum e os sistemas PAL e NTSC em particular são muito parecidos.

Diferentemente dos Sistemas PAL e NTSC, no sistema SECAM a crominância é separada e decodificada toda vez que o sinal de vídeo composto necessitar ser reprocessado, essa característica praticamente obriga o uso de codificação em componentes para o sistema SECAM. Já no Sistema PAL e NTSC os sinais analógicos são via de regra reprocessados sempre na forma composta, tornando essa codificação mais adequada.

Para uma compatibilização entre os três sistemas obviamente a alternativa deve ser uma codificação em componentes básicas Y, C_R , C_B , restando uma escolha adequada da frequência de amostragem:

- i Em primeiro lugar, a escolha da frequência de amostragem deve ser tal que compatibilize da melhor forma possível os três sistemas para que os equipamentos digitais possuam características em comum que permitam economia e facilidade no intercâmbio da programação.
- ii Se possível a frequência de amostragem deve ser escolhida de forma a compatibilizar a codificação em componentes com a codificação composta nos sistemas PAL e NTSC.
- iii Num processamento digital em componentes empregando taxa super-Nyquist, é desejável que a frequência de amostragem seja múltiplo inteiro da frequência de linha, resultando no alinhamento vertical das amostras e a conseqüente facilidade de inserção dos pulsos de sincronismo e apagamento bem como minimizar o aparecimento de mosaicos provenientes do batimento de frequências.
- iv Numa amostragem sub-Nyquist, é conveniente o uso de uma frequência de amostragem múltiplo ímpar da metade da frequência horizontal para minimizar a interferência causada pelo entrelaçamento do espectro.
- v ¹⁰³ Sempre que possível é conveniente trabalhar com frequência de amostragem numa taxa super-Nyquist que se caracteriza por fornecer resultado superior a um custo menor.

É oportuno considerar que no Sistema PAL-M a faixa de 4,5 MHz para o sinal de vídeo permite conseguir esquemas de codificação que reduzem consideravelmente a taxa de transmissão com frequências de amostragem acima da taxa de Nyquist. Esse mesmo objetivo torna-se mais difícil em outros sistemas como o PAL-D cuja faixa de vídeo se estende até 5,5 MHz justificando nesse caso o estudo mais detalhado usando frequência de amostragem ou então "taxas" sub-Nyquist.

- vi No processamento digital na forma composta, as amostras devem ser colhidas com vantagem quando a taxa de amostragem é um múltiplo da frequência de subportadora de cor (ver Ref. 1 e Ref. 5).

Pelo exposto podemos concluir que seria ideal que a frequência de amostragem fosse ao mesmo tempo múltiplo da frequência de linha e estivesse entre 12 MHz e 14,2 MHz para qualquer sistema conforme especificação C.C.I.R. 601, e fosse múltiplo inteiro da frequência subportadora de cor para os sistemas PAL e N.T.S.C.

Como mencionado, a frequência de 13,5 MHz proposta pela C.C.I.R. satisfaz as duas primeiras condições contudo não satisfaz à terceira condição, como veremos a seguir.

Na Ref. 4, J.L.E. BALDWIN estudou a possibilidade de compatibilizar a codificação composta com a codificação em componentes no sistema PAL-D usando frequências de amostragem ligeiramente diferentes para as duas formas de codificação. Dentro de um critério de máxima distorção aceitável BALDWIN apresenta um conjunto de frequência de amostragem f_1 e f_2 dadas pelas fórmulas de recorrência

$$f_1 = \frac{227}{4} n f_H \quad n = \text{inteiro} \quad \text{II.2.a.}$$

$$f_2 = 0,2 n f_{SC} \quad \text{II.2.b.}$$

sendo f_1 a frequência de amostragem usada na codificação em componentes e f_2 a frequência de amostragem usada na codificação composta.

No Sistema Europeu a compatibilidade entre a codificação composta e a codificação em componentes é possível usando as frequências apresentadas por BALDWIN e fornecidas na tabela II.2.

n	$(f_2 - f_1)$ (Hz)	$N = \frac{f_1}{f_{SC}}$	f_1 (MHz)
1	5	0,2	0,886.718.75
2	10	0,4	1,773.437.5
3	15	0,6	2,660.156.25
4	20	0,8	3,546.875
5	25	1,0	4,433.593,75
6	30	1,2	5,320.312,5
7	35	1,4	5,207.031,25
8	40	1,6	7,093.750
9	45	1,8	7,980.468.75
10	50	2,0	8,867.187.5
11	55	2,2	9,753.906.25
12	60	2,4	10,640.625
13	65	2,6	11,527.343.75
14	70	2,8	12,414.062.5
15	75	3,0	13,300.781.25
16	80	3,2	14,187.500
17	85	3,4	15,074.218.75
18	90	3,6	15,960.937.5
19	95	3,8	16,847.656.25
20	100	4,0	17,734.375

Tabela II.2. - Tabela Fornecida por BALDWIN para o Sistema Europeu

Observando a tabela fornecida por BALDWIN verificamos que

1. os pares de frequências

$$1,6 f_{SC} , 0,8 f_{SC}$$

$$2 f_{SC} , 1 f_{SC}$$

satisfazem a relação de frequências 4:2:2

2. os pares de frequências

$$1,6 f_{SC} , 0,4 f_{SC}$$

$$2,4 f_{SC} , 0,6 f_{SC}$$

$$4 f_{SC} , 1 f_{SC}$$

satisfazem a relação de frequências 4:1:1

3. A frequência de 13,5 MHz proposta pela C.C.I.R. para a codificação em componentes não permite compatibilidade com a codificação PAL-D.

Usando o mesmo critério empregado por Baldwin podemos rapidamente estender os resultados para o sistema PAL-M.

Como a relação entre f_{SC} e f_H é direta $\left[f_{SC} = \frac{909}{4} H \right]$ a compatibilidade neste caso será conseguida apenas quando $f_1 = f_2$ fornecendo para a frequência de amostragem

$$f_A = \frac{m}{n} f_{SC} \quad \text{com } m, n \text{ inteiros} \quad (\text{II.3})$$

Na codificação composta as frequências mais adequadas são:

$$3 f_{SC} , 8/3 f_{SC} , 4 f_{SC}$$

Estas mesmas frequências permitem compatibilização com a codificação em componentes. Verificamos também que a frequência de 13,5 MHz não permite compatibilizar a codificação composta com a codificação em componentes para o sistema PAL-M.

O consagrado emprego das frequências de amostragem de $3 f_{SC}$ e $4 f_{SC}$ nos equipamentos digitais em uso nos estúdios, com preferência no momento para a taxa de amostragem de $4 f_{SC}$ devido ao alinhamento

das amostras, torna relevante o emprego dessas frequências na digitalização de sinais de vídeo, a frequência de $8/3 f_{SC}$ também tem sido amplamente cogitada, contudo seu emprego prático não é observado atualmente nos equipamentos digitalizados para estúdio.

A frequência de amostragem de $3 f_{SC}$ no sistema PAL-M corresponde a uma taxa de amostragem de 10,3 MHz e no sistema europeu corresponde a 13,3 MHz, enquanto que a frequência de $4 f_{SC}$ corresponde respectivamente a 14,3 MHz e 17,7 MHz.

Uma taxa de amostragem de $4 f_{SC}$ no sistema PAL-M corresponde a uma taxa de amostragem um pouco maior que $3 f_{SC}$ no sistema europeu.

Estudos realizados por DEVEREUX [5] fornecem resultados com respeito ao estudo das frequências de amostragem a partir de 12 MHz usando conversão A/D do sinal RGB para YUV. O autor estabelece como mínima frequência de amostragem 12 MHz (90% acima da taxa de Nyquist) para satisfazer as condições adequadas da filtragem para o padrão europeu, com a ressalva prática do uso de uma frequência um pouco maior, em torno de 12,7 MHz para minimizar os problemas de aliasing envolvidos.

Devereux apresenta dados comparativos da relação sinal/ruído e conclui que nas frequências múltiplas à subportadora de cor há um aumento acentuado da relação sinal/ruído.

A C.C.I.R. em seu relatório (Rep. 962-1) retrata que há uma melhora significativa em se adotar uma relação de frequências 4:2:2 com $f_A = 12$ MHz em comparação com uma relação de frequências 3:1:1 com $f_A = 12$ MHz na digitalização do sinal RGB para Y,U,V. Contudo uma relação de frequências 4:2:2 com $f_A = 14,3$ MHz não apresenta significativa melhora comparado a relação de frequências 4:2:2 com $f_A = 12$ MHz.

Como a relação 4:2:2 com $f_A = 4 f_{SC}$ não é sugerida pela CCIR e para o sistema PAL-M exige esquemas de redução da taxa de bits mais complexos, sem vantagens de compatibilidade optou-se nesse trabalho por estudar a relação de frequências 4:2:2 com $f_A = 13,5$ MHz levando em consideração uma possível padronização em âmbito internacional.

O estudo da relação de frequências 4:2:2 com $f_A = 4 f_{SC}$ é consequência direta deste trabalho e constitui uma perspectiva favorável para uso em âmbito nacional. Algumas tabelas deste trabalho incluem a frequência de $4 f_{SC}$ para simples apreciação. Todos os programas elaborados permitem simulações usando a frequência de $4 f_{SC}$.

II.2. Considerações sobre a Predição e a Quantização

O método de redução da taxa de bits correspondente ao MCPD, associado a um código de comprimento variável (HUFFMAN), empregando amostragem super-Nyquist resulta numa taxa de bits processada sempre elevada, causando preocupação constante com a complexidade de implementação.

Os esquemas de predição (*) adotados no MCPD têm sido amplamente estudados por diversos autores [1, 6, 7, 11, 12] com resultados objetivos que caracterizam as várias opções de redução da taxa de bits.

Para a digitalização das componentes individuais pode-se usar com vantagens uma previsão intracampo.

Na predição intracampo é possível aproveitar as correlações existentes entre amostras adjacentes:

- de uma mesma linha (unidimensional)
- de um mesmo campo (bidimensional)

Outra forma possível corresponde à previsão tridimensional que aproveita a correlação existente entre amostras adjacentes.

- de campos diferentes (intercampo)
- de quadros diferentes (intraquadro)

* O Apêndice A1 fornece mais detalhes sobre a predição de amostras com resumo de resultados oferecidos por diversos autores.

Tome-se como meta o estudo da relação sinal/ruído RMS das componentes individuais (Y , C_R , C_B) entre amostras adjacentes:

- na direção vertical
- na direção horizontal

Embora se saiba que há perspectivas de maior eficiência de sistema híbridos usando predição e transformadas, também se sabe que devido às limitações tecnológicas, atualmente não é possível aproveitá-las para altas taxas de transmissão. Para altas taxas o método comumente empregado [7] é o correspondente à previsão MCPD podendo ser classificado em:

1. Predição por Combinação
2. Predição Prévia
3. Predição Média
4. Predição Plana

Considere-se então a disposição dos pontos de amostragem na Fig. II.1 que mostra o mosaico das amostras das componentes Y , C_R , C_B já separadas em banda base.

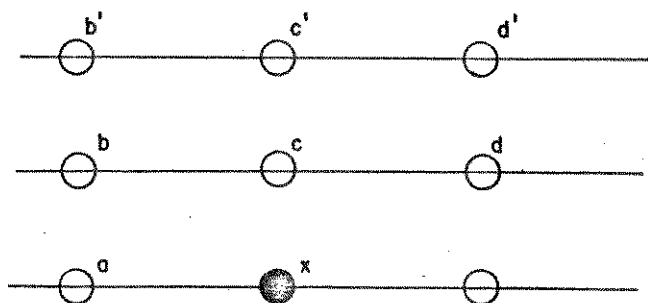


Fig. II.1 - Mosaico de Amostras

A Tabela II.3 apresenta as equações que diferenciam os tipos de predição tomando-se a Fig. II.1 como referência

	Y	C_R e C_B
Predição por Combinação	$X = K_1 a + K_2 d + K_3 (c-b)$	$X = K_1 a + K_2 d' + K_3 (c'-d')$
Predição Prévia	$X = a$	$X = a$
Predição Média Ponderada	$X = a + c - b$	$X = a + c' - b'$
K_1, K_2, K_3 são coeficientes		

Tabela II.3 - Classificação dos Preditores MCPD

A diferenciação entre b, c, d e b', c', d' resulta da estrutura das amostras na transmissão onde é necessário maior espaço temporal para os sinais de luminância e menor espaço para os sinais de diferença de cor, como será demonstrado no Capítulo III. Assim, b, c, d correspondem às amostras com conteúdo apenas de luminância que são transmitidas em todas as linhas enquanto que, b', c', d' correspondem às amostras com conteúdo de crominância que são transmitidos em linhas alternadas, "a" é uma amostra genérica que pode ou não conter crominância.

Resultados obtidos [6] demonstram que a predição tridimensional é adequada para imagens congeladas, a predição bidimensional intercampos é adequada para imagens em câmera lenta, a predição bidimensional intracampos é adequada para imagens em movimento.

A Referência [6] também apresenta a predição mediana que opta pelo valor mediano das amostras previstas nas três formas de predição e seu comportamento é sempre melhor para imagens congeladas e com pouco movimento, perdendo apenas para a predição intracampo com muito movimento. A predição mediana não necessita transmitir informações do

preditor escolhido, contudo deve-se ter uma memória de pelo menos um quadro

No Apêndice A1 é feito um apanhado geral sobre a predição das amostras, com os critérios de escolha passíveis de uso no sistema CODEC de referência proposto pela C.C.I.R.

II.3. Redução da Taxa de Bits

A taxa final de 34 M bit/s com a menor degradação possível deve ser alcançada pelo esquema MCP com a redução proposta para a taxa de bits.

Neste tópico os calculos são apresentados considerando uma relação de frequências 4:2:2 com $f_A = 13,5$ MHz e no final são fornecidos dados comparativos para uma relação de frequências 4:1:1 ou 4:2:2 com $f_A = 4 f_{SC}$.

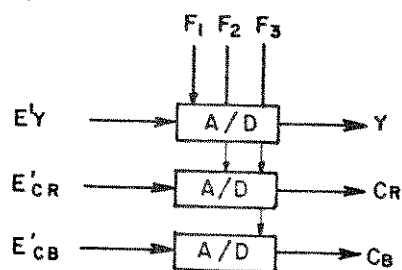


Fig. II. 2. - Esquema de Conversão A/D para obtenção das componentes (Y, C_R, C_B)

Em acordo com a Fig. II.2., a informação total de vídeo corresponde a uma taxa de 216 M bit/s ou seja:

$$T = N (F_1 + F_2 + F_3) \quad (II.4)$$

N = número de bits por amostra = 8 bit/amostra

$$F_1 = 13,5 \text{ MHz}$$

$$F_2 = 6,75 \text{ MHz}$$

$$F_3 = 6,75 \text{ MHz}$$

$$T = 216 \text{ M bit/s} \quad (\text{II.4.a})$$

Logicamente essa taxa é muito elevada, devendo ser reduzida consideravelmente

Primeiramente baseando-se na Ref. [7] verifica-se que usando um sistema MCPD com um número médio de 6 bits/amostras para o sinal de luminância e 4 bits/amostra para cada sinal diferença de cor básica não há degradação na relação sinal ruído comparada com a taxa de 216 M bit/s para o MCP de 8 bit/amostra.

Para o MCPD a taxa total de bits na linha é dada por:

$$T = N_1 F_1 + N_2 (F_2 + F_3) \quad (\text{II.5})$$

$$N_1 = 6 \text{ bit/amostra}$$

$$N_2 = 4 \text{ bit/amostra}$$

$$T = 6 F_1 + 4 (F_2 + F_3) \quad (\text{II.6})$$

$$T = 135 \text{ M bit/s} \quad (\text{II.6.a})$$

A redução da taxa de bits pode ser feita inicialmente calculando o número de linhas "N" necessário para transmitir os sinais diferença de cor básicos sem que haja degradação na qualidade de imagem.

Tomando-se como base a equação II.7 [3].

$$B T_0 = \frac{0,714 A N_V^2}{\left[1 - \frac{N_{RV}}{N} \right] \left[1 - \frac{T_{RH}}{N} \right]} \quad (\text{II.7})$$

onde:

$$N_V = 0,7 (N - N_{RV}) = \text{resolução vertical}$$

$$N = N_0 \text{ total de linhas num quadro}$$

$T_{RH} = NTH =$ Tempo correspondente a um quadro

$N_{RV} = 40 = N$ de linhas inativas em um quadro

$T_{RH} = 10 \text{ MS} =$ Tempo de duração do retrazo horizontal

$T_{L} = 63,5 \text{ MS} =$ Tempo de duração total de uma linha

$A = \frac{4}{3} =$ Relação de aspecto

$B = 1,3 \text{ MHz} =$ Faixa dos sinais diferença de cor básicos.

Substituindo os valores na equação II.7 obtemos:

(II.3.a)

$$N = 217$$

Como são necessários 217 linhas para transmitir cada sinal de cor, estes poderão ser transmitidos usando apenas um campo para cada sinal diferença de cor básico C_R ou C_B , reduzindo a taxa de bits total para 108 M bit/s ou seja:

$$T = N_1 F_1 + \frac{N}{2} (F_2 + F_3) \quad (\text{II.9})$$

(II.3.b) $T = 108 \text{ Mbit/s}$

Como 40 linhas em um quadro são inativas, há uma redução percentual de 7,6% $\left[\frac{40}{525} \right]$ na taxa de bits. Da mesma forma, o retrazo horizontal correspondente a 15,7% $\left[\frac{10 \mu\text{S}}{63,5 \mu\text{S}} \right]$ do tempo de duração total da linha, proporciona uma redução de 15,7% na taxa de bits, resultando numa redução total de 23,3%.

$$T = 0,767 [N_1 F_1 + \frac{N_2}{2} (F_2 + F_3)] \quad (\text{II.10})$$

$$(\text{II.3.c}) \quad T = 82,84 \text{ Mbit/s}$$

Na relação de frequências 4:2:2 pode-se reduzir pela metade a taxa de amostragem dos sinais diferença de côm básicos que a amostragem contínua "super-Nyquist", possibilitando a recuperação integral do sinal através de filtragem.

$$T = 0,767 \left[N_1 F_1 + \frac{N_2}{2} \left(\frac{F_2}{2} + \frac{F_3}{2} \right) \right] \quad (\text{II.11})$$

$$(\text{II.3.d}) \quad T = 72,48 \text{ Mbit/s}$$

Usando amostragem "super-Nyquist" e frequências de amostragem sub-múltiplas da relação inicial 4:2:2, a equação II.11 estabelece a redução máxima que se consegue na taxa final mantendo o sistema sem degradação.

Neste momento pode-se convenientemente diferenciar duas maneiras de se obter a redução final da taxa de bits:

- Reduzindo o número médio de bits por amostra
- Usando técnicas de reamostragem a "taxas sub-Nyquist"

Reduzindo o número médio de bits por amostra deve-se chegar à taxa de 34,368 Mbit/s requerida na linha. Prevendo-se pelo menos 1 Mbit/s de faixa para transmitir códigos corretores de erros, canais de áudio e serviço, tem-se uma taxa média de bit/amostra calculada pela equação (II.3) para uma relação de frequências 4:2:2 com $f_A = 13,5 \text{ MHz}$ dado por:

$$N_1 + N_2/4 = 3,22$$

Admitindo-se $N_1 = N_2 = N$ tem-se

Com uma taxa média de 2,58 bit/amostra deve-se recorrer a esquemas de predição MCPD bastante complexos para que se tenha uma otimização conjunta entre preditor e quantizador capaz de fornecer um resultado final que garanta uma qualidade de imagem recuperada aceitável. Essa técnica aqui diferenciada, tem sido amplamente estudada por vários autores [6, 7, 11, 12].

Neste trabalho recorre-se a técnicas de reamostragem definidas aqui como "Taxas sub-Nyquist" para aumentar a redução de bits. Prova-se no Capítulo III que é possível transmitir os sinais (Y, C_R, C_B) reduzindo a relação de taxas inicial 4:2:2¹ para a relação de taxas 2:1/4:1/4 (eq. II.10) e ainda conseguir através de filtragem bidimensional recuperar o sinal (Y, C_R, C_B) na relação 4:2:2 sem haver degradação:

$$T = 0,767 \left[N_1 \frac{F_1}{2} + \frac{F_2}{2} \left(\frac{F_2}{4} + \frac{F_3}{4} \right) \right] \quad (\text{II.12})$$

II.3.f T = 36,24 Mbit/s

A taxa de 36,24 Mbit/s ainda não é suficiente, adquire-se então alguma degradação na qualidade final da imagem, diminuindo o número médio de bits/amostra transmitido no esquema M.C.P.D.

Reduzindo a taxa do sinal de luminância "N₁" de 6 bit/amostra para 5 bit/amostra obtem-se:

¹ Define-se aqui a relação de taxas 4:n:n que deve ser diferenciada da relação de frequências 4:n:n.

A relação de taxas representa a relação entre as taxas de bits dos sinais (Y, C_R, C_B); o número 4 na relação de taxas 4:n:n representa uma taxa F₁ para o sinal de luminância e n = 2 representa uma taxa F₂ = F₃ para cada sinal diferença de cor básico.

Quando se usa apenas o termo "Relação", significa indistintamente relação de frequências ou de taxas.

$$T = 0,767 \left[5 \frac{F_1}{2} + \frac{N_2}{2} \left(\frac{F_2}{4} + \frac{F_3}{4} \right) \right] \quad (\text{II.13})$$

II.3.g

$$T = 31,06 \text{ Mbit/s}$$

A taxa de 31,06 Mbit/s permite usar o MCP de 3ª hierarquia, sobrando espaço para introdução de canais de áudio de alta qualidade e outros serviços relacionados ou não com a informação de imagem.

Para a relação de frequências inicial 4:1:1 com $f_A = 4f_{SC}$, não é possível reduzir para metade a taxa de amostragem dos sinais diferença de cor básicos na equação (II.12) mantendo as características de amostragem "super-Nyquist".

A taxa final de transmissão conseguida após reamostragem em "taxas sub-Nyquist" mantendo as condições analisadas para uma relação de frequências 4:1:1 com $f_A = 4f_{SC}$ é dada pela equação (II.14).

$$T = 0,767 \left[5 \frac{F_1}{2} + \frac{N_2}{2} \left(\frac{F_2}{2} + \frac{F_3}{2} \right) \right] \quad (\text{II.14})$$

A tabela II.4 apresenta uma comparação entre a taxa de bits inicial e a taxa de bits final requerida na linha para transmitir o sinal de vídeo digitalizado (Y, C_R, C_B) usando a redução conseguida com as equações II.13 e II.14.

Relação de Frequências Inicial	Frequência do sinal de Luminância	Taxa de Bits sem Redução Mbit/s	Taxa de Bits com Redução Mbit/s
4:2:2	$4 f_{SC}$	228	32,9
4:2:2	13,5 MHz	216	31,06
4:1:1	$4 f_{SC}$	172	32,9

Tabela II.4. - Comparação entre a taxa de bits inicial e a taxa de bits requerida na linha.

Pela Tabela II.4 verifica-se que a relação de frequências inicial 4:1:1 com $f_A = 4 f_{SC}$ precisa da mesma taxa de transmissão exigida pela relação de frequências inicial 4:2:2 com $f_A = 4 f_{SC}$. A vantagem em se usar uma relação de frequências inicial de 4:1:1 para $f_A = 4 f_{SC}$ está apenas na menor taxa de bits antes da redução. Não se consegue reduzir a faixa final neste caso porque a relação de frequências 4:1:1 é uma etapa intermediária de redução da relação de frequência 4:2:2. A desvantagem em se usar a relação inicial 4:1:1 foi justificada no item II.1 conforme relatório (Ref. 962-1) afirmando haver uma sensível degradação comparada à relação inicial 4:2:2.

Com uma taxa média de bits de 5 bit/amostra para o sinal de luminância e 4 bit/amostra para os sinais de diferença de cor, pode-se usar um sistema MCPD bastante simplificado sem recorrer ao uso de predição adaptativa. Usando apenas predição prévia e quantização linear com passo uniformes pode-se chegar a resultados teóricos muito bons conforme apresentado neste trabalho.

Não é objetivo deste trabalho fazer estudos sobre o esquema de empacotamento e transmissão dos sinais (Y, C_R, C_B) no M.C.P. de 34 Mbit/s. Contudo, faz-se aqui algumas considerações a respeito de uma possível estrutura de quadros capaz de permitir compatibilização entre

sistemas empregando a frequência de 13,5 MHz na relação de frequências 4:2:2. Pode-se também manter uma estrutura semelhante para outras frequências de amostragem no intuito de se conseguir alinhamento de quadro digitais sem contudo desfrutar de todos os benefícios que a frequência de 13,5 MHz oferece com relação à compatibilidade.

Um sinal de imagem (Y, C_R, C_B) sem previsão de erros na transmissão precisa de uma taxa na linha fornecida pela Tabela II.4. Para possibilitar a correção de erros na transmissão, uma taxa inferior a 1 Mbit/s [7, 9, 11] deve ser reservada para transmissão de códigos corretores de erro.

Reservando cerca de 1 Mbit/s para transmissão de códigos corretores de erros, a taxa total sem previsão de erros na linha deve ser

$$T_T \approx T + 1 \text{ Mbit/s} \quad (\text{II.15})$$

$$(\text{II.3.g}) T_T = 32,06 \text{ Mbit/s (para } f_A = 13,5 \text{ MHz)}$$

Para possibilitar compatibilidade entre a taxa de bits na linha e o sinal de vídeo amostrado, facilitando a eliminação do A.P.H. e A.P.V. (Intervalos de Apagamento Horizontal e Vertical), é conveniente reservar uma taxa múltipla de frequência de varredura horizontal.

$$T_T = M f_H \quad M = \text{Inteiro} \quad (\text{II.16})$$

Escolhe-se então:

$$(\text{II.3.h}) T_T = 2038 f_H = 32,0664 \text{ Mbit/s}$$

Pode-se então reservar uma taxa de 2.048 Mbit/s correspondentes a um sistema MCP de 30 canais telefônicos para enviar canais de som de alta qualidade, vídeo texto, canais de serviço público, canais de som em várias línguas, que podem ou não estarem relacionados com a informação do sinal de T.V. Pode-se também reservar alguns Kbits para canais de serviço.

A estrutura assim proposta permite que não haja necessidade de sincronizar as diferentes fontes de frequência.

Pela equação (II.1) verifica-se que as frequências múltiplas de 2,25 MHz $\left[\frac{f_A}{6} \right]$ possibilitam introduzir alinhamento de quadros que favorecem a compatibilidade entre sistemas. Transmitindo-se uma sequência de seis quadros e inserindo a cada 6 quadros uma sequência de alinhamento de quadros, pode-se manter uma relação inteira entre a frequência de ocorrência dos 6 quadros e a frequência $\left[\frac{f_A}{6} \right]$. Essa estrutura corresponde a uma possível estrutura de quadros de transmissão em 34 Mbit/s Fig. II.3

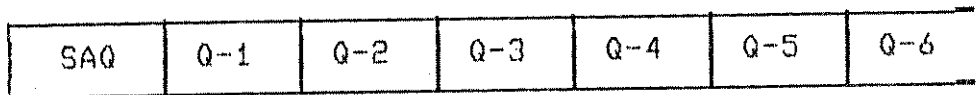


Fig. II.3 - Estrutura de Quadros de Transmissão em 34 Mbit/s
 S. A. Q. = Sequência de Alinhamento de Quadros
 Q-n = Quadro "n" completo contendo as informações de vídeo, áudio e outros serviços mais bits de justificação e serviço.

assim sendo:

$$6 T_Q + T_{SAQ} = 34.368 \text{ Mbit/s} \quad (II.17)$$

onde:

T_{SAQ} = Taxa de Transmissão da Sequência de Alinhamento de Quadro.

T_Q = Taxa Total de Transmissão de um Quadro Q.

T_T = Taxa Total do Sinal sem Bits de Justif. e Serviço.

T_S = Taxa de Transmissão dos Bits de Justificação e Serviço.

CAPÍTULO III - MODELOS PARA SIMULAÇÃO

III.1. CONSIDERAÇÕES GERAIS

Para avaliar o desempenho do sistema MCPD, otimizando o conjunto codificador e decodificador usam-se as imagens padrão digitalizadas da SMPTE ("SOCIETY OF MOTION PICTURE AND TELEVISION ENGINEER"). Essas imagens, numeradas de 1 a 15 foram colhidas e tratadas na referência [1], e estão disponíveis na forma de componentes primárias RGB digitalizadas em 8 bits uniformes a uma taxa de 10 MHz com as amostras alinhadas na vertical.

Neste trabalho, aproveitando os dados obtidos [1] criou-se programas para gerar amostras (Y, C_R, C_B) nas taxas de amostragem de 14,3 MHz ($4 f_{SC}$) e 13,5 MHz (ou outra taxa super-Nyquist). São empregadas nas avaliações subjetivas as imagens de nº 01, 02, 04 e 15. Apresentadas na Fig. III.1

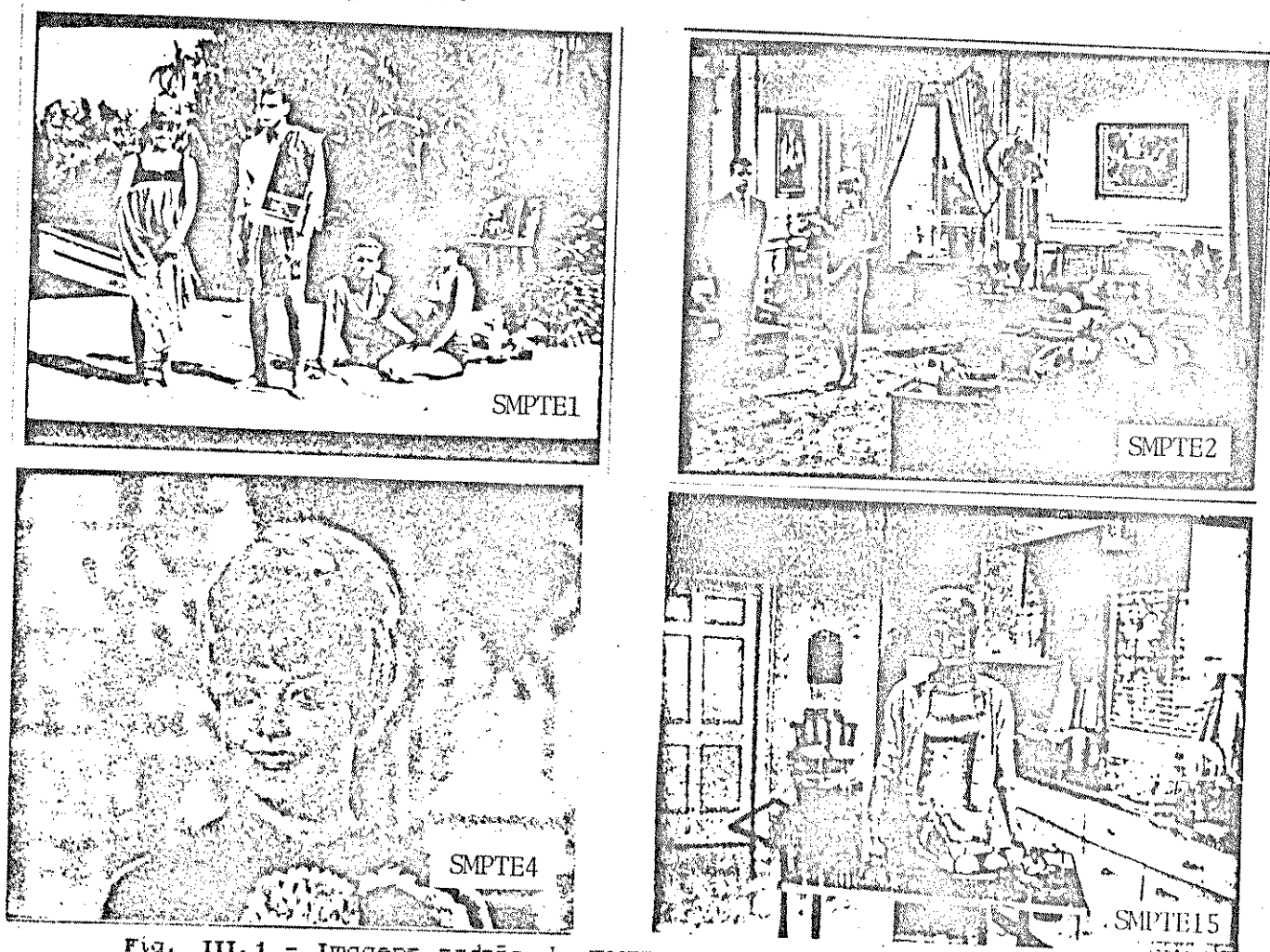


Fig. III.1 - Imagens padrão da SMPTE empregadas neste trabalho

Essas imagens foram escolhidas por representarem dentro de um critério subjetivo grupos de imagens com características mais diferenciadas entre si, adotando a classificação estabelecida na referência [1].

Para avaliação objetiva são equacionados os sinais de teste de n^o 02, 09, 10, 15 apresentados na Fig. III.2.

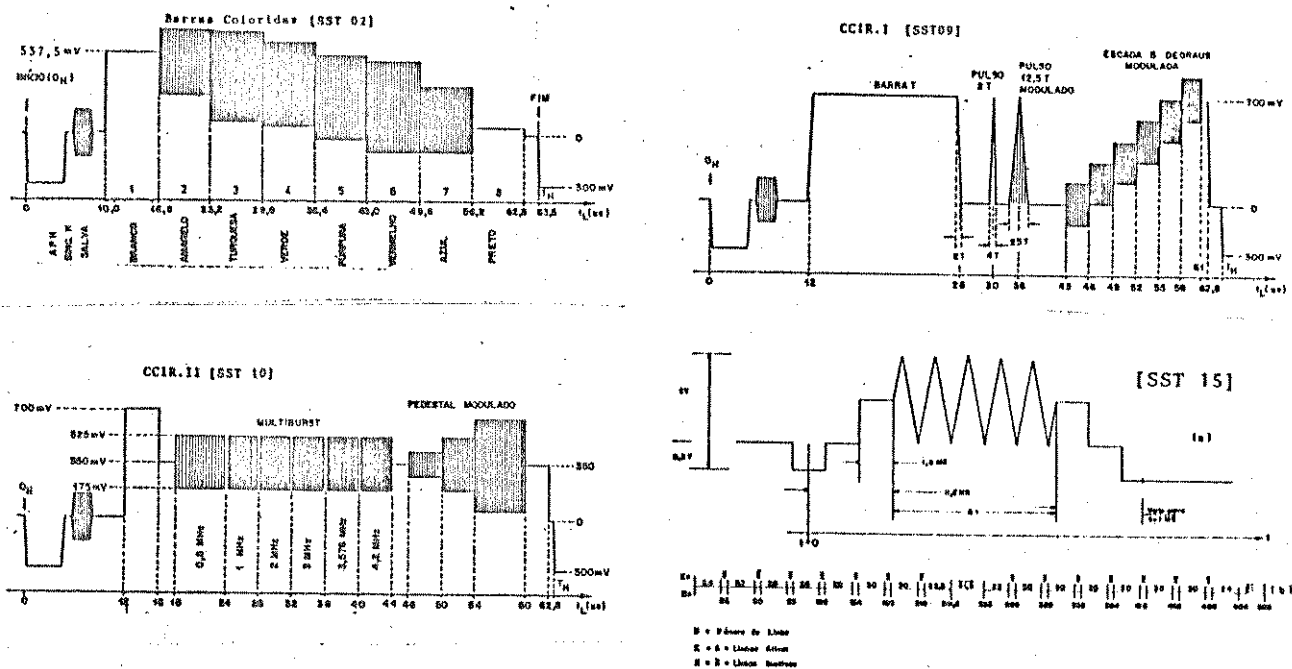


Fig. III.2 - Sinais de Teste Determinísticos.

Os sinais de teste de n^o 02, 09 e 10 estão descritos em detalhes na referência [22], o sinal de teste de n^o 15 está equacionado no capítulo I. São gerados programas de computador para obter os sinais de teste de n^o 02, 09, 10, 15 na forma de componentes (Y, C_R, C_B).

Na codificação digital do sinal de T.V nas componentes (Y, C_R, C_B), a meta de 34 Mbit/s deve ser alcançada. O sinal fonte pode se apresentar em duas formas: sinal composto e sinal componentes.

Assim sendo, uma maneira de se digitalizar uma informação de imagem na forma de componentes, consiste em se partir do sinal na forma composta e processá-lo digitalmente separando as componentes (Y, C_R, C_B) conforme o esquema da Figura III.3.

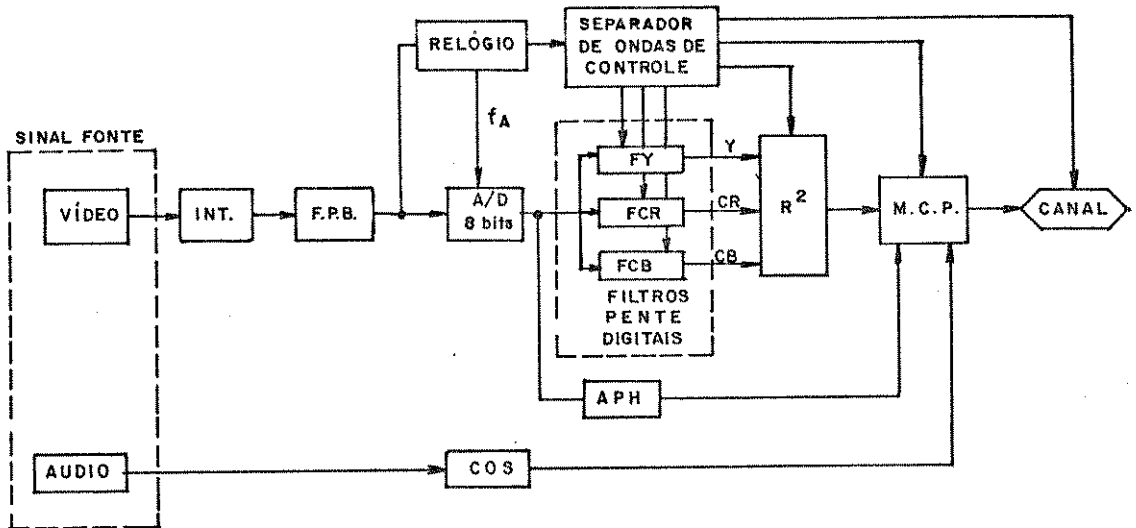


Fig. III. 2 - Esquema de codificação em componentes a partir do sinal fonte na forma composta usando apenas uma frequência de amostragem.

Nesse caso há necessidade do uso de um conversor A/D de 8 bits operando na frequência principal (frequência de amostragem do sinal de luminância numa relação de frequências 4:n:n), e também o uso de três filtros pente digitais operando na mesma taxa de bits do conversor, fornecendo as componentes (Y, C_R, C_B) numa relação de frequências 4:4:4 que não é recomendada pela C.C.I.R pois a taxa de Bits processada no redutor de redundância (R²) é muito alta (324 Mbit/s se usarmos f_A = 13,5 MHz). O intervalo de apagamento horizontal pode ser aproveitado no redutor de redundância para reduzir a taxa de Bits total.

É possível também o uso de filtros pente analógicos colocados antes da conversão A/D para separar as componentes E'_Y , E'_{C_R} , E'_{C_B} e o uso de três conversores A/D operando numa relação de frequências 4:n:n para fornecer os sinais Y, C_R , C_B . Como vantagem esse esquema apresentado na Fig. III.4 possibilita operar numa relação de frequências 4:2:2 ou 4:1:1, permitindo reduzir a taxa de Bits total (216 Mbit/s) processada no redutor de redundância. Como desvantagem há um aumento significativo no n^o de circuitos analógicos envolvidos.

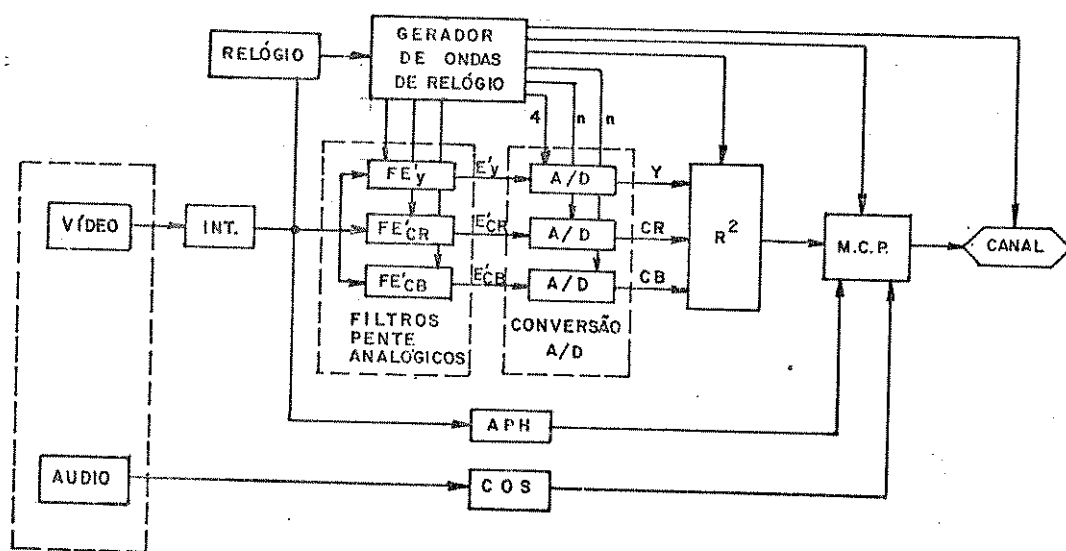


Fig. III. 4 - Esquema de codificação em componentes a partir do sinal fonte na forma composta usando 3 frequências de amostragem numa relação de frequências 4:n:n

Uma outra maneira de se digitalizar uma informação de imagem na forma em componentes, consiste em se partir do sinal fonte na forma em componentes conforme apresenta a Figura.III.5. Os sinais de camera, por exemplo, fornecem os componentes E'_Y , E'_U , E'_V

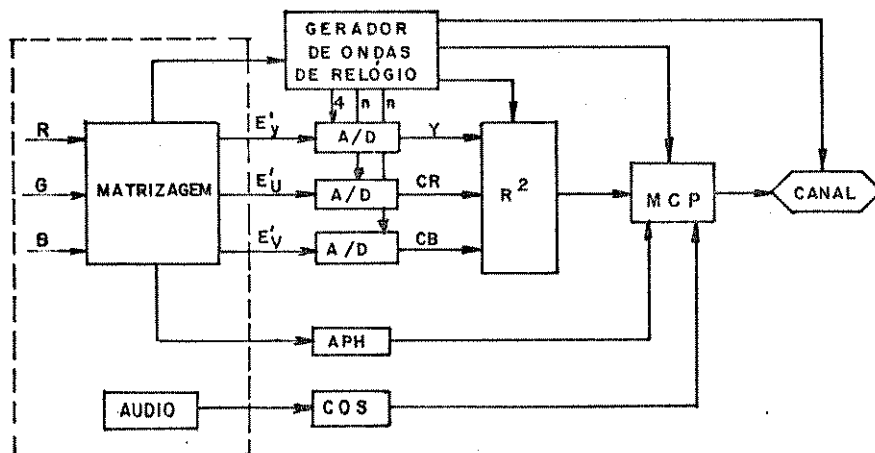


Fig. III.5 - Esquema de codificação em componentes a partir do sinal fonte na forma em componentes (E'_Y, E'_U, E'_V) usando 3 frequências de amostragem numa relação de frequências 4:n:n

Observando o diagrama da Figura III.4 constatamos que este engloba o caso em que a fonte está na forma em componentes, excetuando a maneira com que as ondas de controle são obtidas.

Neste trabalho, optou-se pelo estudo da codificação em componentes quando o sinal fonte estiver na forma em componentes, tendo como justificativa o fato dos sinais subjetivos terem sido obtidos na (Ref. 1) e estão disponível em forma de componentes (R, G, B) e armazenados em fitas magnéticas, outro aspecto importante reside no fato de que o trabalho de redução e otimização da faixa de transmissão somente é iniciado após o sinal fonte ter sido separado em componentes, caso esteja na forma composta.

Os sinais (Y, C_R, C_B) disponíveis no formato 4:n:n constituem uma maneira de intercâmbio entre os sistemas de transmissão (SECAM, PAL, NTSC) e proporciona a melhor forma de processamento do sinal digital dentro dos estudos de T.V. para troca de informações em âmbito nacional e internacional.

Nesse trabalho foram gerados programas que permitiram transformar os sinais de teste disponíveis na referência 1 em sinais de teste na forma em componentes (Y, C_R, C_B) no padrão de frequências 4:2:2 para $f_A = 13,5 \text{ MHz}$ e $f_A = 4 f_{SC}$ [Apêndice A2]. Os dados assim obtidos estão armazenados em fitas magnéticas e constituem a etapa inicial para a redução da taxa de bits e a obtenção dos sinais componentes (Y, C_R, C_B) no padrão C.C.I.R. e no formato 4:2:2, o diagrama em blocos é fornecido na Fig. III.6

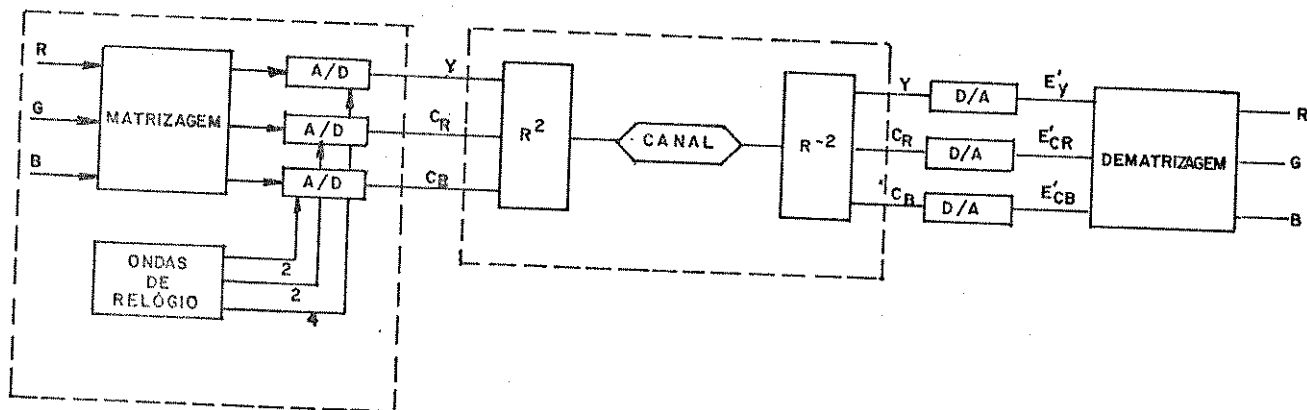


Fig. III.6 - Esquema Transmissão/Recepção empregado neste trabalho para estudo e avaliação dos resultados.

Os sinais fonte (Y, C_R, C_B) tomados como base neste trabalho são obtidos a partir dos sinais (R, G, B) digitalizados e limitados em 4,2 MHz, empregando o esquema simplificado da Figura III.7.

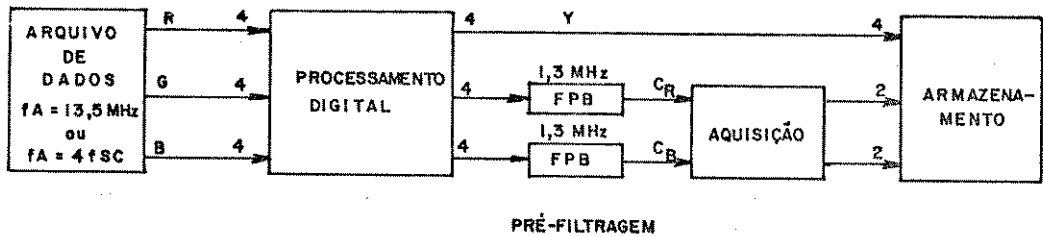


Fig. III.7 - Obtenção dos sinais Y, C_R, C_B numa relação 4:2:2

As amostras (Y, C_R, C_B) são armazenadas numa taxa de amostragem de 13,5 MHz ou de $4 f_{SC}$ numa relação de frequências 4:2:2. A aquisição é feita através de uma subrotina para obter as amostras nas frequências de amostragem de 13,5 MHz (ou $4 f_{SC}$) numa relação de frequências 4:2:2. Não há necessidade de filtrar o sinal de luminância Y porque os sinais R, G, B já estão filtrados individualmente em 4,2 MHz.

O processo de transmissão/recepção onde são simulados e avaliados os estudos de redução da taxa de transmissão, corresponde ao esquema CODECC da Figura III.8.

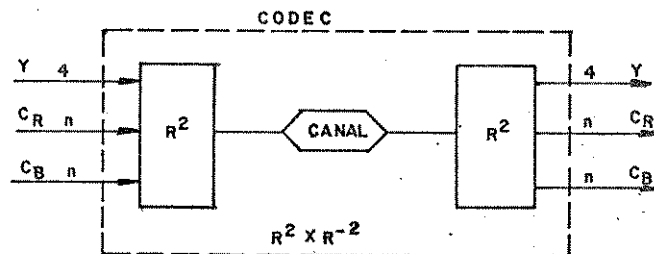


Fig. III.8 - Esquema CODECC (Codificador - Decodificador) em Componentes.

A visualização da imagem no sistema de aquisição de imagens disponível para este trabalho, só pode ser feita se o sinal estiver decomposto nas componentes R, G, B numa relação de frequências 4:4:4, para esse objetivo adotou-se o modelo de demodulação da Fig. III.8.

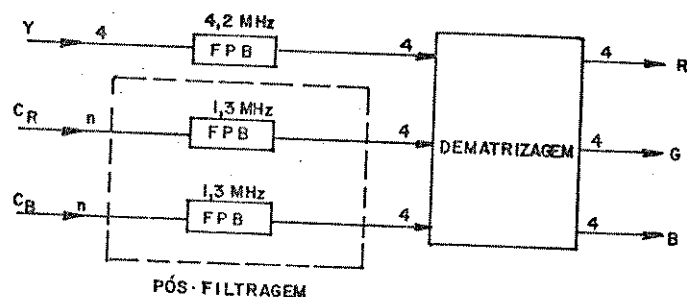


Fig. III.9 - Modelo de Demodulação usado para visualização da imagem (recuperação)

III.2. EQUACIONAMENTO E ARMAZENAMENTOS DOS SINAIS Y, C_R , C_B A PARTIR DAS CORES PRIMÁRIAS R, G, B.

Os sinais de luminância e as componentes de cor básicas são obtidos usando a recomendação C.C.I.R. 601-1 para sinais de T.V. digitalizados.

Sabemos que para o sinal de luminância

$$E'_Y = 0,299 E'_R + 0,587 E'_G + 0,114 E'_B \quad (\text{III.1})$$

E para os sinais de diferença de cor básicos

$$E'_{CR} = E'_R - E'_Y = 0,701 E'_R - 0,587 E'_G - 0,114 E'_B$$

$$E'_{CB} = E'_B - E'_Y = 0,299 E'_R - 0,587 E'_G + 0,886 E'_B$$

Os sinais são normalizados para uma excursão de 1 V_{pp} . Baseando-nos na Tab. III.1 obtemos os coeficiente K_R e K_B que mantêm os sinais de diferença de cor E'_{CR} e E'_{CB} restritos ao intervalo $\pm 0,5$.

CONDIÇÃO	E'_R	E'_G	E'_B	E'_Y	$E'_R - E'_Y$	$E'_B - E'_Y$
BRANCO	1	1	1	1	0	0
PRETO	0	0	0	0	0	0
VERMELHO	1	0	0	0,299	0,701	-0,299
VERDE	0	1	0	0,587	-0,587	-0,587
AZUL	0	0	1	0,114	-0,114	0,886
AMARELO	1	1	0	0,886	0,114	-0,886
CIAN	0	1	1	0,701	-0,701	0,299
MAGENTA	1	0	1	0,413	0,587	0,587

Tabela III.1 - Equacionamento das cores espectrais.

$$K_R = \frac{0,5}{0,701} = 0,713$$

$$K_B = \frac{0,5}{0,886} = 0,564$$

$$E'_{CR} = 0,713 (E'_R - E'_Y) = 0,500 E'_R - 0,419 E'_G - 0,081 E'_B$$

$$E'_{CB} = 0,564 (E'_B - E'_Y) = -0,169 E'_R - 0,331 E'_G + 0,500 E'_B$$

São disponíveis 256 níveis de quantização incluindo o nível zero. Os níveis 0 e 255 são reservados para sincronismo de dados, enquanto que os níveis de 1 a 254 são disponíveis para o vídeo.

O nível de preto é fixado no nível 16 e o sinal de luminância deve ocupar 220 níveis conforme especificação C.C.I.R., portanto:

$$\bar{Y} = 219 E'_Y + 16 \quad \text{onde } \bar{Y} \text{ é o sinal analógico antes da quantização} \quad (\text{III.2.})$$

Para os sinais de diferença de cor básicos, estes devem ocupar 225 níveis e o nível de zero é fixado no nível 128; assim os níveis de diferença de cor básicos disponíveis para a quantização são:

$$\bar{C}_R = 224 [0,713 (E'_R - E'_Y)] + 128$$

$$\bar{C}_B = 224 [0,564 (E'_B - E'_Y)] + 128$$

ou seja:

$$\bar{C}_R = 160 [E'_R - E'_Y] + 128 \quad (\text{III.3})$$

$$\bar{C}_B = 126 [E'_B - E'_Y] + 128 \quad (\text{III.4})$$

Os níveis de valores digitais para as três componentes são:

$$E'_{RD} = [| 219 E'_R |] + 16$$

$$E'_{GD} = [| 219 E'_G |] + 16 \quad (\text{III.5})$$

$$E'_{BD} = [| 219 E'_B |] + 16$$

Lembrando que E'_R , E'_G e E'_B são valores analógicos normalizados, ou seja variando entre 0 e 1.

Substituindo as equações (III.5) e (III.1) nas equações (IV.2), (IV.3) e (IV.4) obtém-se:

$$Y = \frac{77}{256} E'_{RD} + \frac{150}{256} E'_{GD} + \frac{29}{256} E'_{BD} \quad (\text{III.6.a})$$

$$C_R = \frac{131}{256} E'_{RD} - \frac{110}{256} E'_{GD} - \frac{21}{256} E'_{BD} + 128 \quad (\text{III.6.b})$$

$$C_B = \frac{-44}{256} E'_{RD} - \frac{87}{256} E'_{GD} + \frac{131}{256} E'_{BD} + 128 \quad (\text{III.6.c})$$

III.3. OBTENÇÃO DOS SINAIS DE TESTE NO FORMATO PADRÃO 4:2:2

Usando as equações (III.6) foi criado o programa RGBC que fornece os dados das imagens SMPTE na forma de componentes (Y , C_R , C_B) filtradas por duas subrotinas F1CR e F1CB nas frequências de amostragem necessárias. Esses dados estão armazenados em fitas magnéticas para as frequências de amostragem de 13,5 MHz (e $4 f_{SC}$) e quando em uso são passados para arquivos de dados, conforme esquema da Fig. III.10.

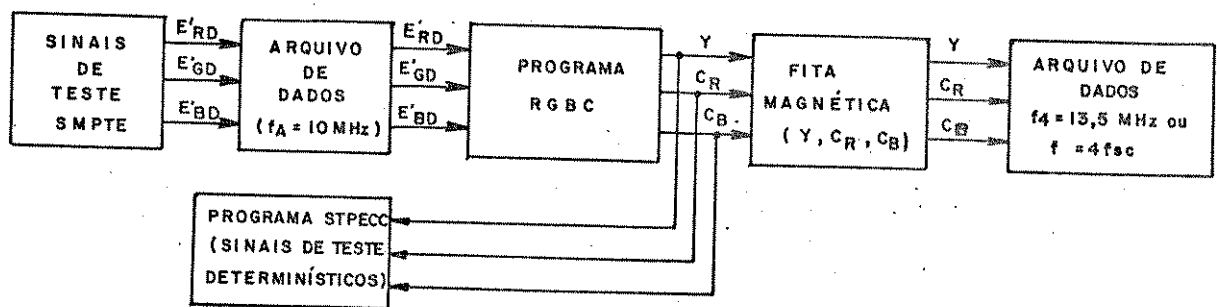


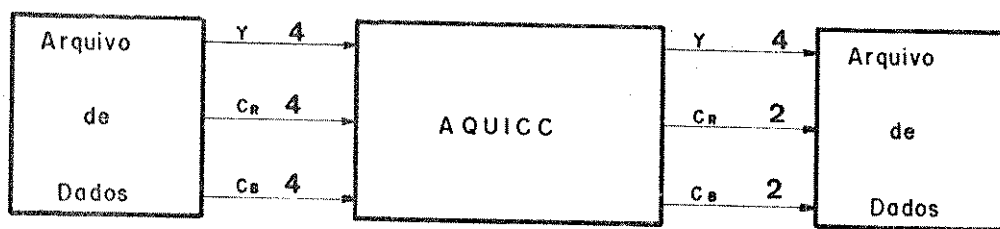
Fig. III.10 - Obtenção dos sinais diferença de cor básicos Y , C_R , C_B numa relação 4:4:4

O Programa STPECC gera os sinais de teste determinísticos (Y , C_R , C_B) em qualquer taxa de amostragem super-Nyquist.

III.3. OBTENÇÃO DOS SINAIS DE TESTE (Y , C_R , C_B) NO FORMATO PADRÃO 4:n:n

Empregando o esquema da Fig. III.10, os sinais de teste do SMPTE e os sinais de teste determinísticos são disponíveis nas taxas de amostragem de 13,5 MHz (e $4f_{SC}$) numa relação de frequência 4:4:4. Os dados armazenados em fitas magnéticas estão limitados em 4,2 MHz para a luminância e 1,3 MHz para os sinais diferença de cor básicos.

As componentes Y , C_R , C_B filtradas e digitalizadas na relação de frequências 4:2:2 correspondem a sinais fonte digitalizados no PADRÃO-M dentro do estúdio e são obtidas pelo programa AQUICC que fornece o mosaico de referência na taxa 4:2:2 para as frequências de 13,5 MHz e $4f_{SC}$ conforme esquema da Figura III.11



OBTENÇÃO DOS SINAIS Y , C_R , C_B
NA FORMA PADRÃO DE ESTÚDIO DE T.V.

Fig. III.11 - Obtenção dos sinais Y , C_R , C_B no forma padrão de estúdio de T.V.

III.4. REAMOSTRAGEM DOS SINAIS DE T.V. DIGITALIZADOS

III.4.1. Pré-Filtragem e Pós-Filtragem dos Sinais Y, C_R, C_B

Na normalização dos sinais (Y, C_R, C_B) estabelecida pela C.C.I.R. propõe-se que os sinais digitais são gerados dentro do estúdio a partir das componentes primárias (R, G, B) ou dos sinais de câmera (Y, U, V) ou (Y, I, Q) que após matrizados para a forma (E'_Y, E'_{CR}, E'_{CB}) são convertidos nas componentes digitais numa relação de frequências "super-Nyquist" 4:2:2 (ou então 4:n:n).

A relação de frequências 4:n:n resulta contudo numa taxa de bits muito alta, forçando a redução de faixa do sinal por um dos processos definidos no Capítulo II.

Neste trabalho emprega-se uma técnica de redução de faixa por um processo de eliminação criteriosa de amostras envolvendo reamostragem a "taxas sub-Nyquist" dos sinais (Y, C_R, C_B) .

Prova-se neste capítulo que é possível a recuperação integral dos sinais (Y, C_R, C_B) empregando filtragem espacial. Este capítulo está intimamente relacionado com o capítulo IV e a compreensão de alguns conceitos envolve os dois capítulos.

A reamostragem em frequência dos sinais C_R e C_B se aplica ao esquema de aquisição para obter a relação de frequências 4:n:n a partir dos sinais fonte disponíveis na relação de frequências 4:4:4, e durante a demodulação os sinais C_R e C_B recebidos na relação 4:n:n devem ser reamostrados para recuperar a relação 4:4:4 necessária aos testes subjetivos.

A amostragem de um sinal de T.V. pode ser feita em uma, duas ou três dimensões.

Considerando um sinal amostrado em uma dimensão com período $T = 1/f_0$ resulta que o processo de amostragem reproduz o sinal em múltiplos inteiros de f_0 , limitando o espectro do sinal ao intervalo $-1/2 f_0 \leq f \leq 1/2 f_0$ para correta recuperação como mostra a Figura III.12.

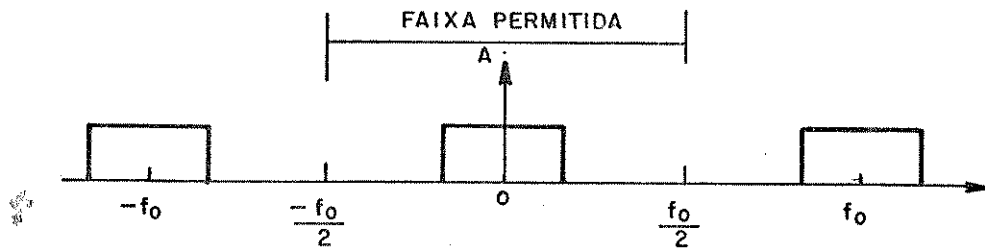


Fig. III.12 - Sinal Amostrado a uma taxa $1/f_0$

Se o sinal for reamostrado numa frequência $f_0/2$, a correta recuperação do sinal é possível desde que esteja restrito ao intervalo $-\frac{1}{4f_0} \leq \Delta f \leq \frac{1}{4f_0}$, pois nesse caso o espectro se repete em múltiplos inteiros de $f_0/2$, sendo necessário uma filtragem prévia do sinal limitando a faixa ao intervalo Δf ; o processo de reamostragem na frequência $f_0/2$ produz o resultado da Fig. III.13.

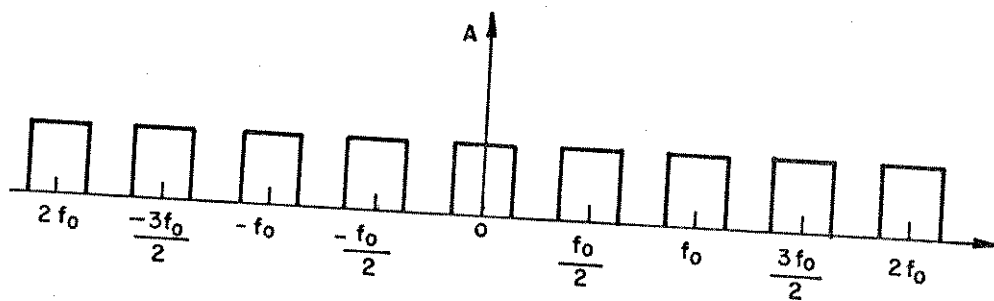


Fig. III.13 - Sinal após a amostragem na frequência $f_0/2$

Para recuperar o sinal digital na frequência inicial f_0 deve ser feita uma reamostragem na frequência f_0 , que pode ser conseguido sem retornar à forma analógica usando interpolação através de filtragem posterior idêntica à filtragem prévia descrita; com isso o espectro excedente em torno dos múltiplos ímpares de $f_0/2$ é eliminado.

A pré-pós-filtragem dos sinais (Y, C_R, C_B) é aqui empregado para se conseguir a sequência de imagens nas relações 4:4:4 - 4:2:2 - 4:4:4.

A pré-pós-filtragem do sinal de luminância é feita para limitar a faixa do sinal em 4,2 MHz.

Neste trabalho, a pré-filtragem do sinal de luminância não é necessária para os sinais de teste subjetivos porque o sinal fonte (R, G, B) está limitado em 4,2 MHz.

É possível que o sistema CODEC introduza frequências de luminância acima da frequência de 4,2 MHz, principalmente quando emprega-se esquemas reduzindo o número médio de bits por amostra. Neste caso é conveniente o uso de pós-filtragem para a luminância.

Em todo caso, a pré-pós-filtragem dos sinais (Y , C_R , C_B) deve ser sempre empregada, mesmo quando não há necessidade de se obter uma relação de frequências diferente da relação padrão 4:2:2.

A Figura III.14 descreve o esquema de conversão dos sinais Y , C_R , C_B .

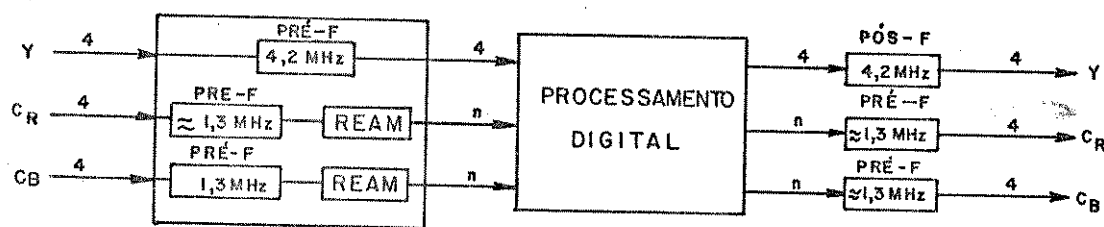


Fig. III.14 - Esquema de aquisição e recuperação da imagem nas relações de frequências 4:4:4 - 4:n:n - 4:4:4

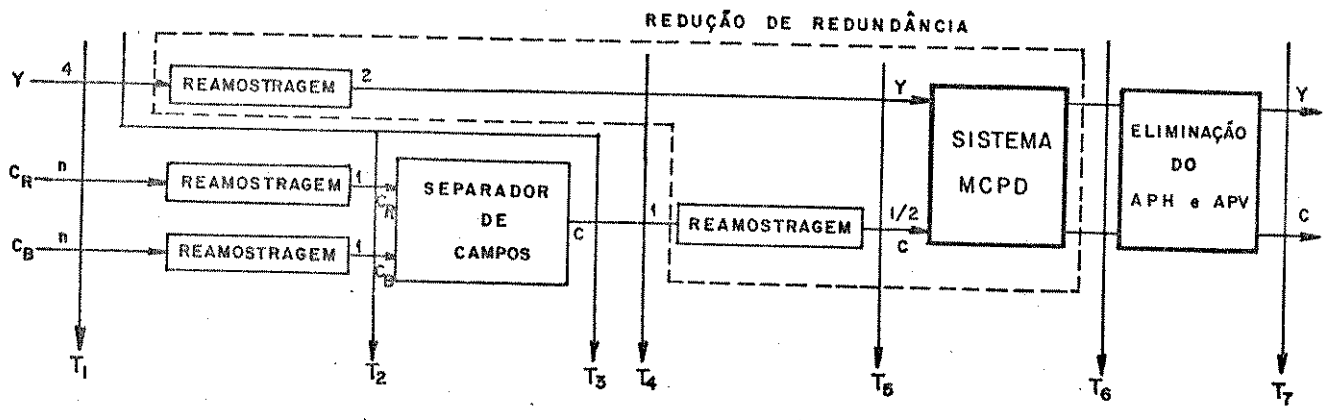
III.4.2. Etapas do Processamento Digital

No esquema de redução da taxa de bits, os sinais fonte (Y , C_R , C_B) estão inicialmente na relação de frequências 4:n:n limitados em banda. Antes das etapas de predição e quantização esses sinais devem passar para a relação de TAXAS 2:1/4:1/4 através de reamostragem, e as amostras não transmitidas serão recuperadas no esquema de recepção através da otimização conjunta do codificador - decodificador.

A Figura III.15 fornece o esquema de redução da taxa com as taxas de amostragem nos vários pontos em conformidade com as equações de redução discutidas e desenvolvidas no Capítulo II.

O circuito separador de campos seleciona os sinais C_R e C_B em campos alternados, satisfazendo o nº de linhas mínimo (217 linhas) calculado pela equação II.7.

A eliminação do A.P.H. e A.P.V. (intervalos de apagamento horizontal e vertical) pode ser feita através de um sistema de transferência que escreve e lê os dados em taxas diferentes.



$$T_1 = N_1 F_1 + N_2 \left(F_2 + F_3 \right)$$

$$T_2 = N_1 F_1 + N_2 \left(\frac{F_2}{2} + \frac{F_3}{2} \right)$$

$$T_3 = N_1 F_1 + \frac{N_2}{2} \left(\frac{F_2}{2} + \frac{F_3}{2} \right)$$

Amostragem super-Nyquist

$$T_4 = N_1 \frac{F_1}{2} + \frac{N_2}{2} \left(\frac{F_2}{2} + \frac{F_3}{2} \right)$$

Amostragem a taxa sub-Nyquist para Y e amostragem super-Nyquist para C_R e C_B

$$T_5 = N_1 \frac{F_1}{2} + \frac{N_2}{2} \left(\frac{F_2}{4} + \frac{F_3}{4} \right)$$

Amostragem a taxa sub-Nyquist

$$T_6 = 5 \frac{F_1}{2} + \frac{4}{2} \left(\frac{F_2}{4} + \frac{F_3}{4} \right)$$

Relação Inicial 4:3:2	TAXA DO SINAL EM MBIT/S						
	T ₁	T ₂	T ₃	T ₄	T ₅	T ₆	T ₇
F ₁ = 4 f _{SC}	228	171,6	143	85,8	71,5	42,9	32,9
F ₁ = 13,5 MHz	216	162	135	81	67,5	40,5	31,06

Fig. III.15 - Esquema de Redução da taxa de bits

$$N_1 = N_2 = 8 \text{ bit/amostra}; \frac{F_1}{2} = F_2 = F_3$$

III.4.3. SUB-AMOSTRAGEM DOS SINAIS DE T.V.

III.4.3.1. Tratamento Espacial das Amostras

A evolução das técnicas de processamento digital têm permitido eliminar determinados efeitos de deterioração na imagem processada, que no passado deviam ser toleradas.

A amostragem de um sinal de T.V pode ser feita em uma, duas ou três dimensões. O sinal de T.V na forma analógica corresponde a uma imagem em duas dimensões; uma exploração vertical (de linhas) e uma exploração temporal (de campos). A amostragem digital representa uma imagem com exploração horizontal.

Um sinal de T.V digital, contudo representa uma imagem amostrada em três dimensões; amostras posicionadas na vertical, na horizontal e no tempo, sendo convenientes uma estrutura de posicionamento tridimensional para os elementos de imagem.

A sub-amostragem do sinal em uma dimensão é aqui classificada em

- Sub-Amostragem Horizontal
- Sub-Amostragem Vertical
- Sub-Amostragem Temporal

Inicialmente podemos considerar as amostras distribuidas em um plano (em um campo).

A Sub-Amostragem do sinal no plano de amostras da imagem é aqui classificada em:

- Sub-Amostragem na Horizontal (Fig.III.16.b)
- Sub-Amostragem na Vertical (Fig.III.16.c)
- Sub-Amostragem Cruzada (Fig.III.16.d)

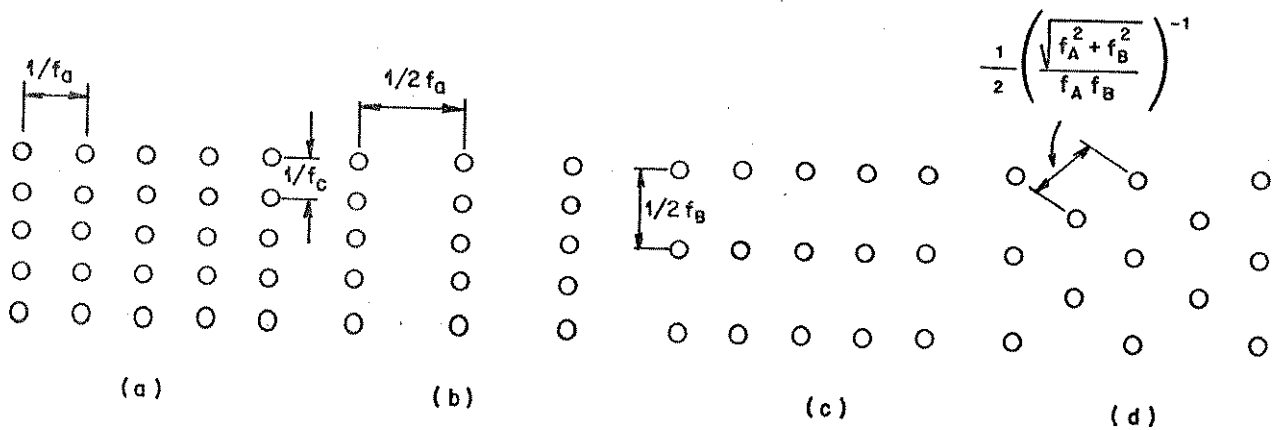


Fig. III. 16 - Formas de Sub-Amostragem no plano

- (a) Mosaico de Amostras
- (b) Amostras Eliminadas na Horizontal
- (c) Amostras Eliminadas na Vertical
- (d) Amostras Eliminadas na Vertical e na Horizontal

Pode-se verificar que as Sub-Amostras horizontal e vertical são unidimensionais para uma imagem plana, enquanto que a sub-amostragem cruzada é bidimensional.

A análise espectral com a qual os sinais digitais são normalmente estudados se aplicam a sinais unidimensionais e nesse sentido, as amostras de um sinal de televisão digitalizado em altas taxas são transmitidos em tempo real na horizontal (uma dimensão com frequência de amostragem f_H).

Na Figura III.16 as taxas de sub-amostragens são:

- Na Horizontal: $f_{A/2}$

- Na Vertical: $f_{B/2}$

- Cruzada:
$$\frac{f_A f_B}{2 \left(f_A^2 + f_B^2 \right)^{1/2}}$$

Para as análises sub-sequentes são usados conceitos aplicados à cristalografia onde a relação entre as amostras são estabelecidas por distâncias espectrais e as interferências limitadas pela 1ª zona de Brillouin (aqui chamada de zona de Brillouin). A zona de Brillouin corresponde à zona espectral dentro da qual o sinal deve estar contido para que não haja interferência espectral.

A distância espectral entre as amostras é determinada:

- Na Horizontal por:

$$\delta_H = N^0 \text{ de amostras por linha na horizontal}$$

Neste caso $f_A = \delta_H f_H =$ frequência das amostras na horizontal

- Na Vertical por:

$$\delta_C = N^0 \text{ de linhas por campo} = N^0 \text{ de amostras por linha na vertical.}$$

Neste caso $f_B = \delta_C f_C =$ frequência das amostras na vertical

- No Tempo por:

$\delta_T = N^o$ de quadros por segundo = N^o de amostras por linha no tempo.

$f_R = \delta_T f_T =$ frequência das amostras no tempo.

Deve-se estabelecer o número mínimo de amostras para os sinais (Y, C_R , C_B) em termos de distâncias espectrais nas direções horizontal, vertical e temporal, para que o sinal conserve as características da faixa sem degradação.

Inicialmente determina-se as limitações nas direções horizontal e vertical.

A mínima distância espectral das amostras na direção horizontal é limitada pela máxima frequência do sinal.

- Para a Luminância

$$\delta_{H_Y \min} = \frac{2 \times f_{Y \max}}{f_H} = \frac{2 \times 4,2 \text{ MHz}}{15.735 \text{ Hz}} = 533,8 \text{ amostras/linha}$$

- Para a Crominância

$$\delta_{H_C \min} = \delta_{H_{CB} \min} = \frac{2 \times f_{C_{R \max}}}{f_H} = \frac{2 \times 1,3 \text{ MHz}}{15.735 \text{ Hz}} = 165,2 \text{ amostras/linha}$$

A mínima distância espectral das amostras na direção vertical é limitada pelo número de linhas:

- Para a Luminância

$$\delta_{C_Y}_{\min} = 262,5 \text{ linhas/campo (ou amostras por linha na direção vertical)}$$

- Para a Crominância

$$\delta_{C_{CR}}_{\min} = \delta_{C_{CB}}_{\min} = 109 \text{ linhas/campo (ou amostras/linha na vertical)}$$

Os resultados estão computados na Tabela III.2

DISTÂNCIA ESPECTRAL MÍNIMA		
DIREÇÃO	LUMINÂNCIA Y	CROMINÂNCIA C _R ou C _B
HORIZONTAL AMOSTRAS POR LINHA	533,8	165,2
VERTICAL AMOSTRAS POR CAMPO	262,5	109

Tab. III.2 - Número mínimo de amostras para os sinais (Y, C_R, C_B) nas direções vertical e horizontal.

A distância espectral entre amostras é estabelecida por:

$$\bar{\delta} = \bar{\delta}_H + \bar{\delta}_C + \bar{\delta}_T, \text{ ou seja:}$$

$$|\delta|^2 = |\delta_H|^2 + |\delta_C|^2 + |\delta_T|^2$$

As interferências na vertical são causadas por fenômenos distintos, um corresponde ao deslocamento mecânico da linha de varredura (resolução), e o outro corresponde ao deslocamento da mesma amostra no tempo (deslocamento temporal). Ambos efeitos se manifestam nas frequências de campo limitado a zona interferente na metade da distância espectral vertical e ambos são causadas pela varredura e entrelaçamento da imagem provocando uma interferência bidimensional, ou seja:

- Uma interferência temporal
- Uma interferência na vertical

A zona de Brillouin para uma imagem de televisão correspondente à delimitada em duas direções na Figura III.17 é portanto tridimensional:

$$\text{Zona de Brillouin} = B = \delta_H \times \delta_C \times \delta_T$$

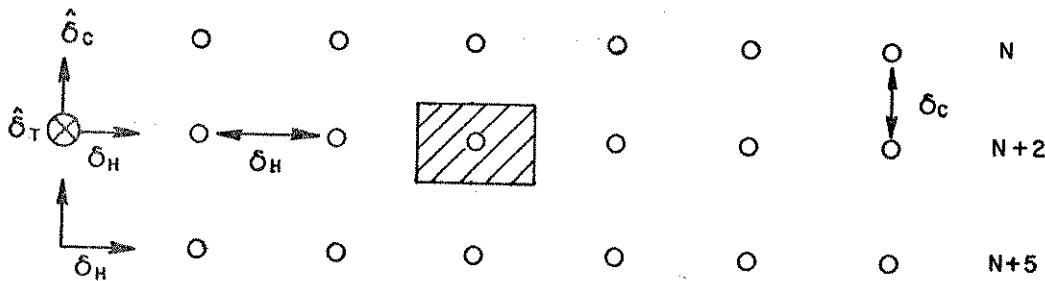


fig. III. 17 - Zona de Brillouin limitando o espectro das amostras em duas dimensões.

- Na vertical a zona de Brillouin está limitada ao número de linhas por campo e vale:

$$B_V = \delta_C = 262,5 \text{ linhas/campo (ou amostras/linha na vertical)}$$

- Na horizontal está limitada ao número de amostras por linha, depende da frequência de amostragem e vale:

$$B_H = \delta_H = 909 \text{ amostras/linha p/ } f_A = 4 f_{SC}$$

$$B_H = \delta_H = 858 \text{ amostras/linha p/ } 13,5 \text{ MHz}$$

- No tempo a zona de Brillouin está limitada à frequência de quadros e vale:

$$B_T = \delta_T = 30 \text{ quadros/segundo (amostras/linha no tempo)}$$

É interessante observar que os equipamentos de estúdio limitam o espectro do sinal na horizontal, contudo não dispõem de mecanismos ajustáveis para controlar os deslocamentos temporal e mecânico, mas na prática estão contidos dentro da zona de Brillouin.

A zona de Brillouin estabelece os limites para que não haja interferência espectral das amostras.

O número máximo de amostras por linha numa dada direção δ é estabelecido pela Equação.III.7

$$N_{MAX} = B_{\delta}$$

(III.7)

A máxima frequência do sinal na direção δ é estabelecida pela Equação.III.8

$$f_{MAX} = \frac{B_{\delta}}{2} f_{\delta}$$

(III.8)

Onde f_{δ} é a frequência de amostragem na direção δ

Quando um sinal de T.V em tempo real é sub-amostrado na direção horizontal, aparece no espaço de fourier, UMA AMOSTRA ESPECTRAL interferente na metade da distância δ_H original, causando

uma redução na zona de BRILLOUIN para $\pm \frac{\delta_H}{4}$ conforme mostra a Figura III.18.

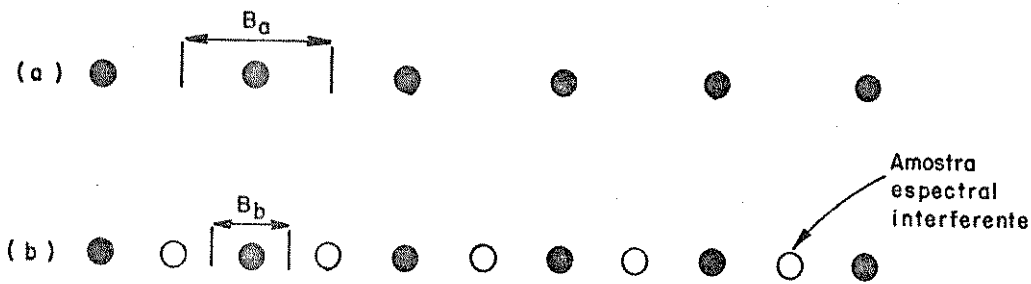


Fig. III. 18 - Posição espectral das amostras. Zona de Brillouin resultante de uma sub-amostragem horizontal na taxa $f_{A/2}$

A representação tridimensional das amostras é então fornecida por uma relação biunívoca e vetorial das amostras no espaço e das posições espectrais nas direções $(\delta_H, \delta_C, \delta_T)$ delimitadas pela zona de Brillouin.

Numa distribuição tridimensional da imagem, as amostras podem estar dispostas espectralmente segundo a estrutura ortorômbica da fig. III.19. Essa distribuição corresponde a uma imagem de televisão com alta resolução onde a taxa de amostragem digital segue a relação de frequências 8:8:8. Os cálculos e a obtenção das zonas de Brillouin em três dimensões estão apresentados no Capítulo IV.

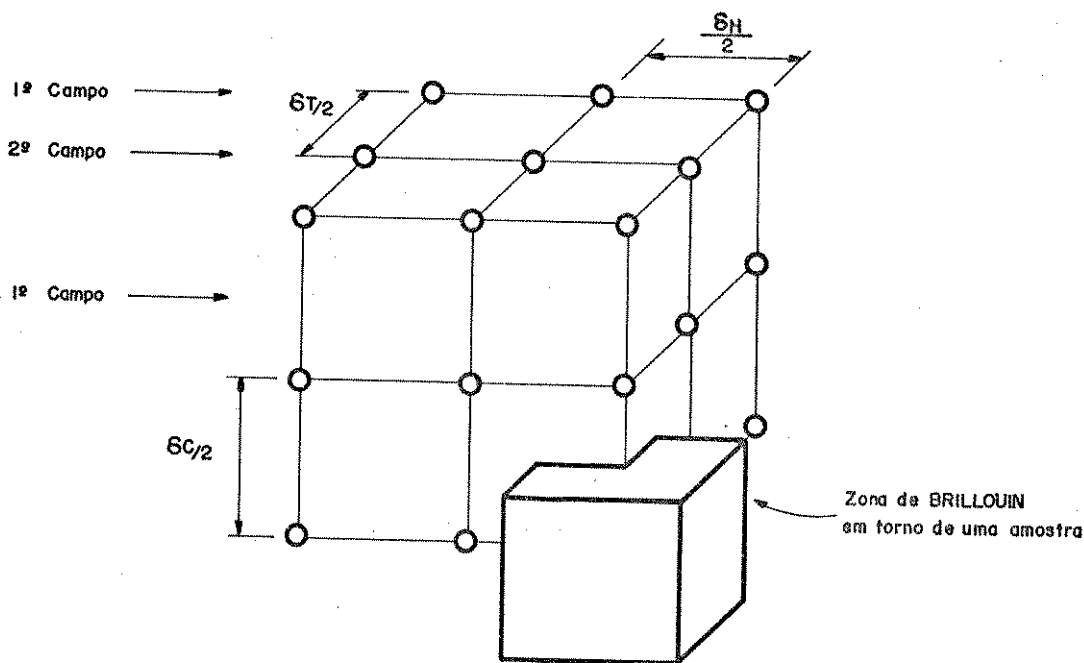


Fig. III. 19 - Distribuição ortorômbica dos elementos de imagem numa relação de taxas 8:8:8

A distribuição das amostras para uma relação de frequências 4:4:4 esta disposta na Figura III.20.

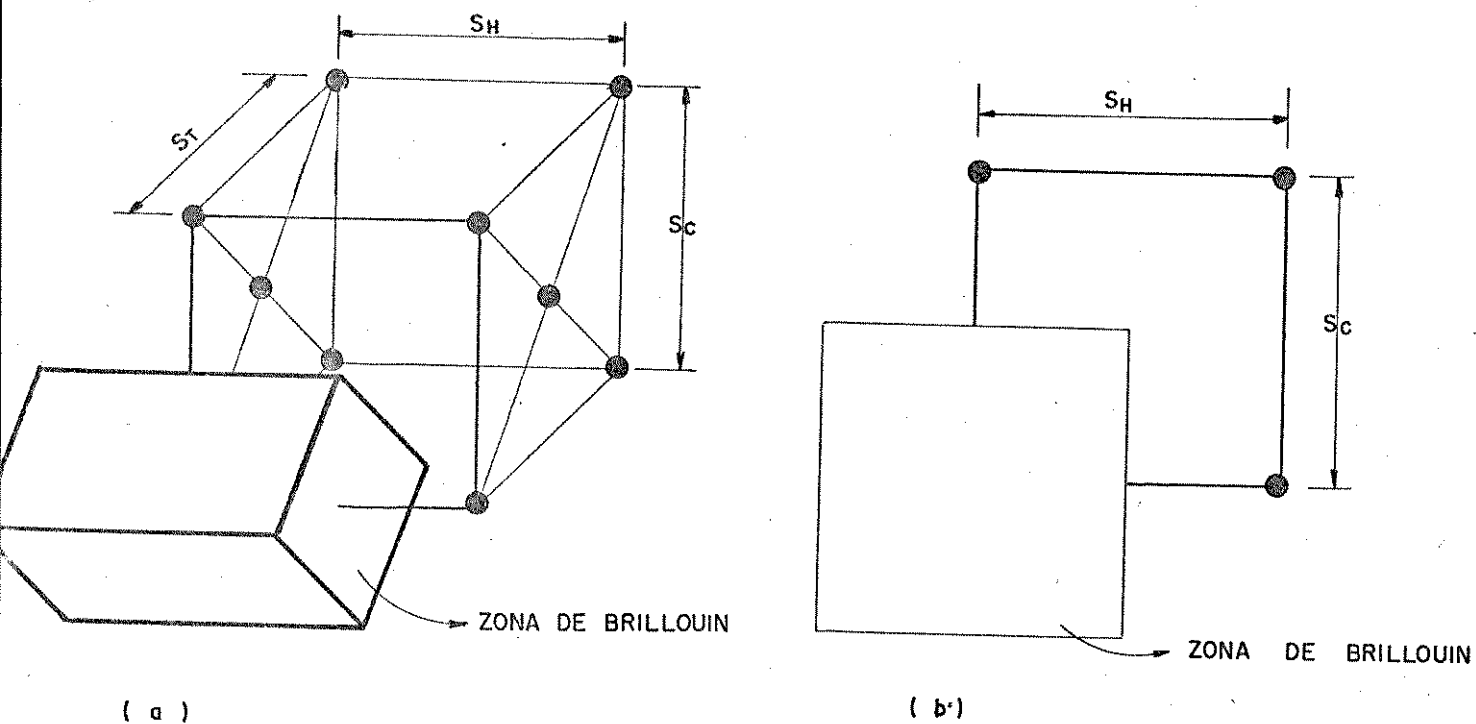


Figura III. 20 - Distribuição dos elementos de imagem para uma relação de taxas 4:4:4
(a) em três dimensões
(b) em duas dimensões

O controle tridimensional das amostras esta diretamente relacionado com o maior rigor no controle da varredura no espaço e no tempo e é importante no estudo dos sinais de televisão em alta resolução. Para o objetivo deste trabalho os resultados precisam ser limitados a filtragens em uma e duas dimensões, respeitando as tolerâncias teóricas estabelecidas por restrições impostas pelos próprios equipamentos de estúdio, no que diz respeito às formas de onda e controle de varredura vertical e temporal.

III.4.3.2. Sub-Amostragem Horizontal dos Sinais

(Y, C_R, C_B) para Passar da Relação

4:2:2 para a Relação de Taxas 2:1:1

Numa amostragem horizontal dos sinais (Y, C_R, C_B) para passar da relação 4:2:2 para relação de taxas 2:1:1, cada um dos sinais (Y, C_R, C_B) deve apresentar a disposição espectral da Figura III.2.1. Nesse caso as amostras espectrais interferentes ficam distribuídas na horizontal

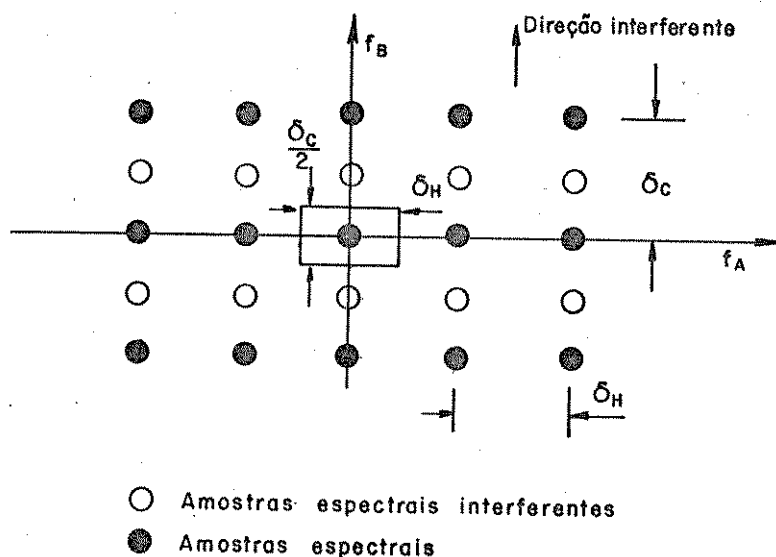


Fig. III. 21 - Posição espectral das amostras na sub-amostragem

Horizontal para um dos sinais (Y, C_R, C_B)

(a) Para a luminância $f_A = 13,5 \text{ MHz}$ (ou $4 f_{SC}$)

(b) Para os sinais C_R, C_B $f_A = 6,75 \text{ MHz}$ (ou $2 f_{SC}$)

Na direção horizontal, a zona de Brillouin dos sinais se reduz a $B_H = \frac{\delta_H}{2}$

O número máximo de amostras permitido por linha na direção horizontal, fornecido pela Equação III.7, se reduzirá pela metade:

$$N_{\max_H} = \frac{\delta_H}{2}$$

A máxima frequência permitida para o sinal na direção horizontal, fornecido pela Equação III.8, se reduzirá pela metade:

$$f_{\max_H} = \frac{\delta_H}{4} f_H \quad (\text{III.9})$$

Na direção vertical, a zona de Brillouin permanece inalterada, $B_V = \delta_C$

O número máximo de amostras por linha na direção vertical, fornecido pela Equação III.7 se manterá:

$$N_{\max_V} = \delta_C$$

A máxima frequência permitida para o sinal na direção vertical, fornecido pela Equação III.8 se manterá:

$$f_{\max_V} = \frac{\delta_C}{2} f_H \quad (\text{III.10})$$

A tabela III.4 apresenta a limitação espectral imposta nos sinais (Y, C_R, C_B) pela sub-amostragem horizontal.

III.4.3.3. Sub-Amostragem Vertical dos Sinais (Y , C_R , C_B)
para Passar da Relação 4:2:2 para 4:1:1.

A Figura III.22 fornece dados relevantes à Sub-Amostragem vertical nesse caso as amostras espectrais interferentes ficam distribuída na direção vertical.

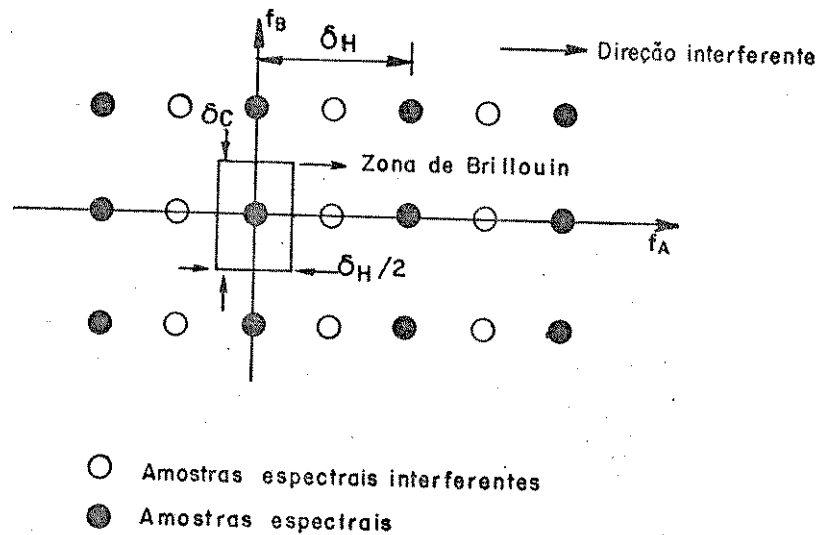


Fig. III.22 Posição Espectral das amostras na sub-amostragem vertical para um dos sinais (Y , C_R , C_B). $f_A = 13,5$ MHz (ou $4f_{SC}$) para a luminância; $f_A = 6,75$ MHz (ou $2f_{SC}$) para C_R ou C_B

Neste caso temos:

$$B_H = \delta_H$$

$$B_V = \frac{\delta_C}{2}$$

Os resultados obtidos estão dispostos na Tabela III.4

III.4.3.4 Sub-Amostragem Cruzada dos Sinais (Y , C_R , C_B) para Passar da Relação 4:2:2 para 2:1:1

Neste caso as amostras espectrais interferentes distribuem-se em duas direções diferentes determinadas pelos vetores $\vec{\delta}_{i-}$ e $\vec{\delta}_{i+}$. A Figura III.23 fornece os dados relevantes.

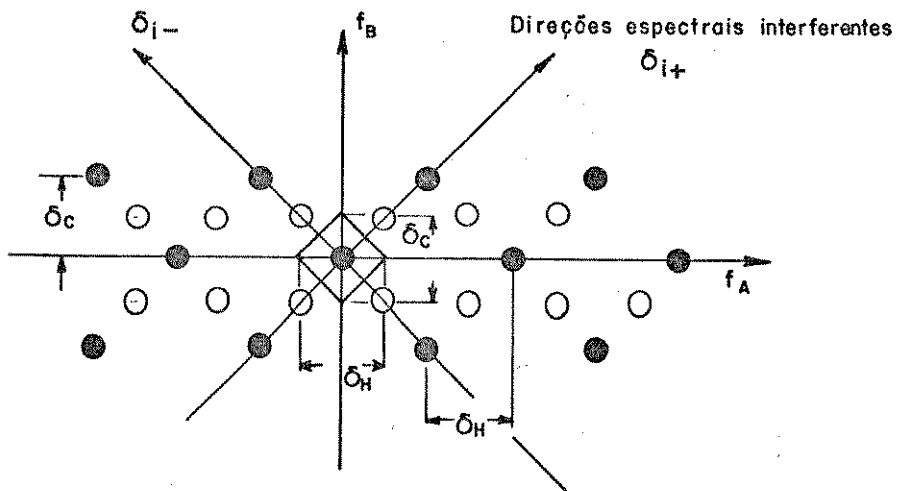


Fig. III.23 - Posição espectral das amostras na sub-amostragem cruzada para um dos sinais (Y , C_R , C_B)

Neste caso temos:

$$B_H = \delta_H$$

$$B_V = \delta_C$$

A Tabela III.4 fornece os resultados comparativos para a faixa máxima permitida para os três tipos de sub-Amostragem.

Fazendo uso das equações (III.7) e (III.8) verifica-se para a sub-Amostragem cruzada que não há perda de resolução nem na direção horizontal e nem na direção vertical pois f_{\max_H} e f_{\max_V} permanecem como se não houvesse sub-Amostragem ou seja:

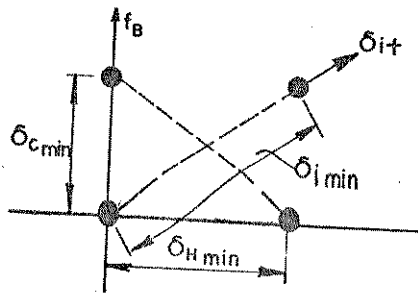
$$f_{\max_H} = \frac{B_H}{2} \quad f_H = \frac{\delta_H}{2} \quad f_H \quad \text{(III.11.a)}$$

$$f_{\max_V} = \frac{B_V}{2} \quad f_H = \frac{\delta_C}{2} \quad f_C \quad \text{(III.11.b)}$$

Constata-se pela Fig. III.23 que a perda de resolução ocorre nas direções δ_{i-} e δ_{i+} caindo pela metade nessas direções.

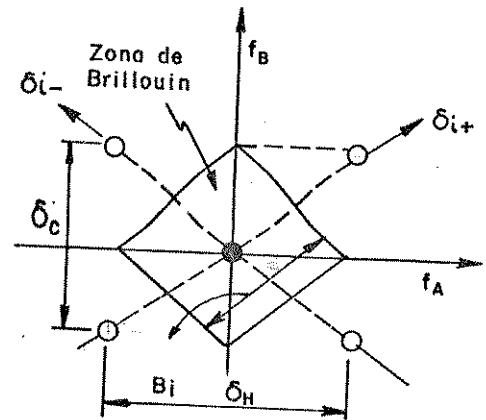
Deve-se então calcular a mínima distância espectral. Nas direções δ_{i-} e δ_{i+} e as distâncias espectrais permitidas para verificar se há degradação teórica do sinal nessas direções.

Baseando na Figura III.24 e na Tabela III.2 calculam-se a distância espectral mínima admissível ($\delta_{i_{\min}}$) entre as amostras nas direções δ_{i-} e δ_{i+} e a distância espectral permitida ($\delta_{i_{\text{perm}}}$) pelo espectro de amostras nas direções δ_{i-} e δ_{i+} .



$\delta_{H\min}$, $\delta_{c\min}$ são extraídos da Tabela III.5 para a luminância e para a crominância.

(a)



○ Amostras espectrais interferentes
● Amostras espectrais

(b)

fig. III.24 - Distância Espectrais; mínima admissível e permitida nas direções δ_{i-} e δ_{i+}

Da Figura III.24 e da Equação (III.7) conclui-se que:

$$\delta_{i\min} = \frac{1}{\left[\left(\frac{1}{\delta_{c\min}} \right)^2 + \left(\frac{1}{\delta_{c\max}} \right)^2 \right]^{1/2}} \quad (\text{III.12})$$

$$\delta_{i\max} = \frac{1}{\left[\left(\frac{1}{\delta_c} \right)^2 + \left(\frac{1}{\delta_H} \right)^2 \right]^{1/2}} \quad (\text{III.13})$$

Pelos resultados obtidos na Tabela III.3 conclui-se que não há degradação dos sinais (Y , C_R , C_B) nas direções δ_{i-} e δ_{i+} .

Pelo fato de ter ocorrido um Sub-Amostragem e de se ter mantido o espectro original nas direções vertical e horizontal, a Sub-Amostragem cruzada pode ser referenciada como uma amostragem super-Nyquist a "Taxa sub-Nyquist".

Relação Inicial = 4:2:2 Relação de Taxas Final = 2:1:1		Distância Espectral Permitida (Amostras/Campo)	
Direções δ_{i+} e δ_{i-}	Distância Espectral Mínima (Amostras/Campo)	$f_Y = 4 f_{SC}$ $f_C = 2 f_{SC}$ $\delta_{HC} = 454,4; \delta_{HY} = 909$	$f_Y = 13,5\text{MHz}$ $f_C = 6,75\text{MHz}$ $\delta_{HC} = 429; \delta_{HY} = 858$
Luminância $\delta_C = 262,5$	235,6	252,2	251,0
Crominância $\delta_C = 262,5$	91,0	227,3	223,9

Tab. III. 3 - Determinação da interferência causada pela Sub-Amostragem cruzada nas direções δ_{i+} e δ_{i-}

Relação Inicial=4:2:2 Relação de Taxa Final = 2:1:1		Luminância Nº de Lin. Neces = 262,5 Lin./Campo		Crominância Nº de Lin.Neces. =109 Lin./Campo	
Tipo de Sub- Amostragem	f_y	Freq. Máx. do Sinal f_{max} (MHz)	Nº Máx. de Lin./ Campo	Freq. Máx do Sinal f_{max} (MHz)	Nº Máx. de Lin./ Campo
HORIZONTAL	$4f_{SC}$	3,58	Igual ao Existente	1,79	Igual ao Existente
	13,5MHz	3,38	Igual ao Existente	1,68	Igual ao Existente
VERTICAL	$4f_{SC}$	7,16	131,3	3,58	131,3
	13,5MHz	6,75	131,3	3,38	131,3
CRUZADA	$4f_{SC}$	7,16	Igual ao Existente	3,58	Igual ao Existente
	13,5MHz	6,75	Igual ao Existente	3,58	Igual ao Existente

Tab. III.4 - Resultados comparativos e limitações impostas pelos tipos de Sub-Amostragem, as direções horizontal e vertical.

III.4.3.5 Sub-Amostragem Temporal

Para manter a qualidade de imagem conservando a resolução, são necessárias 217 linhas/quadro (eq. II.3a) para garantir a integridade dos sinais diferença de cor C_R e C_B . Como um campo possui 262,5 linhas, basta eliminar campos alternados para se conseguir redução de faixa.

A eliminação de campos alternados corresponde a uma sub-amostragem temporal e a região de Brillouin originalmente vale:

$$B_T = \delta_T = 30 \text{ quadros/segundo (ou amostras/linha na direção temporal)}$$

Ao se fazer uma Sub-Amostragem temporal, deve-se levar em conta que a região de Brillouin se reduz pela metade (fig.III.27) ou seja:

$$B_T = \frac{\delta_T}{2} = 15 \text{ amostras/linha na direção temporal.}$$

O n^o máximo de amostras/linha na direção temporal usando a Equação.III.7 será:

$$N_{\max_T} = B_T \quad (\text{III.14})$$

Sendo f_T a frequência de ocorrência de campos, ou seja:

$$f_T = 2 \text{ campos/quadro}$$

A máxima frequência do sinal na direção temporal calculado pela Equação.III.18 será:

$$f_{\max_T} = \frac{B_T}{2} f_T \quad (\text{III.15})$$

Resultado:

$$f_{\max_T} = 15 \text{ Hz}$$

Dessa forma os sinais diferença de cor básicos sub-amostrados no tempo, precisam estar limitados a uma frequência máxima de 15 Hz na direção temporal para que não haja degradação provocada pela sub-amostragem temporal.

Como a sub-amostragem temporal elimina amostras em planos interferentes ortogonais Π_1 e Π_2 , a região de Brillouin também se reduz pela metade na direção vertical.

Na direção horizontal não há redução da zona de Brillouin. Fig. III.25.a.

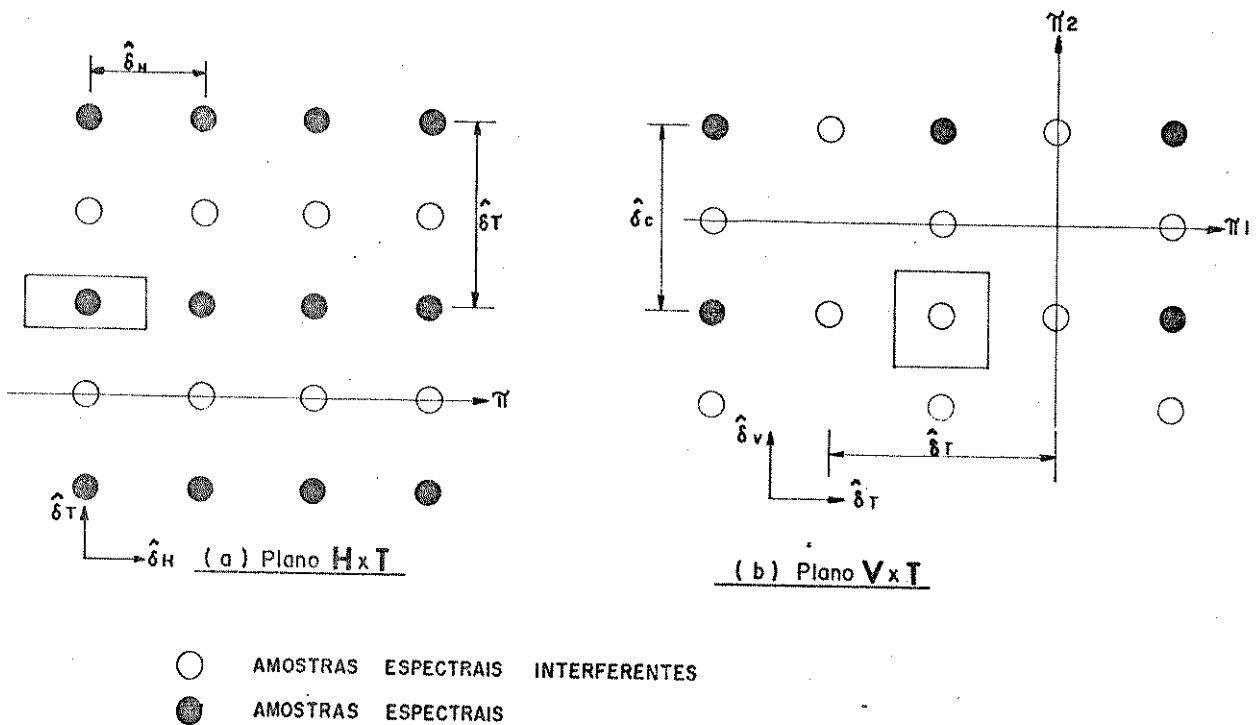


Fig. III. 25 - Posição espectral das amostras na sub-amostragem temporal.

III.4.3.6. Limitação de Faixa na Direção Temporal Provocada pela Sub-Amostragem

No estudo da redução de faixa através de sub-amostragem em duas dimensões, não se levou em conta a redução de faixa na direção temporal.

Para determinar a redução de faixa provocada pelo tipo de sub-amostragem na direção temporal, deve-se determinar a zona de Brillouin usando um plano envolvendo o eixo temporal.

A Figura III.26 apresenta a delimitação da zona de Brillouin em duas dimensões envolvendo o tempo. Para melhor compreensão ver a Figura IV.4 (cap.IV).

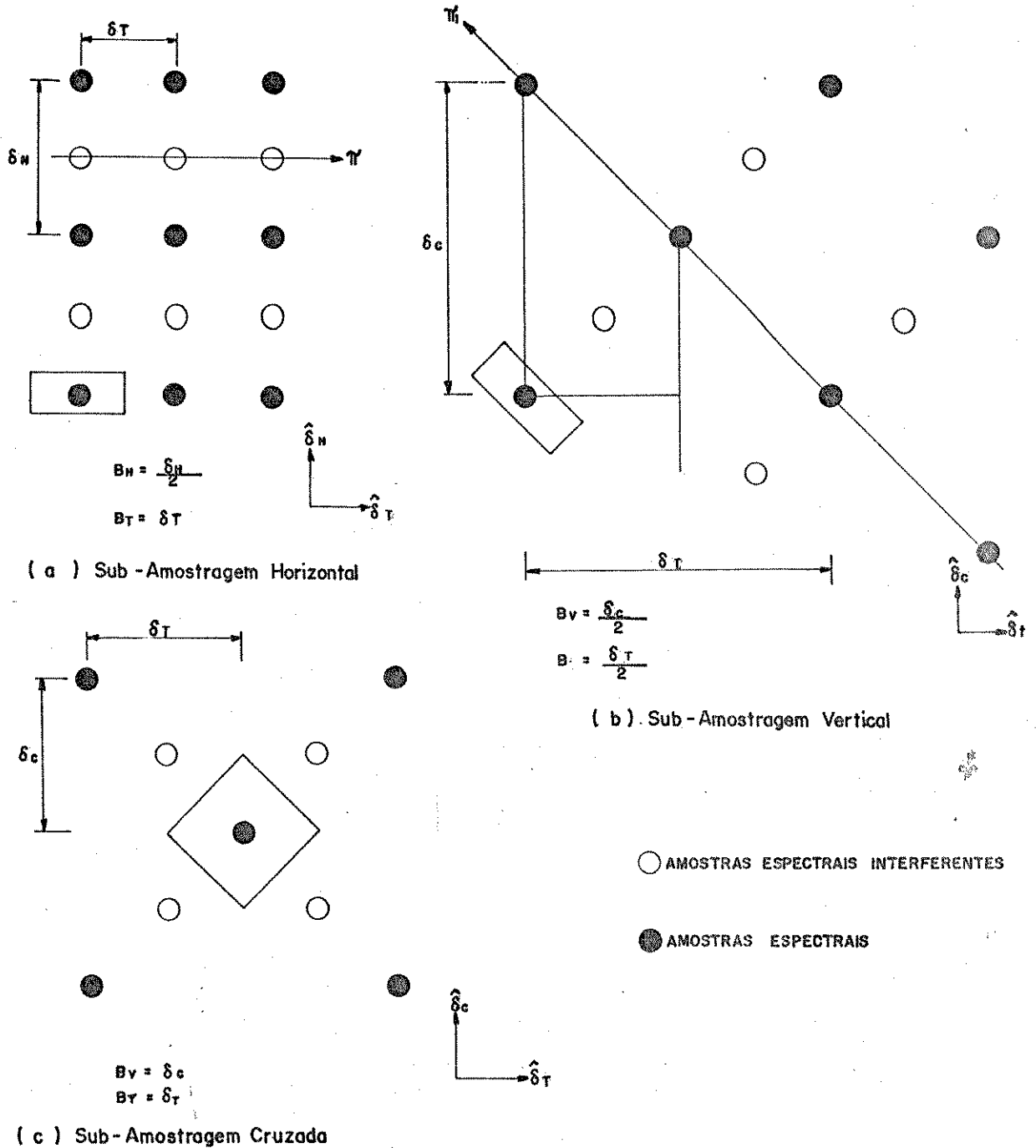


Fig. III. 26- Delimitação da zona de Brillouin em duas dimensões envolvendo o tempo.

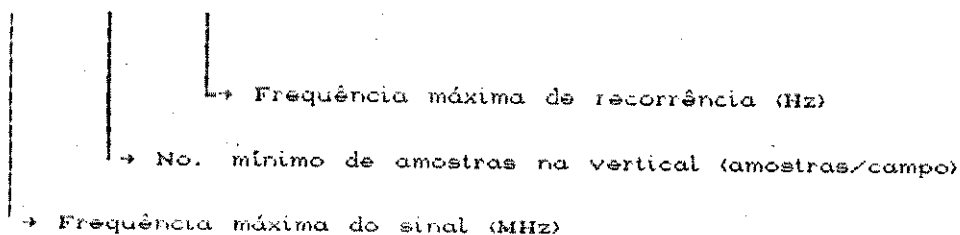
Pela Fig.III.26 verifica-se que as sub-amostragens horizontal e cruzada não reduzem a faixa do sinal na direção temporal, enquanto que a sub-amostragem vertical reduz pela metade a faixa do sinal na direção temporal.

III.4.3.7 Limitação das Variações do Sinal Fonte (Y, C_R, C_B)

As faixas de passagem dos sinais (Y, C_R, C_B) no espaço de FOURIER são delimitadas neste trabalho nas direções horizontal, vertical e temporal pela terna ordenada da condição III.16. que chamaremos de região do sinal.

$\langle \Delta H, \Delta C, \Delta T \rangle$

III.16



O espectro do sinal fonte nas direções horizontal e vertical já estão estabelecidos. Para se calcular a variação temporal do sinal fonte na direção temporal, basta considerarmos a capacidade de persistência do olho humano.

Como a persistência da visão corresponde a uma frequência de recorrência de quadros de 24 Hz [3], a frequência de recorrência das amostras na direção temporal esta restrita a metade da frequência de recorrência de quadros, limitando o sinal fonte a uma frequência máxima de 12 Hz na direção temporal.

O sinal fonte é então caracterizado pela condição III.17.a para a luminância que será designada por região requerida para a luminância R_{RL} e pela condição III.17.b para os sinais diferença de cor básicos que serão designadas pela região requerida de crominância R_{RC} .

$$R_{RL} = \langle 4,2; 262,5; 12 \rangle$$

III.17.a

$$R_{RC} = \langle 4,3; 109; 12 \rangle$$

III.17.b

A Tabela.III.5 apresenta um resumo das limitações impostas pelo tipo de sub-amostragem empregada na redução da relação 4:2:2 para a relação de taxas 2:1:1 considerando a frequência de amostragem de 13,5 MHz.

Relação Inicial = 4:2:2 Relação de Taxas Final = 2:1:1		TIPOS DE SUB-AMOSTRAGEM			
FAIXA NECESSÁRIA		FAIXA PERMITIDA			
SINAL FONTE		HORIZONTAL	VERTICAL	TEMPORAL	CRUZADA
Y	R_{RL} $\langle 4,2; 262,5; 12 \rangle$	$\langle 3,38; 262,5$ $; 30 \rangle$	$\langle 6,75;$ $131,5; 15 \rangle$	$\langle 6,75;$ $131,5; 15 \rangle$	$\langle 6,75;$ $262,5; 30 \rangle$
C_R ou C_B	R_{RC} $\langle 1,3; 109; 12 \rangle$	$\langle 1,68; 262,5$ $; 30 \rangle$	$\langle 3,38;$ $131,5;$ $15 \rangle$	$\langle 3,38;$ $131,5;$ $15 \rangle$	$\langle 3,38;$ $131,5;$ $30 \rangle$

Tabela. III. 5. Limitação do espectro do sinal nas direções horizontal, vertical e temporal imposta pela sub-amostragem.

III.5. REDUÇÃO DA RELAÇÃO 4:2:2 PARA A RELAÇÃO DE TAXA 2:1/4:1/4 (OU 2:1/2) SEM DEGRADAÇÃO DO SINAL DIGITALIZADO

O objetivo nesta etapa consiste em se obter a taxa T_5 da Fig.III.15 expressa aqui pela equação.III.18.

Usando os recursos desenvolvidos pelas técnicas de sub-amostragem, e estabelecendo criteriosamente a sequência de amostragem dos sinais (Y, C_R , C_B) pode-se obter um mosaico de amostras reduzido e otimizado na transmissão, livre de interferências espectrais e permitindo recuperação teórica do sinal sem degradação ou perda de informação, através de filtragem espacial na recepção.

$$T_5 = N_1 \frac{F_1}{2} + N_2 \times \frac{1}{2} \left[\frac{F_2}{4} + \frac{F_3}{4} \right] \quad (\text{III.18})$$

Pela tabela III.5 verifica-se que a sub-amostragem horizontal não permite reamostrar o sinal de luminância sem haver degradação porque a frequência máxima permitida para o sinal é inferior à faixa de 4,2 MHz necessária. Os sinais diferença de cor básicos podem sofrer sub-amostragem horizontal.

Para a sub-amostragem vertical, embora o espectro do sinal na horizontal é bastante largo, o número de linhas permitido sem que haja degradação é inferior ao n^o de linhas necessário para a luminância. Os sinais diferença de cor básicos podem ser sub-amostrados verticalmente.

Na sub-amostragem cruzada todas as condições são satisfeitas em qualquer direção.

A sub-amostragem temporal, pelo mesmo motivo exposto pela sub-amostragem vertical, só pode ser empregada nos sinais diferença de cor básicos.

Conclui-se então que a sub-amostragem cruzada é a única que pode ser empregada para o sinal de luminância sem que ocorra degradação na qualidade de imagem.

A princípio qualquer sub-amostragem pode ser empregada para os sinais diferença de cor. Contudo como os sinais C_R e C_B precisam ser submetidos a três sub-amostragens consecutivas para se chegar à relação de taxa 2; 1/4; 1/4, deve-se alcançar uma sub-amostragem combinada que esteja otimizada e forneça um sinal isento de degradação.

III.5.1. Sequência de Sub-Amostragem

Para estabelecer a sequência de sub-amostragem precisamos definir a região primitiva do mosaico de amostras R_p .

A região primitiva R_p é definida como a região que delimita as características do mosaico de amostras nas três dimensões para que todo o espectro esteja contido dentro da zona de Brillouin.

- Na Horizontal é definida pela máxima frequência permitida pelo mosaico.
- Na Vertical pelo número máximo de linhas que o mosaico possui na vertical.
- No Tempo é definida pela metade da frequência de campo fornecida pelo mosaico.

Assim a primitiva do sinal de imagem digitalizado numa relação 4:2:2 com frequência de amostragem principal f_A em MHz é dada por:

$$R_{PL} = \left\langle \frac{f_A}{2} ; \frac{N}{2} ; \frac{f_C}{2} \right\rangle \text{ para a luminância}$$

$$R_{PC} = \left\langle \frac{f_A}{4} ; \frac{N}{2} ; \frac{f_C}{2} \right\rangle \text{ para os sinais diferenca de cor básicos}$$

ou seja:

$$R_{PL} = \left\langle \frac{f_A}{2} ; 262,5 ; 30 \right\rangle \quad \text{III.19.a}$$

$$R_{PC} = \left\langle \frac{f_A}{4} ; 262,5 ; 30 \right\rangle \quad \text{III.19.b}$$

Seja então definida a função de transferência no espaço de Fourier da Figura III.27, onde "a_i" representa um tipo de sub-amostragem, e sendo R_p a região primitiva do mosaico de amostras na entrada do sub-amostrador.

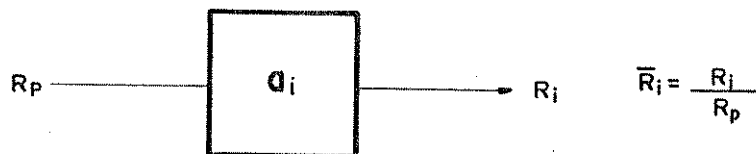


Fig. III.27 - Representação da Função de Transferência no Espaço de Fourier de um sub-amostrador.

A região primitiva R_i do mosaico de amostras na saída do sub-amostrador é então função do tipo de sub-amostragem empregada.

Sendo $R_p = \langle \Delta H, \Delta C, \Delta T \rangle$

Pode-se estabelecer pela Tab. III.6 obtida diretamente da Tabela III.5 a relação entre a região primitiva na entrada e a região primitiva na saída do sub-amostrador para os tipos de sub-amostragem estudados.

Região Primitiva na entrada do Sub-Amostrador	R_i REGIÃO PRIMITIVA NA SAÍDA DO SUB-AMOSTRADOR			
	HORIZONTAL	VERTICAL	CRUZADA	TEMPORAL
R_p				
$\langle \Delta H, \Delta C, \Delta T \rangle$	$\langle \frac{\Delta H}{2}, \Delta C, \Delta T \rangle$	$\langle \Delta H, \frac{\Delta C}{2}, \frac{\Delta T}{2} \rangle$	$\langle \Delta H, \Delta C, \Delta T \rangle$	$\langle \Delta H, \frac{\Delta C}{2}, \frac{\Delta T}{2} \rangle$
$R_i = R_p / R_p$	$\langle \frac{1}{2}, 1, 1 \rangle$	$\langle 1, \frac{1}{2}, \frac{1}{2} \rangle$	$\langle 1, 1, 1 \rangle$	$\langle 1, 1/2, 1/2 \rangle$

Tabela III.6 - Relação entre as regiões primitivas na entrada e na saída do Sub-Amostrador da Fig. III.27

Seja então a sequência de sub-amostragem da Fig. III.28.

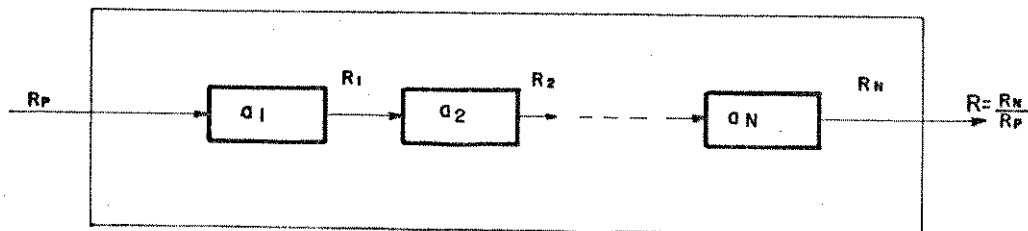


Fig. III.28 - Sub-Amostragem Combinada

A resposta do sistema no tempo é dada por:

$$a(t) = a_1(t) * a_2(t) * a_3(t) \quad (\text{III.20})$$

A resposta em frequência do sistema é dada por:

$$A(f) = A_1(f) \cdot A_2(f) \cdot A_3(f) \quad (\text{III.21})$$

Sejam as regiões primitivas na saída dos amostradores determinadas pela condição (III.22).

$$\begin{aligned} A_1(f) &\longrightarrow R_1 = \langle \overline{\Delta H}_1, \overline{\Delta C}_1, \overline{\Delta T}_1 \rangle \\ A_2(f) &\longrightarrow \overline{R}_2 = \langle \overline{\Delta H}_2, \overline{\Delta C}_2, \overline{\Delta T}_2 \rangle \\ A_N(f) &\longrightarrow \overline{R}_N = \langle \overline{\Delta H}_N, \overline{\Delta C}_N, \overline{\Delta T}_N \rangle \end{aligned} \quad (\text{III.22})$$

A região primitiva resultante \overline{R} poderá ser determinada pela multiplicação das regiões primitivas normalizadas, resultando:

$$A(f) = \prod_{i=1}^N A_i(t) \longrightarrow \overline{R} = \prod_{i=1}^N \overline{R}_i \quad (\text{III.23})$$

Para que não haja degradação do sinal na saída da sequência de sub-amostragem combinada, a região requerida " R_R " para o sinal determinada pela condição III.17 deve satisfazer a condição III.24.

$$R_R \subset \left[\prod_{i=1}^N \overline{R}_i \right] \subset R_P \quad (\text{III.24})$$

O número de sub-amostragens requerido para os sinais Y , C_R , C_B dado pela equação (III.19) estabelece uma sub-amostragem para o sinal de luminância e três sub-amostragem para os sinais C_R e C_B , ou seja:

$$T_5 = N_1 \frac{F_1}{2} + N_2 \times \frac{1}{2} \left[\frac{F_2}{4} + \frac{F_3}{4} \right]$$

uma subamostragem

três subamostragens

Sejam então a_1 , a_2 e a_3 as sub-amostragens consecutivas que os sinais diferença de cor básicos precisam sofrer para atingir a relação de taxas 2: 1/4 : 1/4 Fig. (III.29)

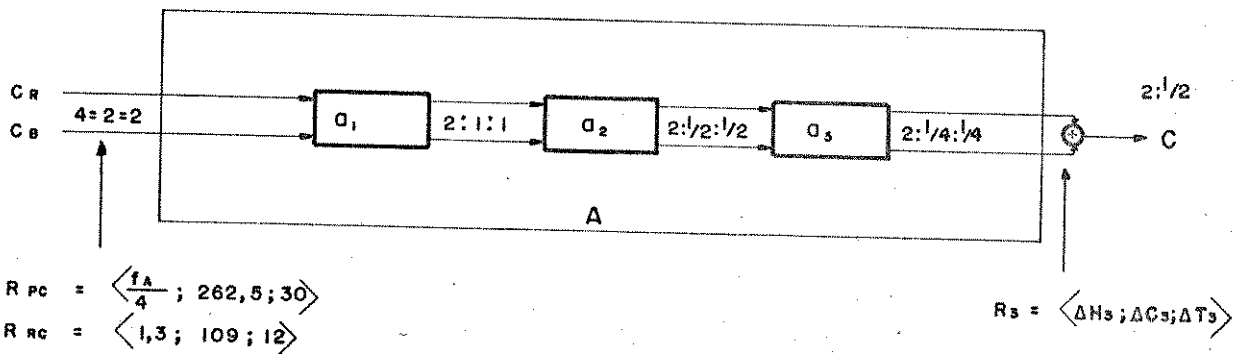


Fig. III.29 - Sequência de sub-amostragens combinadas para os sinais diferença de cor básicos.

A sequência de sub-amostragem combinada dos sinais C_R e C_B produzirá sinais sub-amostrados livres de degradação se a condição III.24 for satisfeita, resultando em III.25.

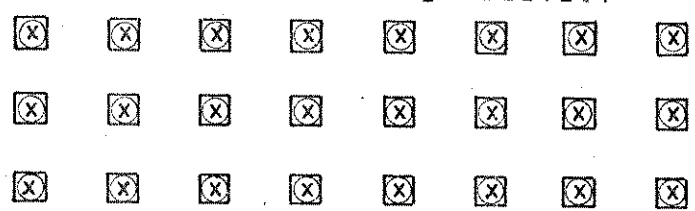
$$R_{RC} \cdot C \cdot \bar{R}_1 \cdot \bar{R}_2 \cdot \bar{R}_2 \cdot R_p \quad (III.25)$$

Para a luminância apenas uma sub-amostragem é necessária e neste caso a condição III.24 deve ser satisfeita para que não haja degradação na transmissão, resultando em III.26.

$$R_{RL} \quad C \quad \overline{R_1} \quad R_P \quad (III.26)$$

III.5.2. Obtenção do Mosaico de Amostras Otimizado na Relação Taxas 2:1/4:1/4

O mosaico de amostras para um sinal de televisão digitalizado numa frequência de amostragem múltipla da frequência de linha numa relação 4:4:4 está representado na Fig. III.30.

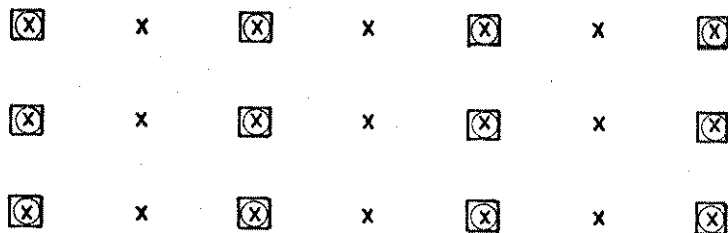


- X = AMOSTRA DE LUMINÂNCIA
- = AMOSTRA DO SINAL Cr (ou Cb)
- = AMOSTRA DO SINAL Cb (ou Cr)

Fig. III.30 - Imagem Digitalizada na Relação 4:4:4

Com a frequência de amostragem dos sinais diferença de cor básicos está sincronizada com a frequência de amostragem do sinal de luminância, o mosaico de amostras na relação 4:2:2 depende da frequência de amostragem principal.

Admitindo-se o mosaico de referência da Figura III.31 para uma relação 4:2:2, deve-se chegar à relação final 2:1/4:1/4 através de sub-amostragens.



X = AMOSTRAS DE LUMINÂNCIA

○ = AMOSTRAS DO SINAL C_R

□ = AMOSTRAS DO SINAL C_B

Fig. III.31 - Mosaico de Referência na Relação 4:2:2

III.5.2.1. Mosaico Resultantes da Sub-Amostragem Otimizada do Sinal de Luminância

Para a sub-amostragem do sinal de luminância, pela Tabela III.5, deve ser empregada a sub-amostragem cruzada.

A região requerida para a luminância, fornecida pela condição III.17.a determina que:

$$R_{RL} = \langle 4,2 ; 262,5 ; 12 \rangle$$

A região primitiva para o mosaico de amostras de luminância da Figura III.23 é estabelecida pela condição III.19.a.

$$R_{PL} = \langle 6,75 ; 262,5 ; 30 \rangle ; f_A = 13,5 \text{ MHz}$$

Pela tabela III.6 obtem-se:

$$\bar{R}_1 = \langle 1, 1, 1 \rangle \quad \bar{R}_1 \cdot R_{PL} = R_{PL} \quad (\text{III.27})$$

Constata-se que a condição III.26 é satisfeita, ou seja:

$$R_{RL} = \langle 4, 2, 262, 5, 12 \rangle \quad C = \langle 6, 75, 262, 5, 30 \rangle \quad (\text{III.28})$$

Conclui-se que a sub-amostragem cruzada não causa degradação do sinal de luminância.

O Mosaico de amostras resultante da sub-amostragem cruzada do sinal de luminância esta na Figura III.32.

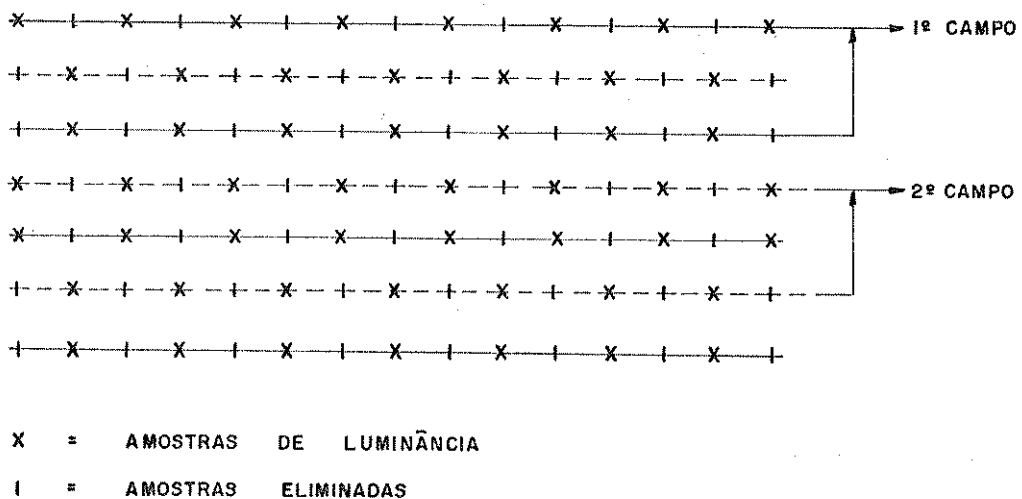


Fig. III. 32. Mosaico de amostras do sinal de luminância subamostrado por subamostragem cruzada.

III.5.2.2. Mosaico Resultante da Sub-Amostragem Combinada Otimizada dos Sinais Diferença de Cor Básicos

Para que a condição III.25 seja satisfeita, apenas duas sequências de sub-amostragem podem ser empregadas:

i. uma sub-amostragem horizontal-temporal-cruzada designada por (HTC).

Neste caso temos:

$$R_N = \bar{R}_1 \cdot \bar{R}_2 \cdot \bar{R}_3 \cdot R_P = \langle 1/2; 1; 1 \rangle \cdot \langle 1, 1/2, 1/2 \rangle \cdot \langle 1, 1, 1 \rangle R_{PC}$$

$$R_N = \langle 1/2; 1/2; 1/2 \rangle R_{PC} = \left\langle \frac{f_A}{8}, 131, 25, 15 \right\rangle =$$

$$\langle 1, 68, 131, 25, 15 \rangle$$

$$R_{RC} = \langle 1, 3, 109, 12 \rangle C \langle 1, 68, 131, 25, 15 \rangle \quad (\text{III.29})$$

ii. uma sub-amostragem horizontal-vertical cruzada designada por (HVC)

Neste caso temos também:

$$R_N = \bar{R}_1 \cdot \bar{R}_2 \cdot \bar{R}_3 \cdot R_P = \langle 1, 68, 131, 25, 15 \rangle \quad (\text{III.30})$$

Como as duas sequências impõem a mesma limitação, fornecendo a mesma região primitivas é mais conveniente optar pela sub-amostragem combinada HTC porque pode-se transmitir C_R e C_B em campos alternados, enquanto que a sequência HVC exige transmitir amostras de C_R e C_B em todos os campos.

A Figura.III.33 fornece o Mosaico de amostra resultante de cada sub-amostragem feita pela seqüência de sub-amostragem combinada H.T.C com a respectiva redução de taxas.

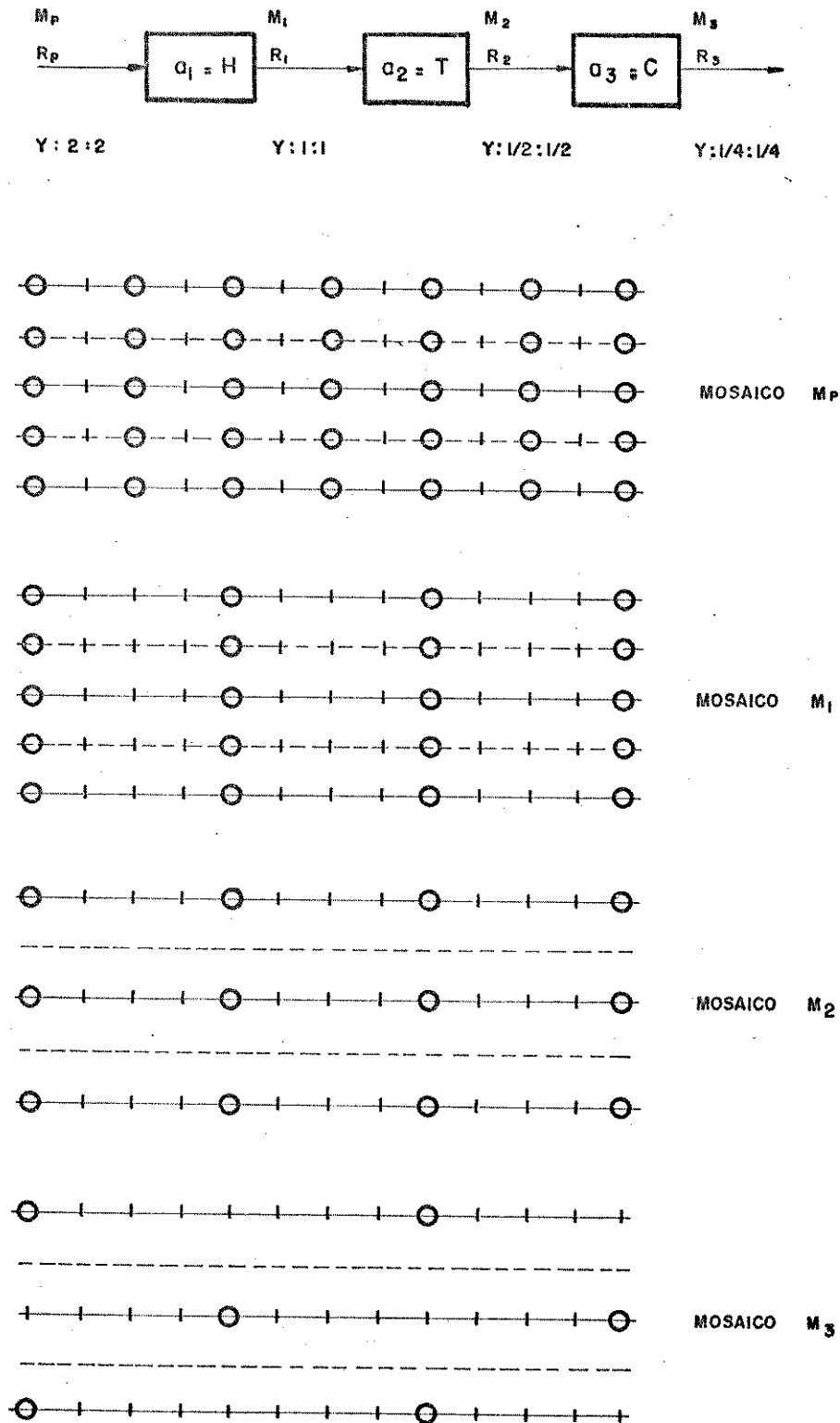


Fig. III. 33. Mosaico resultante da sub-amostragem otimizada HTC para os sinais C_R e C_D .

III.5.2.3. Sub-Amostragem Combinada "C-THC" para Obter o Mosaico de Transmissão Otimizado para os Sinais Y , C_R e C_B

A subamostragem combinada torna-se consideravelmente simplificada se intercalarmos C_R e C_B na subamostragem temporal " a_2 ". Com isso, a sub-amostragem cruzada " a_3 " torna-se comum para os sinais C_R e C_B e a sub-amostragem horizontal também pode ser comum para os dois sinais se fizermos primeiro a sub-amostragem temporal. Define-se uma componente de crominância " C " na saída da sequência de sub-amostragem otimizada fig.III.34 que corresponde a C_R nos campos pares e C_B nos campos ímpares ou vice-versa.

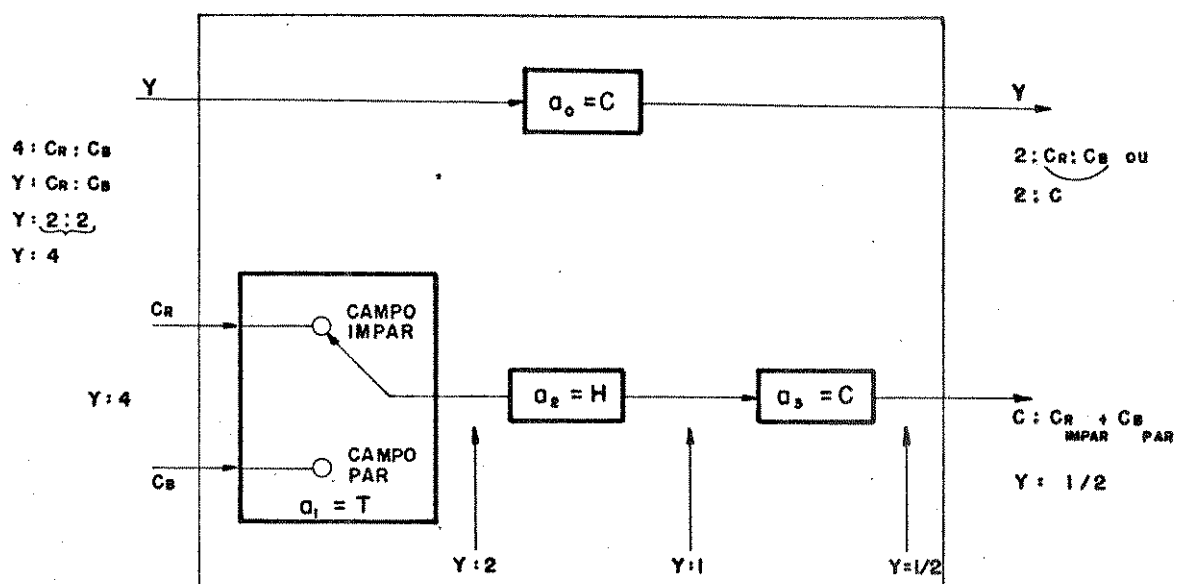
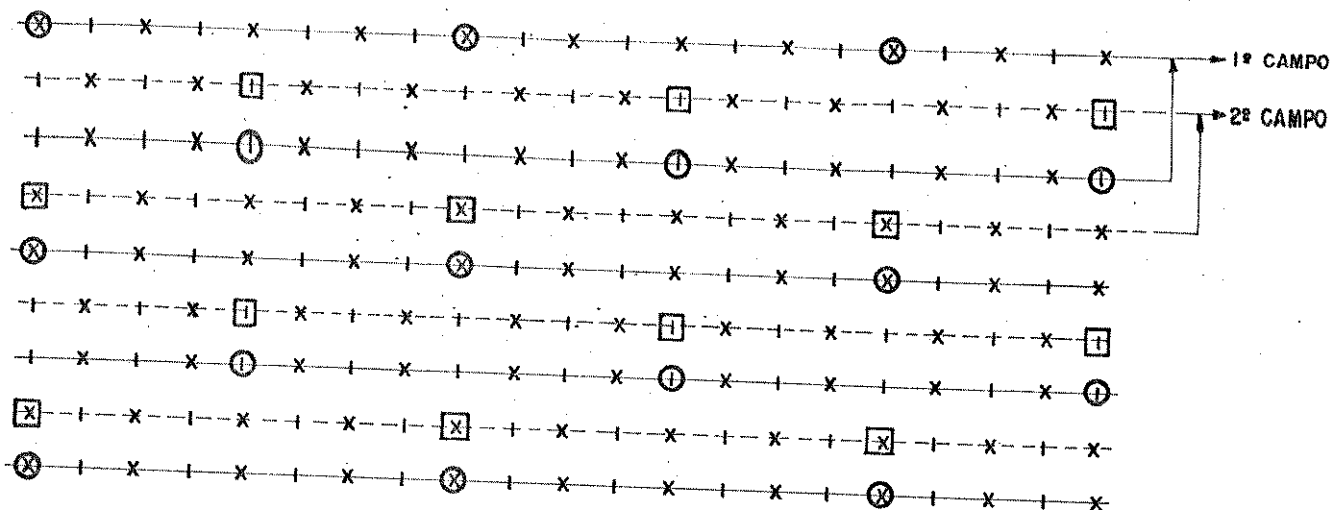


Figura III.34 - Sequência de sub-amostragem combinada otimizada C-THC na relação de taxas final $2:1/4:1/4$ (ou $2:1/2$).

A relação de taxas $Y:C_R:C_B$ pode ser definida pela relação $Y:C$ que corresponde à relação de taxas entre o sinal de luminância " Y " e o sinal diferença de cor combinado " $C = C_R + C_B$ ".

O Mosaico de amostras otimizado resultante está na fig.III.35.



- I = AMOSTRAS ELIMINADAS OU AUSENTES
- X = AMOSTRAS COM CONTEÚDO DE LUMINÂNCIA
- O = AMOSTRAS COM CONTEÚDO DE CROMINÂNCIA DO TIPO C_R
- = AMOSTRAS COM CONTEÚDO DE CROMINÂNCIA DO TIPO C_B

Fig. III. 35. Mosaico de amostras resultante da sub-amostragem otimizada cruzada para a luminância e sub-amostragem combinada otimizada THC para os sinais C_R e C_B numa relação de taxas final 2:(1/4) : (1/4) (ou 2:1/2).

A frequência de amostragem principal de 13,5 MHz aplicada ao esquema da Figura. III. 34 permite que a seqüência de sub-amostragem horizontal e cruzada seja obtida por uma simples sub-amostragem na frequência de amostragem de $f_{A/8}$, ou seja elimina-se amostras por contagem.

Para o sinal de luminância não é possível fazer uma sub-amostragem em frequência para obter o Mosaico de transmissão otimizado. Deve-se neste caso colher alternadamente amostras pares e amostras ímpares para cada linha de varredura em tempo real.

CAPÍTULO IV - RECUPERAÇÃO DOS SINAIS Y: C_R : C_B

IV.1. INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta o tratamento teórico empregado como ferramenta para obter os principais resultados deste trabalho.

O estabelecimento da "zona de Brillouin" e o cálculo dos coeficientes de filtragem foram obtidos usando conceitos de cristalografia [18] e álgebra vertical [17].

O espaço de Fourier e a "Zona de Brillouin" são conceitos comuns à teoria de difração e sua aplicação no tratamento de sinais tridimensionais com o objetivo de fornecer estruturas otimizadas e cálculos de coeficientes de filtragem é bastante recente.

Neste trabalho usou-se esse recurso aplicados ao MCP 34 Mbit/s para fornecer os resultados apresentados e que não foram até o presente momento divulgado por nenhum outro autor.

Em HDTV esse estudo se aplica na redução da taxa e principalmente para limitar a banda do sinal e eliminar a energia residual e o ruído introduzido fora da banda de passagem em três dimensões. Isso comumente é feito apenas na direção horizontal para os sistemas convencionais de televisão.

Como se observa, essa técnica fornece um estudo da disposição espacial das amostras, resultando numa importante ferramenta para otimizar a distribuição de amostra e neste caso específico usou-se esse recurso para atingir taxas de amostragem sub-Nyquist.

IV.2. EQUACIONAMENTO DE ESPAÇO DE FOURIER

Seja o Mosaico de amostras da fig. IV.1 tomado como referência.

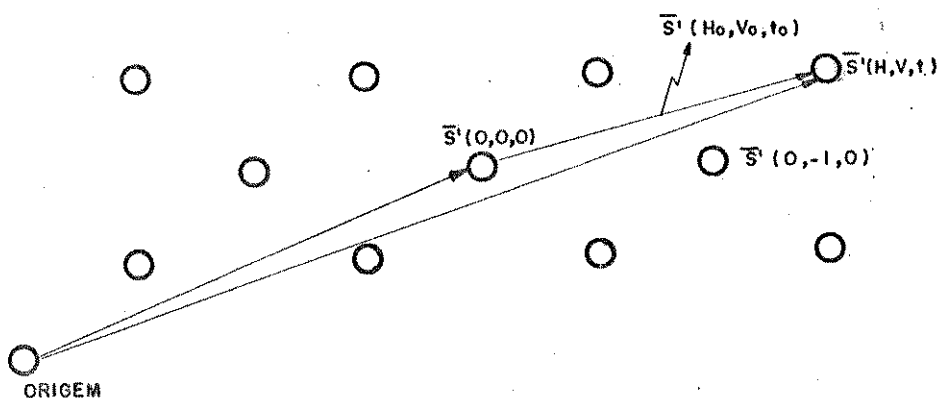


Fig. IV.1. Distribuição das amostras no espaço

A base no espaço será definida pela terna $\hat{e} = (e_H, e_V, e_T)$.

Cada amostra no espaço será definida por um vetor posição $\bar{S}'(H, V, T)$.

A mostra atual será designada por $\bar{S}'(0, 0, 0)$ e a base no espaço será:

$$\hat{e}_1 = \hat{e}_H = \frac{\bar{S}'(-1, 0, 0) - \bar{S}'(0, 0, 0)}{\|\bar{S}'(-1, 0, 0) - \bar{S}'(0, 0, 0)\|} \quad (\text{IV.1})$$

$$\hat{e}_2 = \hat{e}_V = \frac{\bar{S}'(0, -1, 0) - \bar{S}'(0, 0, 0)}{\|\bar{S}'(0, -1, 0) - \bar{S}'(0, 0, 0)\|}$$

$$\hat{e}_3 = \hat{e}_T = \frac{\bar{S}'(0, 0, -1) - \bar{S}'(0, 0, 0)}{\| \bar{S}'(0, 0, -1) - \bar{S}'(0, 0, 0) \|}$$

Qualquer amostra $\bar{S}'(H, U, T)$ pode ser especificado por $S'(H_0, U_0, T_0)$ em função da base \hat{e} , tomando como origem do sistema amostra atual $\bar{S}'(0, 0, 0)$

Seja então definido o vetor \bar{S}_m que especifica o Mosaico de amostras a partir da amostra $S'(0, 0, 0)$.

$$\bar{S}_m = \sum_{i=1}^3 m_i \bar{e}_i \quad (\text{IV.2})$$

A transformada de Fourier em três dimensões para sinais amostrados será então fornecida pela eq. IV.3.

$$H(f_1, f_2, f_3) = \sum_{n_1} \sum_{n_2} \sum_{n_3} h(n'_1, n'_2, n'_3) \exp(-j 2\pi n_1 f_1 S_1) \exp(-j 2\pi n_2 f_2 S_2) \quad (\text{IV.3})$$

$$\exp(-j 2\pi n'_3 f_3 S_3)$$

Usando notação vetorial [16] obtemos a eq. IV.4.

$$H(\bar{K}) = \sum_{m=(n_1, n_2, n_3)} h(\bar{S}_m) e^{-j 2\pi \bar{K} \cdot \bar{S}_m} \quad (\text{IV.4})$$

$$\text{onde: } h(\bar{S}_m) = h(n_1, n_2, n_3)$$

\bar{K} = vetor posição das amostras no espaço de Fourier.

Da equação IV.4 verificamos que

$$H(\bar{K}) = H(\bar{K} + \bar{K}_n) \quad (\text{IV.5})$$

o vetor \bar{K}_n definirá então o mosaico de amostras no espaço de Fourier a partir da amostra $\bar{K}(0, 0, 0)$

$$\bar{K}_n = \sum_{n=1}^3 n_i e_i \quad (\text{IV.6})$$

$$\begin{aligned} H(\bar{K} - \bar{K}_n) &= \sum_m h(\bar{S}_m) e^{-j 2\pi (\bar{K} + \bar{K}_n) \cdot \bar{S}_m} \\ &= \sum_m h(\bar{S}_m) e^{-j 2\pi \bar{K} \cdot \bar{S}_m} e^{-j 2\pi \bar{K}_n \cdot \bar{S}_m} \end{aligned} \quad (\text{IV.7})$$

$$e^{-j 2\pi \bar{K}_n \cdot \bar{S}_m} = 1$$

Resultando:

$$\bar{K}_n \cdot \bar{S}_m = 1 \quad (\text{IV.8})$$

A partir da equação IV.8 pode-se obter o mosaico de amostras no espaço de Fourier.

Sejam então $\bar{S}_1, \bar{S}_2, \bar{S}_3$ três vetores que representam três amostras em R do espaço vetorial formado pelo mosaico de amostras contido em R^3 e que satisfazem a eq. IV.8 para um dado vetor \bar{K} contido em R^3 :

$$\begin{aligned} \bar{K} \cdot \bar{S}_1 &= 1 \\ \bar{K} \cdot \bar{S}_2 &= 1 \\ \bar{K} \cdot \bar{S}_3 &= 1 \end{aligned} \quad (\text{IV.9})$$

assim:

$$\bar{K} \cdot \bar{S}_1 + \bar{K} \cdot \bar{S}_2 + \bar{K} \cdot \bar{S}_3 = \bar{e} \cdot \bar{e} \quad (\text{IV.10})$$

Sejam então definidos os operadores lineares \bar{S} e \bar{K} em \mathbb{R}^3 com relação à base \bar{e} .

$$\bar{S} = \bar{S}(e_1, e_2, e_3) = \bar{S}_1 + \bar{S}_2 + \bar{S}_3 \quad (\text{IV.11})$$

$$\bar{K} = \bar{K}(e_1, e_2, e_3) = \bar{K}_1 + \bar{K}_2 + \bar{K}_3$$

onde:

$$\bar{S}_1 = a_{11} \bar{e}_1 + a_{12} \bar{e}_2 + a_{13} \bar{e}_3 = (a_{11}, a_{12}, a_{13})$$

$$\bar{S}_2 = a_{21} \bar{e}_1 + a_{22} \bar{e}_2 + a_{23} \bar{e}_3 = (a_{21}, a_{22}, a_{23})$$

$$\bar{S}_3 = a_{31} \bar{e}_1 + a_{32} \bar{e}_2 + a_{33} \bar{e}_3 = (a_{31}, a_{32}, a_{33})$$

(IV.12)

$$\bar{K}_1 = b_{11} \bar{e}_1 + b_{12} \bar{e}_2 + b_{13} \bar{e}_3 = (b_{11}, b_{12}, b_{13})$$

$$\bar{K}_2 = b_{21} \bar{e}_1 + b_{22} \bar{e}_2 + b_{23} \bar{e}_3 = (b_{21}, b_{22}, b_{23})$$

$$\bar{K}_3 = b_{31} \bar{e}_1 + b_{32} \bar{e}_2 + b_{33} \bar{e}_3 = (b_{31}, b_{32}, b_{33})$$

Sejam então $[\bar{S}]$, $[\bar{K}]$ e $[\bar{e}]$ as matrizes [17] representação de \bar{S} , \bar{K} e \bar{e} em relação à base \bar{e}

$$[\bar{S}] = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{pmatrix} \quad [\bar{K}] = \begin{pmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} \end{pmatrix} \quad [\bar{e}] = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{IV.13})$$

temos então:

$$\bar{K} \cdot \bar{S} = \bar{M} \cdot \bar{e} \quad \text{onde } [\bar{M}] = [\bar{K}] \cdot [\bar{S}]^T \quad (\text{IV.14})$$

$[\bar{S}]^T =$ Matriz Transposta de $[\bar{S}]$

Das equações IV.10 e IV.14 obtemos:

$$\bar{M} \cdot \bar{e} = \bar{e} \cdot \bar{e} \Rightarrow \bar{M} = \bar{e} \Rightarrow [\bar{M}] = [\bar{e}] = [\bar{I}]$$

$$[\bar{I}] = \text{Matriz Identidade} \quad (\text{IV.15})$$

Portanto:

$$[\bar{K}] \cdot [\bar{S}]^T = [\bar{I}]$$

A equação (IV.15) pode fornecer os vetores $\bar{K}_1, \bar{K}_2, \bar{K}_3$ que formam um conjunto de vetores representativos do espaço de Fourier em R^3 para o Mosaico de amostras representado por \bar{S}_1, \bar{S}_2 e \bar{S}_3 no tempo.

Para encontrar o mosaico de amostras no espaço de Fourier e estabelecer a "Zona de Brillouin" introduzida conceitualmente no capítulo III, deve-se definir a célula básica no domínio do tempo a partir do mosaico de amostras da Figura IV.2

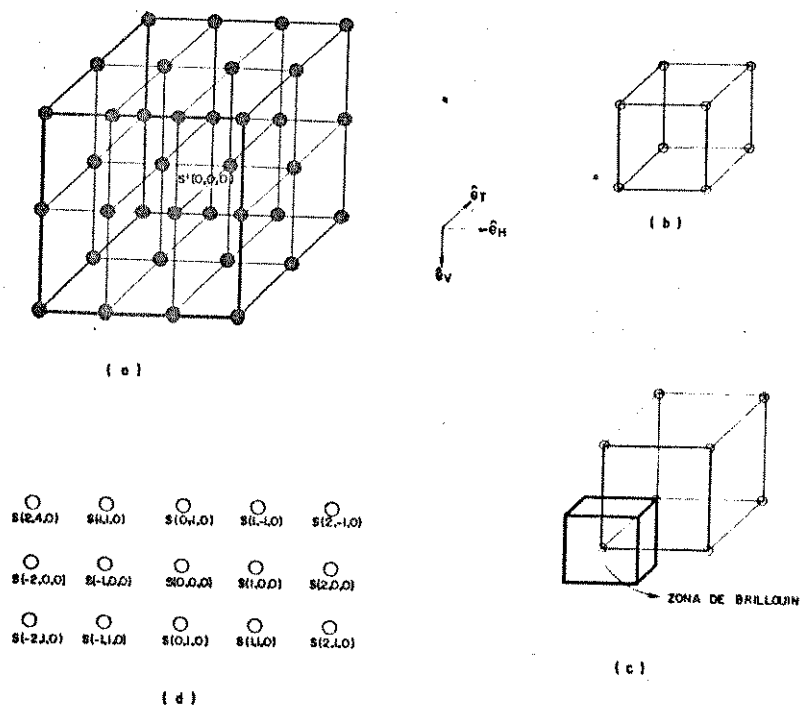


Fig. IV.2 (a) Mosaico de amostras básico

(b) Mosaico básico do domínio do tempo

(c) Mosaico básico no espaço de Fourier
(domínio da frequência)

(d) Nomenclatura usada

$S(0, 0, 0)$ = amostra atual

$S(L, J, K)$ = L-ésima amostra da J-ésima linha
do K-ésimo campo

Para o cálculo da célula básica no domínio da frequência, seleciona-se uma matriz $[\bar{S}]$ a partir da Fig. IV.2.a assim:

$$[\bar{S}] = \begin{pmatrix} 1, & 0, & 0 \\ 0, & 1, & 0 \\ 0, & 0, & 1 \end{pmatrix} \quad (IV.16)$$

Usando a equação (IV.15) obtém-se a matriz $[\bar{K}]$ que fornece o mosaico da Fig. IV.2.c.

$$[\bar{K}] = \begin{pmatrix} 1, & 0, & 0 \\ 0, & 1, & 0 \\ 0, & 0, & 1 \end{pmatrix} \quad (IV.17)$$

A primeira zona de Brillouin aqui definida simplesmente por "Zona de Brillouin" determinará então os limites do espectro em frequência do sinal no espaço de Fourier para que uma amostra não interfira com a outra, e é geometricamente definida pelos planos bissetores [18].

O mosaico de amostras de referência para a taxa principal de 13,5 MHz na relação 4:4:4 apresenta a célula da Fig. IV.3 que chamaremos de célula de referência.

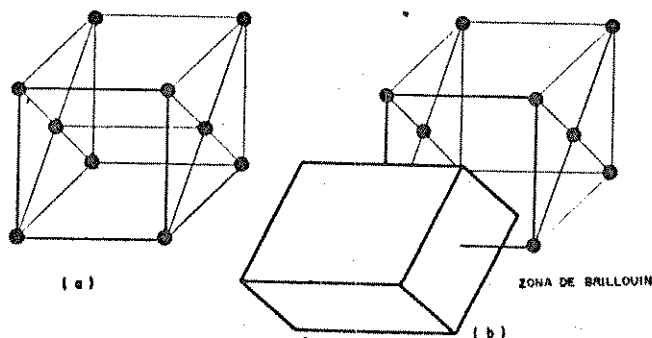


FIG. IV.3 (a) MOSAICO DE REF. NO DOMINIO DO TEMPO
(b) MOSAICO DE REF. NO DOMINIO DA FREQUÊNCIA

Fig. IV.3 (a) Mosaico de ref. no domínio do tempo
(b) Mosaico de ref. no domínio da frequência

Neste caso selecionando a matriz $[\bar{S}]$ a partir da Fig. IV.3.a. e usando a eq. IV.15 obtem-se:

$$[\bar{S}] = \begin{bmatrix} 1, & 0, & 0 \\ 1, & 2, & 0 \\ 1, & 1, & 1 \end{bmatrix} \longrightarrow [K] = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & 1/2 & -1/2 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (IV.18)$$

Para os demais caso aqui analisado, agrupou-se os resultados dos cálculos na Tabela IV.1 e as células resultantes para as subamostragens na Horizontal, Vertical, Temporal e Cruzada estão dispostas na Fig. IV.4.

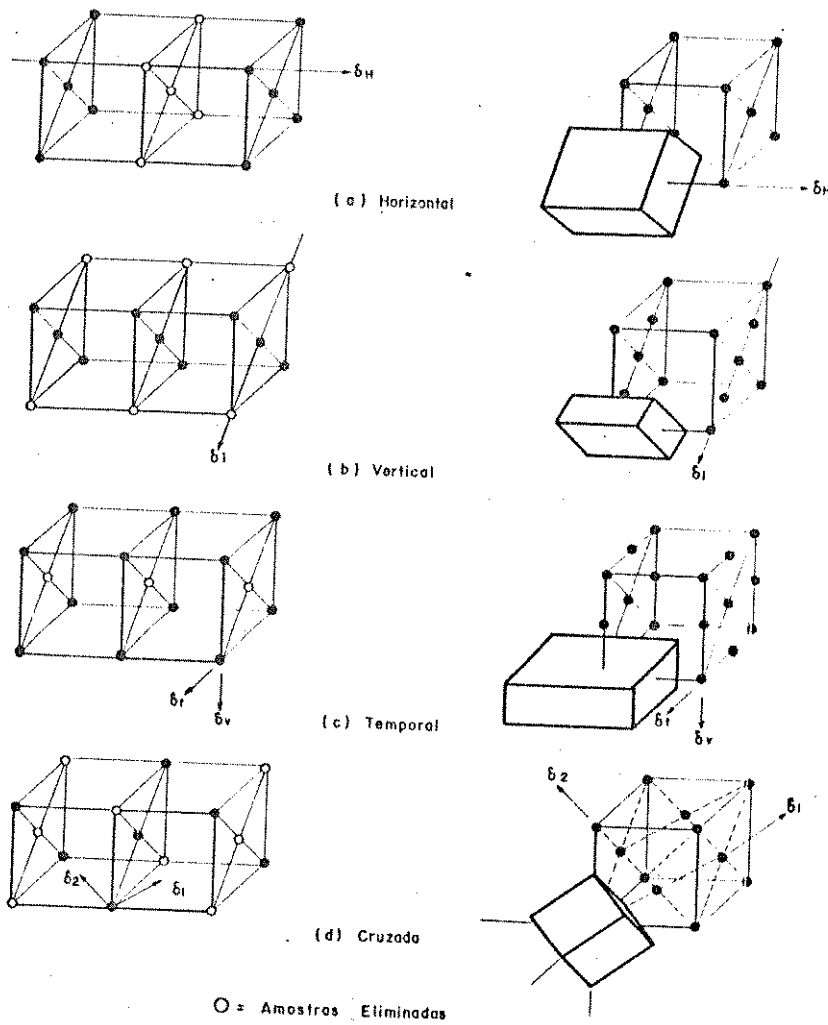


Fig. IV.4 - Tipos de sub-amostragens usados neste trabalho

SUB-AMOSTRAGEM	$[\bar{S}]$	$[\bar{K}]$	Direções de Filtragem	
HORIZONTAL	$\begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 1/2 & -1/2 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	(1,0,0)	
VERTICAL	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 2 & -1 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$	(0,-1,1)	
TEMPORAL	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 2 \\ 0 & 2 & 2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/2 & -1/2 \\ 0 & 0 & 1/2 \end{bmatrix}$	(0,1,0)	(0,0,1)
CRUZADA	$\begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 2 \\ 1 & 2 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1/2 & -1/4 & 1/4 \\ 0 & 0 & 1/2 \\ 0 & 1/2 & -1/2 \end{bmatrix}$	(1,-1,1)	(-1,-1,1)

Tabela IV.1 - Matrizes representação de \bar{S} e \bar{R}

IV.3. FILTRAGEM MULTIDIMENSIONAL

No desenvolvimento da filtragem multidimensional pode-se tomar o mosaico de amostras da Figura IV.4 como ponto de partida para a compreensão e desenvolvimento dos cálculos aqui apresentados.

Para a sub-amostragem horizontal, conforme observa-se pela Figura IV.4.a, a redução de faixa ocorre apenas na direção horizontal. Neste caso a filtragem poderá ser unidimensional na direção horizontal.

Para a sub-amostragem vertical, a redução de faixa ocorre apenas na direção "S_i" resultando numa filtragem unidimensional na direção "S_i".

Para a sub-amostragem temporal a redução de faixa ocorre nas direções vertical e temporal, resultando em uma filtragem bidimensional envolvendo as direções vertical e temporal.

Para a sub-amostragem cruzada, a redução de faixa ocorre nas direções δ_1 e δ_2 resultando em uma filtragem bidimensional envolvendo as direções δ_1 e δ_2 .

No desenvolvimento dos coeficientes de filtragem será usada a nomenclatura da Figura IV.2.

No dimensionamento dos filtros considera-se aqui filtros FIR com resposta $h(n_1, n_2, n_3)$ definida no intervalo $N_1 \leq n_1 \leq N'_1$, $N_2 \leq n_2 \leq N'_2$, $N_3 \leq n_3 \leq N'_3$.

Admite-se também que a resposta $h(n_1, n_2, n_3)$ esteja limitada a uma região W em R^3 tal que:

✦ $h(n_1, n_2, n_3)$ existe se:

$$|(n_1, n_2, n_3)| \leq M_{in}(n) \quad (IV.19)$$

onde $M_{in}(n) = \min(N_1, N_2, N_3, N'_1, N'_2, N'_3) = N$

assim a equação IV.4 pode ser escrita como:

$$H(\bar{K}) = \sum_{m=-M_1}^{M_1} h(\bar{S}_m) \exp(-j \cdot 2\pi \bar{K} \cdot \bar{S}_m) \quad (IV.20)$$

$M_1 = (N, N, N)$

Seja então $[\bar{T}]$ a matriz representação da transformação linear \bar{T} que contém todos os vetores da primeira amostra em todas as direções definidas no mosaico de amostras que constitui a região limitada W .

Seja \bar{S}_i um vetor do espaço vetorial constituído por $[\bar{T}]$.

Então qualquer vetor \bar{S}_{m_i} da matriz representação $[\bar{S}]$ do espaço vetorial W poderá ser escrito como:

$$\bar{S}_{m_i} = m_i \cdot \bar{S}_i \quad (IV.21)$$

A equação IV.20 pode ser reescrita

$$H(\bar{K}) = h(\bar{0}) + \sum_{i=1}^T \left[\sum_{\substack{m=-M'_i \\ m_i \neq 0}}^{M'_i} h(m_i \bar{S}_i) \exp(-j 2\pi m_i \bar{K} \cdot \bar{S}_i) \right] \quad (\text{IV.22})$$

onde:

$T = n^{\circ}$ de vetores que constitui o espaço vetorial representado por $[\bar{T}]$.

$M'_i = n^{\circ}$ máximo de amostras na direção i contidas no espaço W .

A equação IV.22 é contribuição deste trabalho, tornando a equação IV.20 numa somatória de equações unidimensionais.

Para os cálculos dos coeficientes de filtragem é conveniente optar por filtros de máxima planura com resposta de fase linear, sendo então estabelecidas as condições impostas por IV.21.

i. Simetria

$$H(\bar{K}) = H(-\bar{K}) \quad (\text{IV.21.a})$$

ii. Linearidade de Fase

$$H\left(\frac{\pi \bar{S}_i^{-1}}{2} - \bar{K}_i\right) = 1 - H(\bar{K}_i) \quad (\text{IV.21.b})$$

iii. Ganho Unitário

$$H(\bar{0}) = 1 \quad (\text{IV.21.c})$$

assim,

$$H(\bar{K}) = H(-\bar{K}) \longrightarrow$$

$$H(\bar{K}) = h(\bar{0}) + \sum_{i=1}^T \left[\sum_{m=M'_{i,j}}^{M_i} h(m_i \bar{S}_i) \cos(2\pi m_i \bar{K} \cdot \bar{K}_i) \right]$$

(IV.22)

$$h(-m \bar{S}_i) = h(m \bar{S}_i) \longrightarrow$$

$$H(\bar{K}) = h(\bar{0}) + 2 \sum_{i=1}^T \left[\sum_{m=1}^{M'_{i,j}} h(m_i \bar{S}_i) \cos(2\pi m_i \bar{K} \cdot \bar{S}_i) \right]$$

Da condição IV.21.b temos:

$$H \left[\frac{\pi \bar{S}_i^{-1}}{2} - \bar{K}_i \right] = h(\bar{0}) + 2 \sum_{i=1}^T \left[\sum_{m_i=1}^{M'_{i,j}} h(m_i \bar{S}_i) \cos \right.$$

$$\left. (\pi m_i - 2\pi \bar{K}_i \bar{S}_i) \right]$$

$$= 1 - H(\bar{K}_i) = 1 - h(\bar{\theta}) - 2 \sum_{i=1}^T \left[\sum_{m_i=1}^{M'_i} \sum h(m_i \bar{S}_i) \cos \right. \\ \left. (2\pi \bar{K}_i \bar{S}_i) \right] \quad (IV.23)$$

A equação IV.23 poderá ser satisfeita se $m_i = \text{ímpar}$ e $h(\bar{\theta}) = 1/2$, resultando:

$$H(\bar{K}) = \frac{1}{2} + 2 \sum_{i=1}^T \left[\sum_{m_i=0}^{M_i} h((2m_i+1) \bar{S}_i) \cdot \cos \right. \\ \left. (2\pi (2m_i+1) \bar{K} \cdot \bar{S}_i) \right] \\ M_i = \frac{M'_i - 1}{2} \quad \text{se } M'_i = \text{ímpar} \\ M_i = \frac{M'_i - 2}{2} \quad \text{se } M'_i = \text{Par} \quad (IV.24)$$

A equação IV.24 reduz os cálculos a uma transformação linear \bar{T} de filtros unidimensionais.

Para que o filtro seja simétrico em R^3 , devemos impor também:

$$h((2m_i+1) \bar{S}_i) = h((2m_j+1) \bar{S}_j)$$

$$\text{se } |(2m_i+1) \bar{S}_i| = |(2m_j+1) \bar{S}_j|$$

Para que o filtro seja de ordem M_1 de máxima planura na direção i , as primeiras $2M_1$ derivadas de ordem par na origem devem ser nulas, impondo a condição IV.25.

$$\sum_{m_1=0}^{M_1} (2m_1+1)^2 h((2m_1+1) \bar{S}_1) = 0 \quad (IV.25)$$

$$\sum_{m_1=0}^{M_1} (2m_1+1)^{2M_1} h((2m_1+1) \bar{S}_1) = 0$$

IV.3.1. Solução para Filtragem em uma Dimensão

Para uma dimensão impõe-se $T = 1$ reduzindo a eq. IV.25 na equação IV.26 não havendo mais necessidade do uso de vetores.

$$H(K) = \frac{1}{2} + 2 \sum_{m_1=1}^{M_1} h(2m_1+1) \cos(2\pi(2m_1+1)K S_1) \quad (IV.26)$$

A solução da equação IV.26 para filtros lineares de máxima planura satisfazendo a condição IV.25 foi apresentada por Constantine Gumacos [14].

Neste caso temos

$$h(2m_1+1) = \frac{A_{m_1, M_1}}{\sum_{i=0}^{M_1} A_{i, M_1}} \quad m_1 = 0, \dots, M_1$$

$$A_{m_i, M_i} = \frac{(-1)^{m_i}}{2^{m_i+1}} \frac{M_i! (M_i+1)!}{(M_i-m_i)! (M_i+m_i+1)!}$$

A tabela IV.2 [14] fornece os coeficientes para $M_i = 0, 1, 2$

M_i	$h(1)$	$h(3)$	$h(5)$
0	1/4		
1	9/32	-1/32	
2	150/512	-25/512	3/512

Tabela IV.2 - Coeficiente para filtros digitais de ordem 0, 1 e 2

Os filtros de máxima planura aqui empregados tem a vantagem de fornecer coeficientes de fácil implementação.

IV.3.2. Solução para Filtragem em Duas ou Três Dimensões

A matriz representação $[T]$ e a condição imposta por IV.26 não são suficientes para determinar os coeficientes de filtragem quando estão envolvidas mais de uma dimensão.

É preciso levar em consideração a "Zona de Brillouin" que determina em quais direções devem ser feitas as filtrações. Mesmo no caso de uma dimensão, é a Zona de Brillouin quem verdadeiramente estabelece a direção de filtragem, como no caso da sub-amostragem vertical que embora seja unidimensional ocorre numa direção inclinada, envolvendo também o tempo.

Projetar um filtro espacial ótimo de ordem M de máxima planura requer impôr que nas direções de filtragem, o filtro seja de ordem M. Usando a tabela IV.1 para fornecer a direção de filtragem, a matriz representação $[\bar{T}]$ e a condição IV.26, calculam-se os coeficiente de filtragem espacial de ordem M.

A tabela IV.3 fornece a matriz representação $[\bar{T}]$ para filtros de ordem "zero" e "um" para as sub-amostragens da Fig. IV.4.

M	0	1
HORIZONTAL	$(1 \ 0 \ 0)$	$(1 \ 0 \ 0)$
VERTICAL	$(0, -1, 1)$	$(0, -1, 1)$
TEMPORAL	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & -3 & 1 \\ 0 & -1 & 3 \\ 0 & 1 & 3 \\ 0 & 3 & 1 \end{bmatrix}$
CRUZADA	$\begin{bmatrix} 1, 0, 0 \\ 0, 1, 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1, 0, 0 \\ 0, -1, -1 \\ 1, -2, -2 \\ 2, -1, -1 \\ 2, 1, 1 \\ 1, 2, 2 \end{bmatrix}$

Tabela IV.3 - Matriz Representação $[\bar{T}]$

A tabela IV.4 fornece os coeficientes calculados para filtragem espacial ótima de ordem zero e um.

FILTRAGEM HORIZONTAL

M	$h(0, 0, 0)$	$h(\pm 1, 0, 0)$	$h(\pm 3, 0, 0)$
0	2	1	0
1	16	-9	1

FILTRAGEM VERTICAL

M	$h(0, 0, 0)$	$h(0, \pm 1, \pm 1)$	$h(0, \pm 3, \pm 3)$
0	2	1	
1	16	-9	1

FILTRAGEM TEMPORAL

M	$h(0, 0, 0)$	$h(0, \pm 1, \pm 1)$ = $h(0, \mp 1, \mp 1)$	$h(0, \pm 3, \pm 1)$ $h(0, \mp 3, \mp 1)$ $h(0, \pm 3, \mp 1)$ $h(0, \mp 3, \pm 1)$ $h(0, \pm 1, \pm 3)$ $h(0, \mp 1, \mp 3)$	$h(0, \pm 3, \pm 3)$ $h(0, \mp 3, \mp 3)$
0	4	1		
1	256	81	-9	1

FILTRAGEM CRUZADA

M	$h(0, 0, 0)$	$h(\pm 1, 0, 0)$ $h(0, \pm 1, \pm 1)$	$h(\pm 1, \pm 2, \pm 2)$ $h(\pm 1, \mp 2, \mp 2)$ $h(\pm 2, \pm 1, \pm 1)$ $h(\pm 2, \mp 1, \mp 1)$	$h(\pm 3, 0, 0)$ $h(0, \pm 3, \pm 3)$
0	4	1		
1	256	81	-9	1

IV.4. ALGORITMOS DE FILTRAGEM EMPREGADOS NA RECUPERAÇÃO DOS SINAIS

Y, C_R, C_D

IV.4.1. Avaliação dos Sinais

Os cálculos apresentados para sub-amostragem e filtragem multidimensional dos sinais de televisão digitalizados foram desenvolvidos primeiramente para otimizar o mosaico de amostras na transmissão e depois para uma filtragem multidimensional otimizada coincidindo com as direções delimitadas pela zona de Brillouin.

A filtragem multidimensional otimizada é útil em aplicações que envolvem televisão de alta resolução onde maior controle do sinal e do ruído é exigido do sistema. Em televisão comercial, o sinal recebe um tratamento unidimensional na direção horizontal e as demais direções ficam limitadas pelas próprias características do sinal fornecidas pela fonte de imagem.

Pela forma de tratamento adotada neste trabalho, generalizou-se o estudo da imagem, introduzindo a dependência das amostras em outras direções para se conseguir um mosaico de amostras adequado. Com isso a restauração do sinal passou a exigir características de recuperação multidimensional. Um equipamento para reduzir a taxa do sinal de televisão comercial, envolvendo vários campos, perde sua utilidade prática caso seu uso se torne realmente necessário.

No capítulo II estabeleceu-se que são necessárias 525 amostras na vertical para compor um quadro do sinal de luminância e 217 amostras na vertical para compor um quadro de cada sinal diferença de cor básico, mantendo características super-Nyquist. Isso equivale a dizer que se for considerado apenas um campo, teremos 262,5 amostras para a luminância e 262,5 amostras para cada sinal diferença de cor básico na direção vertical.

Podemos então afirmar que os sinais diferença de cor básicos mantêm características super-Nyquist nas direções horizontal e vertical para cada campo enquanto que a luminância mantêm características super-Nyquist apenas na direção horizontal para um campo.

IV.4.2. RECUPERAÇÃO DOS SINAIS DIFERENÇA DE COR BÁSICOS

Para os sinais diferença de cor básicos, o uso da tabela IV.4 na recuperação dos sinais é dispendioso e desnecessário, requerendo três campos para uma filtragem espacial de ordem zero e sete campos para uma filtragem de primeira ordem, além disso envolve filtragem de características sem controle no tratamento convencional de imagens de televisão.

Na sequência de filtragem otimizada "HTC" para C_R e C_B estabelecida no capítulo III, pode-se recuperar o sinal fazendo uma filtragem cruzada nos planos horizontal e vertical para recuperar amostras eliminadas pela sub-amostragem cruzada, pode-se usar uma filtragem horizontal para recuperar amostras eliminadas pela sub-amostragem horizontal e pode-se usar uma filtragem vertical para recuperar amostras eliminadas pela sub-amostragem temporal.

A sequência de recuperação descrita não impõe nenhuma degradação na recuperação do sinal como pode-se constatar pela Figura IV.5 e ao mesmo tempo requer memorizar poucas linhas.

Pela Figura IV.5 verifica-se pela sobreposição dos filtros com a "Zona de Brillouin" que as características originais da imagem são recuperadas sem perdas com a garantia de limitação do espectro em todas as direções fornecidas pelo próprio mosaico de amostras otimizado na transmissão.

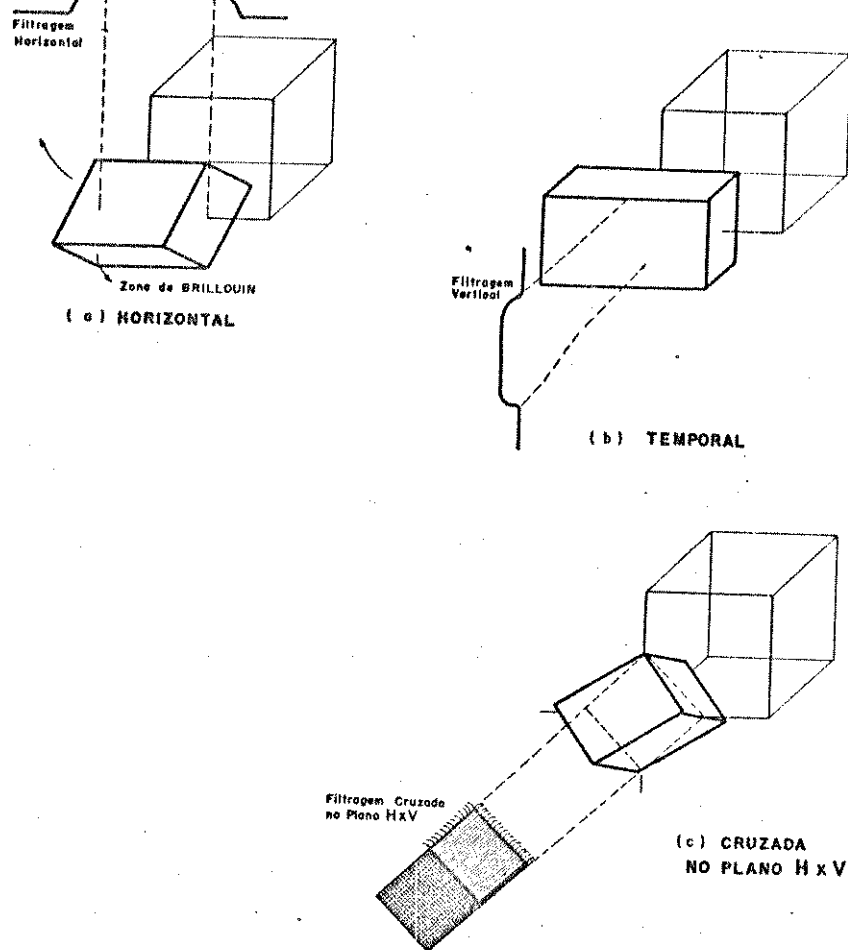


Figura IV.5. Filtragem empregada na recuperação dos sinais diferença de cor básicos.

Surge apenas alguma indagação a respeito da Figura IV.5.C onde pode-se imaginar que haja alguma perda de informação, pois a projeção do filtro bidimensional sobre a zona de Brillouin provoca restrições na faixa de passagem do sinal em planos paralelos ao plano constituído pelos eixos horizontal e vertical.

Essa indagação não é uma questão óbvia de se responder, para isso foi estudado cautelosamente o problema, e obteve-se uma solução simples de fácil aceitação.

A resposta aqui fornecida oferece também uma maior aceitação dos resultados obtidos no capítulo III onde constatou-se a hipótese de que não há degradação de faixa nas direções de filtragem inclinadas no plano HXV quando é feita uma sub-amostragem cruzada ou temporal do sinal. As conclusões obtidas no capítulo III se basearam na zona de Brillouin e na premissa verdadeira de que uma imagem de televisão originalmente gerada e amostrada na direção horizontal a uma taxa super-Nyquist, mantém características super-Nyquist em outras

direções. Isso pode não ser um argumento suficiente quando não se aceita plenamente o tratamento da imagem usando o conceito de zona de Brillouin.

A Figura IV.6 responde às possíveis dúvidas de forma bastante simples.

Na Figura IV.6 supomos que as amostras estão na menor taxa Super-Nyquist permitida e que corresponde à relação de taxas 4:1/2:1/2. Ao se fazer a sub-amostragem cruzada, as amostras ficam dispostas conforme a Fig. IV.7. Pode-se então verificar que nas direções δ_1^+ e δ_1^- há linhas onde as amostras mantêm-se na taxa super-Nyquist, pois não perderam nenhuma amostras.

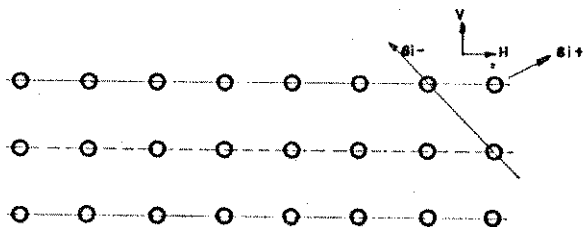


Fig. IV.6. Mosaico de Amostras na menor taxa super-Nyquist

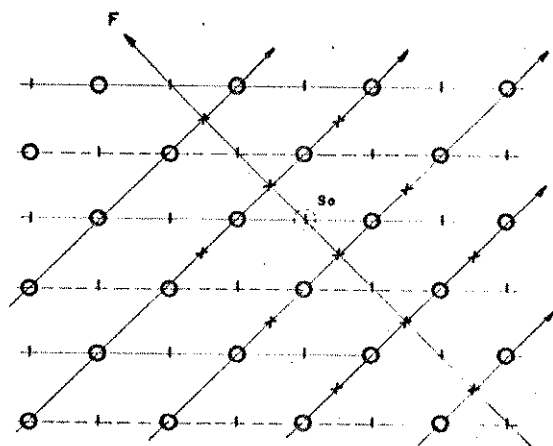


Fig. IV.7. Mosaico de Amostras da Figura IV.6, sub-amostrado a taxa sub-Nyquist

Fazendo filtrações na direção δ_1^+ pode-se introduzir integralmente todas as amostras designadas por "X".

Na direção F as amostras "X" introduzidas estão espaçadas a uma distância super-Nyquist, permitindo que qualquer amostra da reta F possa ser recuperada a partir das amostras "X", incluindo a amostra S_0 que pode então ser recuperada integralmente interpolando as amostras existentes.

Constata-se também que a recuperação da amostra S_0 envolveu as direções de filtragem δ_i^+ e δ_i^- que corresponde precisamente à filtragem bidimensional das amostras nas direções δ_i^+ e δ_i^- .

A tabela IV.5 fornece coeficientes de filtragem calculados e empregados na avaliação dos resultados fornecidos no capítulo V.

FILTRAGEM HORIZONTAL				
M	$h(0, 0, 0)$	$h(\pm 1, 0, 0)$	$h(\pm 3, 0, 0)$	
0	2	1	1	
1	16	-9	1	
FILTRAGEM VERTICAL E TEMPORAL				
M	$h(0, 0, 0)$	$h(0, \pm 1, 0)$	$h(0, \pm 3, 0)$	
0	2	1	1	
1	16	-9	1	
FILTRAGEM CRUZADA				
M	$h(0, 0, 0)$	$h(\pm 1, 0, 0)$	$h(\pm 1, \pm 2, 0)$	$h(\pm 3, 0, 0)$
		$h(0, \pm 1, 0)$	$h(\pm 1, \mp 2, 0)$	$h(0, \pm 3, 0)$
			$h(\pm 2, \pm 1, 0)$	
			$h(\pm 2, \mp 1, 0)$	
0	4	1		
1	256	81	-9	1

Tabela. IV. 5 Coeficientes de filtragem empregados na recuperação dos sinais Y ; C_R ; C_B

IV.4.3. Recuperação do Sinal de Luminância

IV.4.3.1. Estabelecimento de Critérios de Avaliação do Sinal de Luminância

Infelizmente, para a luminância a solução não é tão simples, pois a sub-amostragem cruzada mantém características super-Nyquist no campo apenas na direção horizontal. Neste caso deve-se procurar uma alternativa que permita manter a recuperação restrita apenas a um campo sem causar perdas visíveis.

Adiantando conclusões obtidas pelas simulações divulgadas no capítulo V e tomando como base o Mosaico otimizado na transmissão para o sinal de luminância, fez-se vários teste de simulação com imagens recuperadas e em particular obtem-se ao recuperar as imagens através de filtragem horizontal ou filtragem vertical no campo, relações sinal ruído sempre acima de 50 dB, logicamente com melhor desempenho para filtragem horizontal, essa verificação foi feita para confirmar o método sugerido neste trabalho para recuperar o sinal de luminância.

As altas relações sinal/ruído conseguidas com as filtragens horizontal e vertical no campo indicam forte correlação da imagem em ambas as direções.

Ao se fazer uma filtragem na horizontal na metade da taxa de sub-amostragem, elimina-se um conteúdo de alta frequência do sinal de luminância conforme mostra a Figura IV.8.a.

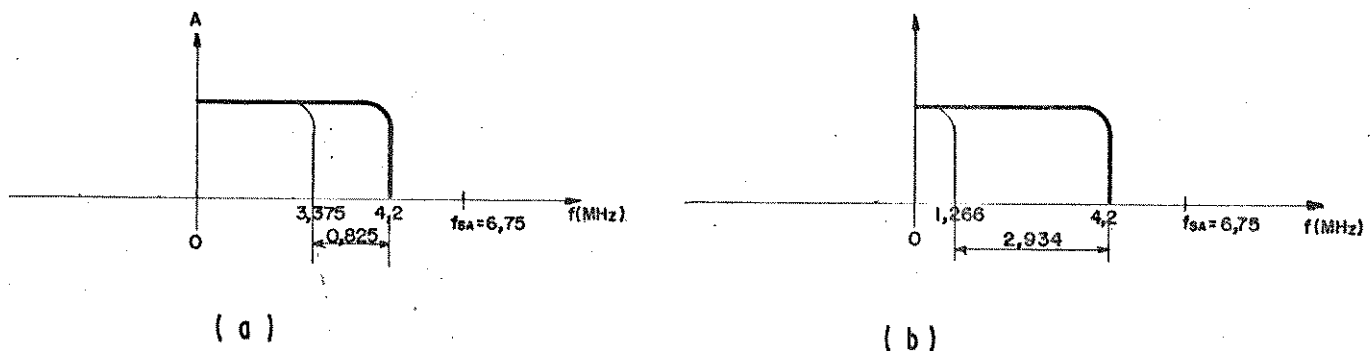


Figura IV.8. Filtragem a taxa sub-Nyquist

(a) Horizontal

(b) Vertical

Na direção vertical, a faixa de passagem do sinal em termos de frequência é evidentemente igual à faixa de passagem na direção horizontal. Considerando-se amostras apenas em um campo resultantes de uma sub-amostragem cruzada, reduz-se a taxa na direção vertical para um quarto da taxa original que provém de uma frequência de amostragem principal " f_A " de 13,5 MHz.

Essa redução permite a recuperação de uma faixa de um quarto de f_A através de filtragem na direção vertical eliminando um conteúdo de alta frequência do sinal dado na Fig. IV.8.b.

Consideremos então uma imagem com transições abruptas na luminância que podem ter componentes de frequências altas atingindo 4,2 MHz na direção horizontal.

Sejam transições que determinam o contorno uniforme horizontal e vertical da Figura IV.9

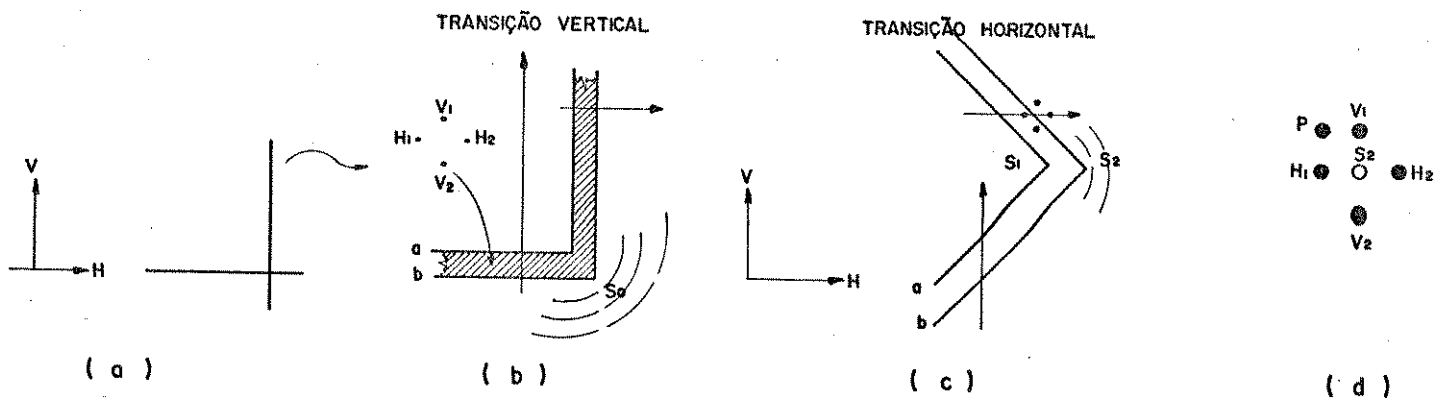


Figura IV.9 Contornos horizontais e verticais.

- (a) Contorno
- (b) Contorno expandido

Sejam H_1, H_2, V_1, V_2 amostras adjacentes pertencentes ao contorno uniforme da figura.IV.9.

Para as amostras na região hachuriada interna ao contorno da figura.IV.9(b) vale a condição fornecida por IV.28a.

Para as amostras nos limites do contorno teremos as condições estabelecidas por IV.28.b e IV.28.c respectivamente para as transições vertical e horizontal

$$H_1 = H_2 = V_1 = V_2 \quad \text{IV.28.a}$$

$$H_1 = H_2 \text{ e } V_1 \neq V_2 \quad \text{IV.28.b}$$

$$H_1 \neq H_2 \text{ e } V_1 = V_2 \quad \text{IV.28.c}$$

Generalizando as condições impostas por IV.28 pode-se dizer que, para um contorno não uniforme do tipo da figura.IV.9 valem as condições estabelecidas por IV.29.

Em regiões internas ao contorno

$$H_1 \approx H_2 \approx V_1 \approx V_2 \quad \text{IV.29.a}$$

Em transições verticais

$$|H_1 - H_2| < |V_1 - V_2| \quad \text{IV.29.b}$$

Em transições Horizontais

$$|H_1 - H_2| > |V_1 - V_2| \quad \text{IV.29.c}$$

Somente na transição horizontal e vertical externa ao contorno representada pela amostra S_0 , nada se pode afirmar pelas condições fornecidas por IV.29.

Considerando o contorno inclinado da figura IV.28.c, pode-se estabelecer as condições fornecidas por IV.30 baseadas no conjunto

$$A = \{ |H_1 - H_2|, |V_1 - V_2|, |H_1 - V_1|, |H_1 - V_2|, |H_2 - V_1|, |H_2 - V_2| \}$$

Em regiões internas ao contorno

$$H_1 \approx H_2 \approx V_1 \approx V_2 \quad \text{IV.30.a}$$

No limite do contorno vertical

- Definido por "a"

$$|H_2 - V_2| = \min A \quad \text{IV.30.b}$$

- Definido por "b"

$$|H_1 - V_1| = \min A \quad \text{IV.30.c}$$

No limite do contorno horizontal

- Definido por "a"

$$|H_2 - V_1| = \min A \quad \text{IV.30.d}$$

- Definido por "b"

$$|H_1 - V_2| = \min A \quad \text{IV.30.e}$$

No limite estabelecido por S_1 e S_2

$$|V_1 - V_2| \approx |H_2 - V_1| \approx |H_2 - V_2| = \min A \quad \text{IV.30.f}$$

Verifica-se também que o limite do contorno estabelecido pela amostra S_0 da Figura IV.9.b satisfaz a condição IV.30.c e que as condições estabelecidas por IV.30 englobam as condições estabelecidas por IV.29.

Pelas condições estabelecidas em IV.29 e IV.30 chega-se às seguintes conclusões importantes:

IV.31.a. Em transições horizontais o sinal possui conteúdo de alta frequência nessa direção, porém possui conteúdo de baixa frequência na direção vertical.

IV.31.b. Em transições verticais o sinal possui conteúdo de alta frequência nessa direção, porém possui conteúdo de baixa frequência na direção horizontal.

IV.31.c. Qualquer que seja a direção da transição, existirá pelo menos uma direção que possui baixo conteúdo de frequência.

Em função das condições estabelecidas por IV.29 e IV.30 introduz-se agora três critérios para recuperar uma amostra " S_0 " de luminância.

O primeiro critério é estabelecido em função de IV.30 e engloba as transições horizontal, vertical e inclinada.

Decide-se por uma filtragem na direção.

$$\bar{X}_i - \bar{X}_j \text{ onde } X_i, X_j \in (H_1, H_2, V_1, V_2) \quad E$$

IV.32

$$|X_i - X_j| = \min A$$

O segundo critério baseia-se em IV.29 e engloba as transições horizontal e vertical

Decide-se por uma filtragem na direção:

$$\text{- Horizontal se: } |H_1 - H_2| < |V_1 - V_2| \quad \text{IV.33}$$

$$\text{- Vertical se: } |H_1 - H_2| > |V_1 - V_2|$$

Verifica-se que o primeiro critério não consegue restaurar plenamente a amostra S_2 da fig.IV.9.c, enquanto que o segundo critério não consegue restaurar plenamente as amostras S_0 e S_2 e as amostras contidas no contorno estabelecido por a e b na figura.IV.9.c.

É possível estabelecer um critério que engloba o primeiro critério, restaurando convenientemente a amostra S_2 , para isso deve-se incluir amostras restauradas nas direções estabelecidas por a e b. Seja então o Mosaico da figura.IV.9.d, decide-se por uma filtragem na direção $X_i - X_j$ onde $X_i, X_j \in (H_1, H_2, V_1, V_2, R_1)$

$$A = \{ |H_1 - H_2|, |H_1 - V_1|, |H_1 - V_2|, |H_2 - V_1|, |H_2 - V_2|,$$

$$|H_1 - R_1|, |V_1 - R_1| \} \quad \text{IV.34}$$



IV.4.3.2. Critério Empregado na Recuperação do Sinal Luminância

Para que haja uma transição abrupta na luminância é razoável que a forma de onda contenha ao menos três termos de ordem ímpar, o que equivale a uma frequência máxima fornecida pela equação IV.35.

$$f_{Hmax} = \frac{f_H}{5} = \frac{4,2 \text{ MHz}}{5} = 840 \text{ KHz} \quad \text{IV.35}$$

Para uma frequência de amostragem principal de 13,5 MHz deve-se ter (fig.IV.10.a) na transição:

- Horizontal

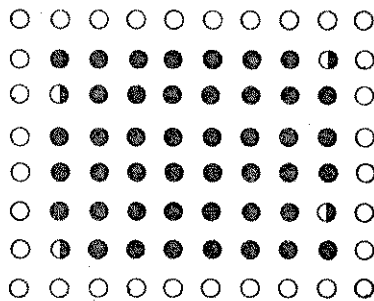
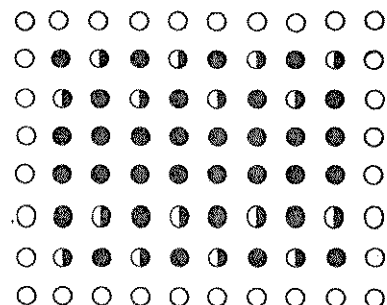
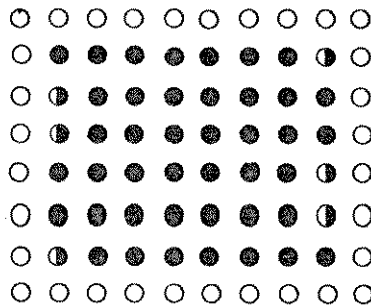
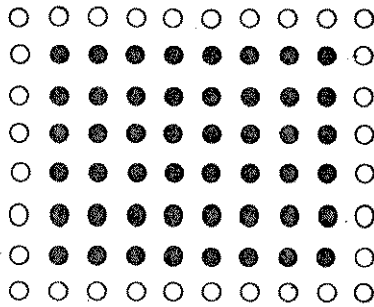
$$N_H = \frac{f_A}{2 f_{Hmax}} = 8 \text{ amostras} \quad \text{IV.36.a}$$

Vertical

$$N_V = \frac{N_H}{A} = \frac{3}{4} \quad N_H = 6 \text{ amostras}$$

IV.36.b

A = Relação de Aspecto



- = AMOSTRAS COM ALTO CONTEÚDO DE LUMINÂNCIA (Nível de Branco)
- = AMOSTRAS COM BAIXO CONTEÚDO DE LUMINÂNCIA (Nível de Preto)
- ⊙ = AMOSTRAS COM GRADAÇÃO DE CINZA

Fig. IV. 10 - Recuperação do contorno com transição abrupta de luminância nas direções horizontal e vertical

(a) Mosaico Original

(b) Filtragem Horizontal de Ordem zero

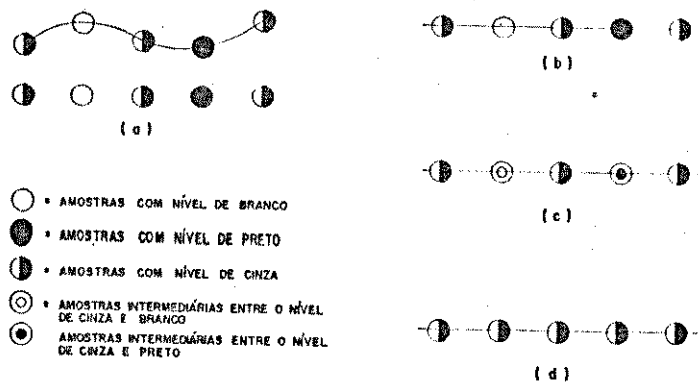
(c) Filtragem Vertical de Ordem Zero

(d) Filtragem de ordem zero usando o critério estabelecido por IV.23

Verifica-se pela Figura IV.10.b que a filtragem com critério fornece um desempenho muito bom para transições abruptas, não sendo possível detetar a olho nú qualquer degradação na luminância.

Verifica-se que a filtragem horizontal fornece bom desempenho, mas a filtragem vertical compromete os resultados suavizando os contornos. O menor desempenho da filtragem vertical pode ser explicado pela faixa de passagem da Figura IV.8.

A recuperação de detalhes finos da luminância pode ser observada na Figura IV.11, para detalhes de alta frequência de luminância, a transição não é abrupta e ocorre suavemente. Nesses casos apenas a recuperação com critério é boa e somente quando a transição ocorre simultaneamente envolvendo duas ou mais direções há perda na recuperação; contudo esses detalhes extremamente finos raramente ocorrem e mais raramente se distribuem homogeneamente em todas as direções e mesmo assim sua visibilidade não pode ser detetada pelo observador. Somente não haverá nenhuma recuperação de sinal para o caso da Fig. IV.11.d que no entanto não é observável. Pela Figura IV.9 é evidente a impossibilidade de recuperação de detalhes finos de luminância de alta frequência usando filtragem horizontal ou vertical.



(a) amostras originais

(b) amostras recuperadas considerando transições horizontais ou verticais

(c) amostras recuperadas considerando transições finas na horizontal e na vertical com diferentes graduações de cinza.

(d) amostras recuperadas considerando transições finas iguais nas direções horizontal e vertical.

Figura IV.11 Recuperação de Detalhes Finos da Luminância com o critério estabelecido por IV.27

O critério estabelecido IV.37 e que corresponde ao critério IV.29 considerando filtragem de ordem zero foi selecionado para divulgação dos resultados com dados comparativos e demonstrou-se plenamente satisfatório para recuperar as amostras de luminância.

$$h(0,0,0) = \frac{h(1,0,0) + h(-1,0,0)}{2} \quad \text{se} \quad \text{IV.37.a}$$

$$|h(1,0,0) - h(-1,0,0)| < |h(0,3,0) - h(0,-3,0)|$$

$$h(0,0,0) = \frac{h(0,3,0) + h(0,-3,0)}{2} \quad \text{se} \quad \text{IV.37.b}$$

$$|h(1,0,0) - h(-1,0,0)| > |h(0,3,0) - h(0,-3,0)|$$

Pelas considerações estabelecidas neste capítulo pode se constatar ao menos teoricamente que é possível recuperar integralmente o sinal de luminância em cada campo usando amostras do próprio campo. Ao se filtrar o sinal em uma direção selecionada, não se permite que erros de "aliasing" sejam introduzidos como mostra a Figura IV.8 onde constata-se que o filtro limita o sinal dentro da faixa de Nyquist e uma vez determinada a direção onde a transição é lenta, garante-se recuperação do sinal livre de distorções. As simulações realizadas no Capítulo V comprovam as afirmações feitas neste Capítulo.

IV.5. FILTROS EMPREGANDO NA PRÉ-FILTRAGEM E PÓS-FILTRAGEM DOS SINAIS Y, C_R E C_B

IV.5.1. Restrição de Faixa

Para os filtros de pré-filtragem e pós-filtragem dos sinais Y, C_R e C_B conforme descrito nas Figuras III.7 e III.9, aproveita-se os resultados obtidos na Ref. [1] onde são apresentados projetos de filtros FIR através de simulações baseadas no "MINIMAX" desenvolvidos por Rabiner et al [3].

Neste item são estabelecidos os parâmetros de controle na filtragem, não sendo objeto deste trabalho apresentar projetos para os filtros de pré-pós-filtragem. Maiores detalhes sobre os filtros aqui empregados podem ser encontrados na Ref. [1].

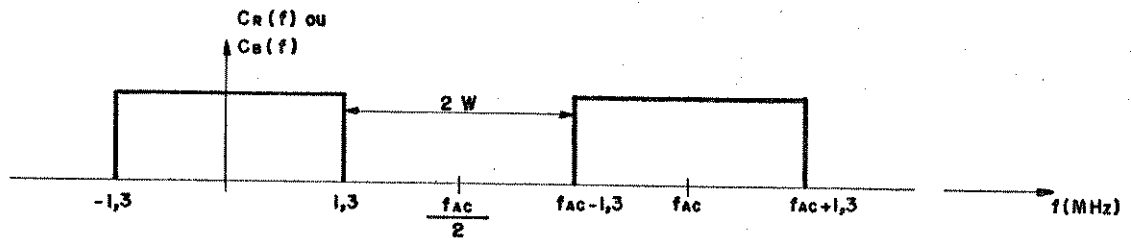
Como esclarecido no Capítulo III, os filtros de pré-filtragem e pós-filtragem são idênticos.

Para os sinais subjetivos empregados nas simulações não há necessidade do uso de pré-filtragem do sinal de luminância, pois os sinais da SMPTE estão limitados em 4,2 MHz.

A técnica de sub-amostragem empregada neste trabalho, reduz a necessidade de pós-filtragem para o sinal de luminância, o que não ocorre quando se usa técnicas de transmissão reduzindo a taxa de bits na linha. Contudo emprega-se aqui pós-filtragem para o sinal de luminância para assegurar que não haja nenhuma faixa de sinal excedente provocada por limitações práticas dos esquemas de codificação MCPD.

Na prática, sempre devem ser inseridos os filtros de pré-pós-filtragem.

A banda de guarda para os sinais diferença de cor básicos digitalizados na relação de frequências 4:2:2 é bastante larga e pode ser facilmente deduzido pela eq. IV.38 da Fig. IV.12



$2W$ = Banda de Guarda

f_{AC} = Frequência de Amostragem

f_{Cmax} = Frequência máxima do sinal diferença de cor básico

$f_{Cmax} = 1,3 \text{ MHz}$

$$2W = 2 \left[\frac{f_{ac}}{2} - f_{cmax} \right] \quad \text{IV.38}$$

Fig. IV.12. - Faixa de passagem do sinal C_R ou C_B digitalizado com frequência de amostragem f_{AC}

Na relação de frequência 4:2:2 com frequência de amostragem principal f_A tem-se:

$$f_{AC} = f_A/2$$

Assim

$$2W = 4,16 \text{ MHz} \quad p/f_A = 13,5 \text{ MHz} \quad \text{IV.39.a}$$

$$2W = 4,56 \text{ MHz} \quad p/f_A = 4 \text{ fsc} \quad \text{IV.39.b}$$

Define-se então a banda de atenuação W para os sinais diferença de cor básicos C_R ou C_D como a região dentro da qual os sinais devem ser atenuados no mínimo em 45 dB (para sinais digitalizados conforme norma C.C.I.R.) para se ter os sinais diferença de cor padronizados (Fig. IV.13).

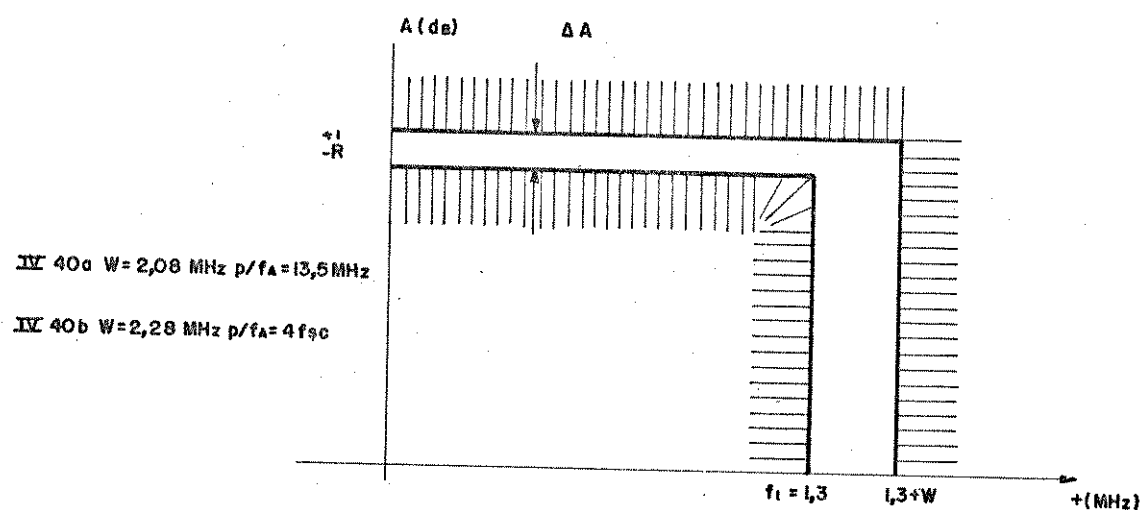


Fig. IV.13 - Máscara de Amplitude simplificada para os filtros de pré-pós-filtragem dos sinais diferença de cor básicos.

A atenuação em amplitude deve situar em +1 e -2 dB na faixa de passagem do filtro.

Como a sub-amostragem combinada desenvolvida em III.5 estabelece que a região permitida para os sinais diferença de cor básicos não reduz a frequência permitida para esses sinais, conforme estabelecido pela condição resultante III.9, a banda de atenuação "W" permanece constante.

é interessante observar e comparar a técnica de sub-amostragem aqui empregada com a técnica de redução da taxa de bits na linha.

A técnica de sub-amostragem parte da taxa de bits $T1$ da Figura III.17 para se chegar à taxa $T7$ sem requerer reamostragem em frequência, mantendo portanto a banda calculada em IV.40.a.

A técnica de redução do número médio de bits transmitido parte da taxa $T2$ da Figura III.17 para se chegar à taxa $T7$, neste caso então ocorre uma reamostragem em frequência dos sinais diferença de cor básicos, tem-se então:

$$f_{AC} = \frac{f_A}{4}$$

Resultando:

$$W = 0,29 \text{ MHz} \quad p/ \quad f_A = 13,5 \text{ MHz} \quad \text{IV.41.a}$$

$$W = 0,48 \text{ MHz} \quad p/ \quad f_A = 4 f_{SC} \quad \text{IV.41.b}$$

A banda calculada em IV.41 exige a implementação de filtros com características bastante exigentes.

Para os filtros de pré-pós-filtragem de luminância, as características de filtragem para os dois métodos de redução da taxa de bits na linha são idênticas. Excetua-se logicamente o fato do maior espalhamento do espectro provocado pelo sistema CODEC usando técnica de redução do número médio de bits na linha, com a consequente obrigatoriedade do uso de pós-filtragem mais exigente.

A banda de guarda para a luminância "B" pode ser deduzido empregando o mesmo método da Fig.IV.12 resultando na Eq. IV.42.

$$B = \left[\frac{f_{ay}}{2} - f_{y\max} \right] \quad \text{IV.42}$$

Neste caso:

$$f_{AY} = f_A \quad \text{IV.43}$$

$$f_{Y\max} = 4,2 \text{ MHz}$$

Assim

$$B = 2,55 \text{ MHz para } f_A = 10,5 \text{ MHz} \quad \text{IV.44.a}$$

$$B = 2,95 \text{ MHz para } f_A = 4 f_{SC} \quad \text{IV.44.b}$$

A máscara de amplitudes para o filtro de luminância é semelhante ao da Figura 2 substituindo f_1 por 4,2 MHz, W por B e ΔA por $\pm 1\text{dB}$.

IV.5.2. Compatibilidade entre a Codificação Composta e a Codificação em Componentes

Há um aspecto a ser analisado e que corresponde à compatibilização entre os sinais de T.V. digitalizados na forma composta e na forma em componentes.

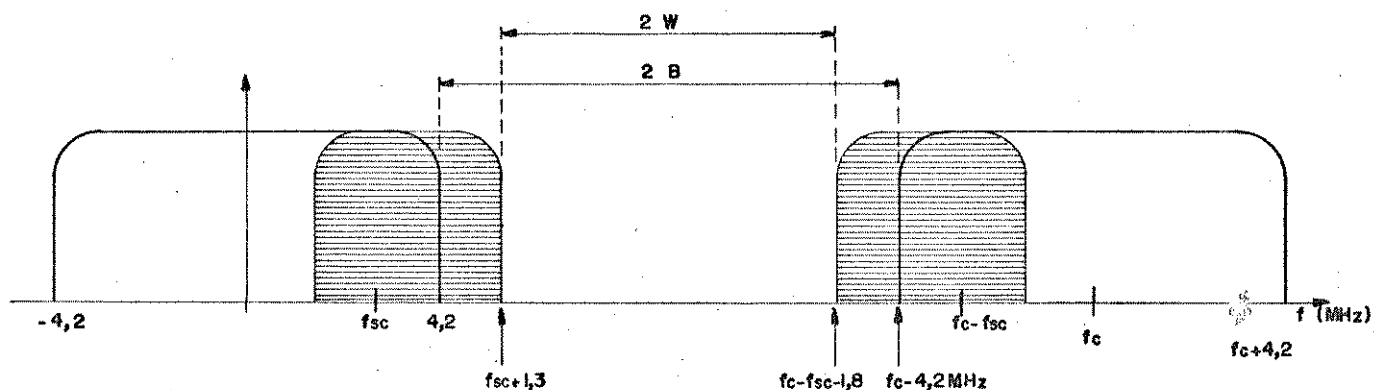
É interessante que os sinais (Y , C_R , C_B) estejam apropriadamente filtrados para que possam ser considerados como sinais fonte na relação 4.4.4 (ou então 4.2.2) para a codificação composta, sem necessidade de filtragem adicional fornecendo o esquema de conversão da Figura IV.15.

As especificações para filtragem dos sinais de luminância e diferenças de cor para uso em radiodifusão na digitalização composta do sinal estão especificados pelo C.C.I.R. em seu volume XII e estão amplamente caracterizadas e estudadas [1].

Para o sinal de vídeo composto, a banda de atenuação "B" para o sinal de luminância e "W" para os sinais C_R e C_B é dada pela equação IV.45 e pode ser deduzida da Figura IV.14.

$$B = \frac{f_C}{2} - 4,2 \text{ MHz} \quad \text{IV.45.a}$$

$$W = \frac{f_C}{2} - f_{SC} - 1,3 \text{ MHz} \quad \text{IV.45.b}$$



f_c = FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM DO SINAL COMPOSTO

f_c = f_A

Fig. IV.14 - Banda de Guarda do Sinal de Luminância 2B e dos Sinais Diferença de Cor Básicos 2W.

Usando as equações IV.45.a e IV.45.b resulta.

Para $f_A = 13,5$ MHz

$W = 1,87$ MHz

$B = 2,55$ MHz

IV.46

Para $f_A = 14,3$ MHz

$W = 2,27$ MHz

$B = 2,95$ MHz

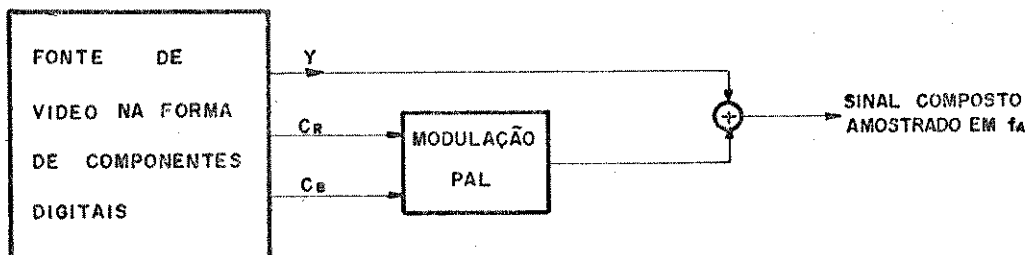


Fig. IV.15 - Compatibilização entre a codificação em componentes e a codificação composta

Os resultados obtidos na Tabela III da Ref. [11] são usados para estabelecer o filtro FIR com as características de amplitude e linearidade necessárias.

Verifica-se que filtros FIR com $N = 33$ (Nº de amostras envolvidas na filtragem) podem ser empregados para a filtragem dos sinais Y , C_R , C_B .

Para $N = 33$, o valor do "MINIMAX" e das amostras de transição T_1 e T_2 obtidos da Ref. [13] estão expostos na Tab. IV.6. Pode-se facilmente deduzir a banda de atenuação fornecida pela equação IV.47.

$$B_A = \frac{3 f_A}{N}$$

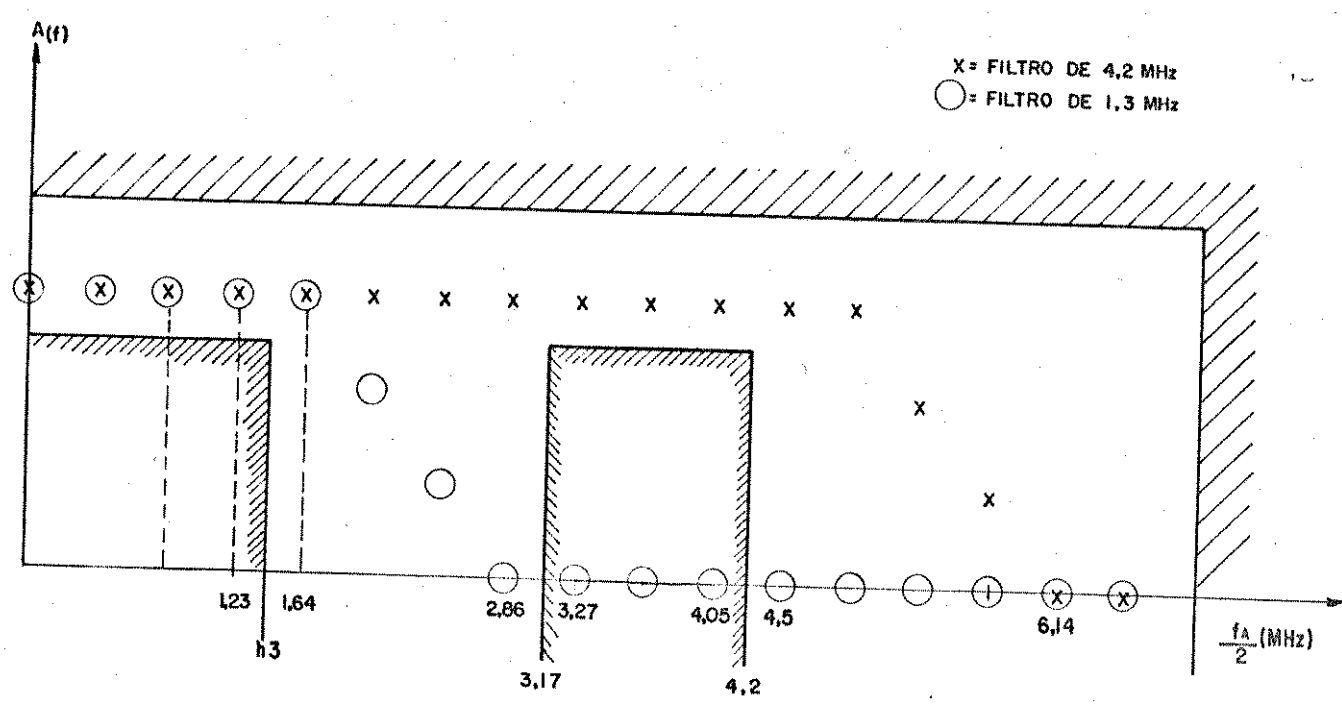
IV.47

Filtro para N=33	MINIMAX		AMOSTRAS DE TRANSIÇÃO	
	$f_A = 13,5 \text{ MHz}$			
	$f_A = 13,5 \text{ MHz}$	$f_A = 4f_{SC}$	T_1	T_2
Y	-75,87	-69,09	0,083137207	0,54712777
C_R ou C_B	-66,54	-66,54	0,10965576	0,5967440

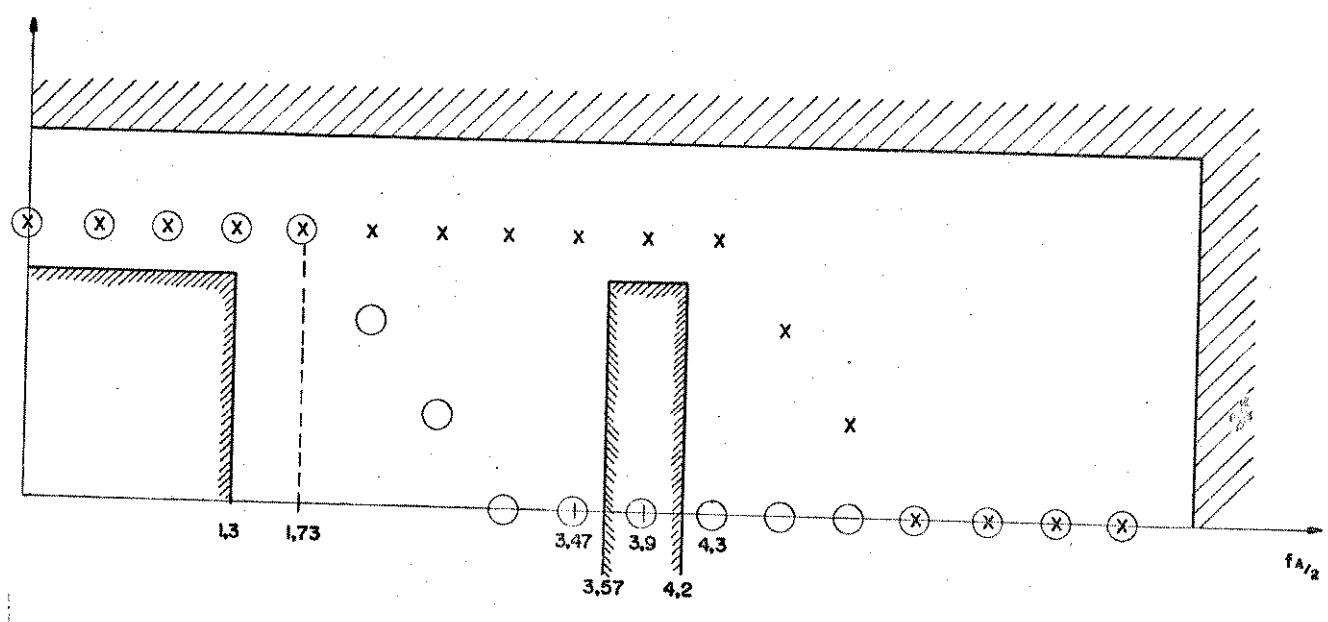
Filtro para N=33	AMOSTRAS DE TRANSIÇÃO		Banda de Ate- nuação (MHz)		Última Amostra de Valor Uni.	
	$f_A = 4 f_{SC}$				$f_A = 13,5$	$f_A = 4f_{SC}$
	T_1	T_2	W ou B			
Y	0,10219727	0,58216391	1,45	1,21	12	10
C_R ou C_B	0,10965576	0,59674101	0,48	0,48	4	4

Tabela IV.7 - Especificação dos Filtros de Pré-Filtragem e Pós-Filtragem

X = FILTRO DE 4,2 MHz
 O = FILTRO DE 1,3 MHz



(a) $f_A = 13,5 \text{ MHz}$



(b) $f_A = 4 f_{sc}$

Figura IV.10 - Resposta em Frequência para o projeto dos Filtros Digitais de Pré-Pós-Filtragem. A área hachurada corresponde à máscara de filtragem.

CAPÍTULO V - RESULTADOS E SIMULAÇÕES

V.1. INTRODUÇÃO

Este Capítulo fornece resultados de intensos recursos computacionais empregando um computador VAX750 e trabalhando com duas áreas perfazendo em conjunto 70.000 blocos, associadas ao uso constante de fitas magnéticas para armazenamento intermediário dos dados.

Todos os programas de simulação foram criados usando linguagem Fortran.

Alguns cálculos estatísticos empregados para avaliar as imagens atingem mais de 100 horas de uso da unidade central de processamento, sendo necessário fracionar os cálculos para compartilhar o computador com outros usuários. O tratamento dos programas criados e empregados não são objeto de análise deste trabalho porque constituem um desenvolvimento longo e paralelo cujo objetivo é fornecer os resultados para análise.

A avaliação subjetiva dos dados foi feita transferindo as imagens para diskets no formato hexadecimal e o resultado visual foi obtido através do uso de um sistema de aquisição de imagens.

V.2. ESTABELECIMENTO DOS PARÂMETROS DE COMPARAÇÃO

Foi empregado o mosaico do protótipo da Referência [9] para comparação com os resultados fornecidos pelo mosaico otimizado.

Baseando-se no mosaico de transmissão da Figura I.6, podemos usar o método de análise desenvolvido no Capítulo III para determinar a sequência de sub-amostragem do esquema de codificação da Figura I.4 fornecida pela Ref. [9].

Pelo mosaico de transmissão conclata-se que a sequência de sub-amostragem corresponde a uma sequência combinada nas direções vertical, temporal e cruzada designada por sub-amostragem V.T.C.

Para determinar se há ou não perdas provocadas pelo mosaico escolhido para a transmissão, emprega-se a condição III.24.

$$R_R C \begin{bmatrix} N \\ \prod_{i=1} \bar{R}_i \end{bmatrix} = R_P \quad (\text{III.24})$$

Com as regiões requeridas para Y, C_R e C_B fornecidos por III.17.

$$R_{R_L} = \langle 4,2 , 262,5 , 12 \rangle \quad (\text{III.17.a})$$

$$R_{R_C} = \langle 1,3 , 109 , 12 \rangle \quad (\text{III.17.b})$$

Verifica-se que as componentes diferença de cor combinadas, pela condição estabelecida por V.1 não satisfazem III.24.

$$\begin{bmatrix} 3 \\ \prod_{i=1} \bar{R}_i \end{bmatrix} R_R = \langle 3,375 , 65,75 , 7,5 \rangle \quad \text{V.1.a}$$

$$R_{R_C} = \langle 1,3 , 109 , 12 \rangle \not\langle 3,375 , 65,75 , 7,5 \rangle \quad \text{V.1.b}$$

O Capítulo I mostra pela Figura I.7 que a recuperação dos sinais diferença de cor básicos é subjetivamente obtida por interpolação entre amostras [9]

O equipamento [9] foi desenvolvido para uma frequência de amostragem principal de 12 MHz e nesse caso pode-se usar 6 bits/amostra para transmitir o sinal de luminância. Usando uma frequência de amostragem principal de 13,5 MHz não é possível transmitir 6 bit/amostra para a luminância, devendo-se reduzir a taxa para 5 bit/amostra.

O método de transmissão proposto pela referência [9] resulta em transmitir o sinal de luminância com 4 bit/amostra mais um bit de interpolação mencionado no capítulo I.

O CODEC da Figura I.5 pode ser representado pelo diagrama em blocos da Figura V.1. empregando a sequência de amostragem combinada VTC.

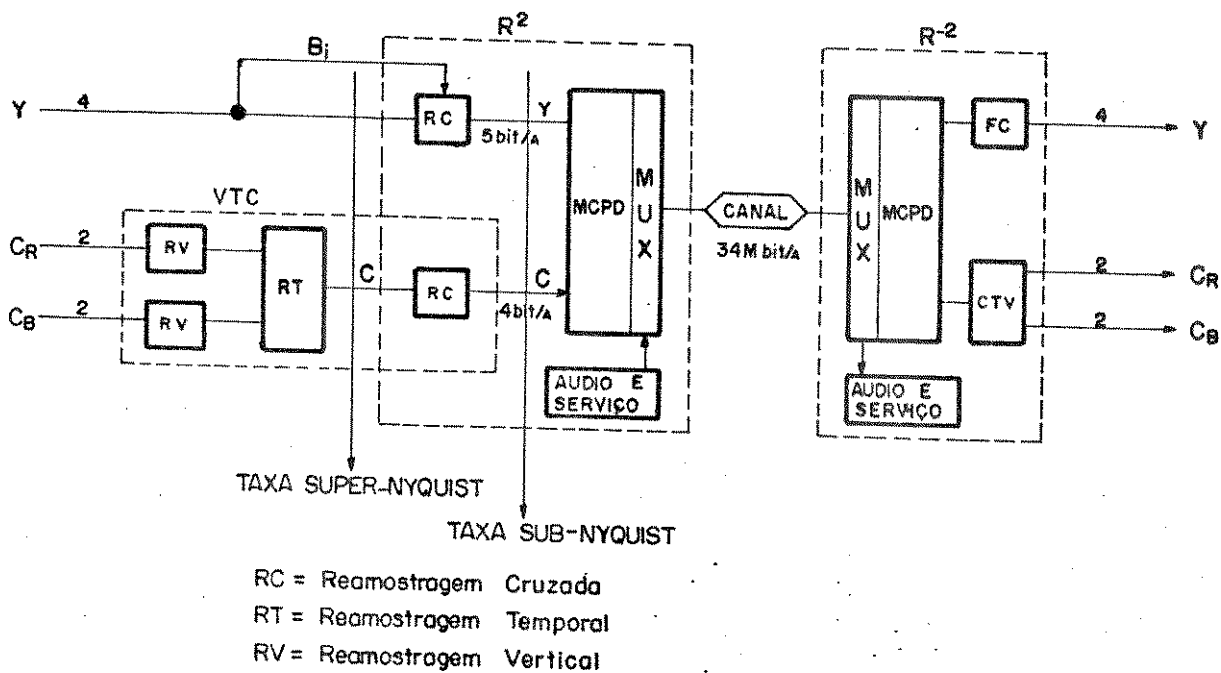


Figura V.1. - Diagrama alternativo do sistema CODEC da Ref. [9] empregando o conceito de sub-amostragem combinada para $f_A = 13,5$ MHz.

V.3. CONSIDERAÇÃO SOBRE O CRITÉRIO DE RECUPERAÇÃO PROPOSTO PARA A LUMINÂNCIA

O critério estabelecido pela condição I.2, que corresponde ao sistema da referência [9] será chamado de critério de recuperação definido na transmissão (CT) e o critério aqui proposto, será chamado de critério de recuperação definido na recepção (CR). Foram realizados vários testes comparando os mosaicos recuperados usando os critérios CT, CR, filtragens nas direções horizontal e vertical e filtragens bidimensionais.

Os mosaicos foram comparados nas mesmas condições sem considerar os erros de transmissão introduzidos pelo uso do MCPD.

Pelos critérios definidos em I.2 e IV.37 e tomando como base a Figura I.6 verifica-se que:

- Para o critério definido na transmissão

$$S_0 = \frac{H_1 + H_2}{2} \text{ se } \left| S_0 - \frac{H_1 + H_2}{2} \right| \leq \left| S_0 - \frac{V_1 + V_2}{2} \right| \quad (\text{V.2.a})$$

$$S_0 = \frac{V_1 + V_2}{2} \text{ se } \left| S_0 - \frac{H_1 + H_2}{2} \right| > \left| S_0 + \frac{V_1 + V_2}{2} \right| \quad (\text{V.2.b})$$

- Para o critério definido na recepção

$$S_0 = \frac{H_1 + H_2}{2} \text{ se } |H_1 - H_2| \leq |V_1 - V_2| \quad (\text{V.3.a})$$

$$S_{\theta} = \frac{V_1 + V_2}{2} \text{ se } |H_1 - H_2| > |V_1 - V_2| \quad (V.3.5)$$

Impondo algumas hipóteses, pode-se estabelecer uma comparação entre os métodos CR e CT construindo a Tabela V.1.

Método	Em Áreas Planas e Uniformes	Em Transições Horizontais	Em Transições Verticais	Para transições inclinadas suaves, em áreas com variações lentas na luminância, e algumas transições inclinadas abruptas.
CR	$ H_1 - H_2 = V_1 - V_2 $	$ H_1 - H_2 > V_1 - V_2 $	$ H_1 - H_2 < V_1 - V_2 $	$ H_1 - H_2 = V_1 - V_2 $
CT	$\left S_{\theta} - \frac{H_1 + H_2}{2} \right = \left S_{\theta} - \frac{V_1 + V_2}{2} \right $	$\left S_{\theta} - \frac{H_1 + H_2}{2} \right > \left S_{\theta} - \frac{V_1 + V_2}{2} \right $	$\left S_{\theta} - \frac{H_1 + H_2}{2} \right < \left S_{\theta} - \frac{V_1 + V_2}{2} \right $	$\left S_{\theta} - \frac{H_1 + H_2}{2} \right = \left S_{\theta} - \frac{V_1 + V_2}{2} \right $

Tabela V.1. - Comparação entre os métodos CR e CT para recuperação da luminância

Verifica-se pela Tabela V.1 que os métodos CR e CT praticamente se equivalem, apenas o método CR não poderá recuperar adequadamente algumas poucas amostras de transição analisadas no Capítulo IV. Contudo esse método tem a vantagem de economizar um bit na transmissão, permitindo melhor codificação pelo sistema MCPD. Os resultados de simulações demonstram a equivalência e a ligeira vantagem do método CT em relação ao método CR quando não se considera o MCPD.

V.4. ESQUEMA DE SIMULAÇÃO DO SISTEMA DE TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO

O esquema de simulação do sistema de transmissão e recepção está representado na Figura V.2. Os sinais Y, C_R, C_B no formato 4:4:4, armazenados e obtidos pelo programa ERGBC discutido no Capítulo I, passam pelo programa FPRÉ que filtra adequadamente os sinais através de subrotinas empregando os filtros especificados pela Tabela IV.6 do Capítulo IV. Os dados obtidos são intermediariamente armazenados nos registros designados pelos números 21, 22 e 23, representando respectivamente os sinais Y, C_R e C_B na relação 4:4:4.

Um programa de aquisição designado por AQUICC permite obter os sinais C_R e C_B na relação 4:2:2. O sinal apropriadamente tomado como referência na relação 4:2:2 fica armazenado nos registros designados pelos números 21, 24 e 25, liberando os registros 22 e 23 que devem ser apagados para aumentar a área para simulação.

A seleção de um dos programas designados por THC ou VTC permite gerar o mosaico de transmissão nos registros especificados pelos números 31, 34 e 35.

O programa MCPD simula a transmissão do sinal de luminância e dos sinais diferença de cor combinados com 4 bit/amostra, selecionando 4 bit/amostra mais o bit de interpolação para a luminância empregando o critério CT e 5 bit/amostra empregando o critério CR. O programa MCPD fornece os sinais recuperados Y, C_R e C_B em registros separados designados pelos números 51, 54 e 55 respectivamente.

Na comparação entre o mosaico otimizado gerado por THC e o mosaico fornecido por VTC, o bloco correspondente ao sistema MCPD não é empregado, e os registros 31, 34 e 35 substituem os dados dos registros 51, 54 e 55.

A recuperação do mosaico original na relação 4:2:2 é feita pelo programa SFCTVCC com a seleção adequada das subrotinas para cada caso. Os dados ficam intermediariamente armazenados nos registros 64 e 65.

O programa FPÓS faz a pós-filtagem adequada dos sinais Y, C_R e C_B e fornece os resultados na relação 4:4:4, através dos registros designados pelos números 71, 74 e 75.

Para avaliação subjetiva das imagens, os dados fornecidos pelos registros 71, 74 e 75 são convertidos para a frequência de amostragem de 10 MHz usando o programa SRGBC discutido no Capítulo I e analisado no Apêndice A.2. Os dados são então passados para o formato hexadecimal e a visualização é feita por um sistema de aquisição de imagens.

O Esquema da Fig. V.2 está preparado para simular resultados nas frequências de amostragem principais de 13,5 MHz e de $4 f_{SC}$.

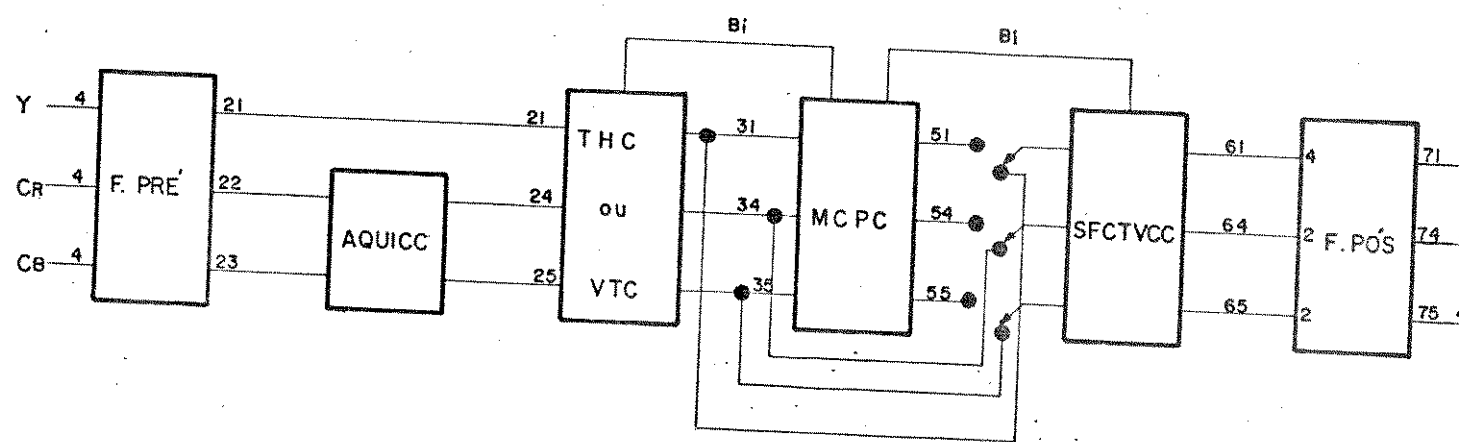


Figura V.2. Esquema de Simulação do Sistema CODEC para avaliação dos resultados.

As medidas de relação sinal ruído, histogramas, probabilidade de ocorrência, entropia das diferenças, probabilidade condicional e probabilidade acumulada são realizadas tomando como base os registros de número 21, 24, 25 e 61, 64, 65. Todos os resultados intermediários são armazenados em fitas magnéticas e depois apagados para permitir as avaliações estatísticas das imagens.

V.5. CRITÉRIOS EMPREGADOS NA AVALIAÇÃO DO SISTEMA

A medida da relação sinal ruído não é suficiente para garantir um bom desempenho do sistema, pois o sinal pode ser recuperado com alta relação sinal ruído e apresentar degradação de faixa que se caracteriza entre outras coisas, por interferência espectral e principalmente por perdas na qualidade do sinal recuperado em detalhes finos da imagem, como contornos, transições abruptas e perda de resolução.

Também a visualização subjetiva dos resultados fica muito difícil, necessitando de observadores altamente especializados em imagens para diagnosticar qualquer problema relacionado com perda de resolução e interferência espectral, ficando os resultados totalmente subjetivos e fora de controle. Dependeriam de uma série de fatores como: qualidade do monitor, iluminação, imagem original, observador, etc.,

Usa-se a medida de entropia das diferenças da imagem recuperada comparada com a entropia das diferenças da imagem original como uma medida de dispersão da imagem. A entropia das diferenças será designada comumente por "Entropia".

Uma entropia recuperada inferior à entropia original significa claramente, entre outras coisas, perda em altas frequências com degradação nos detalhes finos.

Uma entropia recuperada maior que a original pode significar um deslocamento da energia do sinal para frequências mais altas, resultando em desagradável distorção de cor e principalmente de luminância. Em geral uma entropia recuperada maior que a original resulta em espalhamento do sinal com conseqüente perda nas altas frequências, principalmente quando são usados algoritmos de filtragem passa baixas na recuperação do sinal.

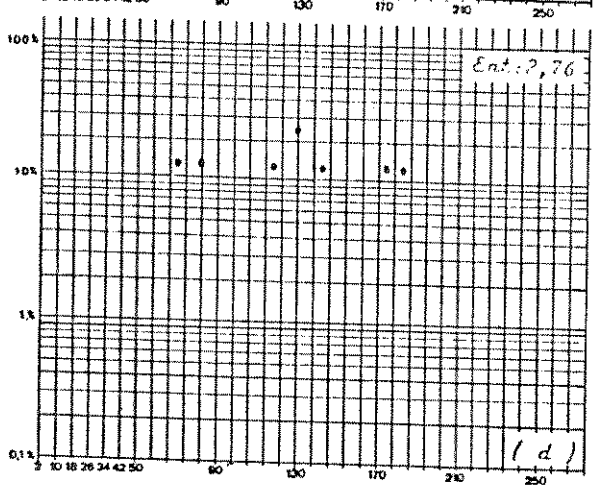
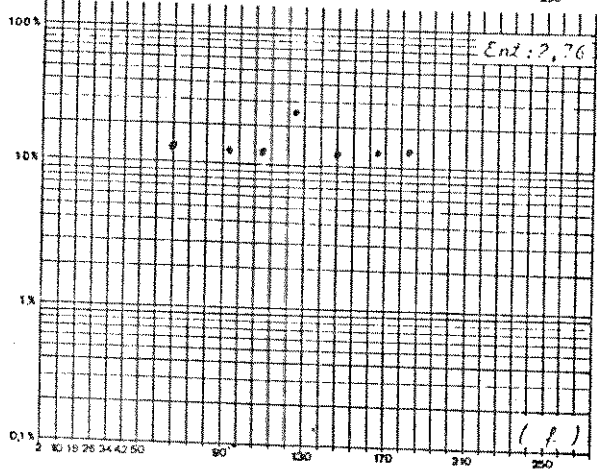
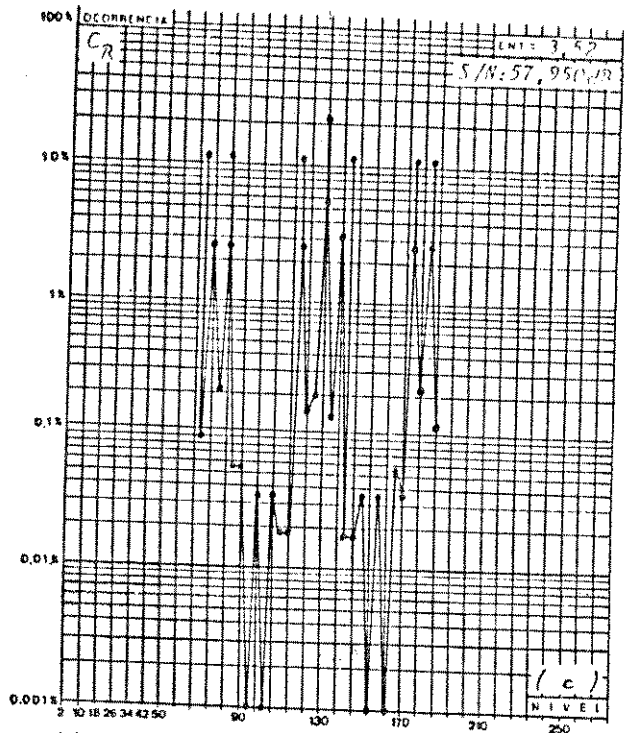
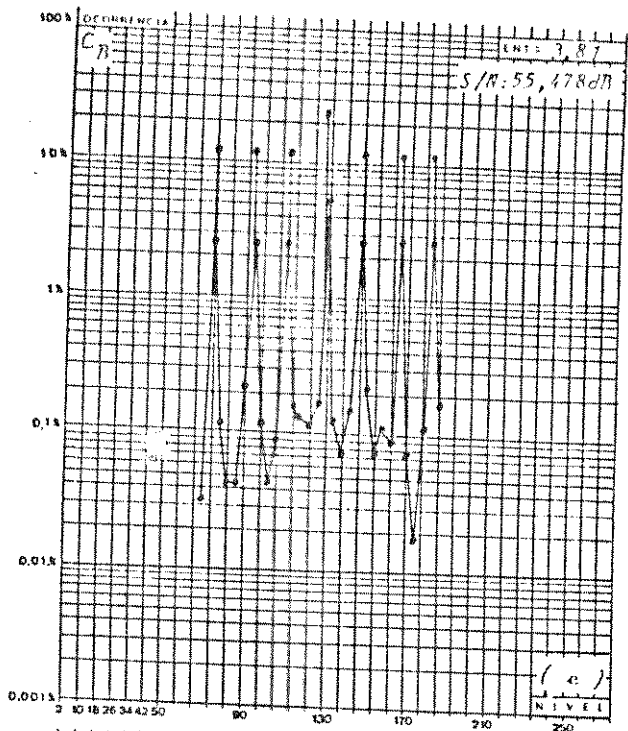
Uma entropia maior gerando perdas nas altas frequências não é intuitivo. Para demonstrar a veracidade da informação, gerou-se o sinal de teste determinístico de número 2 sem o uso de pré-filtagens para fornecer um sinal com conteúdo de altas frequências.

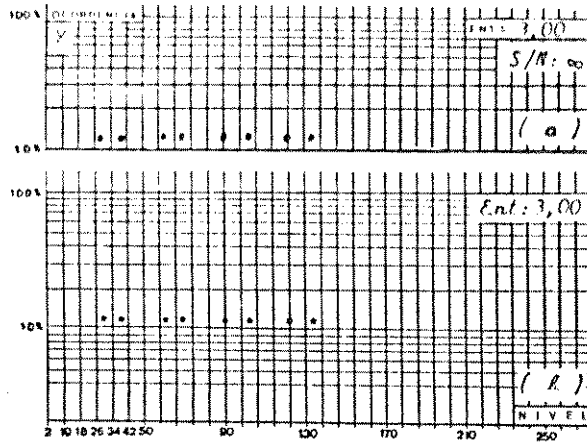
O processamento do sinal foi simulado empregando o sistema da Figura V.2 para o mosaico otimizado.

Comparando os histogramas da Fig. V.3 constata-se a dispersão da imagem.

A reconstrução das formas de onda da Fig. V.4 constata as perdas em altas frequências para as componentes C_R e C_B .

O cálculo da entropia e da relação sinal ruído demonstram um aumento na entropia para os sinais C_R e C_B e uma boa relação sinal/ruído média.





a, b componente Y do sinal de teste SSTCC2

c, d componente C_R do sinal de teste SSTCC2

e, f componente C_B do sinal de teste SSTCC2

b,d,f sinais originais sem pré-filtragem

a,c,e sinais recuperados

* S/N = , desprezando as duas primeiras e duas últimas linhas do sinal de luminância.

S/N = 89.100 dB considerando todas as linhas.

Figura V.3. - Recuperação dos Sinais Y, C_R , C_B gerados sem uso de pré-filtragem, apresentando o efeito de dispersão na recuperação dos sinais diferença de cor básicos C_R e C_B .

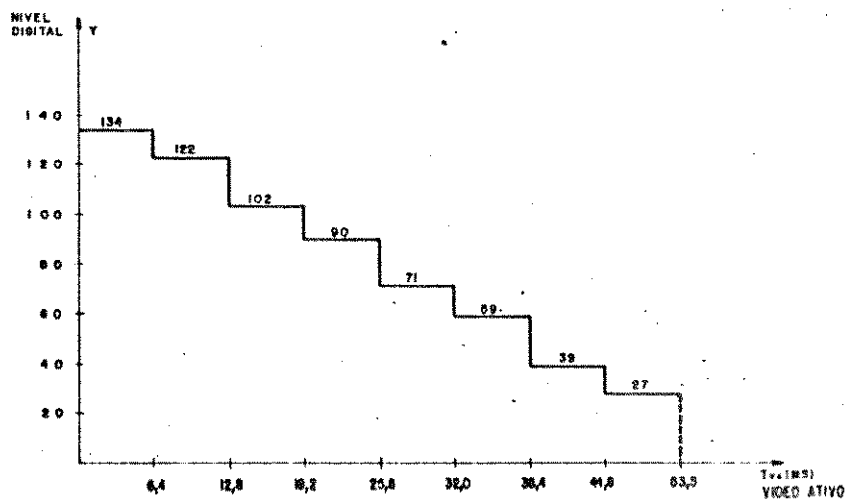
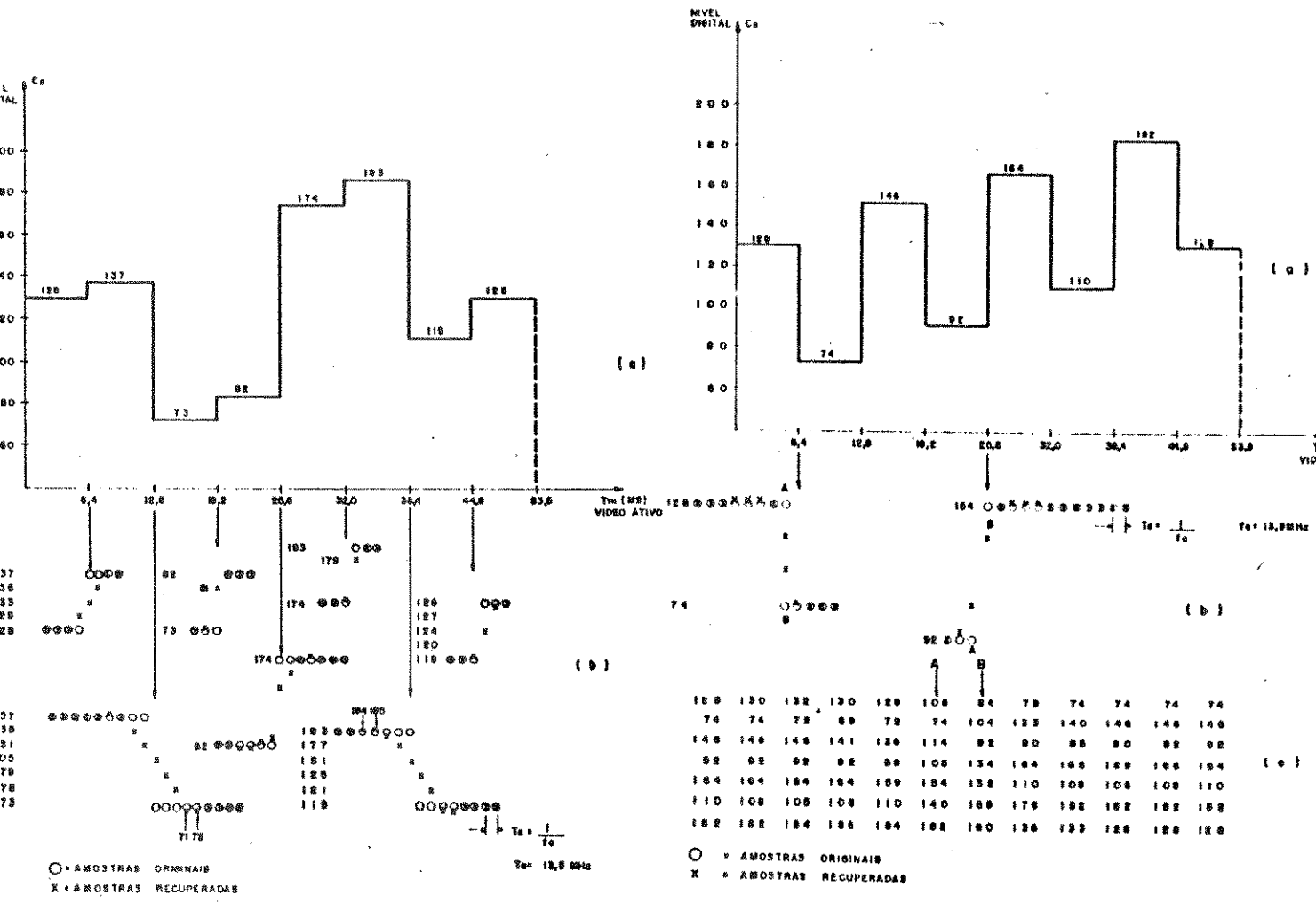


Figura V.4. - Luminância para o sinal de teste determinístico SSTCC2. Corresponde ao sinal de referência e ao sinal recuperado (Critério SFYRC0, da Tab. V.3)



(a) Formas de onda.

(b) Comportamento nas Transições

○ = Amostras Originais

X = Amostras Recuperadas

(c) Valor das Amostras Recuperadas nas Transições

Figura 5.5. Formas de onda, original e recuperada para as componentes C_b e C_p do sinal de teste determinístico SST002 sem uso de pré-filtragem. Corresponde ao mosaico de transmissão otimizado (critério de recuperação SFC1 da Tabela 5.4)

Para medir a relação sinal/ruído média tomou-se os registros de número 21, 24 e 25 como referência e usou-se a fórmula da eq. V.4 para cálculos de relação sinal/ruído média.

$$S/N = 10 \log \frac{\bar{S}^2}{\bar{N}^2} \quad \text{V.4}$$

onde:

$$\bar{S}^2 = \frac{1}{N_L} \sum_{j=1}^{N_L} \frac{\sum_{i=1}^{N_a} S_{i,j}^2}{N_a}$$

$$\bar{N}^2 = \frac{1}{N_L} \sum_{j=1}^{N_L} \frac{\sum_{i=1}^{N_a} (\bar{S}'_{i,j} - \bar{S}_{i,j})^2}{N_a}$$

onde:

S_{ij} = i-ésima amostra de referência da j-ésima linha

\bar{S}'_{ij} = i-ésima amostra recuperada da j-ésima linha

N_a = número de amostras na linha

N_L = número de linhas

Para o cálculo da entropia das diferenças usou-se a fórmula:

$$E = - \sum_{N=0}^{255} \frac{P(\epsilon)}{M} \log_2 \left(\frac{P(\epsilon)}{M} \right) \quad \text{V.5.}$$

onde:

$e = S_{i,j} - S_{i-1,j}$ = diferença entre as amostras atual e primeira amostra prévia.

$M = N_D \times N_L$ = nº de elementos considerados.

$P(e)$ = Probabilidade de ocorrer a diferença "e"

O uso da função densidade de probabilidade acumulada e as funções densidade de probabilidade condicionais usadas neste trabalho apresentam uma contribuição que permite avaliar o desempenho das imagens nas direções horizontal e vertical, caracterizando as possíveis perdas ou distorções introduzidas na imagem e o grau de importância das perdas nas direções horizontal e vertical.

Seja $S(0, 0, 0)$ a amostra atual e seja $S(i, j, k)$ a amostra que se distânciada de i, j e k da amostra atual respectivamente nas direções horizontal, vertical e temporal.

Sejam então:

$$\bar{S}(i, j, k) = \bar{S}_Y(i, j, k) + \bar{S}_{C_R}(i, j, k) + \bar{S}_{C_B}(i, j, k)$$

$$K_Y = |S_Y(0,0,0) - S_Y(i, j, k)|$$

$$K_{C_R} = |S_{C_R}(0,0,0) - S_{C_R}(i, j, k)|$$

$$K_{C_B} = |S_{C_B}(0,0,0) - S_{C_B}(i, j, k)|$$

$$K = |S_Y(0,0,0)|$$

$$L = |S_{C_R}(0,0,0)|$$

$$M = |S_{C_B}(0,0,0)|$$

$$n = K \text{ ou } L \text{ ou } M$$

A probabilidade condicional de ocorrer a diferença superior a K_b dado que ocorreu o nível n é dada pela equação V.6

$$P(\text{dif.} > K_b / n) = \frac{P(\text{dif.} > K_b, n)}{P(n)} \quad \text{V.6}$$

onde

$P(\text{dif.} > K_b, n)$ = probabilidade conjunta de ocorrer o nível n e uma diferença maior que K_b .

$P(n)$ = probabilidade de ocorrer o nível n .

É útil também o cálculo da probabilidade de ocorrer o nível n dado que ocorreu uma diferença maior que K_b , fornecida pela equação V.7.

$$P(n / \text{dif.} > K_b) = \frac{P(\text{dif.} > K_b, n)}{P(\text{dif.} > K_b)} \quad \text{V.7}$$

A função densidade de probabilidade acumulada fornecida pela equação V.8 corresponde à probabilidade da diferença K_b ser menor do que o valor K_d .

$$P(K_b < K_d) = \sum_{K_n=0}^{K_d} P(\text{dif.} < K_n) \quad \text{V.8.}$$

Introduz-se neste trabalho o conceito de dispersão da imagem como sendo a somatoria dos intervalos entre níveis que possuem maior probabilidade de ocorrência e que contém mais que noventa por cento das ocorrências dos níveis.

Seja então a esperança matemática fornecida pela equação V.9.

$$E(n) = \sum_{n=0}^{250} P(n) \Delta_n \quad \text{V.9}$$

$\Delta_n =$ intervalo entre níveis = 1

Sejam:

$[P(n)] = (P(0), P(1), \dots, P(250)) =$ conjunto constituído por todas as probabilidades de ocorrência dos níveis contidos entre 0 e 255.

$$P_0 = \max([P(n)])$$

$$P_1 = \max([P(n)] - P_0)$$

$$P_{m_i} = \max \left[[P(n)] - \sum_{i=0}^{m_i-1} P_i \right]$$

A dispersão de uma das componentes da imagem será estimada pela condição fornecida por V.10

$$[d] = \sum_{m_i=0}^{n_2} P_{m_i} \Delta_n \quad \text{V.10}$$

Foram desenvolvidos os programas SIRUM para medir a relação sinal ruído média, o programa HISTOCO para calcular os histogramas das imagens e o programa CPS para calcular a entropia e as estatísticas das imagens na direcção vertical, envolvendo amostras adjacentes no campo e no quadro e envolvendo amostras adjacentes na vertical correspondentes às amostras fornecidas pelo mosaico de transmissão. Foi desenvolvido também o programa PS para fazer os mesmos cálculos do programa CPS envolvendo amostras na direcção horizontal

Os gráficos estatísticos considerando amostras no campo e espaçadas de 4 em 4 linhas na direção vertical e considerando amostras adjacentes no quadro e no campo nas direções horizontal e vertical, obedecem a Tabela V.2. para identificação do caso analisado pelas equações V.6, V.7 e V.8

IDENTIFICAÇÃO		CONDIÇÃO DE CÁLCULO	$K_X = S_X(0,0,0) - S_X(i,j,k) $		
Y	$C_R \ C_B$		X = Y (i,j,k)	X = C_R (i,j,k)	X = C (i,j,k)
X Y ₁	S C ₁	Amostras Adjacentes na dir. vertical e no quadro	(0,-1,1)	(0,-1,1)	(0,-1,
X Y ₀	X C ₀				
X Y ₁ — X Y ₀	X C ₀ — X C ₁	Amostras Adjacentes na dir. vertical e no campo	(0,-2,0)	(0,-2,0)	(0,-2,
X X Y ₁ Y ₀	X X C ₁ C ₀	Amostras Adjacentes na dir. horizontal	(-1,0,0)	(-1,0,0)	(-1,0,
X Y ₁ — — X Y ₀	X C ₁ X C ₀	Amostras Espaçadas de 4 em 4 linhas na dir. vertical	(0,-4,0)	(0,-4,0)	(0,-4,

Tabela V.2. - Tabela para identificação do caso analisado pelas equações V6, V7 e V8.

V.6. CLASSIFICAÇÃO DOS MÉTODOS DE RECUPERAÇÃO DAS AMOSTRAS

Na avaliação das imagens não foram usados critérios subjetivos para recuperar os sinais diferença de cor básicos do mosaico VTC, empregado pela Referência [9].

Usou-se os critérios objetivos apresentados neste trabalho para se ter uma idéia precisa da qualidade do sinal recuperado. Dentre as várias simulações realizadas com as imagens de teste foram selecionados resultados que evidenciam o desempenho dos mosaicos recuperados.

Entre os critérios de recuperação testados para o sinal de luminância selecionou-se os critérios CT e CR usando amostras adjacentes no campo e no quadro; foram selecionados algoritmos de filtragem de ordem zero e de primeira ordem nas direções horizontal e vertical, são também avaliados os resultados fornecidos por algoritmos de filtragem bidimensionais envolvendo amostras no campo e no quadro, apresentam-se resultados usando o critério CR com filtragem de primeira ordem para recuperar as amostras.

A Tabela V.3 fornece uma codificação dos critérios de recuperação do sinal de luminância para posterior comparação.

CRITÉRIOS DE RECUPERAÇÃO DA LUMINÂNCIA

SFY0	Algoritmos de Filtragem Bidimensional de Ordem Zero envolvendo amostras no quadro.
SFY1	Algoritmos de Filtragem Bidimensional de Primeira Ordem envolvendo amostras no quadro.
SFYH0	Algoritmos de Filtragem Horizontal de Ordem Zero.
SFYH1	Algoritmos de Filtragem Horizontal de Primeira Ordem.
SFYR	Critérios CR envolvendo amostras no quadro.
SFYR1	Uso do Critério CR empregando algoritmos de filtragem de primeira ordem no quadro.
SFYRC0	Critério CR envolvendo amostras no campo.
SFYRC1	Uso do Critério CR empregando algoritmos de filtragem de 1ª ordem no campo.
SFYV1	Filtragem Vertical de 1ª ordem.
SFYT	Critério CT envolvendo amostras no quadro.
SFYTC	Critérios CT envolvendo amostras no campo.
SFYMT	Algoritmos de Filtragem obtidos com a média entre as Filtra- gens de primeira ordem nas direções horizontal e vertical

Tabela V.3. - Codificação dos Critérios Seleccionados para Recuperação do Sinal de Luminância usando os algoritmos desenvolvidos no Capítulo IV.

Para os sinais diferença de cor básicos usou-se algoritmos de filtragem de ordem zero e primeira ordem para recuperação das amostras perdidas pela sub-amostragem cruzada e algoritmos de ordem zero para recuperação das amostras perdidas pelas sub-amostragens horizontal, temporal e vertical. Usou-se também o critério CR para os sinais diferença de cor básicos, optando por uma filtragem horizontal ou vertical em vez de uma filtragem cruzada. A Tabela V.4. fornece a classificação adotada para o método de recuperação.

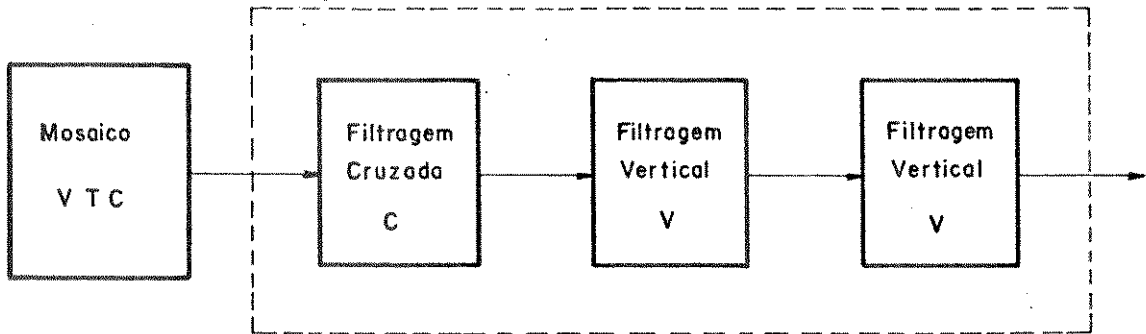
Como demonstrado no Capítulo IV, a recuperação das amostras eliminadas pela sub-amostragem THC é feita usando uma filtragem cruzada no campo, seguida de uma filtragem horizontal e depois vertical que designa-se como recuperação CHV para os sinais diferença de cor básicos. Para o mosaico VTC da Ref. [9] emprega-se uma filtragem combinada designada por CVV onde faz-se uma filtragem cruzada para recuperar amostras eliminadas pela subamostragem cruzada, seguida de duas filtrações verticais. Esse critério de recuperação é obtido de forma analoga ao critério VHC para o mosaico de transmissão THC otimizado onde substitui-se a filtragem temporal por uma filtragem vertical.

CRITÉRIOS DE RECUPERAÇÃO PARA OS SINAIS DIFERENÇA DE COR BÁSICOS
"C_R E C_B"

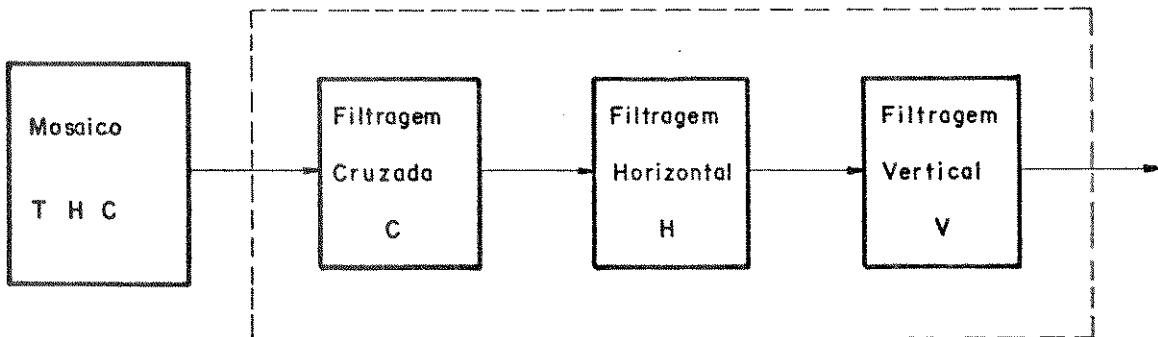
<p>SFC0 - SFCR0 ou SFCB0</p>	<p>algoritmos de filtragem combinada CVV ou CHV envolvendo amostras no campo, usando algoritmos de ordem zero para todas as filtragens.</p>
<p>SFC1 = SFCR1 ou SFCB1</p>	<p>algoritmos de filtragem combinada CVV ou CHV envolvendo amostras no campo usando algoritmos de filtragem bidimensionais de primeira ordem para a filtragem cruzada e de ordem zero para as demais filtragens.</p>
<p>SFC-R0= SFCRR0 ou SFCBR0</p>	<p>filtragem combinada CVV ou CHV envolvendo amostras no campo e empregando o critério CR para recuperar amostras eliminando pela sub-amostragem cruzada e uso de algoritmos de filtragem de ordem zero para as demais Filtragens.</p>
<p>SFC-R1= SFCRR1 ou SFCBR1</p>	<p>igual ao critério, SFC-R0 apenas empregando algoritmos de primeira ordem para recuperar as amostras eliminadas pela sub-amostragem cruzada.</p>

Tabela V.4. - Codificação dos critérios selecionados para recuperação dos sinais diferença de cor básicos usando os algoritmos desenvolvidos no Capítulo IV.

A Figura V.6 apresenta o esquema da sequência de filtragem para recuperar os sinais diferença de cor básicos.



(a) RECUPERAÇÃO C V V



(b) RECUPERAÇÃO C H V

Figura V.6 Diagrama em blocos dos esquemas de recuperação empregados para os mosaicos VTC e HTC.

Nos gráficos da função densidade de probabilidade acumulada estão especificados $P(K_b < K_d)$ nas direções vertical e horizontal para a imagem de referência, a diferença entre as probabilidades acumuladas fornecidas pela equação V.11 respectivamente nas direções vertical e horizontal, a identificação do caso fornecido pela tabela V.2, o critério de recuperação empregado. No caso dos sinais diferença de cor b/w são fornecidos também a identificação da componente analisada e quando necessário o mosaico empregado.

$$\begin{aligned} \delta P = & (P(K_b < K_d) \text{ para a imagem de referência}) \\ & - (P(K_b < K_d) \text{ para a imagem recuperada}) \end{aligned} \quad \text{V.11}$$

V.7. RESULTADOS DE SIMULAÇÕES PARA AS IMAGENS TOMADAS COMO REFERÊNCIA

Isoladamente os conceitos de entropia das diferenças, relação sinal/ruído, probabilidade condicional, probabilidade acumulada e dispersão não garantem o desempenho adequado do sistema. Avaliados em conjunto permitem com maior segurança obter informações mais confiáveis sobre a qualidade resultante para as imagens recuperadas.

Os resultados de cálculo da entropia, dispersão e probabilidade de ocorrência das amostras para as imagens de referência correspondentes aos sinais Y , C_R e C_B contidos nos registros de números 21, 22 e 23 estão computados para as quatro imagens de teste nas Figuras V.7, V.8, V.9.

Usando apenas esses três parâmetros pode-se estabelecer um critério de dificuldade de um a quatro para as componentes de imagem construindo a Tabela V.5. Essa Tabela deve ser encarada subjetivamente e seu único propósito é de auxiliar uma associação com os resultados divulgados.

GRAU DE DIFICULDADE RELATIVO									GRAU DE DIFICULDADE MÉDIO			
IMAGEM	ENTROPIA			DISPERSÃO			VARIACÃO DA OCORRÊNCIA			RELATIVO À LUMINÂNCIA	RELATIVO AOS SINAIS DIFUSOS BÁSICOS	
	Y	C _R	C _B	Y	C _R	C _B	Y	C _R	C _B			
01	1	1	2	1	1	2	1	1	4	1	1	2,6
02	4	3	3	2	3	3	2	3	3	2,6	3	3
04	2	1	3	2	2	4	3	2	3	2,3	1,6	3,3
15	3	4	2	3	3	3	4	2	4	3,3	3	3

Tabela V.5. - Grau de dificuldade baseado apenas nos parâmetros entropia, dispersão e variação na probabilidade de ocorrência das amostras. Grau 1 indica maior dificuldade.

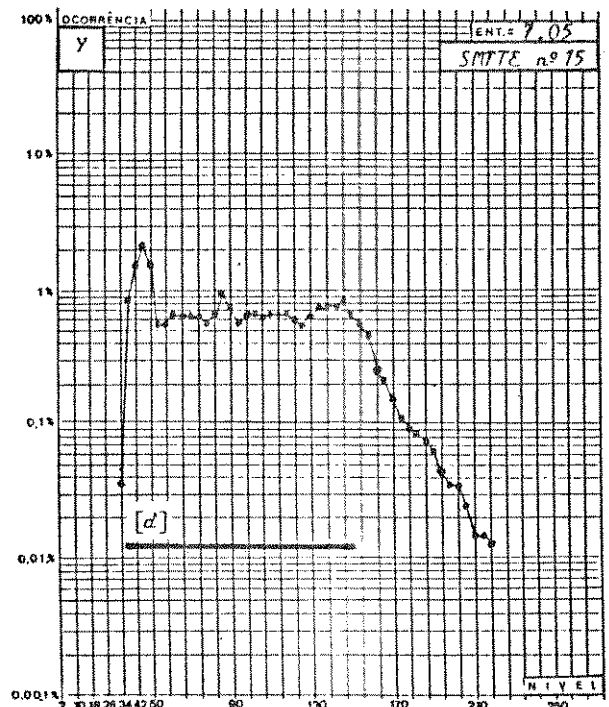
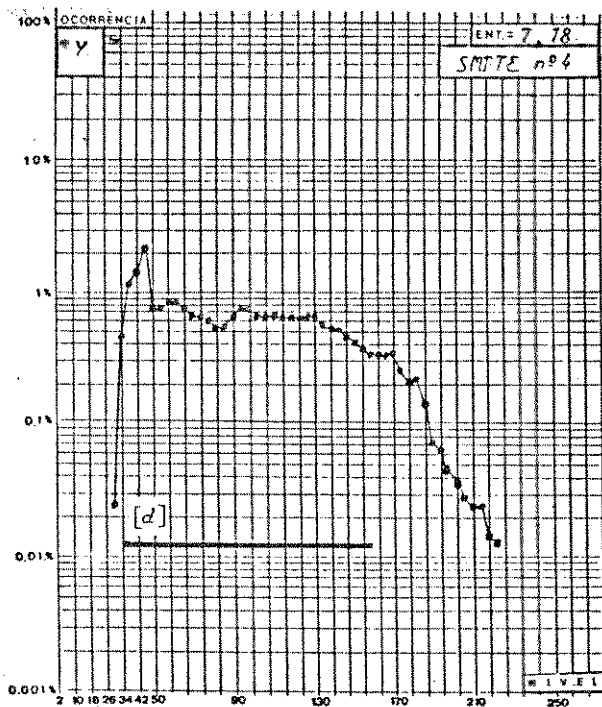
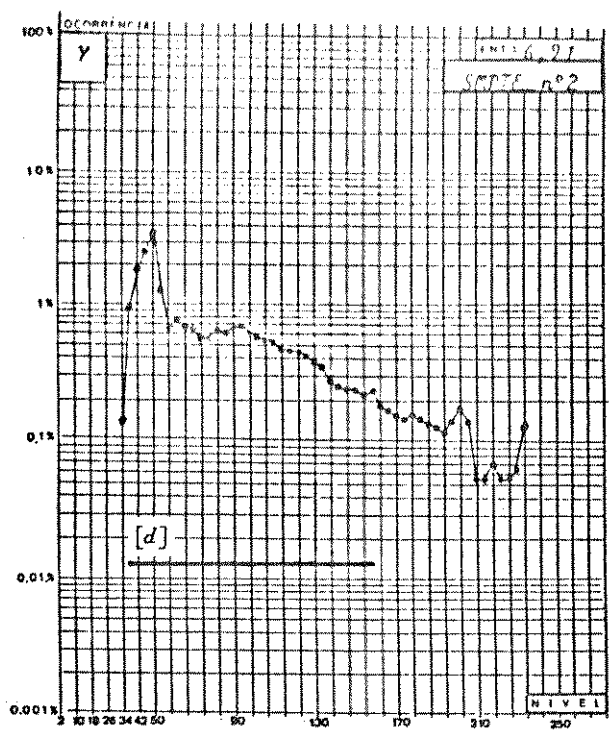
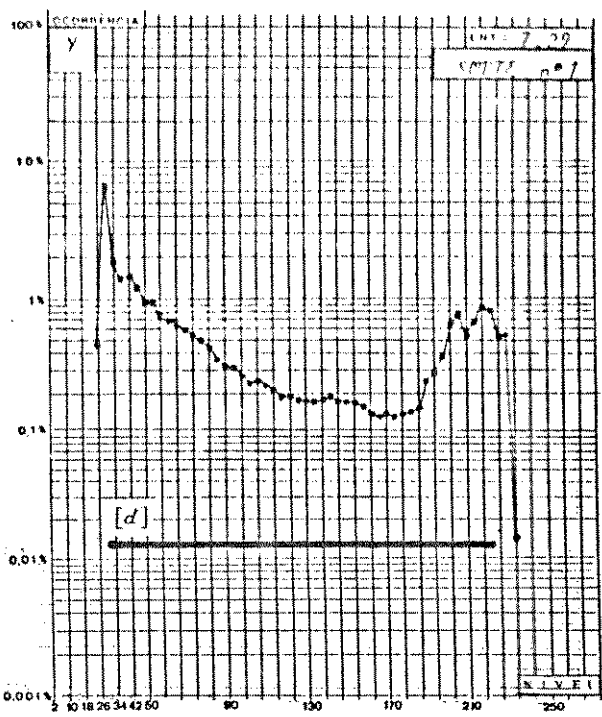


Figura V.7 Probabilidade de ocorrência, entropia e dispersão para a componente Y dos sinais de teste da SMPTE tomados como referência no padrão 4:2:2 estabelecido pela CCIR.

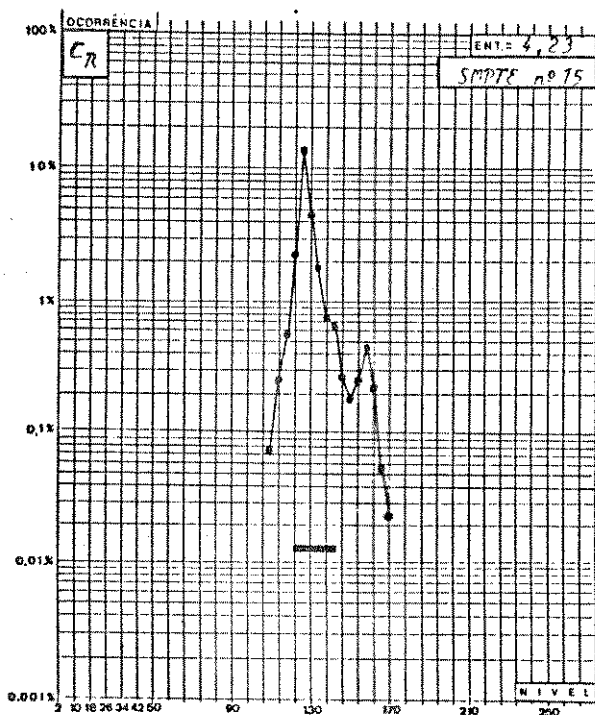
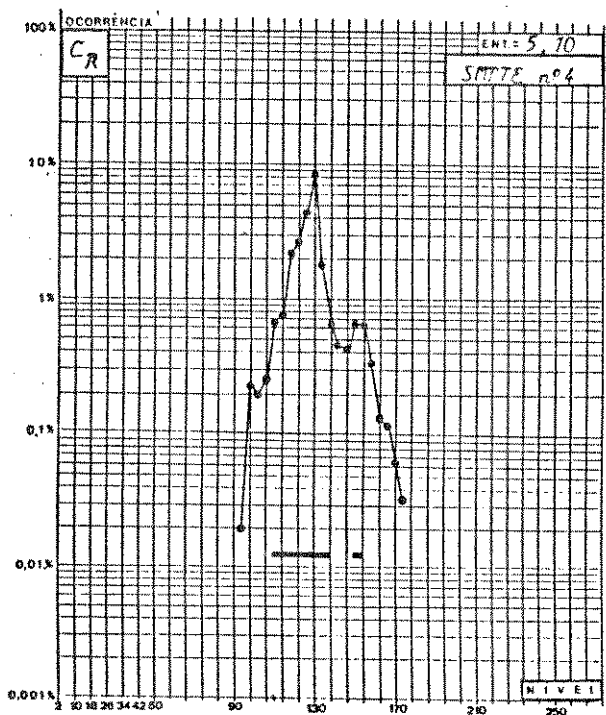
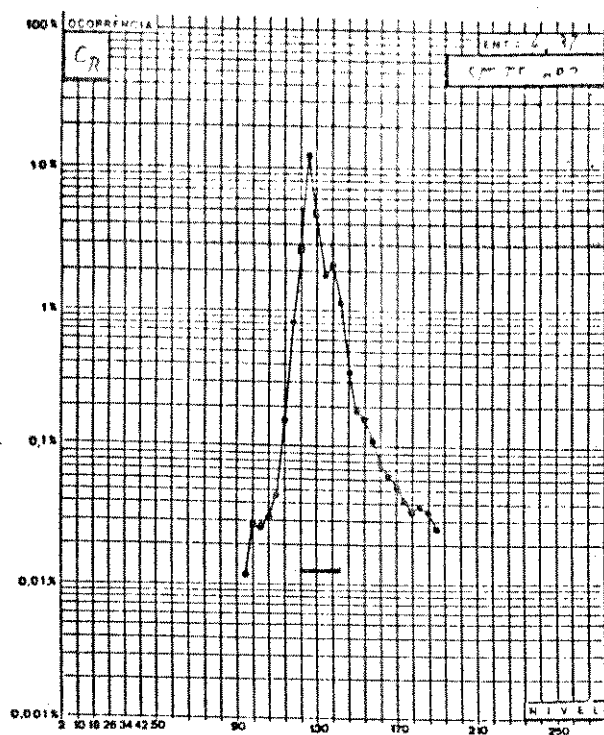
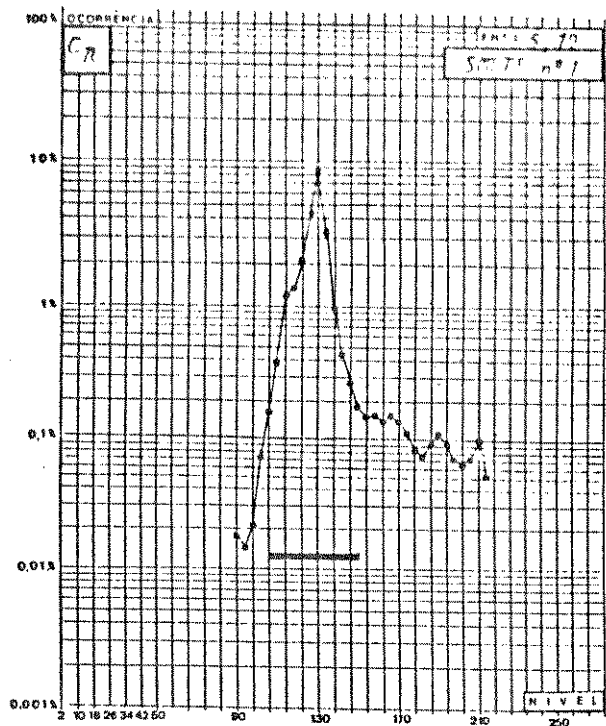


Figura V.8 - Probabilidade de ocorrência, entropia e dispersão para a componente C_R dos sinais de teste da SMPTE tomados como referência no padrão 4:2:2 estabelecidos pela CCIR.

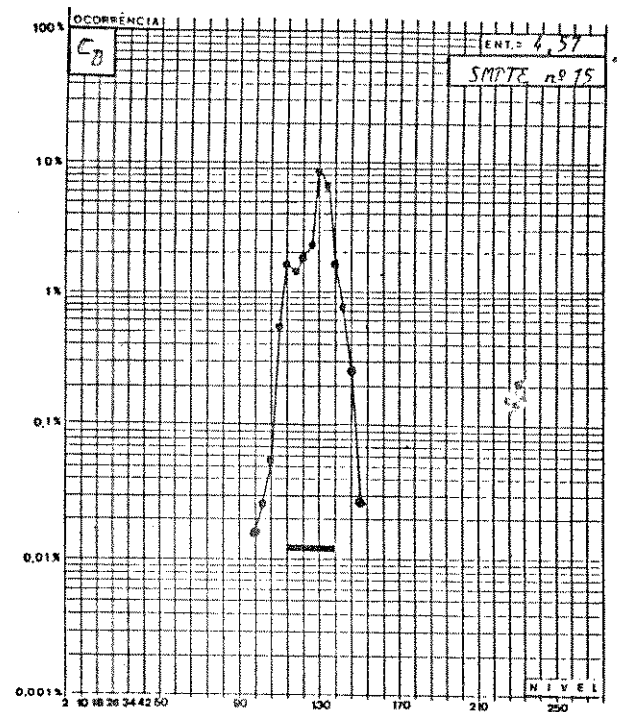
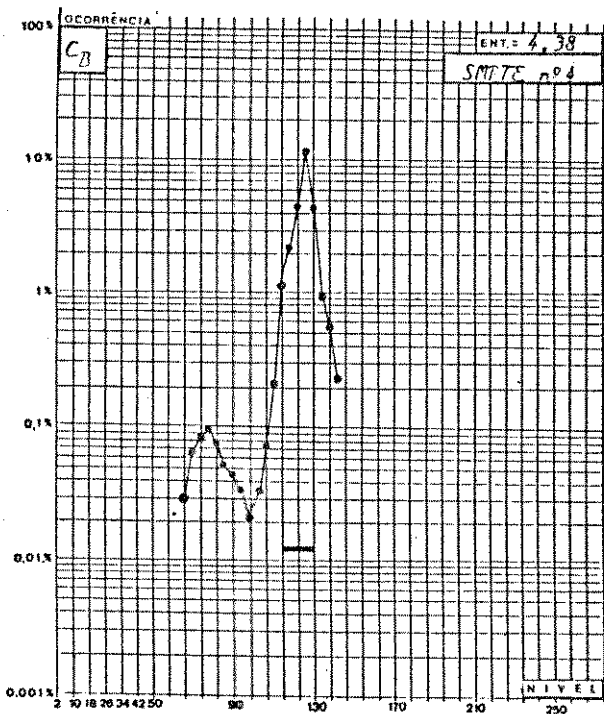
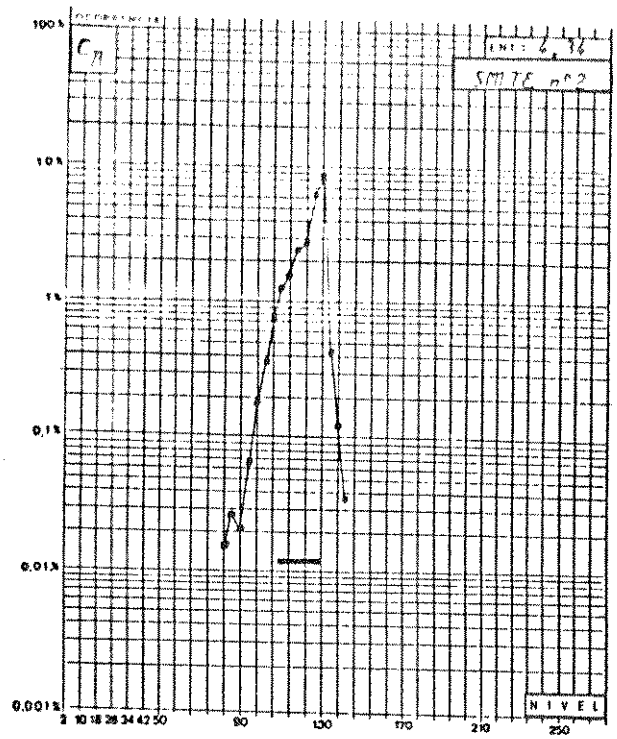
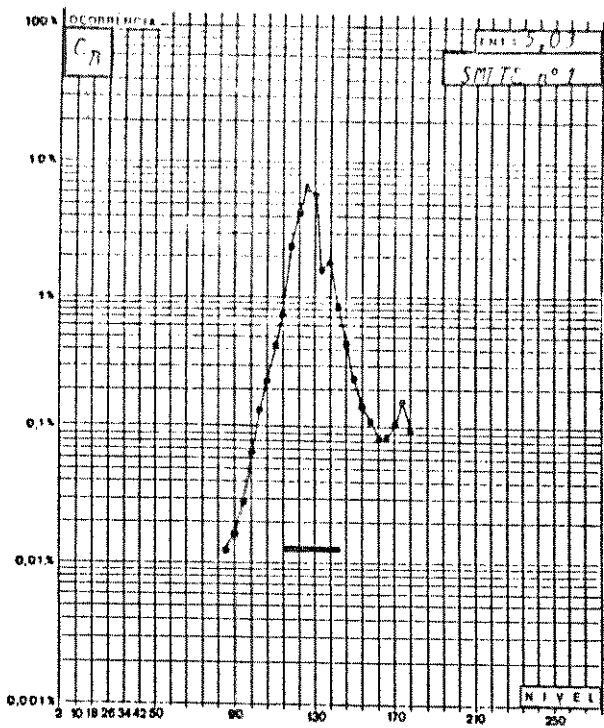


Figura V.9 -- Probabilidade de ocorrência, entropia e dispersão para a componente C_B dos sinais de teste da SMPTE tomados como referência no padrão 4:2:2 estabelecida pela CCIR.

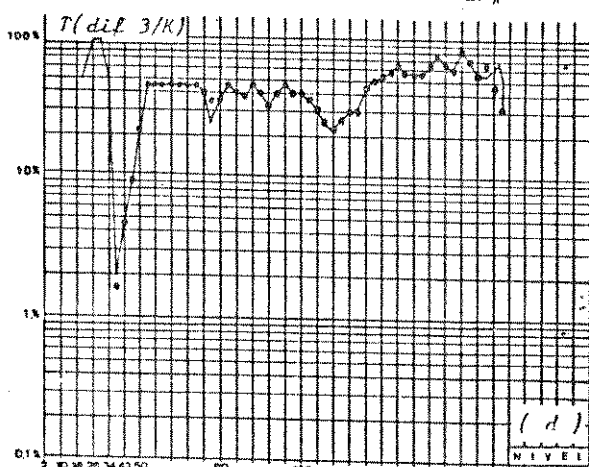
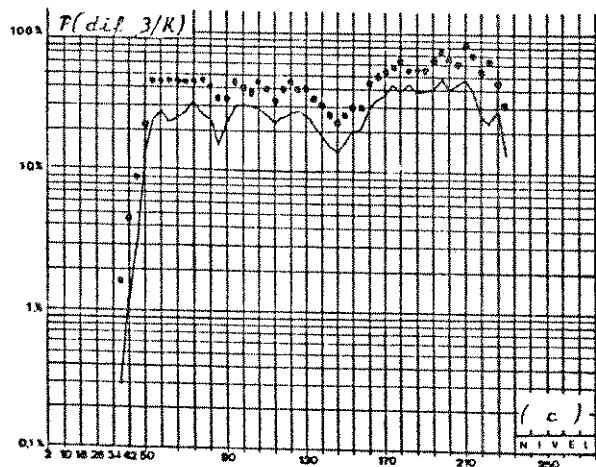
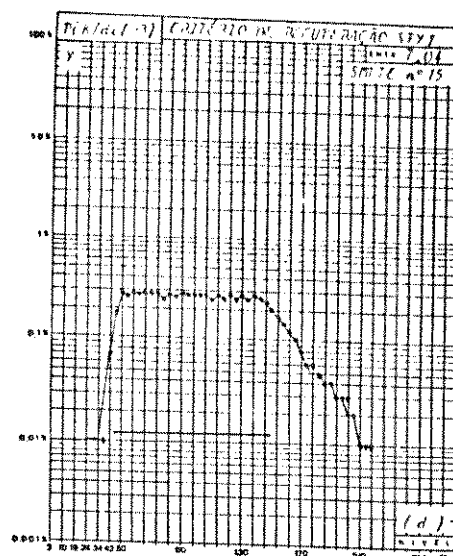
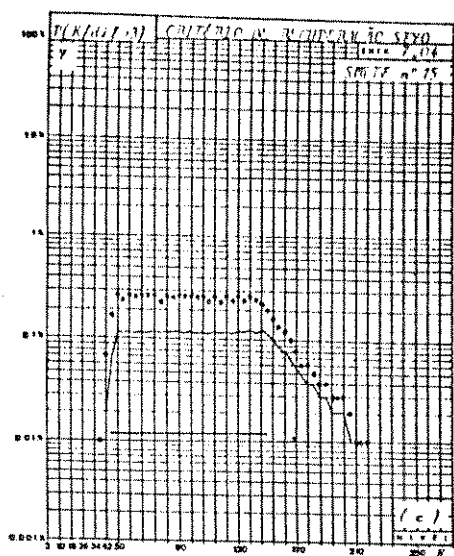
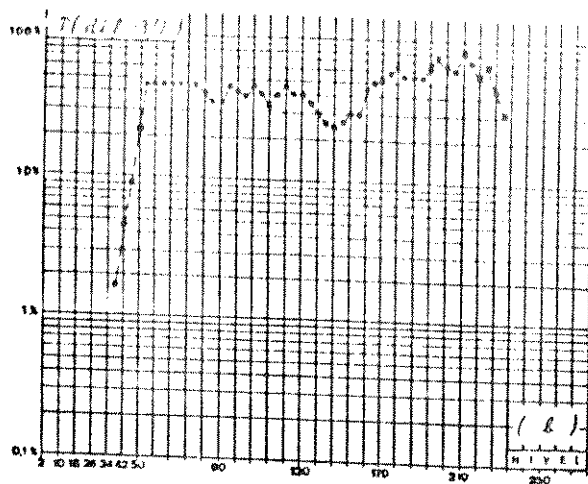
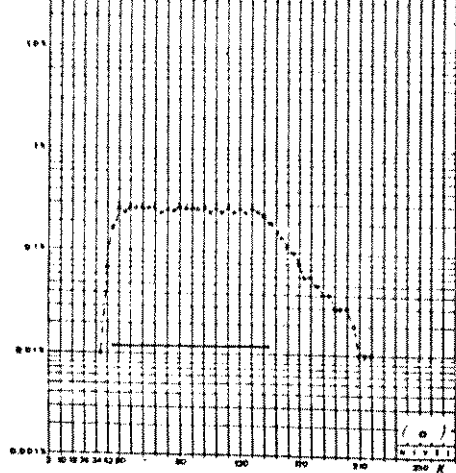
A Tabela V.6 fornece a entropia obtida pelas imagens de referência.

IMAGEM	ENTROPIA DA IMAGEM DE REFERÊNCIA		
	Y	C_R	C_B
SMPTE1	7,29	5,19	5,03
SMPTE2	6,91	4,37	4,34
SMPTE4	7,18	5,10	4,38
SMPTE15	7,05	4,23	4,57

Tabela 6 - Entropia para as imagens SMPTE de Referência

V.8. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA AVALIAR O GRAU DE FILTRAGEM BIDIMENSIONAL REQUERIDO NA RECUPERAÇÃO DO MOSAÍCO C-VTC.

Para estimar a mínima ordem de filtragem bidimensional necessária para recuperar os sinais Y: C_R : C_B selecionou-se a imagem SMPTE15 que pela classificação da Tabela V.4 é a imagem com menor grau de dificuldade para as três componentes do sinal. Selecionou-se também o mosaico C-VTC para se estabelecer condições mínimas de comparação.



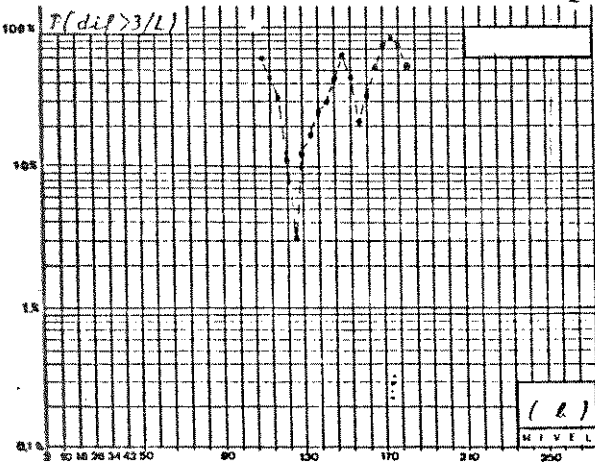
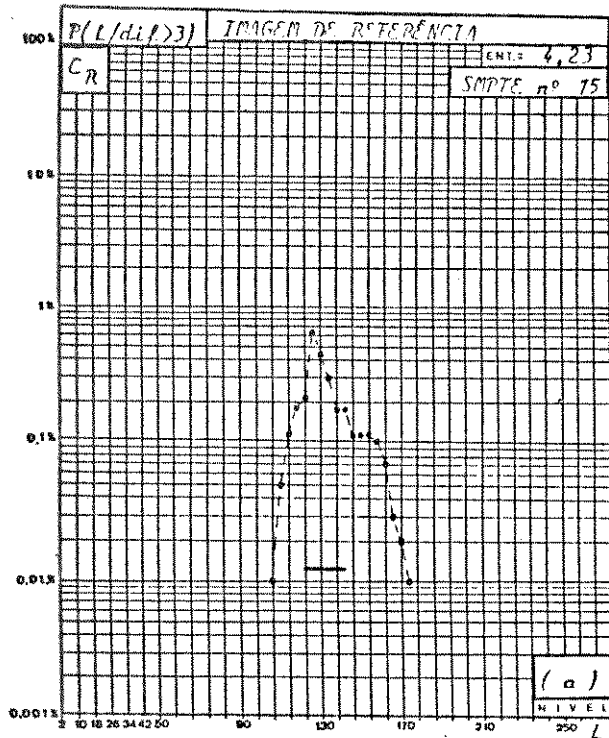
- (a) $P(K/dif > 3)$ para a imagem de referência.
- (b) $P(dif > 3/K)$ para a imagem de referência.
- (c) superposição dos resultados obtidos usando recuperação (filtragem bidimensional de ordem zero)
- (d) superposição dos resultados obtidos usando recuperação (filtragem bidimensional de primeira ordem)

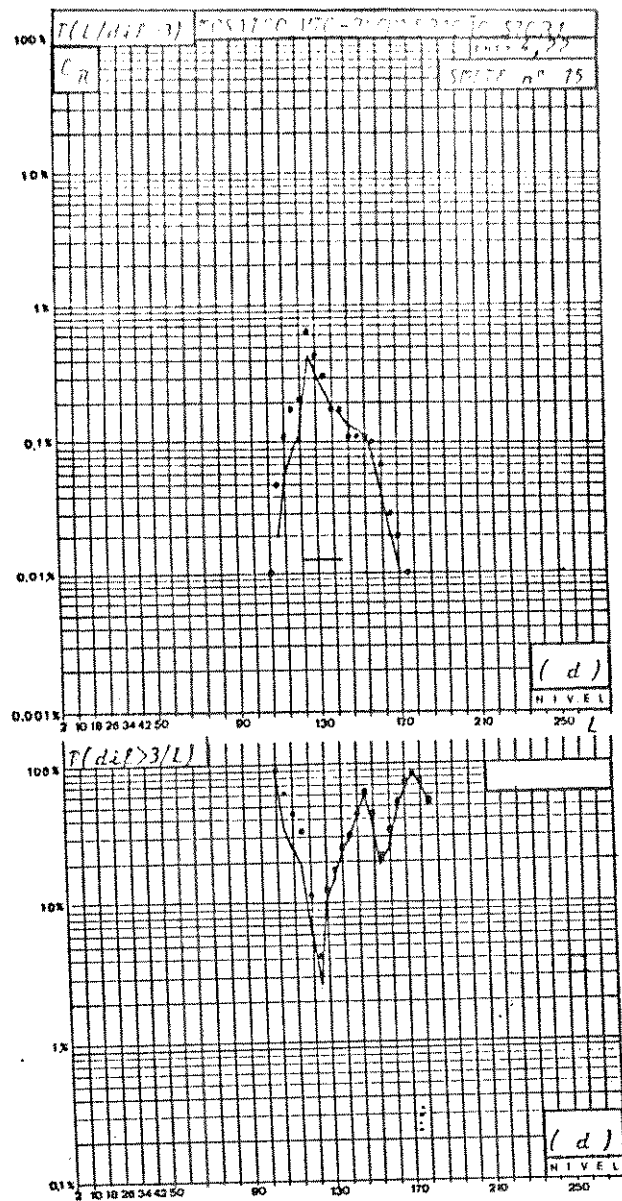
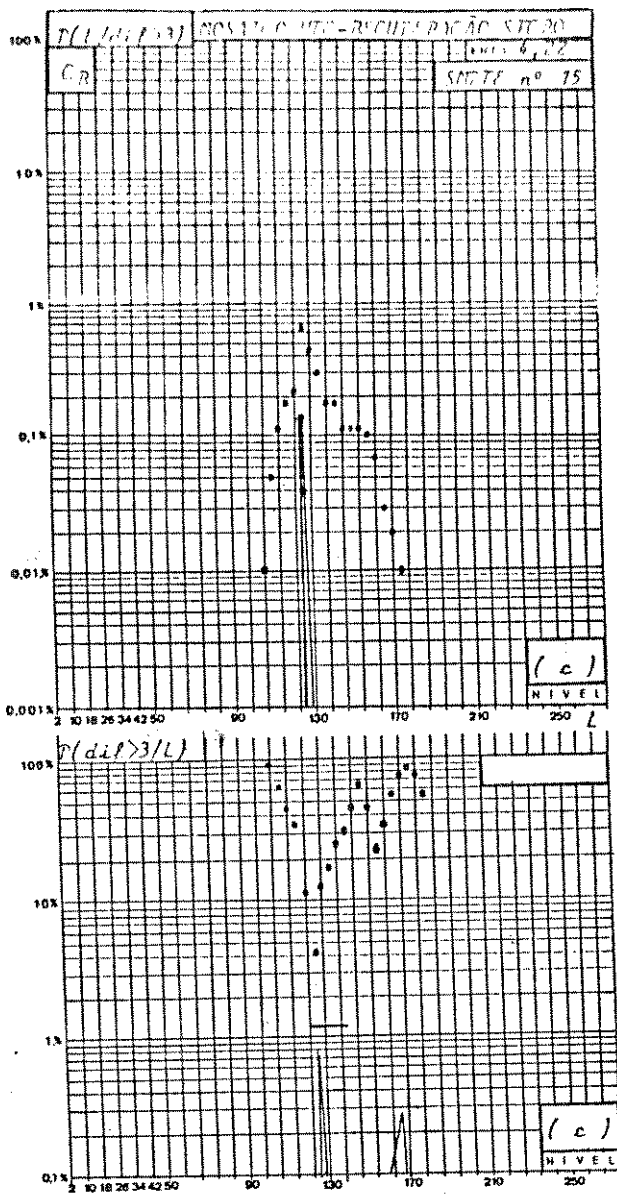
Figura V.10 Resultados de simulação na recuperação do sinal de luminância para a imagem 15 empregando o mosaico C-VTC.

Usando os critérios de recuperação SFY0 e SFY1 para o sinal de luminância e SFCR0 e SFCR1 para a componente C_R dos sinais diferença de cor básicos, obtiveram-se os resultados das Figuras V.10, V.11, V.12.

Pelos dados computados verifica-se que a relação sinal/ruído é alta em todos os casos. Também as entropias recuperadas são bastante próximas da imagem de Referência, não sendo este, os parâmetros indicativos de degradação.

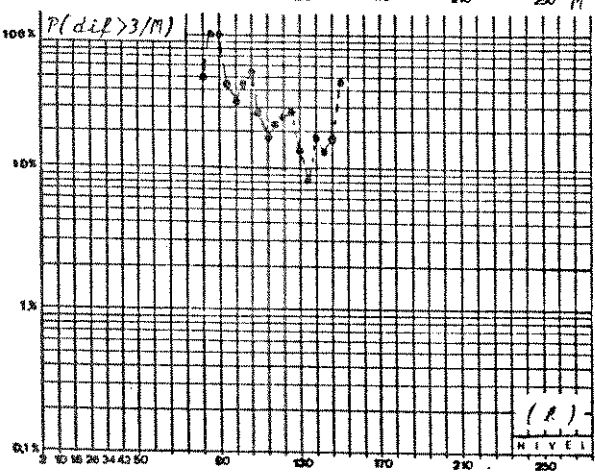
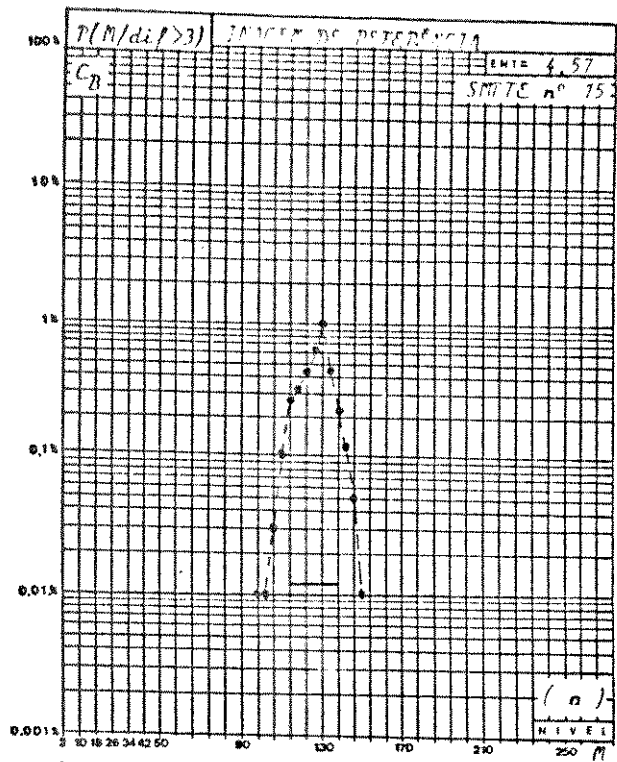
Com o auxílio dos gráficos de probabilidade condicional, consegue-se revelar as diferenças entre as imagens recuperadas usando filtros bidimensionais de ordem zero e primeira ordem. Nota-se visivelmente a degradação relativa, provocando um espalhamento nos níveis recuperados para os critérios SFY0, SFYCR0 e SFYCB0.

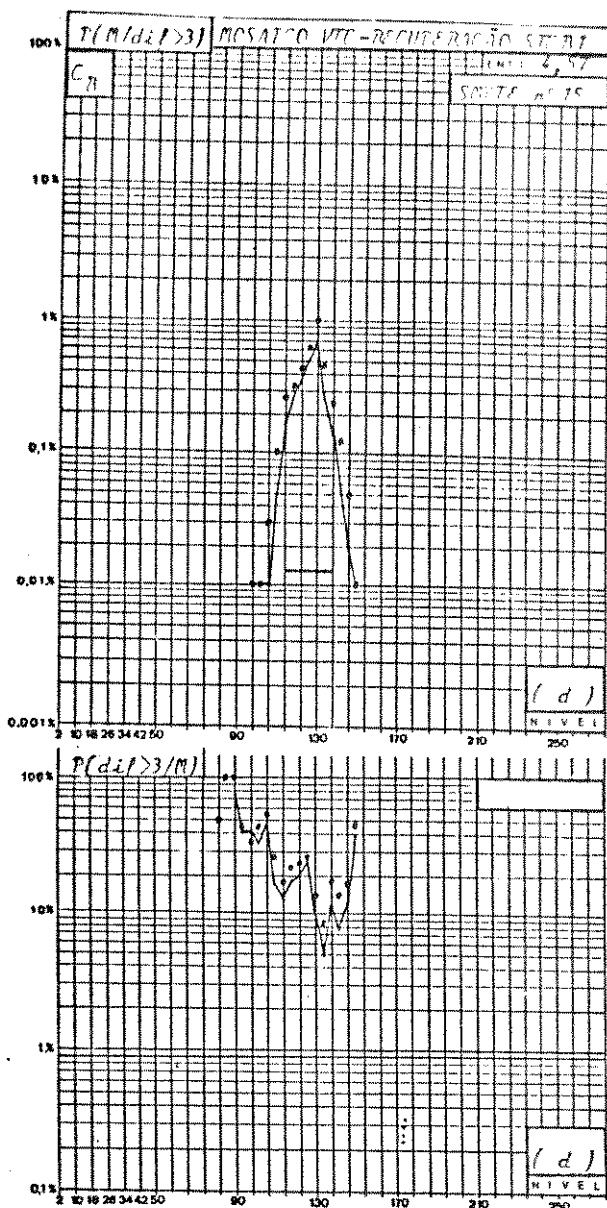
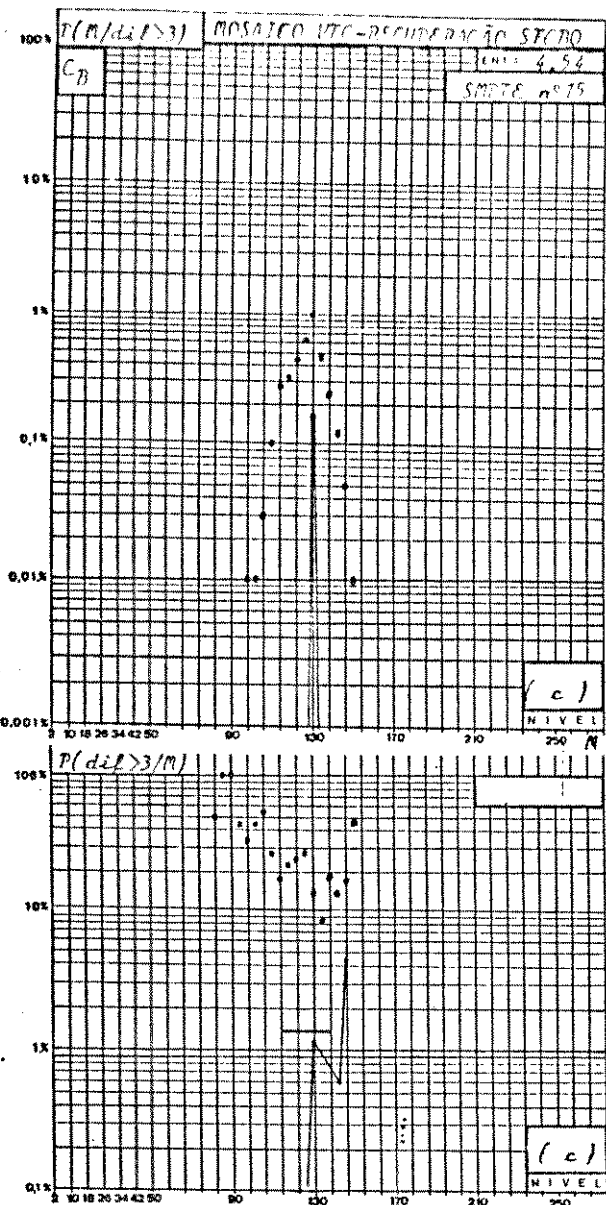




- (a) $P(L/dif > 3)$ para a imagem de referência.
- (b) $P(dif > 3/L)$ para a imagem de referência.
- (c) superposição dos resultados obtidos usando recuperação (filtragem bidimensional de ordem zero).
- (d) superposição dos resultados obtidos usando recuperação (filtragem bidimensional de primeira ordem)

Figura V.11 Resultados de simulação na recuperação do sinal diferença de cor básico C_R para a imagem 15 empregando o mosaico VTC.





(a) $P(M/dif > 3)$ para a imagem de referência.

(b) $P(dif > 3/M)$ para a imagem de referência.

(c) superposição dos resultados obtidos usando recuperação SFCB (filtragem bidimensional de ordem zero).

(d) superposição dos resultados obtidos usando recuperação SFCB (filtragem bidimensional de primeira ordem).

Figura V.12 Resultados de simulação na recuperação do sinal diferença de cor básico C_B para a imagem 15 empregando o mosaico VTC.

V.9. RESULTADOS DE SIMULAÇÕES OBTIDOS NA RECUPERAÇÃO DO SINAL DE LUMINÂNCIA

Foram testados todos os critérios de recuperação do sinal de luminância especificados na Tabela V.3. Os resultados, de relação sinal/ruído e entropia calculados para as imagens de teste estão disponíveis na Tabela V.7 e os gráficos das funções densidade de probabilidade acumuladas estão computados nas Figuras V.13, V.14, V.15 e V.16. As figuras V.13 e V.14 evidenciam a superioridades dos critérios CR e CT para recuperação das imagens SMPTE4 e SMPTE15, sendo então selecionados os critérios SFYRC, SFYTC e SFYHO para recuperação dos sinais de teste SMPTE-1 e SMPTE-2.

Pela Figura V.13, verifica-se para a imagem SMPTE15, um melhor comportamento na direção vertical empregando os critérios de recuperação SFY1, SFYT e SFYR para a luminância e desempenho inferior empregando os critérios SFY0 e SFYHO. Na direção horizontal a recuperação é superior para os critérios SFYR, SFYT e SFYHO com desempenho inferior para os critérios SFY1 e SFY0.

As melhores relações sinal/ruído são para os critérios SFYT, SFYR e SFYFO com perda bastante considerável para os critérios SFY0 e SFY1. A Entropia recuperada é adequada para todos os critérios.

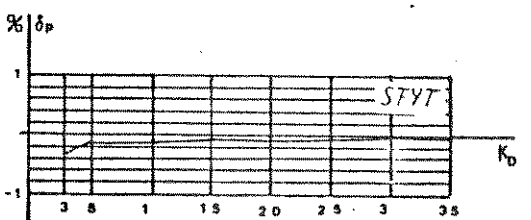
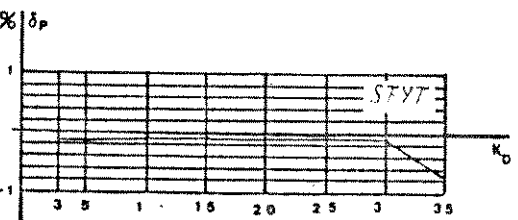
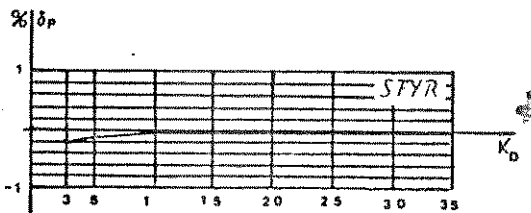
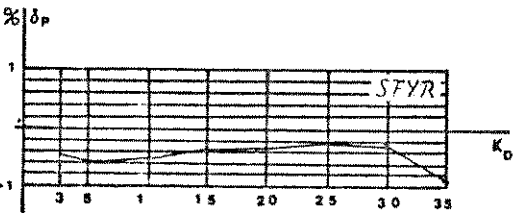
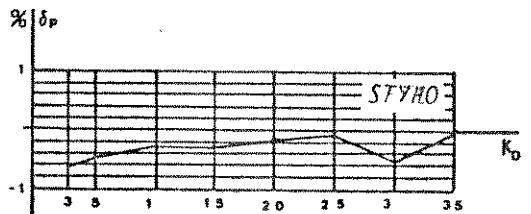
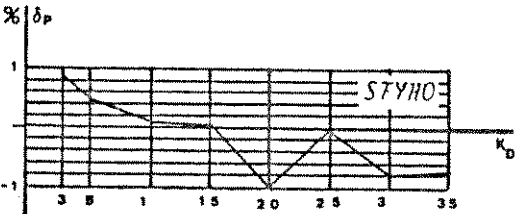
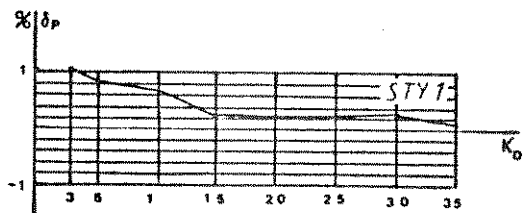
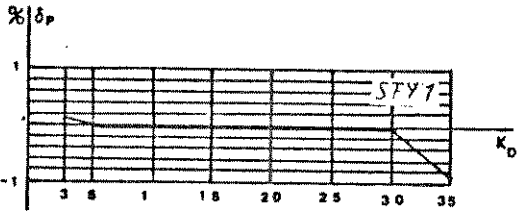
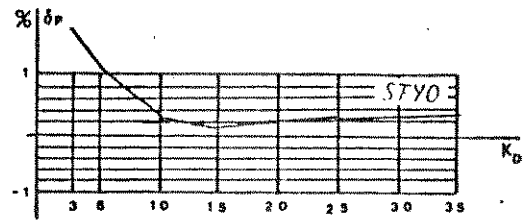
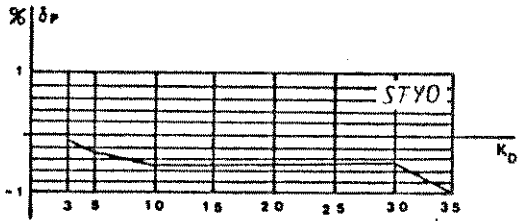
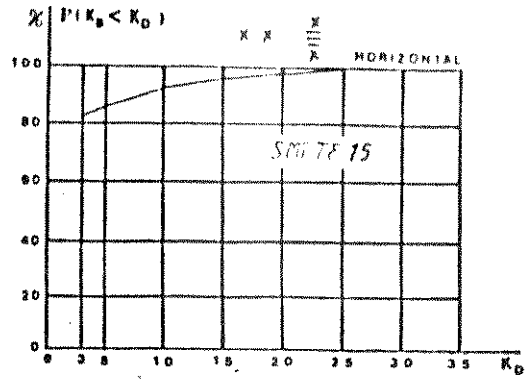
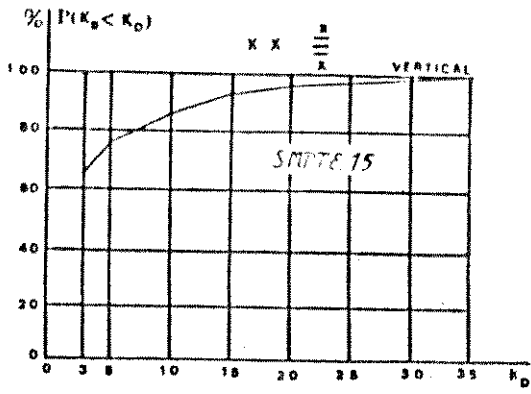


Figura V.13 - Desempenho do sinal de luminância para a imagem SMPTE-15 recuperado pelos critérios estabelecidos na Tabela V.6.

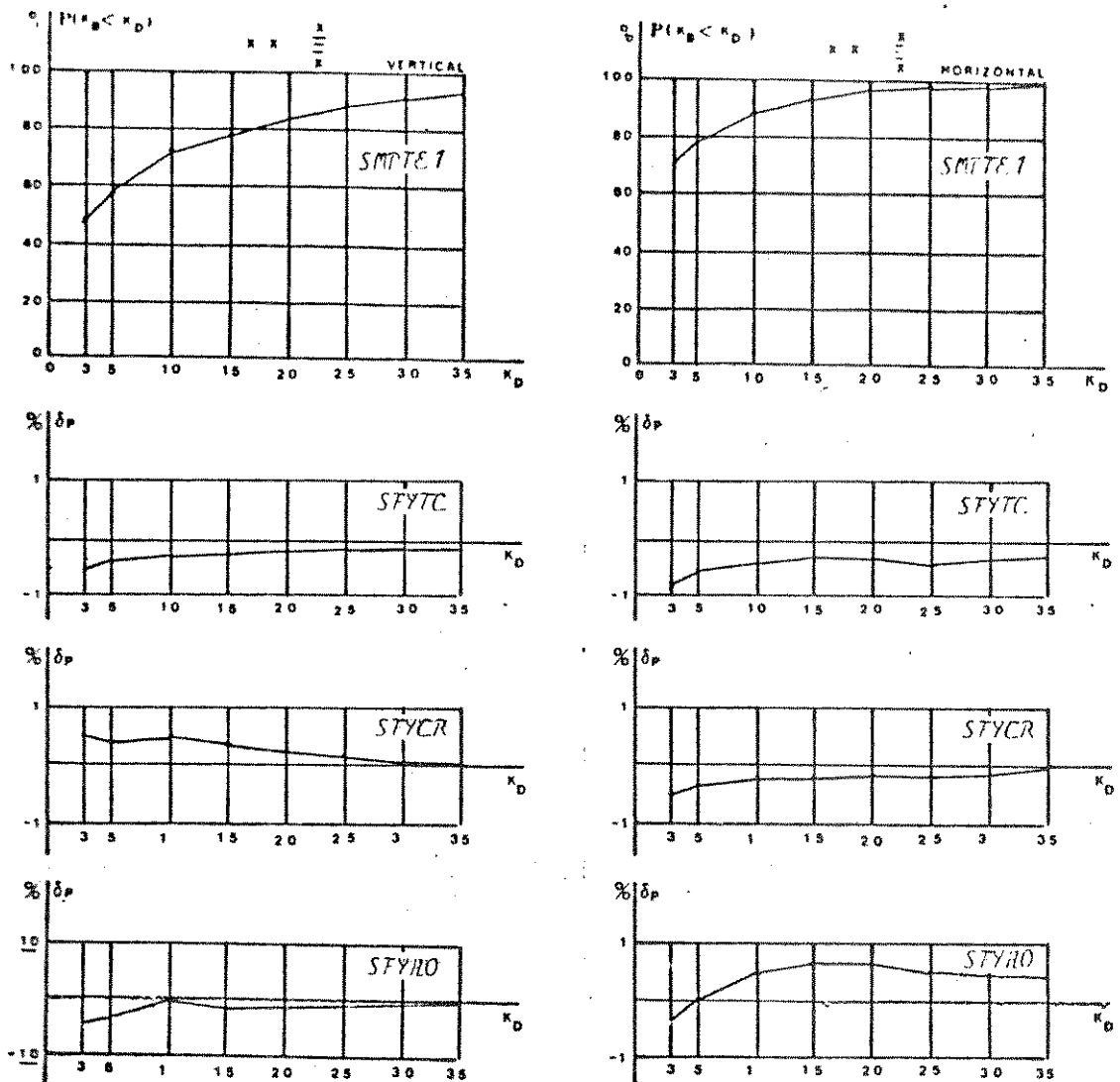


Figura V.15 - Desempenho do sinal de luminância para a imagem SMPT.E-1 em função do critério de recuperação.

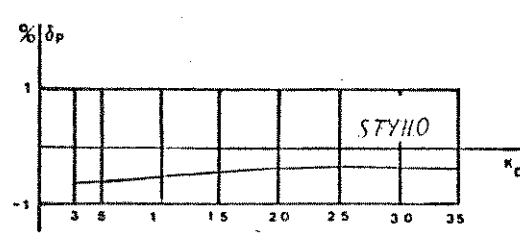
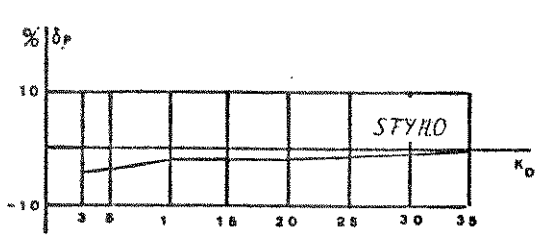
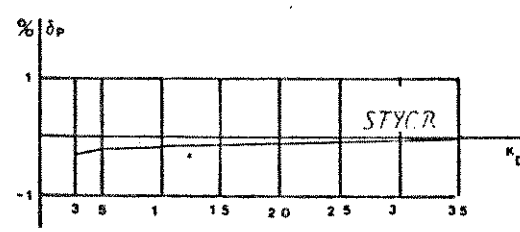
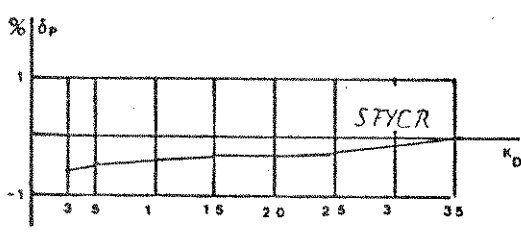
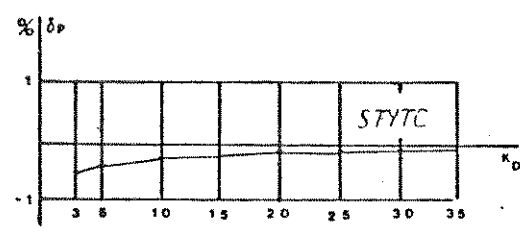
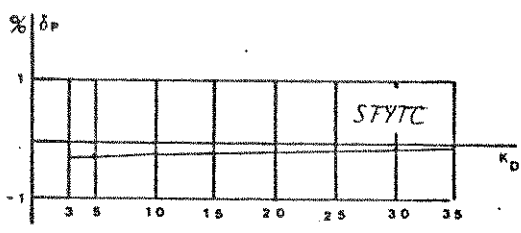
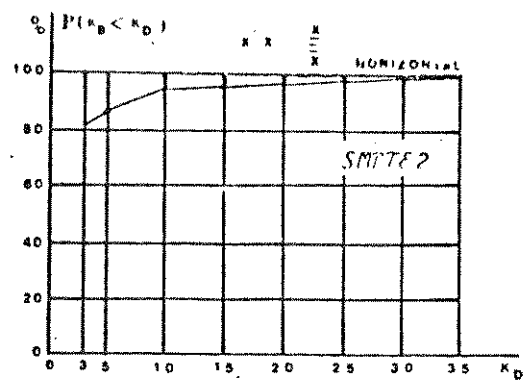
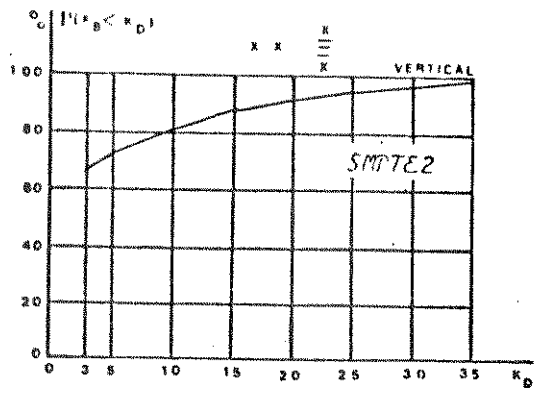


Figura V.16 - Desempenho do sinal de luminância para a imagem SMPTE-2 em função do critério de recuperação.

CRITÉRIO	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO MÉDIA PARA O SINAL DE LUMINÂNCIA (dB) AS ENTROPIAS RECUPERADAS ENTÃO ENTRE PARENTESSES			
	SMPTE1	SMPTE2	SMPTE4	SMPTE15
SFY0	56,732 (7,28)	54,314 (6,91)	56,029 (7,17)	55,507 (7,04)
SFY1	58,995 (7,28)	56,334 (6,91)	58,337 (7,17)	57,992 (7,04)
SFH0	76,497 (7,28)	73,077 (6,91)	73,959 (7,18)	66,514 (7,04)
SFYH1	76,634 (7,28)	73,081 (6,91)	73,970 (7,18)	67,011 (7,04)
SFYR	77,633 (7,29)	78,003 (6,91)	75,598 (7,18)	70,547 (7,05)
SFYR1	76,407 (7,28)	76,398 (6,91)	74,980 (7,18)	69,320 (7,05)
SFYRC0	77,486 (7,29)	77,195 (6,91)	74,967 (7,18)	68,440 (7,05)
SFYRC1	76,524 (7,29)	77,209 (6,91)	74,980 (7,18)	68,310 (7,05)
SFYV1	51,335 (7,28)	45,110 (6,90)	50,309 (7,17)	49,203 (7,04)
SFYT	79,001 (7,29)	80,170 (6,91)	77,123 (7,18)	74,755 (7,05)
SFYTC	77,597 (7,29)	78,488 (6,91)	76,504 (7,18)	70,270 (7,05)
SFYMT	54,998 (7,28)	46,313 (6,90)	55,944 (7,17)	51,842 (7,04)

Tabela V.6 - Medidas de relação sinal/ruído e entropia para a componente de luminância dos sinais SMPTE.

A figura V.17 apresenta um gráfico de relação sinal/ruído em função do critério empregado na recuperação do sinal de luminância

Verifica-se que uma filtragem na horizontal fornece em média uma relação sinal/ruído superior a 15 dB comparada com uma filtragem de mesmo grau na direção vertical envolvendo amostras no quadro.

A filtragem bidimensional e o critério SFYMT, fornecem uma relação sinal ruído superior à relação sinal ruído obtida com a filtragem vertical SFYV1, porém é inferior a uma filtragem apenas na direção horizontal.

O gráfico da figura V.13 evidencia para as filtragens empregando os critérios CR e CT uma relação sinal ruído superior à recuperação usando filtragem horizontal, desmonstrando uma eficácia dos métodos de recuperação usando os critérios de escolha CR e CT.

Os critérios SFYR e SFYT em todas as situações fornecem os melhores desempenho, com ligeira superioridade na relação sinal ruído entre 1 e 2 dB para o critério SFYT. O superior desempenho contudo irá ser compensado para o critério SFYR com a introdução do MCPD na figura V.2.

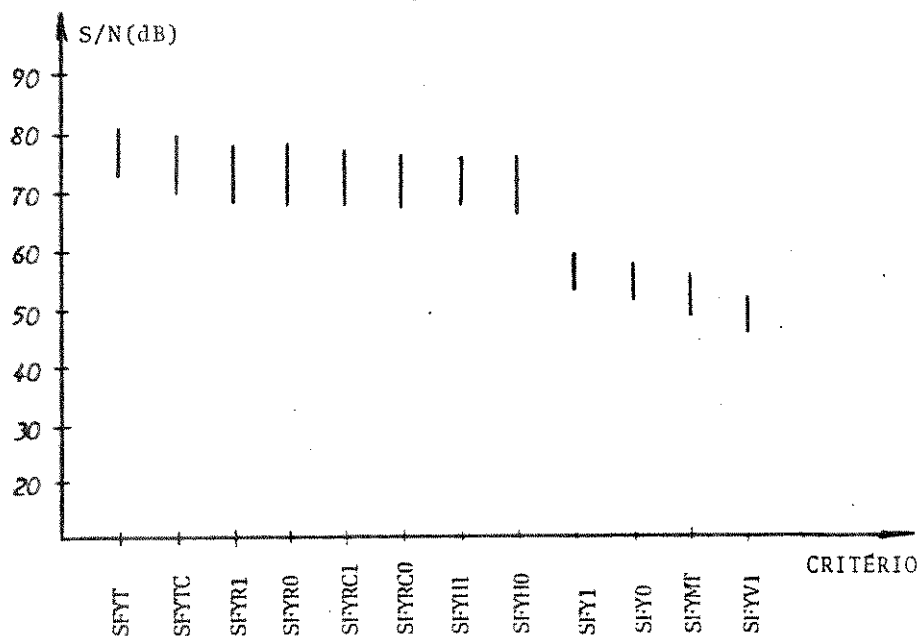


Figura V.17 - Desempenho comparativo de relação sinal/ruído para recuperação do sinal de luminância.

Neste trabalho, são de particular interesse os critérios SFYTC e SFYRCO ou SFYRC1 que envolvem amostras de um mesmo campo.

Verifica-se pelos gráficos de probabilidade acumulada e pela relação sinal ruído que o critério SFYRC1 pouca vantagem oferece em relação ao critério SFYRCO.

Verifica-se também que o critério SFYTC mantém um bom desempenho nas direções vertical e horizontal em relação ao critério CFYT.

O critério SFYRCO apresenta uma piora na recuperação das amostras na direção vertical em relação ao critério SFYR, principalmente para a imagem SMPTE-4. Há contudo, uma particularidade com essa imagem; a filtragem na horizontal apresenta uma recuperação perfeita na direção vertical, significando que as amostras estão fortemente correlacionadas na direção horizontal.

Como a relação sinal/ruído para o critério SFYRCO é superior à relação sinal/ruído para a filtragem SFYHO e ligeiramente inferior ao critério SFYTC, pode-se concluir que as perdas não são expressivas. Para as demais imagens as diferenças entre os critérios SFYRCO e SFYTC aplicados à amostras no campo revelam praticamente o mesmo desempenho.

Não foram apresentados gráficos de probabilidade condicional porque o acompanhamento das curvas foi perfeito para os critérios de interesse SFYCR e SFYCT envolvendo as imagens de teste empregadas.

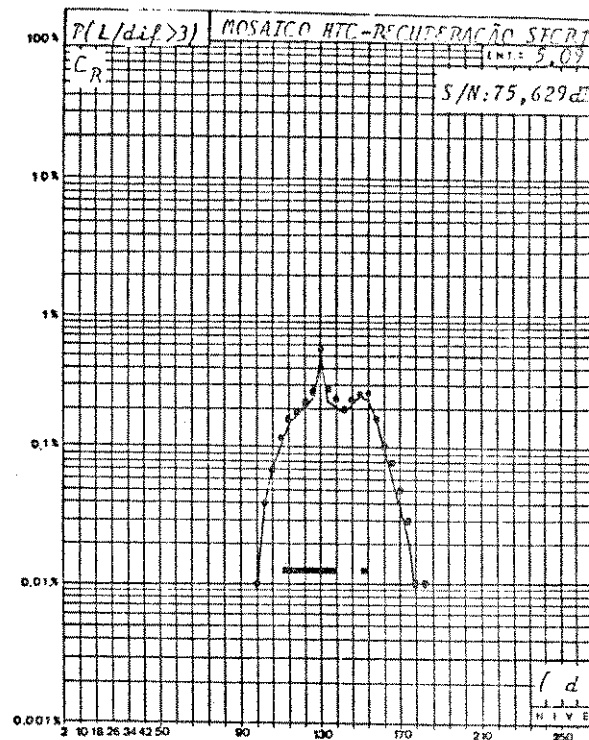
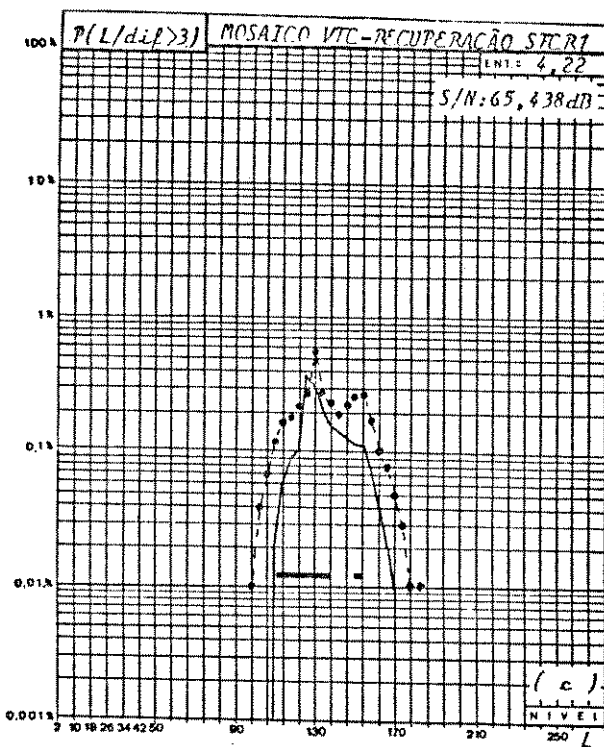
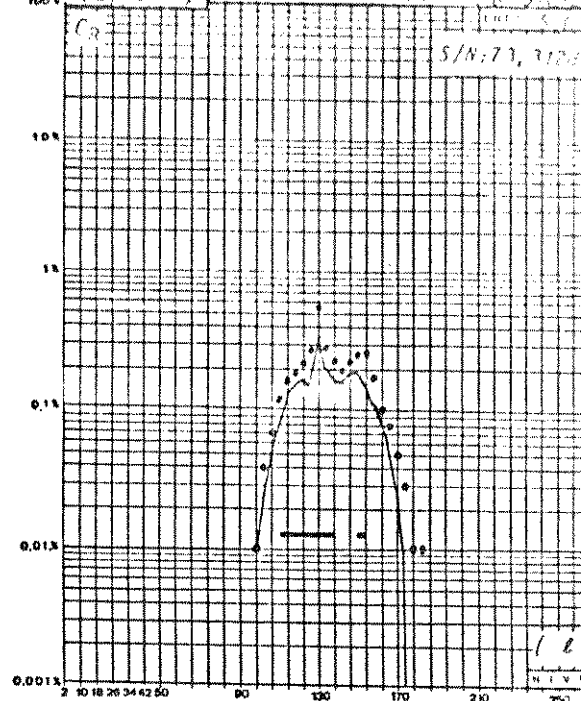
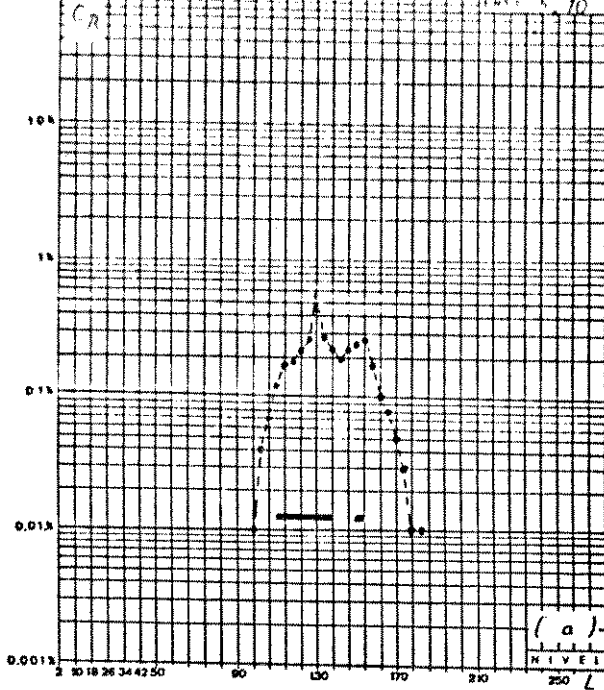
V.10. RESULTADOS DE SIMULAÇÕES OBTIDOS NA RECUPERAÇÃO DOS SINAIS DIFERENÇA DE COR BÁSICOS C_R E C_B

Na recuperação dos sinais C_R e C_B são estabelecidas as diferenças entre os mosaicos VTC e HTC recuperados pelos critérios estabelecidos na tabela V.4. Toma-se cuidado em demonstrar o acompanhamento do sinal recuperado, com auxílio das funções densidade de probabilidade.

As figuras V.18 e V.19 fornecem os gráficos de $P(n/dif>3)$ respectivamente para a componente C_R da imagem SMPTE-4 e componente C_R da imagem SMPTE-1 correspondentes às imagens mais difíceis pelo critério estabelecido na Tabela V.5.

Verifica-se que uma filtragem SFCRO para a imagem SMPTE-4 e para o mosaico VTC oferece melhor desempenho que o critério de recuperação SFCR1. Esse fato demonstra que o mosaico VTC apresenta perdas de recuperação porque é contrário aos resultados fornecidos pela figura V.11 para a imagem de teste SMPTE-15.

O melhor acompanhamento da $P(L/dif>3)$ para a filtragem de ordem zero SFCRO em relação à recuperação SFCR1 da imagem SMPTE-4 pode ser explicado porque comparativamente a entropia recuperada pelo critério SFCRO é maior que a entropia recuperada pelo critério SFCR1 evidenciando um espalhamento das amostras para o critério SFCRO. Os gráficos de densidade de probabilidade acumulada da fig.V.20 revelam contudo que o critério SFCRO possui desempenho inferior ao critério SFCR1, embora a entropia recuperada seja mais próxima da entropia original, a relação sinal/ruído também é inferior como constata-se pela Tabela.V.8.



(a) imagem de referência.

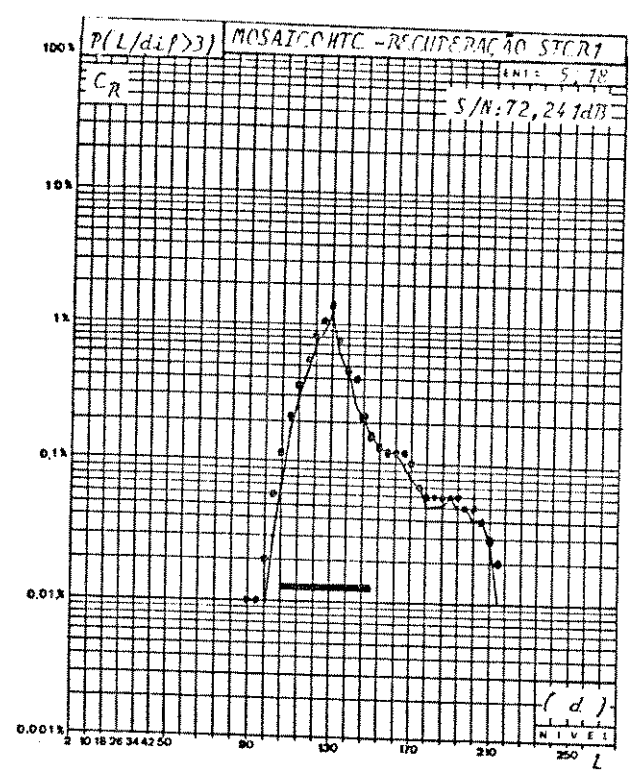
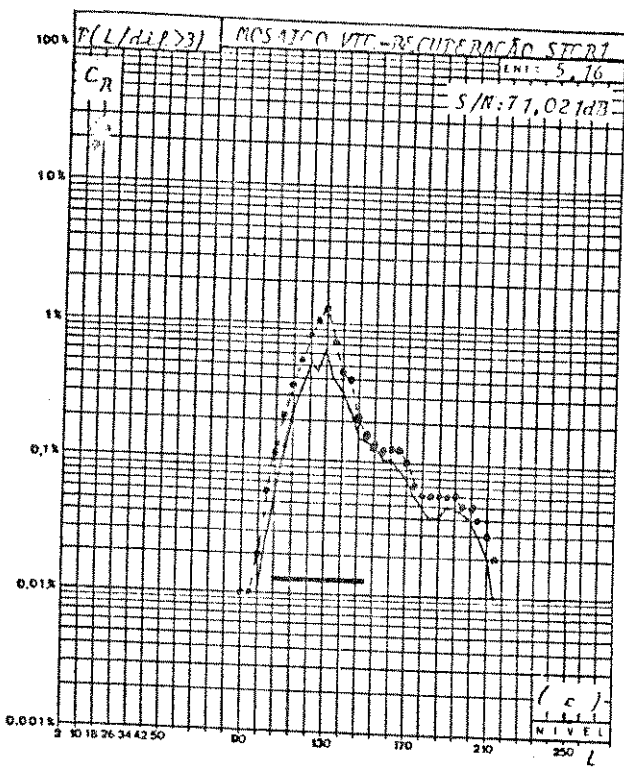
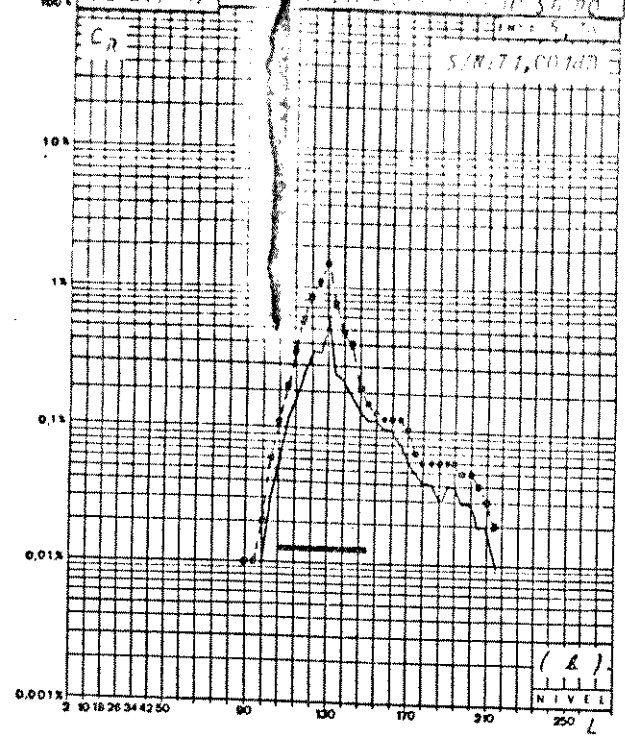
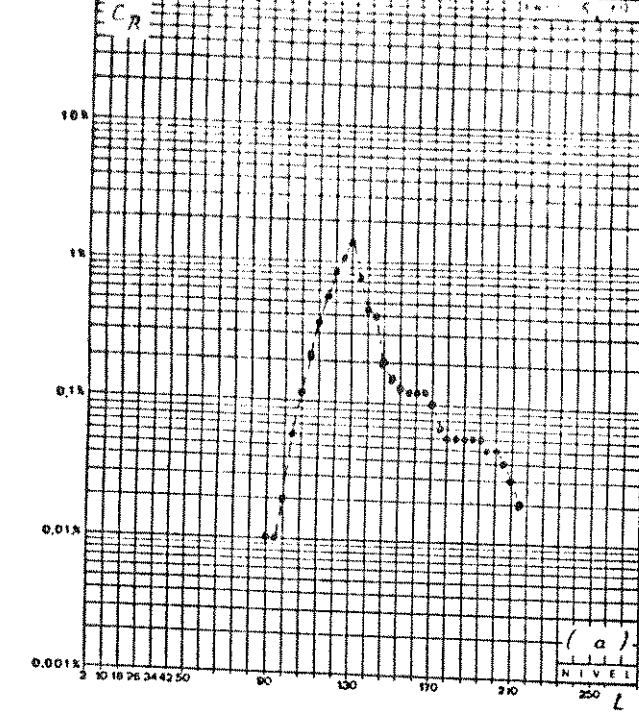
(b) imagem recuperada pelo critério SFCR0 para o mosaico VTC.

(c) imagem recuperada pelo critério SFCR1 para o mosaico VTC.

(d) imagem recuperada pelo critério SFCR1 para o mosaico HTC

(otimizado).

Figura V.18 Probabilidade de ocorrência do nível n dado que ocorreu uma diferença maior do que 3, para a componente C_R da imagem SMPTC4.



- (a) imagem de referência.
- (b) imagem recuperada pelo critério SFCR0 para o mosaico VTC.
- (c) imagem recuperada pelo critério SFCR1 para o mosaico VTC.
- (d) imagem recuperada pelo critério SFCR1 para o mosaico HTC (otimizado).

Figura V.19 Probabilidade de ocorrência do nível n dado que ocorreu uma diferença maior do que 3, para a componente C_R da imagem SMPTE-1

RELAÇÃO SINAL/RUÍDO MÉDIA						
IMAGEM SMPTE	MOSAÍCO VTC				MOSAÍCO HTC	
	SFCR0	SFCR1	SFCB0	SFCB1	SFCR1	SFCB1
1	71,001	71,021	72,504	72,608	72,241	76,434
2	71,873	69,943	64,009	64,305	71,166	63,058
4	73,312	65,438	69,494	69,518	75,629	72,301
15	70,581	72,302	82,997	83,001	74,858	84,686
IMAGEM SMPTE	ENTROPIA RECUPERADA					
1	5,18	5,16	4,92	4,92	5,18	4,95
2	4,38	4,37	4,30	4,32	4,37	4,34
4	5,08	4,22	4,37	4,38	5,09	4,38
15	4,22	4,22	4,54	4,57	4,22	4,56

Tabela V.8 - Relação sinal/ruído média e Entropia recuperada para as componentes C_R e C_B empregando os mosaícos VTC e HTC.

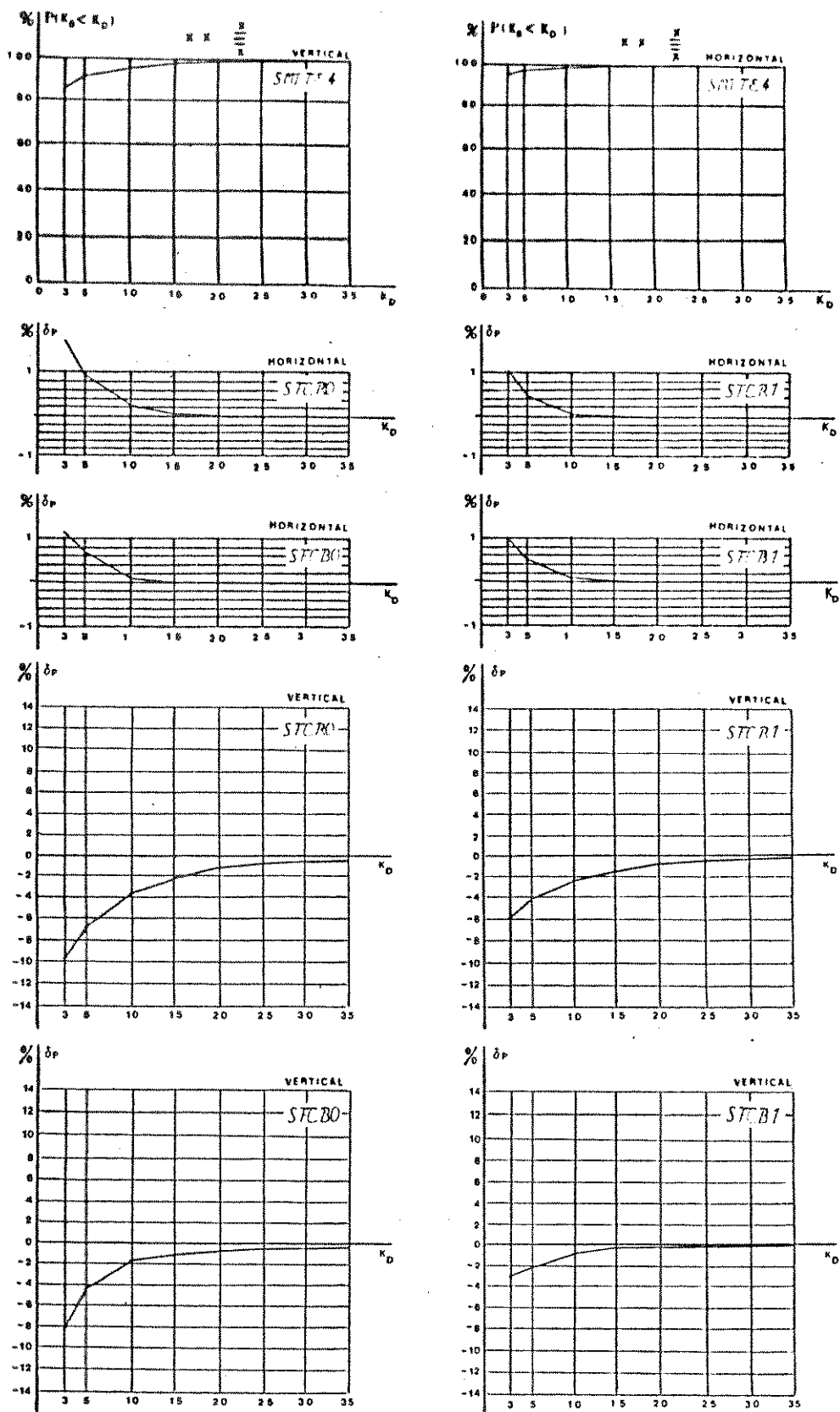


Figura V 20 - Densidade de probabilidade acumulada obtida na recuperação dos sinais C_R e C_B usando o mosaico de transmissão VTC na imagem SMPTC4.

Os gráficos das Figuras V.22, V.23, V.24 e V.25 comparam as funções $P(n/dif > 3)$ e $P(K_b(Kd))$ para os sinais empregando o mosaído de transmissão VTC e HTC usando os critérios de recuperação SFCR1 e SFCB1.

Os gráficos de probabilidade condicional e acumulada das Figuras V.14, V.15, V.17, V.18, V.19 e V.20 e a Tabela V.8 demonstram o desempenho superior do sinal recuperado empregando o mosaído HTC e os critérios SFCR1 e SFCB1.

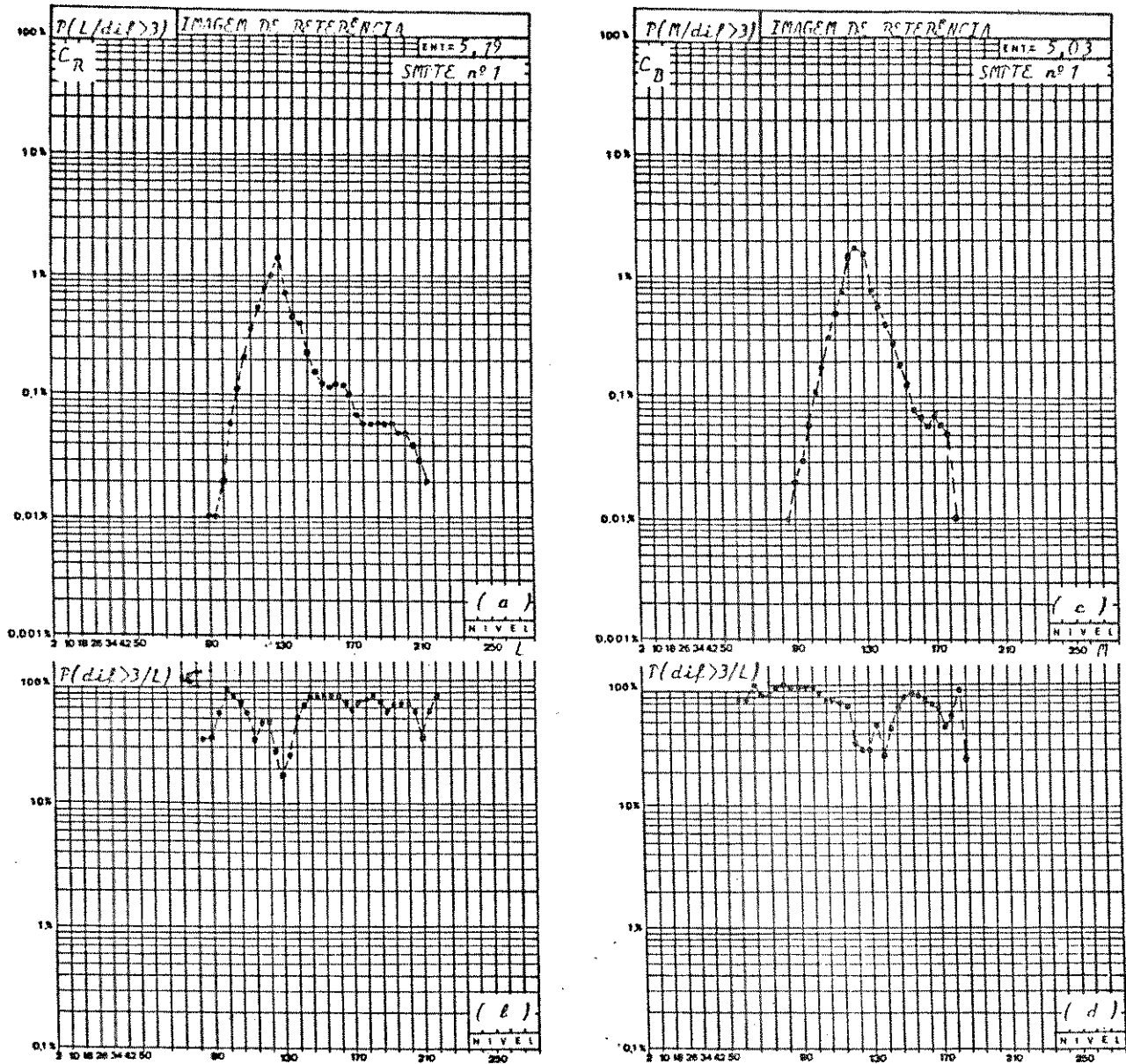


Figura V.21 - a, b, c, d

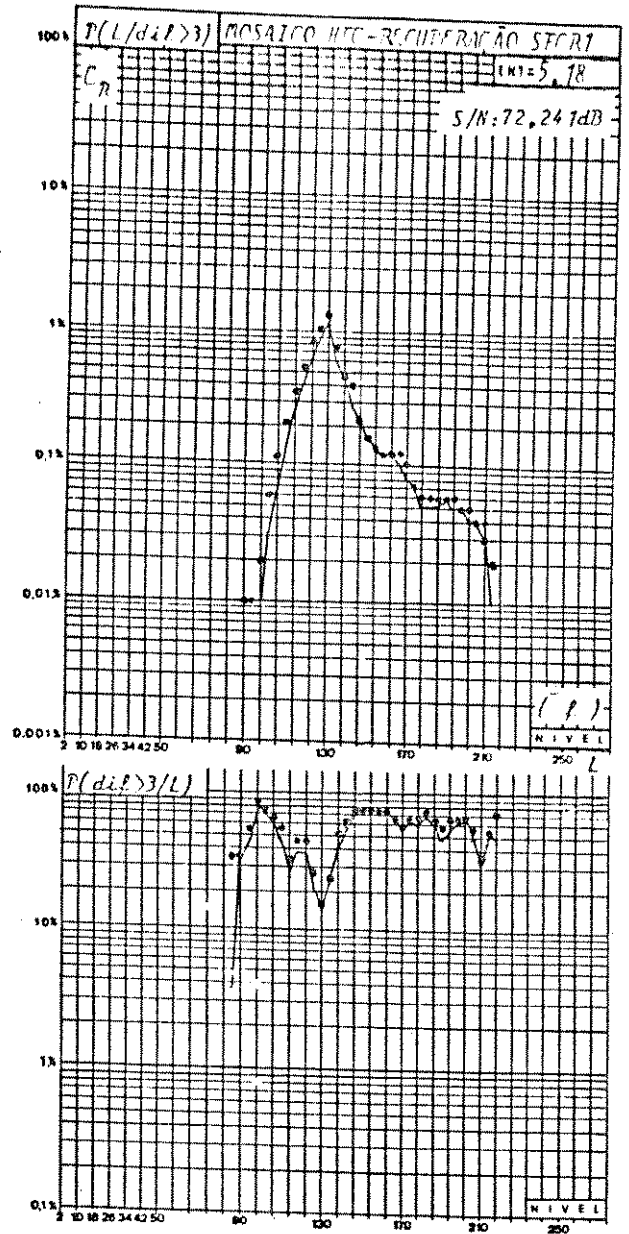
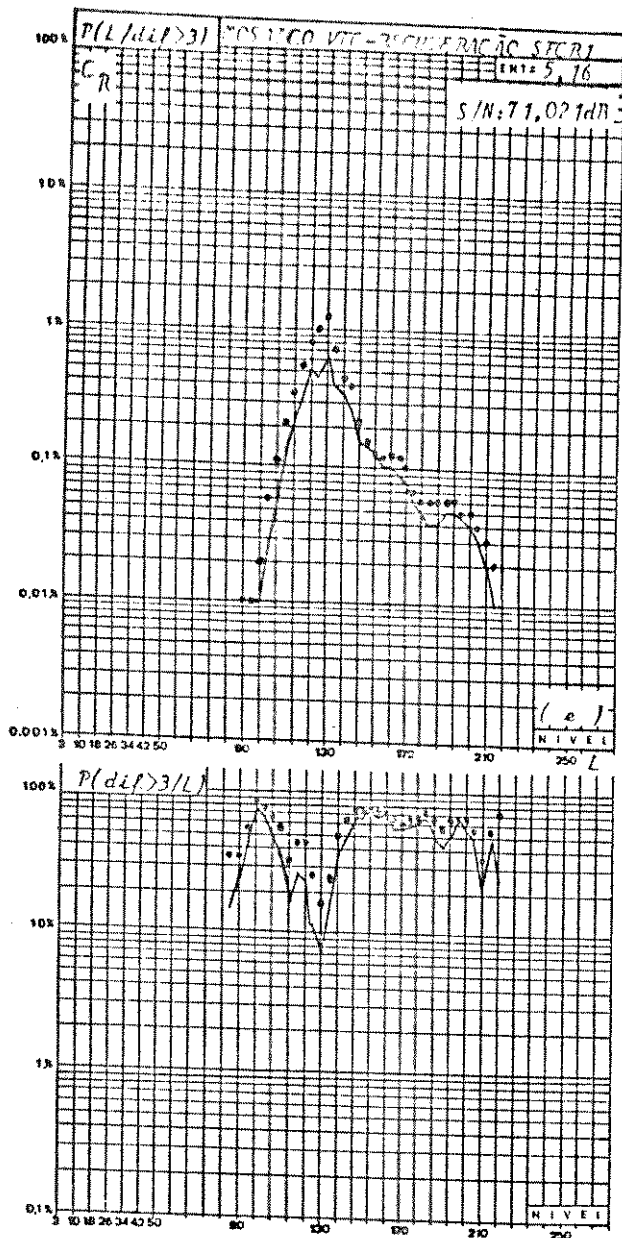


Figura V.21 - e, f

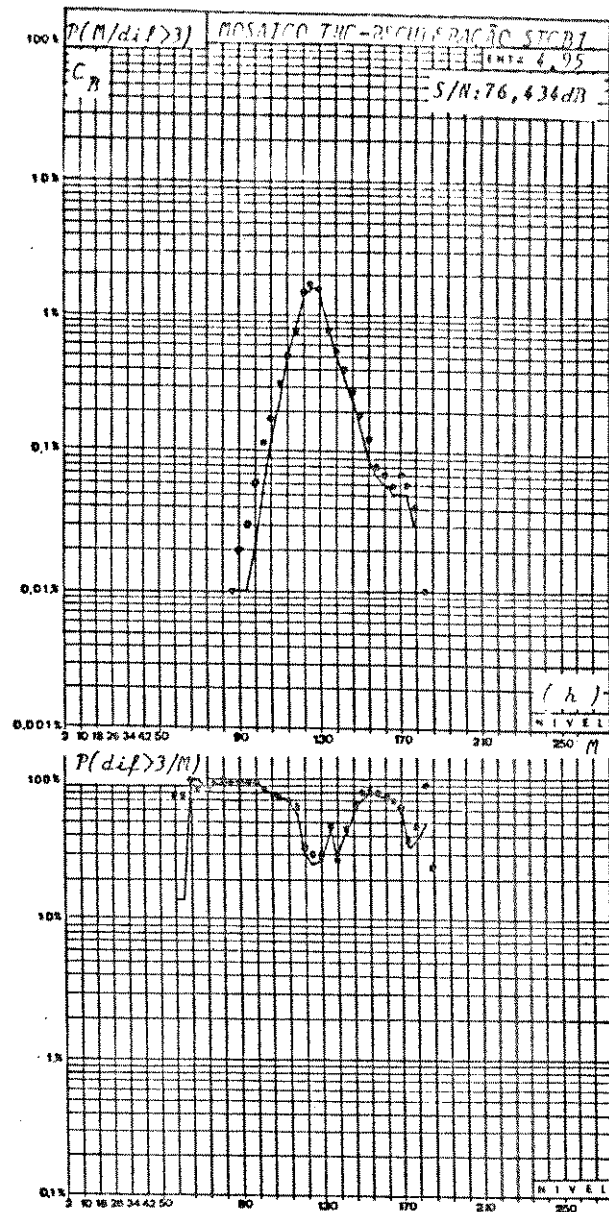
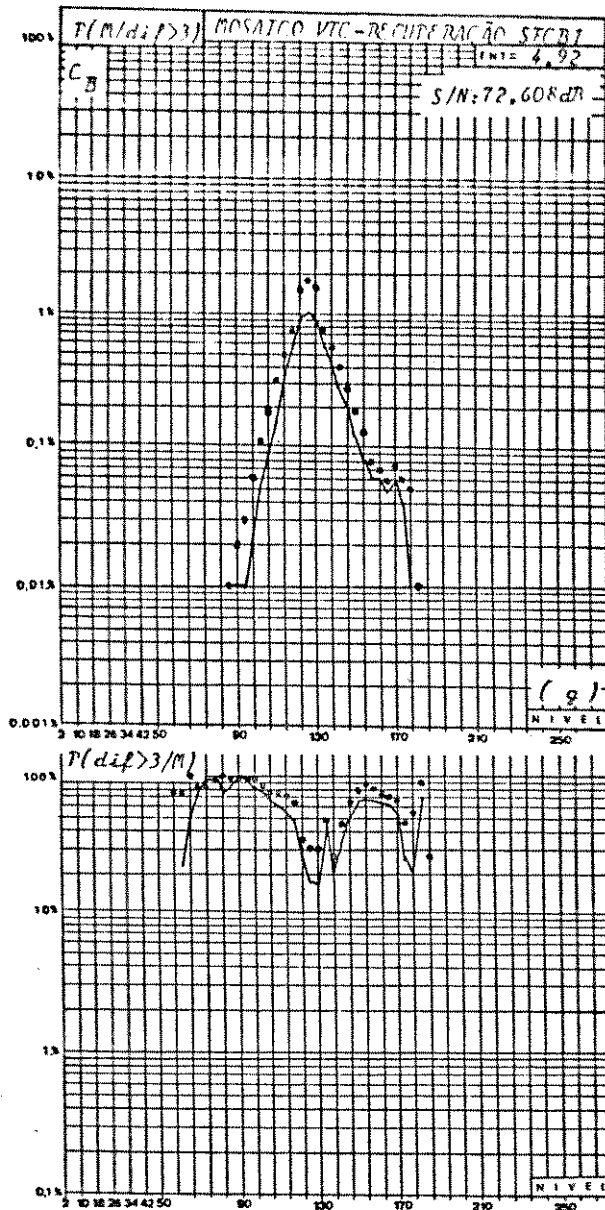


Figura V.21 - g, h

a,c - $P(L,M/dif>3)$ componentes C_R e C_B de imagem de ref.
 b,d - $P(dif>3/L,M)$ componentes C_R e C_B da imagem de ref.
 e,f,g,h - superposição dos resultados para a recuperação dos mosaicos VTC e HTC.

Figura V.21 - Comparação entre as funções $P(n/dif.>3)$ e $P(dif.>3/n)$ para VTC e HTC e os critérios de recuperação SFCD1 e SFCD1 para a imagem SMPTE1.

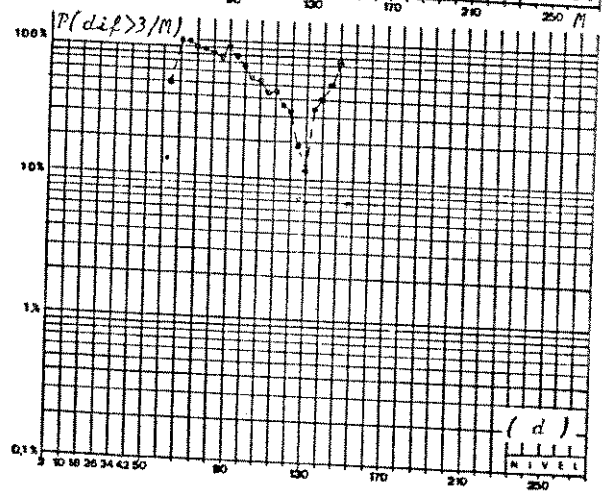
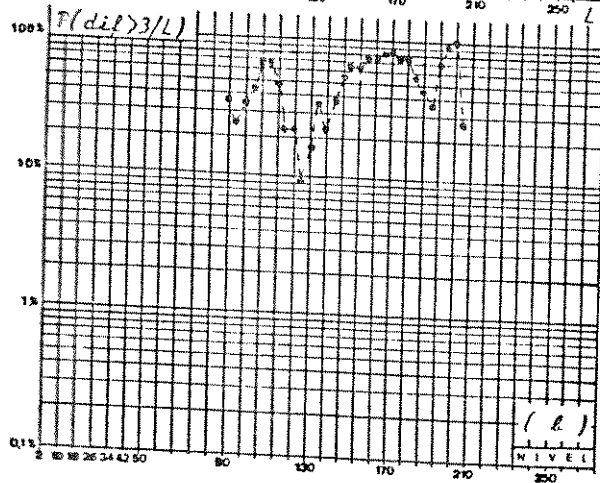
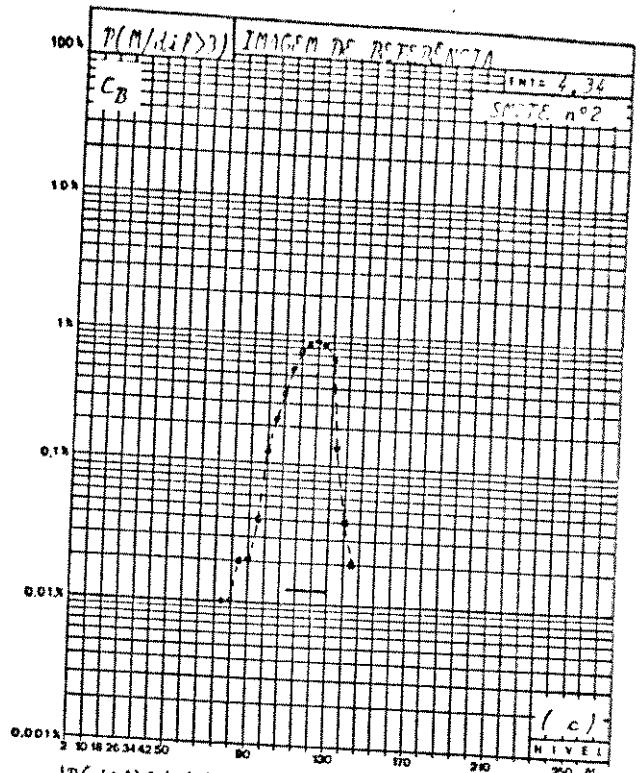
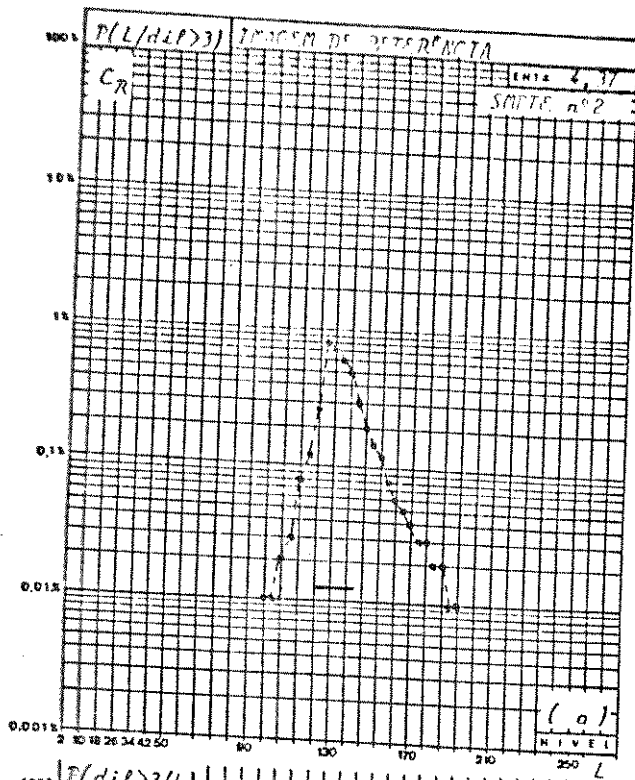


Figura V.22 - a, b, c, d

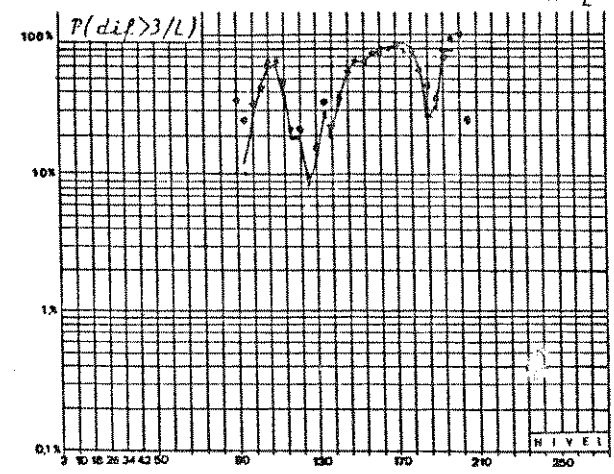
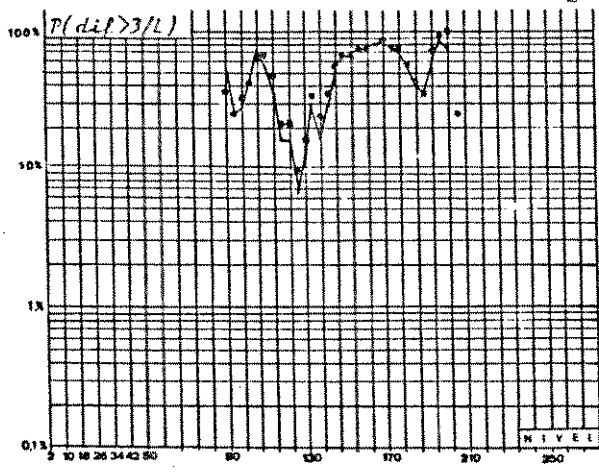
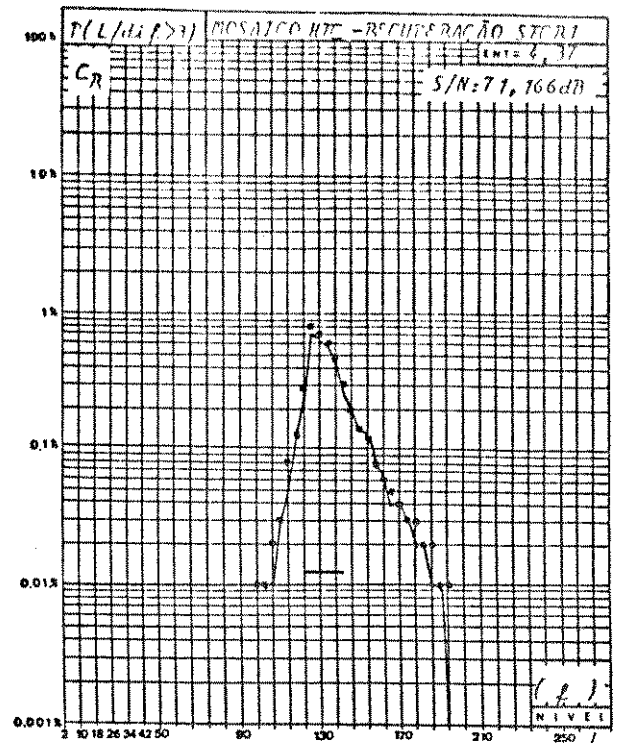
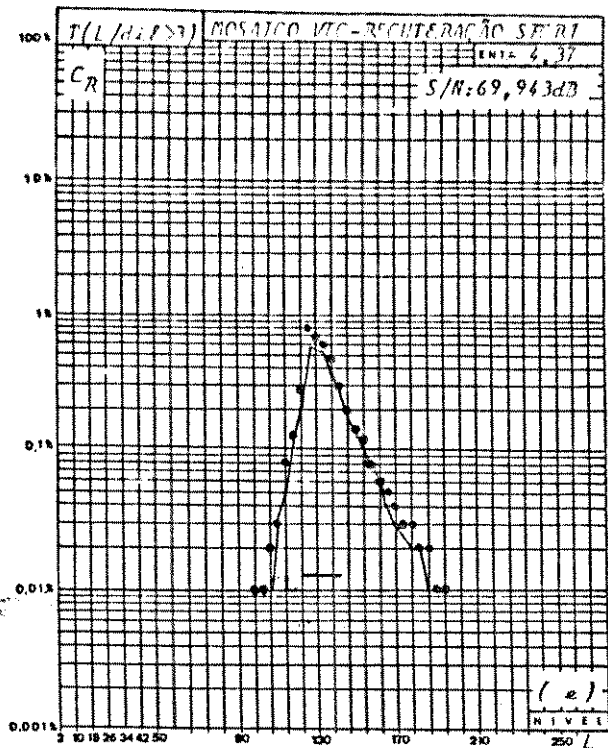


Figura V.22 - e, f

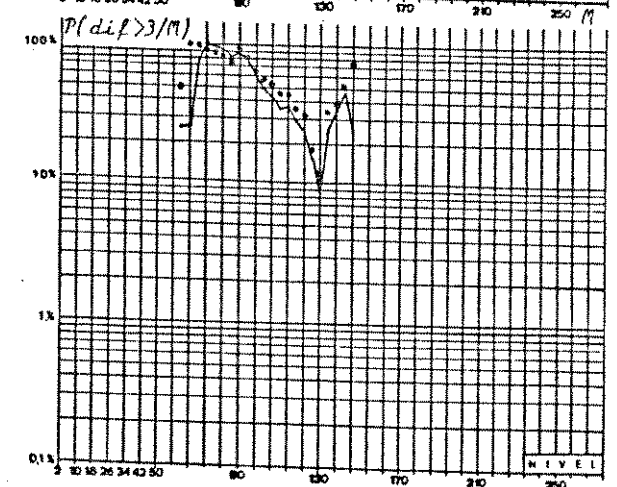
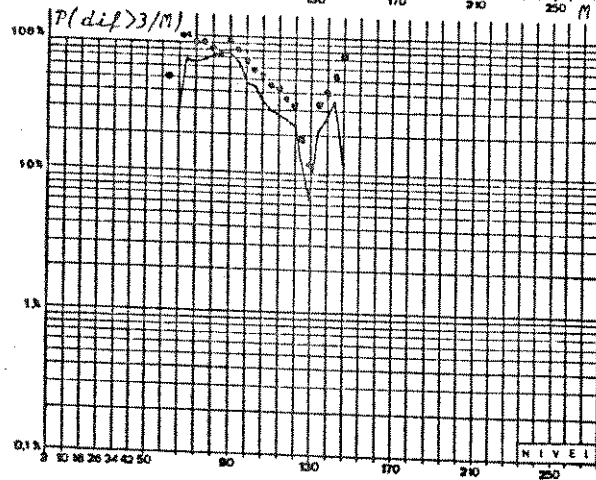
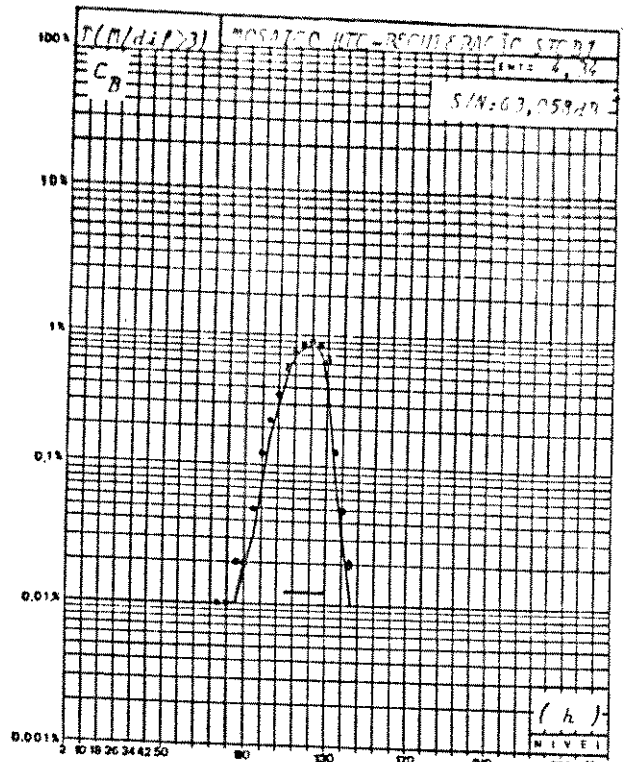
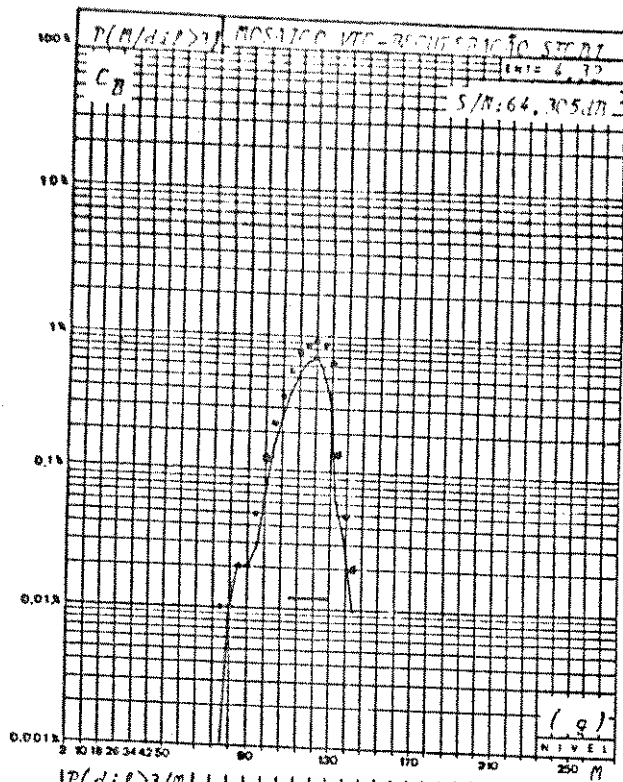


Figura V. 22 - g, h

a, c, - $P(L, M/dif > 3)$ componentes C_R e C_B da imagem de referência.
 b, d - $P(dif > 3/L, M)$ componentes C_R e C_B da imagem de referência.

e, f, g, h - superposição dos resultados para recuperação dos mosaicos VTC e HTC.

Fig. V. 22 Comparação entre as funções $P(n/dif > 3)$ e $P(dif > 3/n)$ para os sinais C_R e C_B empregando os mosaicos de transmissão VTC e HTC e os critérios de recuperação SFCD1 e SFCD1 para a imagem SMPTC2.

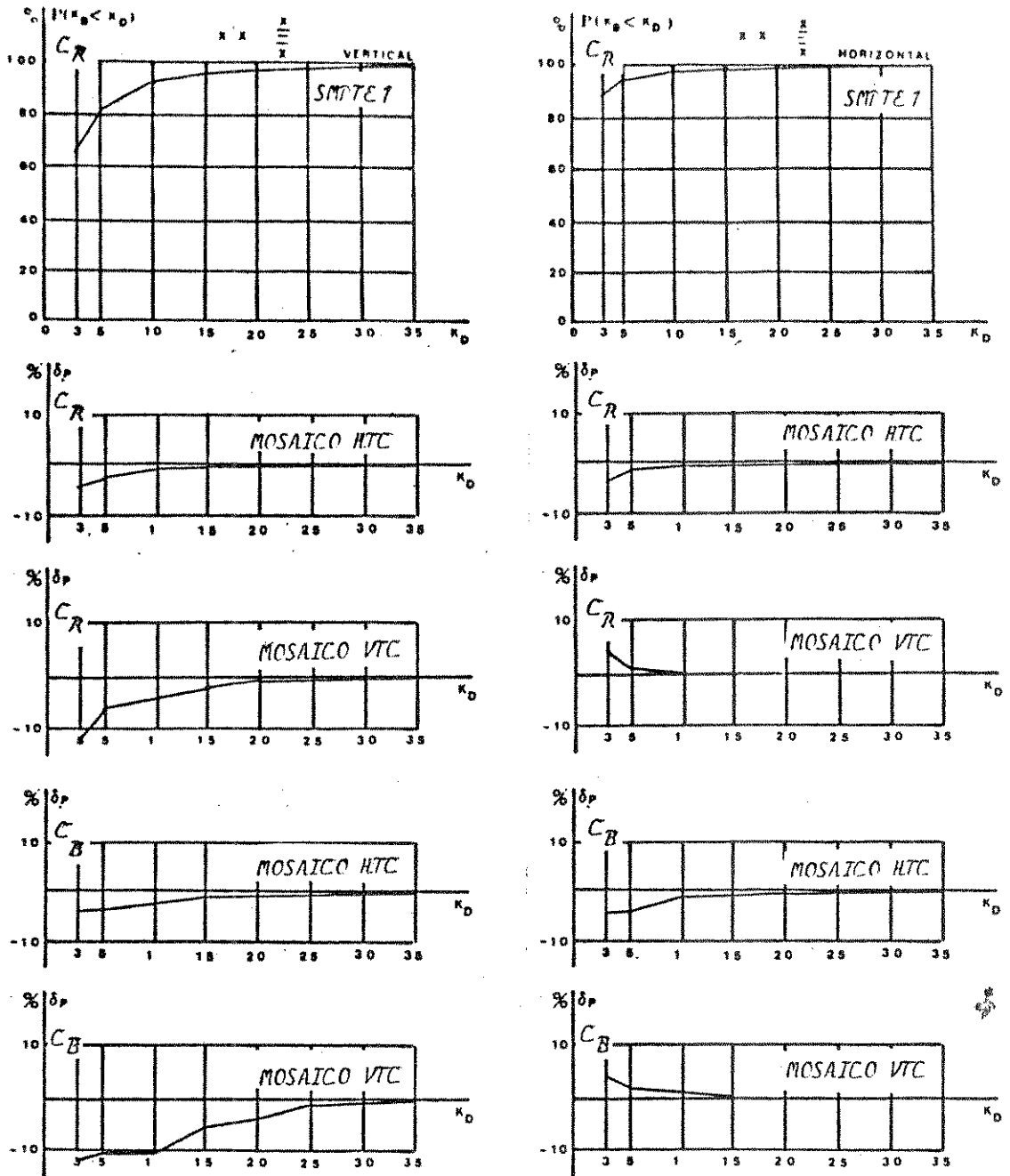


Figura V.23 Comparação entre as funções densidade de probabilidade acumuladas para os mosaicos VTC e HTC empregando os critérios de recuperação SFCR1 e SFCB1 para a imagem SMPTTE1.

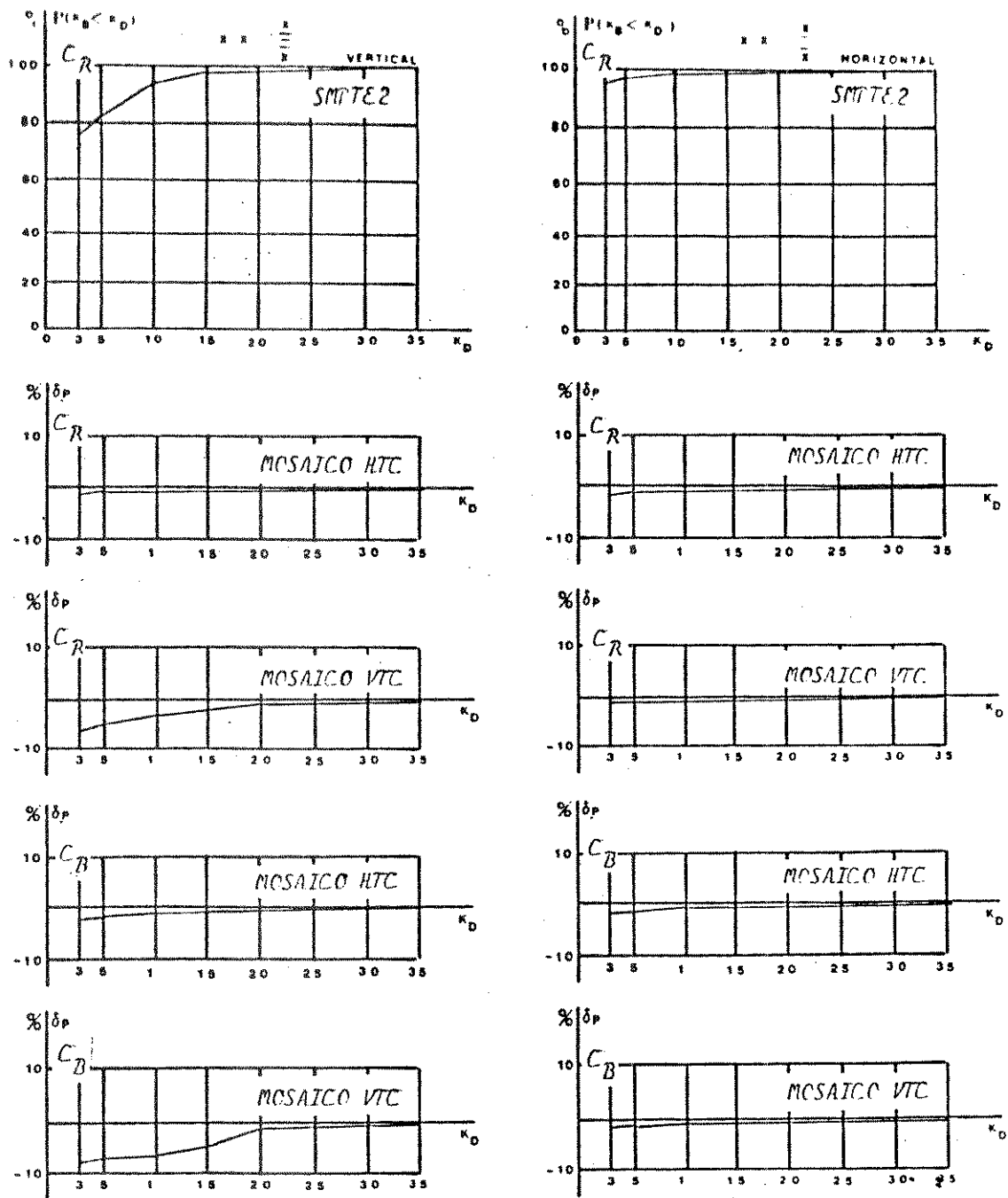


Figura V.24 - Comparação entre as funções densidade de probabilidade acumuladas para os mosaicos VTC e HTC empregando os critérios de recuperação SFCR1 e SFCB1 para a imagem SMPT E.2.

V.11. AVALIAÇÃO DA DEGRADAÇÃO PROVOCADA PELA INTRODUÇÃO DO ESQUEMA MCPD

Como foi analisado, o esquema MCPD deixa de desempenhar a função de principal elemento redutor na taxa de bits para sistemas empregando taxa sub-Nyquist.

Para avaliar a degradação introduzida pelo MCPD, usou-se no diagrama da Fig. V.2 um esquema de codificação correspondente a um quantizador linear, e um preditor empregando a primeira amostra prévia, resultando na mais elementar alternativa de codificação.

As simulações feitas pelo programa MCPD fornecem resultados para os mosaicos de transmissão VTC e HTC usando 4 e 5 bit/amostra para a luminância e 4 bit/amostra para os sinais diferença de cor combinados.

As relações sinal/ruído são medidas comparando os registros designados pelos números 31, 34, 35 e 51, 54, 55 nos esquemas da Figura V. 2.

Os resultados obtidos na Tabela V. 9 constataam que os mosaicos de transmissão VTC e HTC para os sinais diferença de cor básicos fornecem boa relação sinal/ruído média, favorecendo um dos dois mosaicos, dependendo do sinal diferença de cor usado. Baseando-se apenas nas quatro imagens de teste, obtem-se uma diferença inferior a 1dB na média entre as relações sinal/ruído obtidas para os mosaicos VTC e HTC.

Em função dos resultados obtidos conclui-se que as simulações feitas para a transmissão dos mosaicos VTC e HTC usando o sistema MCPD não manifestaram desempenho relativo superior.

Verifica-se que a redução de um bit na transmissão do sinal de luminância provoca uma degradação em torno de 3 dB, como prevê-se teoricamente.

Como o critério CR apresentou na recuperação do sinal de luminância, uma degradação média inferior a 2 dB comparada ao critério CT, verifica-se no desempenho global do sistema uma ligeira vantagem para o critério CR em torno de 1 dB em média, comparado ao critério CT. Deve-se salientar que os cálculos foram feitos sem considerar erros na transmissão do bit de interpolação para o critério CT.

RELAÇÃO SINAL/RUÍDO PRODUZIDA PELO MCPD

SINAL DE TESTE SMPTE	LUMINÂNCIA		MOSAICO VTC 4 BIT/A		MOSAICO HTC 4 BIT/A		MÉDIA	
	4bit/A	5bit/A	C _R	C _B	C _R	C _B	MOSAICO	MOSAICO
							VTC	HTC
							C _R	C _B
1	43.573	46.693	66.488	62.129	86.869	63.661	64.309	75.20
2	47.603	50.735	79.955	70.955	75.178	59.006	75.372	67.09
4	50.545	54.044	71.088	74.334	72.902	72.854	72.711	72.87
15	59.499	60.818	82.345	68.589	69.582	67.396	75.467	68.28
MÉDIA	50.305	53.073					71.965	70.88

TABELA V.9 - Relação sinal/ruído empregando o MCPD

A Tabela V.8 demonstra um desempenho muito bom na transmissão dos sinais diferença de cor C_R e C_B e bom desempenho na transmissão do sinal de luminância.

Para a luminância foi previsto um desempenho inferior porque são necessários 6 bit/amostra para se transmitir adequadamente o sinal de luminância. O desempenho do sinal de luminância pode ser facilmente melhorado com o uso de um quantizador com passos não uniformes se causar maior dificuldade de implementação.

V.12. DESEMPENHO DOS SINAIS DE TESTE DETERMINÍSTICOS E AVALIAÇÃO SUBJETIVA DOS RESULTADOS

Para avaliação dos sinais de teste determinísticos, preocupou-se apenas com o mosaico de transmissão otimizado HTC usando o critério de recuperação SFYCRD para a luminância e SFCR1 e SFCB1 para os sinais C_R e C_B . A recuperação dos sinais de teste não manifestou problemas, fornecendo as relações sinal/ruído apresentadas na Tabela V.10 e a reconstituição dos níveis digitais nas Figuras V.3, V.4, V.25, V.26, V.27, V.28 e V.29.

As avaliações subjetivas das imagens SMPTE estão dispostas na Figura V.30. Devido a alta relação sinal/ruído e as limitações impostas pelo próprio sistema de aquisição de imagens não foi possível detectar visualmente nenhuma degradação nas imagens recuperadas.

SINAL DE TESTE	RELAÇÃO SINAL/RUÍDO		
	Y	C _R	C _B
SSTCC-2	89.100	84.347	84.325
SSTCC-9	87.344	89.100	86.123
SSTCC-10	88.234	89.100	89.100
SSTCC-15	83.200	89.100	89.100

Tabela V.10 - Relação sinal/ruído para os sinais de teste determinísticos empregando o mosaico otimizado.

SINAL RECUPERADO

SINAL DE REFERÊNCIA

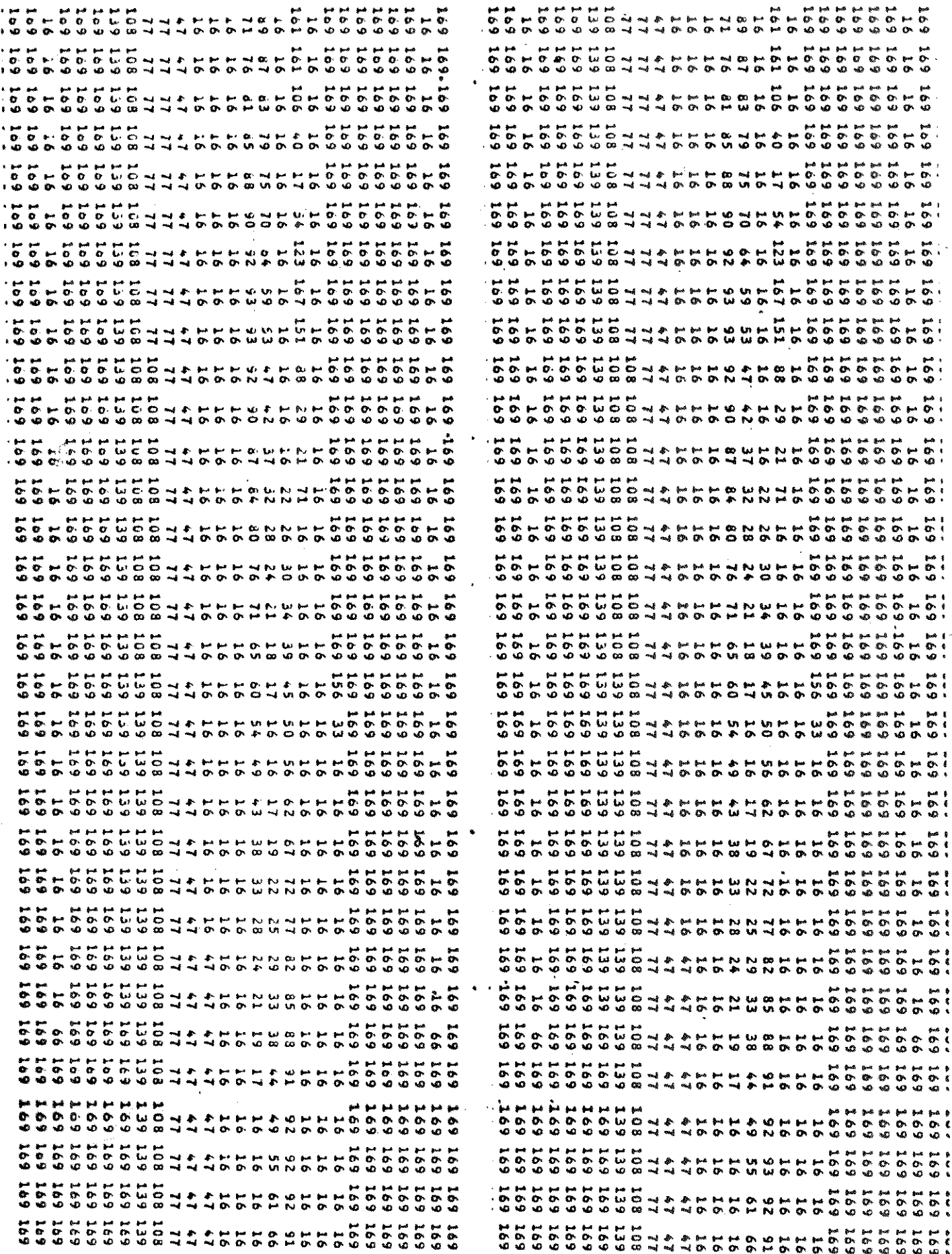


Figura V.25 - Reconstituição dos valores digitais para o sinal SSTCC9 (sem pré-filtragem da luminância)

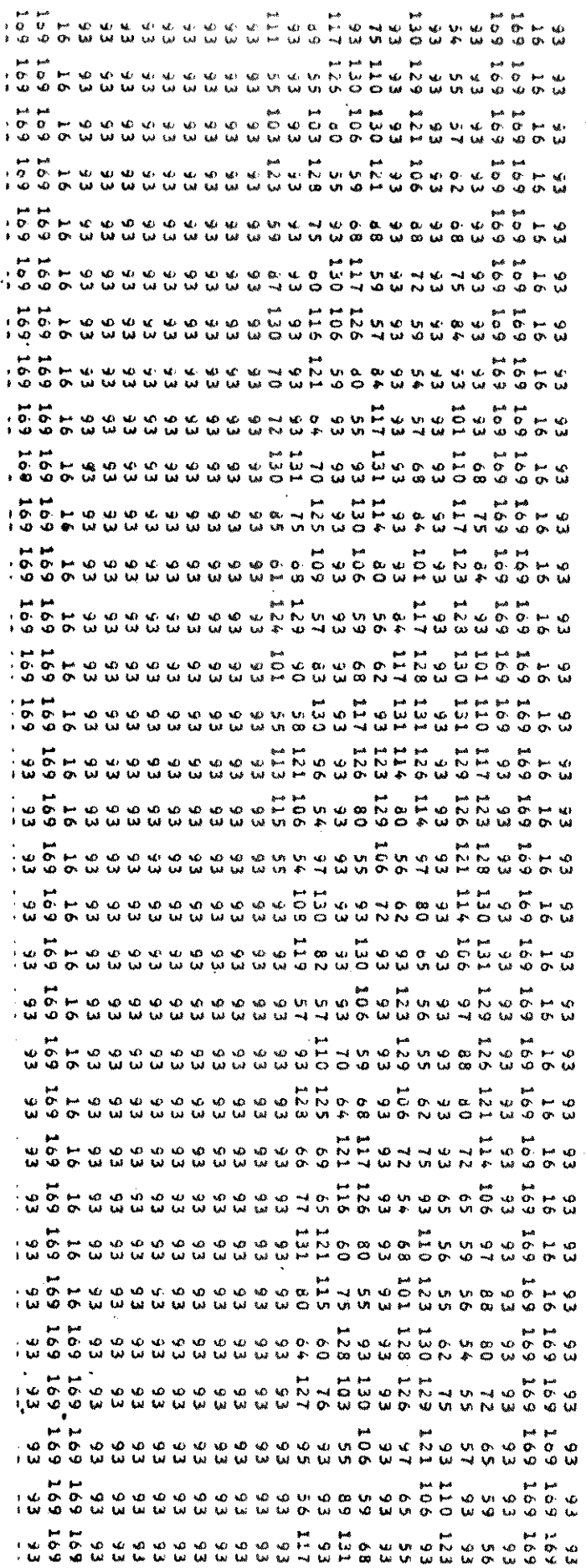
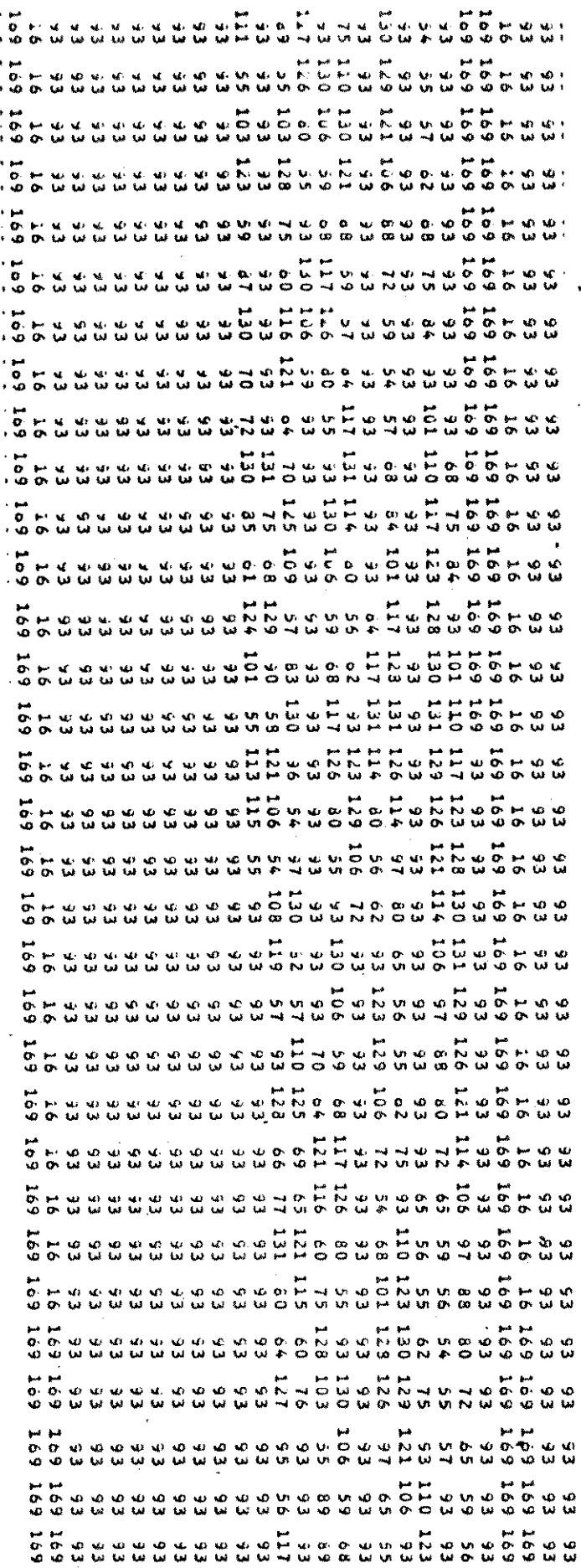


Figura V.27 - Reconstituição dos valores digitais do sinal de teste SSTCC10 (sem pré-filtragem da luminância)

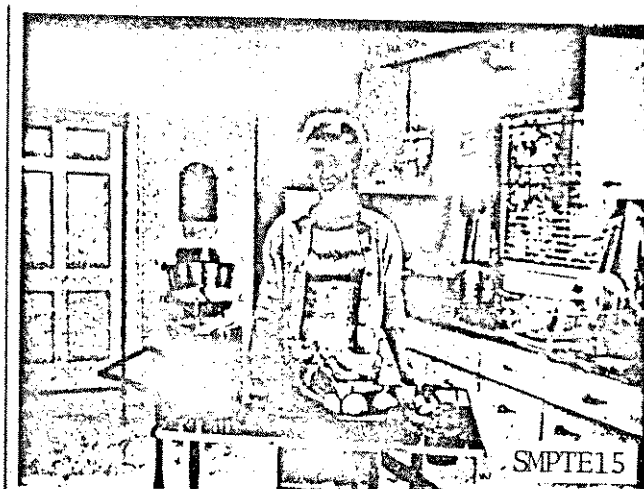
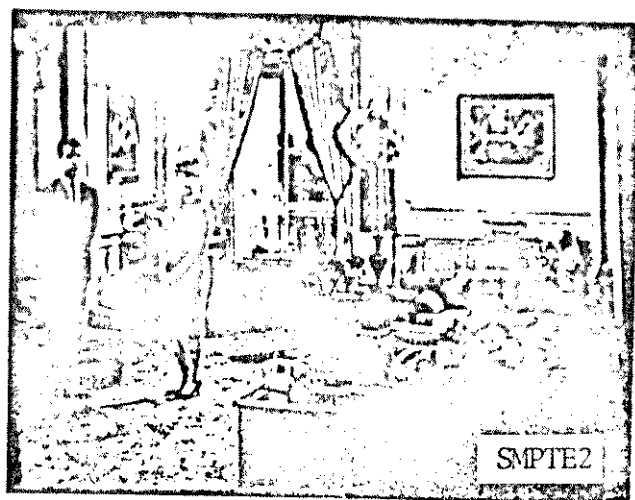
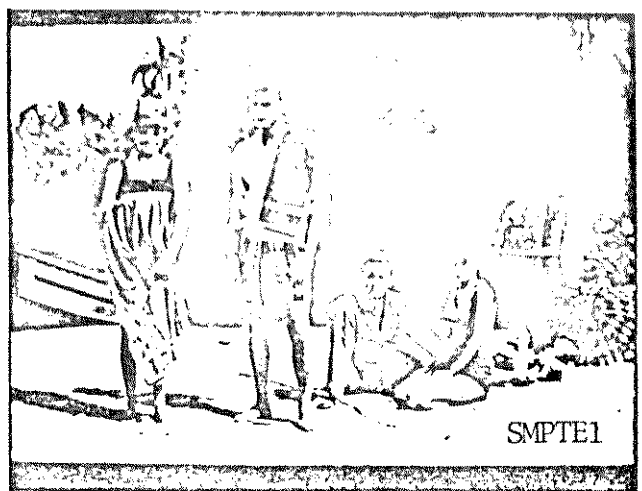


Figura V.30 - Visualização subjetiva das Imagens de Teste SMPTE recuperadas.

V.13. DIAGRAMA EM BLOCOS DO SISTEMA CODEC PROPOSTO

Os estudos teóricos e os resultados de simulações desenvolvidos neste trabalho, se completam com a proposta de um sistema CODEC otimizado com características de extrema simplicidade de implementação comparado a outros sistemas de codificação visando a redução de taxas.

O diagrama de blocos proposto na Figura V.31 usa para o mosaico otimizado na transmissão, o esquema de redução "C-THC" introduzido no Capítulo III.

A recuperação do mosaico na relação 4:2 é feita pelo esquema "CR-CHV" que corresponde ao método de recuperação usando o critério SFYCR0 para obter o sinal de luminância e o critério SFC1 para o sinal diferença de cor combinado.

Devem ser usados esquemas de eliminação e restauração dos intervalos de apagamento horizontal e vertical, comuns a qualquer outro sistema. Isso pode ser feito empregando memórias de estufamento que escrevem e leem em taxas diferentes, facilitando a elaboração da estrutura de quadros para a transmissão.

No sistema MCPD adota-se previsão usando a primeira amostra prévia e no esquema do quantizador é conveniente empregar para o sinal de luminância um quantizador não linear que tem sido objeto de estudos e especificações apresentadas pela CCIR. Para o sinal diferença de cor combinado pode-se usar um quantizador linear.

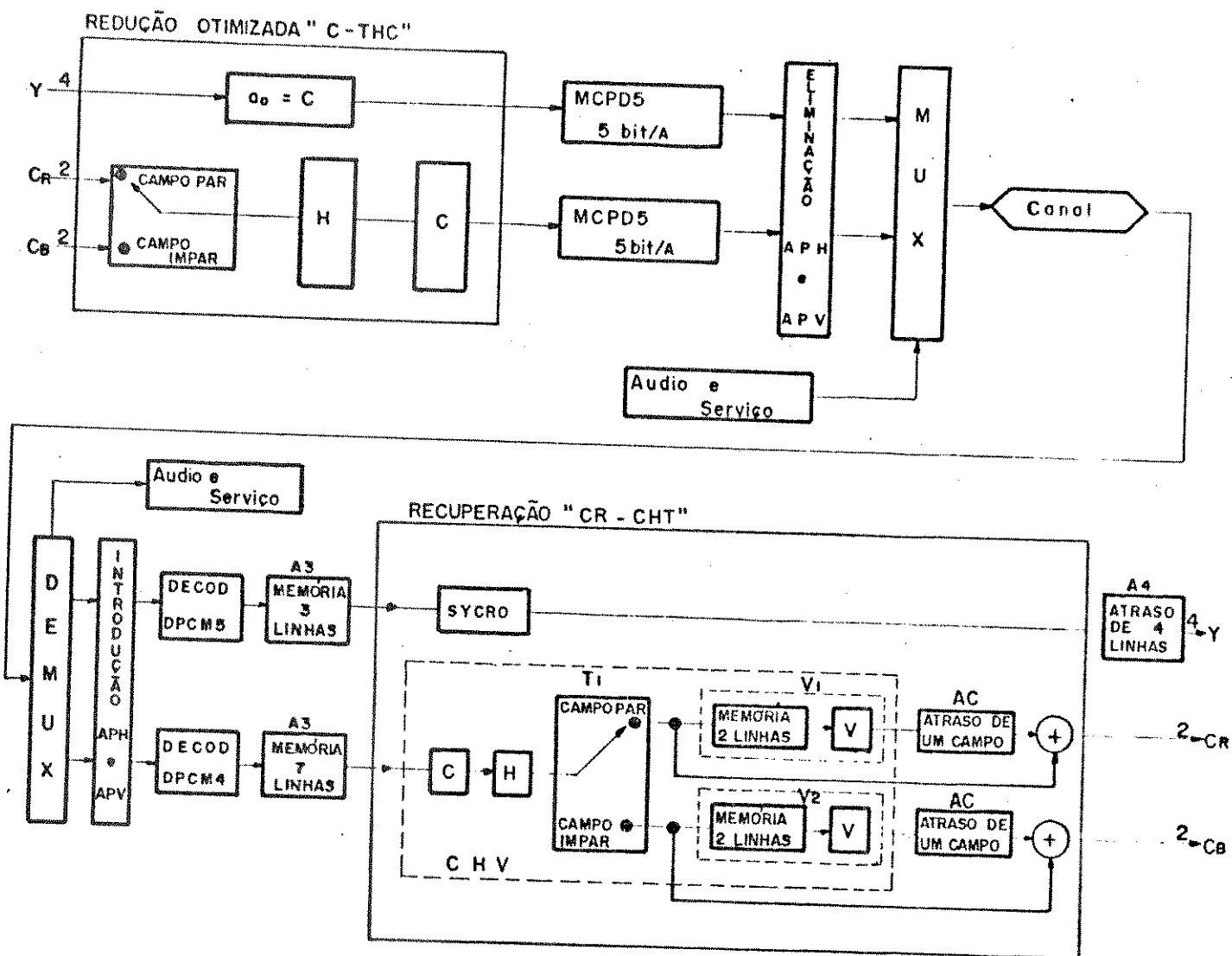


Figura V.31 - Diagrama em Blocos proposta para o sistema CODEC otimizado empregando taxa de transmissão sub-Nyquist com mosaico de referência na relação de frequência 4:2:2 e frequência de amostragem principal de 10,5 MHz.

V.13. DIAGRAMA EM BLOCOS DO SISTEMA CODEC PROPOSTO

Os estudos teóricos e os resultados de simulações desenvolvidos neste trabalho, se completam com a proposta de um sistema CODEC otimizado com características de extrema simplicidade de implementação comparado a outros sistemas de codificação visando a redução de taxas.

O diagrama de blocos proposto na Figura V.31 usa para o mosaico otimizado na transmissão, o esquema de redução "C-THC" introduzido no Capítulo III.

A recuperação do mosaico na relação 4:2 é feita pelo esquema "CR-CHV" que corresponde ao método de recuperação usando o critério SFYCR0 para obter o sinal de luminância e o critério SFC1 para o sinal diferença de cor combinado.

Devem ser usados esquemas de eliminação e restauração dos intervalos de apagamento horizontal e vertical, comuns a qualquer outro sistema. Isso pode ser feito empregando memórias de estufamento que escrevem e leem em taxas diferentes, facilitando a elaboração da estrutura de quadros para a transmissão.

No sistema MCPD adota-se previsão usando a primeira amostra prévia e no esquema do quantizador é conveniente empregar para o sinal de luminância um quantizador não linear que tem sido objeto de estudos e especificações apresentadas pela CCIR. Para o sinal diferença de cor combinado pode-se usar um quantizador linear.

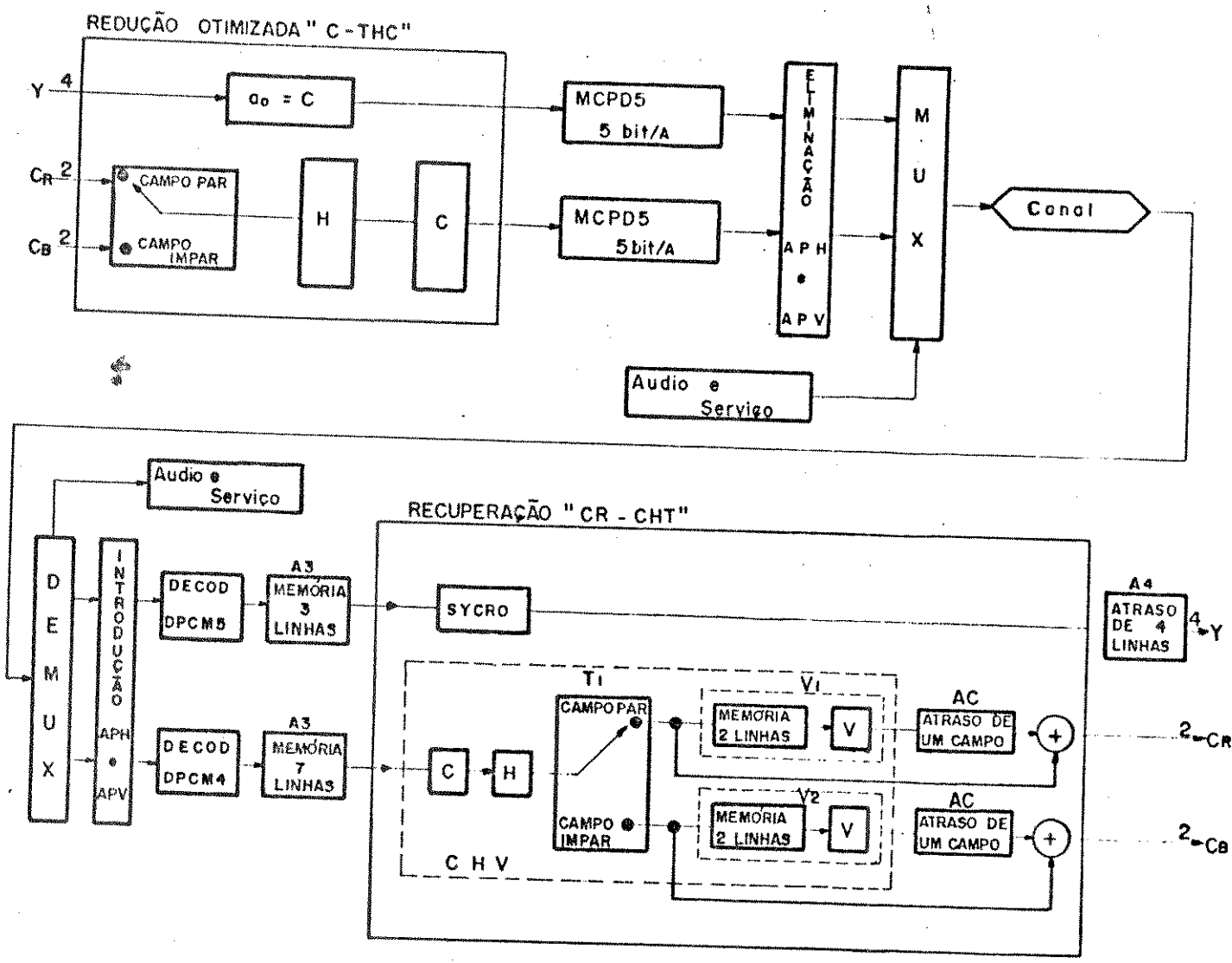


Figura V.31 - Diagrama em Blocos proposta para o sistema CODEC otimizado empregando taxa de transmissão sub-Nyquist com mosaico de referência na relação de frequência 4:2:2 e frequência de amostragem principal de 13,5 MHz.

A recuperação final designada por "CR-CHT" é feita acrescentando o circuito de Chaveamento "T" para obter os sinais Y , C_R e C_B na relação de frequência 4:2:2.

Os circuitos de memória são empregados para obter as amostras usadas na recuperação dos sinais.

CAPÍTULO VI - CONSIDERAÇÕES FINAIS

VI. CONSIDERAÇÕES FINAIS E CONCLUSÕES

Este relatório apresentou estudos teóricos e resultados necessários à comprovação das afirmações feitas a princípio.

A existência de um sistema prático empregando amostragem a taxas sub-Nyquist [9] auxiliou bastante como parâmetro de comparação teórica.

Devido às características de alta relação sinal/ruído fornecida por esquemas empregando amostragem sub-Nyquist foi necessário recorrer a estudos estatísticos das imagens empregadas como referência de qualidade, resultando em contribuições apresentando o levantamento de características estatísticas do sinal.

O mosaico de transmissão otimizado é resultado de estudos apresentados e até o presente momento não foi divulgado por outro autor.

A escolha do mosaico de transmissão otimizado não é intuitiva, porque as amostras na direção horizontal apresentam para o mosaico otimizado, distâncias espectrais sub-Nyquist, "parece" mais razoável transmitir um sinal empregando amostragem sub-Nyquist mantendo conjunto de amostras na direção horizontal separadas por distâncias espectrais super-Nyquist; o procedimento de escolha do mosaico otimizado torna-se aceitável apenas com base teórica.

Uma característica introduzida neste trabalho consiste na distinção entre frequência de amostragem sub-Nyquist e taxa de amostragem sub-Nyquist. Comumente quando se fala em frequência sub-Nyquist, está-se admitindo um sinal unidimensional com interferências provocadas pelo próprio sinal amostrado.

Introduziu-se aqui o conceito de taxa de amostragem sub-Nyquist como sendo uma taxa resultante de determinada distribuição

de amostras que pode ou não possuir características super-Nyquist em alguma direção.

Usou-se técnicas de filtragem espacial pouco conhecidas e cuja aplicação vem sendo restrita ao uso em televisão de alta resolução, com o propósito mais comum de garantir limitação de faixa e eliminar ruído em excesso nas três dimensões. O método também vem sendo estudado para reduzir a taxa de transmissão dos sinais de televisão em alta resolução empregando frequência de amostragem super-Nyquist. O uso dessa técnica esbarra com o problema da filtragem multidimensional envolvendo vários campos.

A distribuição espacial das amostras foi estudada com o objetivo de gerar uma sequência de sub-amostragem combinada para o mosaico de transmissão.

A escolha adequada do processo de eliminação das amostras produziu um mosaico de transmissão otimizado e livre de interferências nas direções horizontal, vertical e temporal que normalmente seriam provocadas pelo próprio sinal.

Empregando a mesma técnica para recuperar o sinal, chegou-se à conclusão inicial da necessidade de no mínimo três campos para armazenamento das amostras empregadas na recuperação do sinal.

Demonstrou-se para a recuperação dos sinais diferença de cor que a adoção de algoritmos de filtragem bidimensionais envolvendo apenas amostras pertencentes a um mesmo campo, torna possível uma recuperação integral dos sinais C_R e C_B livres de interferências inerentes a sinais empregando frequências de amostragem sub-Nyquist.

Para a recuperação do sinal de luminância criou-se o critério "CR" de recuperação não linear do sinal que usando apenas três linhas de um mesmo campo, permite reconstrução melhor que a produzida por uma filtragem espacial de primeira ordem, quando se considera imagens congeladas. Esse critério demonstrou-se a melhor opção de escolha no esquema de codificação do sinal de luminância empregando MCPD.

Comparando o critério de recuperação CR para o sinal de luminância com o critério CT usado pela ref. [9], pode-se afirmar que o uso de 5 bit/A permitido para o critério CR favorece a implementação de quantizadores não lineares em relação ao uso de 4 bit/A permitido pelo critério CT nas mesmas condições. Embora o critério CT forneça o SII de informação que proporciona uma recuperação mais adequada do sinal, levando em consideração igualdade na taxa de bits na linha, esse critério demonstrou uma relação sinal/ruído ligeiramente inferior (1dB) ao critério CR.

A demonstração da possibilidade de recuperação integral do sinal empregando amostras de um único campo, permite considerar os resultados obtidos neste trabalho com as simulações de imagens congeladas, como sendo gerais e valendo também para imagens em movimento. Apenas no caso do sinal de luminância essa generalização pode ser questionável porque a interseção da zona de Brillouin com a filtragem bidimensional empregando amostras de um mesmo campo, apresenta perdas contudo o método de recuperação "CR" não linear, forneceu resultados superiores ao uso de uma filtragem bidimensional de primeira ordem empregando amostras de um mesmo campo, colaborando com a intenção de generalização dos resultados para imagens em movimento.

A caracterização fornecida neste trabalho nos Capítulos I e II diferenciando dois métodos de codificação dos sinais de televisão visando a redução de taxas, permite estabelecer uma comparação interessante.

- i. O método preferido pelos autores, empregando amostragem super-Nyquist, elimina qualquer possibilidade de interferências causadas por erros de "aliasing". Contudo esse método requer uma taxa média na linha de 2,50 bit/amostras.

A necessidade de uma taxa média de bits tão baixa, exige o emprego de esquemas MCPD bastante complexos adotando quantização e predição adaptativas, incluindo o uso de monitores de taxa de bits que fazem os quantizadores trabalharem em modo forçado, para normalizar a taxa de bits.

No intuito de fornecer uma taxa média de bits um pouco maior (3,22 bit/amostra), a CCIR [19] sugere uma sub-amostragem a frequências super-Nyquist para passar da relação padrão 4:2:2 para 3:1:1. Mesmo assim a taxa média de bits na linha contínua sendo baixa.

O uso de sistemas CODEC adaptativo se tornam caracteristicamente processos não lineares cuja qualidade de recuperação do sinal fica tão intimamente relacionada com as características estáticas e dinâmicas das imagens, que são necessários testes de simulações bastante elaborados.

A garantia de qualidade somente pode ser conseguida com a implementação física do sistema, simulando na prática imagens estáticas e em movimento representando os mais variados graus de dificuldade possíveis.

Outra característica desses sistemas consiste na necessidade de quantização forçada. A quantização forçada é normalmente empregada justamente quando a imagem é mais rica em detalhes. Para evitar maiores perdas de detalhes é necessário empregar memórias elásticas de grande capacidade, para diminuir a incidência do uso de quantização forçada.

Qual é efetivamente a garantia de recuperação teórico de todas as características do sinal usando transmissão a taxas super-Nyquist? Como pode-se afirmar que não haverá perdas em frequência e erros de "aliasing" pelo fato de se transmitir o sinal como poucos bits/amostras? ... Essas e outras questões somente podem ser respondidas colocando em prática projetos experimentais que podem manifestar boa qualidade de imagem recuperada.

- ii. Usando amostragem sub-Nyquist aparentemente "é evidente desde o início uma irrecuperável perda na qualidade do sinal. Os trabalhos empregando taxas sub-Nyquist são mais escassos e se limitam normalmente na análise teórica das perdas de informações.

A alta relação sinal/ruído obtida e a grande facilidade de implementação relativa incentivou a "SAT" [9] na realização prática de um equipamento de codificação em componentes Y: $C_R : C_B$ empregando amostragem sub-Nyquist. A técnica de redução foi baseada em experimentos subjetivos.

A "SAT" afirma que o sistema apresenta excelente desempenho mas admite que em algumas raras regiões saturadas com detalhes fino de cor podem ocorrer problemas de recuperação. Esses problemas contudo são mascarados pela composição e decomposição do sinal na forma composta.

O sistema proposto neste trabalho baseia-se no segundo método, porém refuta teoricamente a hipótese comumente aceita de que qualquer esquema empregando taxas sub-Nyquist apresenta perdas irrecuperáveis, provocadas por sinais amostrados em frequência sub-Nyquist. A escolha conveniente de um sistema de codificação otimizado, permite uma recuperação teoricamente isenta de distorções normalmente inevitáveis.

Os resultados deste trabalho, contestando para caso específicos a única e fundamental desvantagem dos esquemas empregando amostragem sub-Nyquist, tornam esses sistemas potencialmente superiores aos esquemas empregando amostragem super-Nyquist. O uso dessa técnica se estende perfeitamente ao emprego em codificação composta do sinal de televisão onde os objetivos de redução de taxa são mais difíceis de serem atingidos comparativamente aos sistemas usando redução de taxas na forma de componentes Y: $C_R : C_B$.

APÊNDICE

A1 CONSIDERAÇÕES SOBRE OS ALGORITMOS DE PREDIÇÃO

Em esquemas de redução de taxas MCPD usando amostragem taxas super-Nyquist chega-se a uma taxa na linha inferior a bit/amostra para os objetivos descritos neste trabalho. Isso result em perda de informação caso não sejam adotados preditores adequados no esquema MCPD das Figuras I.2 e I.3.

Os resultados aqui descritos estão relacionados com uma taxa média no canal inferior a 3 bit/amostra.

Estudos realizados por diversos autores [6, 23, 24, 24, 26] têm demonstrado que não existe um algoritmo de predição que satisfaça amplamente todos os padrões de imagens de teste; alguns preditores são mais eficientes em cenas uniformes, outros em cenas claras, outros em cenas que mudam constantemente, etc. Logicamente a eficiência de predição depende do número médio de bits processado no MCPD.

Para expressar alguns algoritmos mais empregados nos redutores de redundância R^2 , deve-se referir ao mosaico de amostra da Figura A1, definir os termos empregados nas equações de predição:

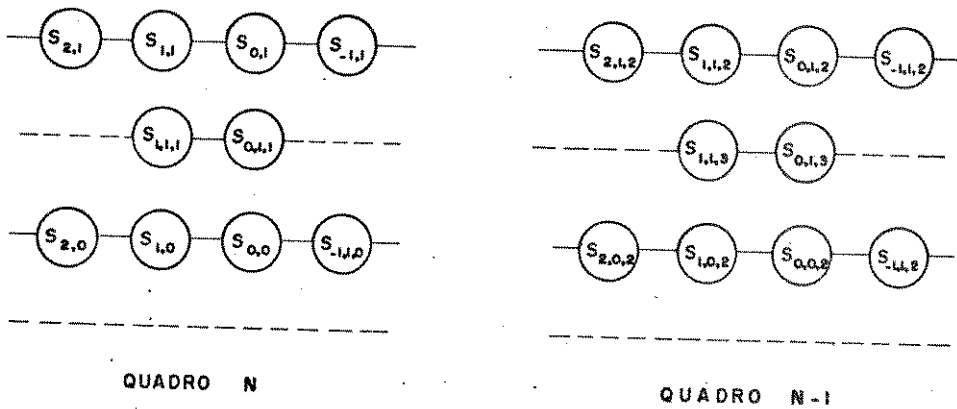


Figura A1 - Posição das Amostras no Mosaico de Amostras.

$X_{i,j,k}$: i-ésima amostra da j-ésima linha do k-ésimo campo

$X_{\bar{i},\bar{j},\bar{k}}$: amostra a ser codificada

$$S_{l,m,n} = X_{i-1,j-m,k-n}$$

$U = ((1, 0), (1, 1), (0, 1), (-1, 1))$: conjunto de índices de amostras sequencialmente adjacentes

$S_{l,m,n}$: amostra original

$S'_{l,m,n}$: amostra reconstruída

\bar{S}_i : valor previsto para a amostra atual, pelo preditor de número i

e : erro de predição

e' : diferença entre a amostra reconstruída e a amostra prevista pelo preditor P_i

P_i : preditor de número i.

A Tabelas A1 e A2 fornecem um conjunto de preditores e as condições de escolha dos preditores.

PREDITORES	PREVISÃO	CONDIÇÃO
P1	$S_1 = S_{1,0}$	
P2	$\bar{S}_2 = 1/2 S_{1,0} + 1/8 S_{1,1} + 1/4 S_{0,1} + 1/8 S_{-1,1}$	
P3	$\bar{S}_3 = 3/4 (S_{1,0} + S_{0,1} + S_{0,0,2})$ $- 2/4 (S_{1,1} + S_{1,0,2} + S_{0,1,2}) + 1/4 S_{1,1,2}$	
P4	$\bar{S}_4 = S_{0,0,2}$	
P5	$\bar{S}_5 = (S_{0,0,1} + S_{0,1,1})/2$	
P6	$\bar{S}_6 = 3/4 (S_{1,0,0} - 1/2 (S_{1,0,1} + S_{1,1,1}))$ $+ 1/2 (S_{0,0,1} + S_{0,1,4})$	
P7	$\bar{S}_7 = \bar{S}_2$ ou \bar{S}_4 ou $(\bar{S}_2 + \bar{S}_4)/2$	C7
P8	$\bar{S}_8 = \bar{S}_2$ ou \bar{S}_4 ou $(\bar{S}_2 + \bar{S}_4)/2$	C8
P9	$\bar{S}_9 = \bar{S}_2$ ou \bar{S}_4	C9
P10	$\bar{S}_{10} = \bar{S}_2$ ou \bar{S}_5	C10
P11	$\bar{S}_{11} = \bar{S}_2$ ou \bar{S}_5	C11
P12	$\bar{S}_{12} = \bar{S}_2$ ou \bar{S}_5	C12
P13	$\bar{S}_{13} = \bar{S}_2$ ou \bar{S}_4	C13
P14	$\bar{S}_{14} = \bar{S}_2$ ou \bar{S}_4	C14
P15	$\bar{S}_{15} = \bar{S}_2$ ou \bar{S}_4	C15
P16	$S_{16} = \bar{S}_2$ ou \bar{S}_4	

Tab. A1 - Conjunto de Preditores Típicos

COND.	CRITÉRIO	VARIÁVEL DE CONTROLE OU COEFICIENTE
C7	\bar{S}_2 se $\sum_{(1,m) \in U} d_{1,m} < 2$ \bar{S}_4 se $\sum_{(1,m) \in U} d_{1,m} > 2$	$d_{1,m} = \begin{cases} 1 & \text{se } e'(P_2, S_{1,m}) > \\ & e'(P_4, S_{1,m}) \\ 0 & \text{se } e'(P_2, S_{1,m}) < \\ & e'(P_4, S_{1,m}) \end{cases}$
C8	\bar{S}_2 se $\sum_{1,m \in U} e'(P_4, S_{1,m}) >$ $\sum_{1,m \in U} e'(P_4, S_{1,m}) $ \bar{S}_4 caso contrário	
C9	\bar{S}_2 se ACT1 ACT2 \bar{S}_4 se ACT2 ACT1	$\text{ACT1} = \max S_{1,m} - S_{1,\bar{m}} $ $\text{ACT2} = \max S_{1,m} - S_{1,m,2} $ <p>$(1, m), (1, \bar{m}) \in U$</p>
C10	C7 trocando \bar{S}_4 por \bar{S}_5	
C11	C8 trocando \bar{S}_4 por \bar{S}_5	
C12	C9 trocando \bar{S}_4 por \bar{S}_5	
C13	\bar{S}_2 se $\sum_{l=-7}^0 e(P_4, S_{1,l}) >$ $\sum_{l=-7}^0 e(P_2, S_{1,l}) $ \bar{S}_4 caso contrário	

<p>C14</p> <p>C15</p> <p>C16</p>	<p>\bar{S}_2 se $e(P_2, S_{0,0}) - e(P_4, S_{0,0})$</p> <p>+ $\sum_{1,m \in U} d_{1,m} g_{1,m} < 0$</p> <p>$\bar{S}_4$ caso contrário</p> <p>\bar{S}_2 se $CB(S_{0,0}) \neq 0$</p> <p>$CB(S_{0,0}) = \max(\bar{C}(S_{0,0}), \min K)$</p> <p>$K = (CB(S_{1,0}), h_1(\sum_{l=1}^{L-1} \bar{C}(S_{-l,0})))$</p> <p>$\bar{C}(S_{0,0}) = h_2(\bar{C}(S_{1,0}) + C(S_{0,0}) + C(S_{-1,0}))$</p> <p>$C(S_{0,0}) = \min(1, h_{2sc}(e(P_4, S_{0,0})))$</p> <p>+ $\sum_{l=-1}^1 h_5(\sum_{i=-1}^1 h_{sc}(e(P_4, S_{l+i,0})))$</p> <p>$\bar{S}_2$ se $e(P_2, S_{0,0}) - e(P_4, S_{0,0}) < 0$</p> <p>$\bar{S}_4$ caso contrário</p>	<p>$g_{1,0}=16$ $g_{1,1}=2$ $g_{0,1}=4$</p> <p>$g_{-1,1}=2$</p> <p>$h_s(x) = 1$ se $x \geq s$</p> <p>$h_s(x) = 0$ se $x = s$</p> <p>sc = 6</p> <p>L = 4</p>
----------------------------------	---	---

Tabela A2 - Conjunto Típico de Condições Aplicadas na Escolha do Preditor.

O preditor P_1 é unidimensional, P_2 é bidimensional, P_3, P_4, P_5 e P_6 são tridimensionais. Os preditores dos tipos P_1 e P_2 são mais eficientes em cenas uniformes ou com pouco movimento, os preditores

tridimensionais são mais eficientes em cenas com variações de movimento.

Os preditores chaveados, forçado e com compensação de movimento se tornam necessários quando a redução de taxa é grande, e são preditores que usam critérios para escolha dos preditores P_1 , P_2 , P_3 , P_4 , P_5 e P_6 . Outros tipos de preditores também são sugeridos por vários autores [6,23,24,25,26,27] e os resultados são apresentados em forma de gráficos de entropia e medidas de relação sinal ruído de pico que se situam em torno de 50 dB. São também empregados quantizadores chaveados para melhorar a relação sinal e a entropia.

A Figura A-2 apresenta os resultados de entropia publicados [23] para duas seqüências de imagens usando os preditores com os critérios da Tabela 1; a seqüência A corresponde ao movimento rápido de uma pessoa dentro da cena, a seqüência B corresponde a uma aproximação da cena.

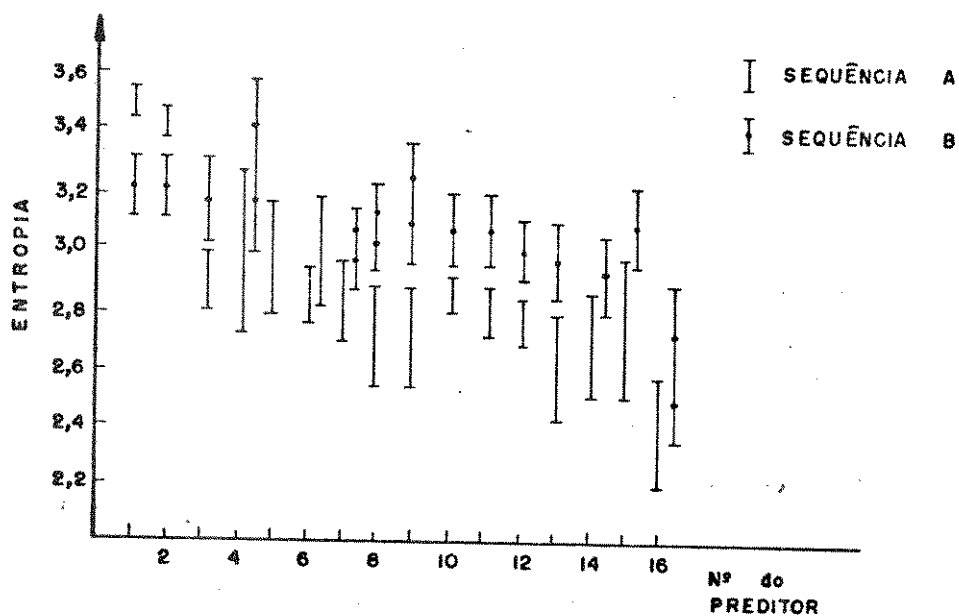


Figura A.2 - Medida de Entropia para os Preditores de 1 a 16 [23]

O uso de preditores adaptativos do tipo mediano P_7 e P_8 em comparação com preditores bidimensionais e tridimensionais fornecem os resultados comparativos da Figura A.3 [23].

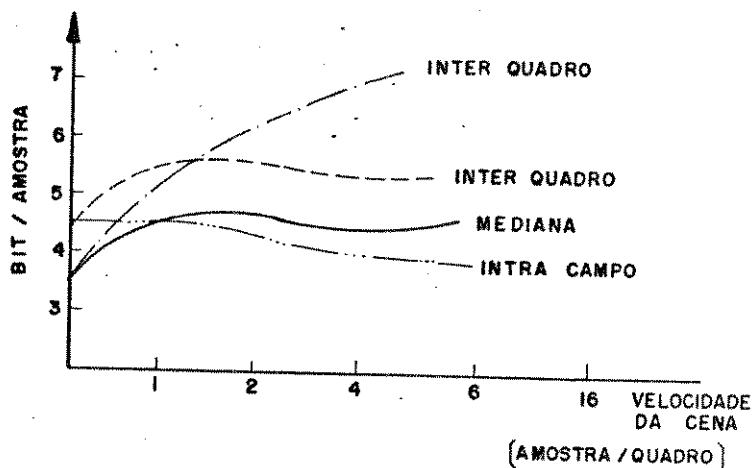


Figura A.3 - Entropia do Erro de Predição em Função da Velocidade da cena [6].

A.2. OBTENÇÃO DAS AMOSTRAS DOS SINAIS DE VÍDEO DIGITALIZADOS NAS FREQUÊNCIAS DE AMOSTRAGEM DE 13,5 MHz E $4f_{SC}$ A PARTIR DAS AMOSTRAS DISPONÍVEIS EM 10 MHz.

Esta etapa do trabalho foi necessária para se conseguir obter amostras do sinal de T.V. digitalizado para as taxas de 13,5 MHz e $4f_{sc}$ a partir das imagens da SMPTE disponíveis e armazenadas em fitas magnéticas para uma frequência de amostragem de 10 MHz. O mesmo processo poderá ser usado para gerar amostras em outras frequências de amostragem.

Existem outras maneiras para se alcançar os mesmos objetivos com o método empregado na referência [1] onde a meta consiste em se obter o alinhamento das amostras em $3f_{sc}$, esse processo pode perfeitamente ser empregado na obtenção das amostras em 13,5 MHz e

$4 f_{SC}$. Contudo tal procedimento não foi aqui repetido, em primeiro lugar para se sugerir uma outra opção computacional e em segundo lugar, o método aqui empregado consiste na aplicação imediata de uma fórmula teórica simples e que apresenta maior rigor na previsão dos resultados.

Comparativamente, a desvantagem deste método reside na dificuldade de implementação prática de um circuito para obtenção das amostras na frequência de interesse, contudo este trabalho buscou apenas uma forma computacional que permitisse obter as amostras dos sinais digitalizados uma frequência diferente daquela disponível. Isso se constitui uma grande ferramenta teórica pois podemos dispor de amostras para estudo em qualquer frequência numa taxa super-Nyquist. São apresentados aqui resultados para 13,5 MHz e $4 f_{SC}$ embora tenha sido usado neste trabalho apenas as imagens em 13,5 MHz.

Sabemos que um sinal analógico $y_a(t)$ é perfeitamente especificado pelas suas amostras digitalizadas $y(n)$ se a taxa de amostragem T_a for super-Nyquist [2] nessas condições o sinal analógico estará precisamente estabelecido pela fórmula A.1.

$$y_a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(n) \frac{\text{sen} \left[\left(\frac{\pi}{T_a} \right) (t - n T_a) \right]}{\frac{\pi}{T_a} (t - n T_a)} \quad (\text{A.1})$$

Para obtermos as amostras na frequência desejada f_a (13,5 MHz ou $4 f_{SC}$) ou outra frequência qualquer numa taxa super-Nyquist basta multiplicar $y_a(t)$ por uma função pente (eq.A-2).

$$y_a(t) \cdot \text{pent} \left(\frac{t}{T_a'} \right) = y_a(t_k) \cdot \text{pent} \left(\frac{t}{T_a'} \right) =$$

$$\sum_{K=-\infty}^{\infty} y_a(t_K) \dots t_K = K T_a' \quad (\text{A.3})$$

em outras palavras

$$y_a(t_k) = \left[y_a(t) \cdot \text{pent} \left(\frac{t}{T_a} \right) \right] \cdot \delta(t - t_k)$$

ou seja

$$y_a(t_k) = y_a(t) \cdot \delta(t - t_k) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(n) \frac{\text{sen} \left[\left(\frac{\pi}{T_a} \right) (t_k - nT_a) \right]}{\left(\frac{\pi}{T_a} \right) (t_k - nT_a)}$$

Podemos então dizer que:

$$y_a(t_k) = \lim_{M \rightarrow \infty} \sum_{n=-M}^M y(n) \frac{\text{sen} \left[\left(\frac{\pi}{T_a} \right) (t_k - nT_a) \right]}{\frac{\pi}{T_a} (t_k - nT_a)}$$

A formula da eq.A.6 apresenta a desvantagem de cair com $1/t$ resultando numa convergência muito lenta sendo necessário mais de 5000 termos para se conseguir convergência até a 3ª casa decimal.

seja $s(t)$ a função empregada na eq.A.1

$$s(t) = \frac{\text{sen} \frac{\pi}{T_a} t}{\frac{\pi}{T_a} t}$$

A.5

$s(t)$ corresponde a uma janela retangular no domínio da frequência fig.A-4 .

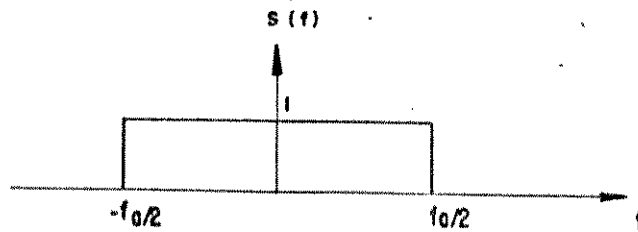


Figura A.4 - Janela Retangular

Em vez da função $s(t)$ podemos usar uma função $s_{eq}(t)$ com um fator de deslizamento α de tal maneira que não provoque interferência intersimboliza no espectro do sinal de vídeo amostrado.

$$s_{eq}(t) = \text{sinc} \frac{t}{T_a} \cdot \frac{\cos \pi t/T_a}{1 - 4\alpha^2 t^2/T_a^2} \quad A.6$$

O espectro em frequência da eq.(A.6) está representado na figura A.5.

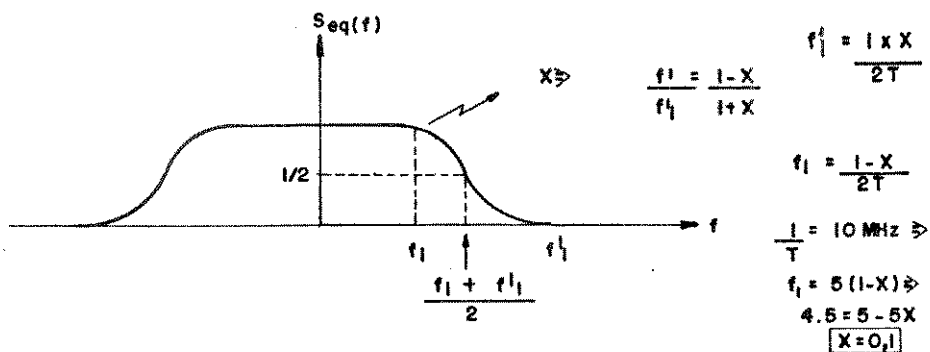


Figura A.5 - Espectro em Frequência de $s(t)$

Usando a função $s_{eq}(t)$, a eq.A.1 toma a forma da eq.A.7.

$$y_a(t_K) = \lim_{M \rightarrow \infty} \sum_{n=-M}^M \frac{\text{sen} \left[\frac{\pi}{T_a} (t_K - n T_a) \right]}{\frac{\pi}{T_a} (t_K - n T_a)}$$

A.7

$$\frac{\cos \left[\alpha \frac{\pi}{T_a} (t_K - n T_a) \right]}{1 - \frac{4\alpha^2}{T_a^2} (t_K - n T_a)^2}$$

A eq.A.7 apresenta a vantagem de cair com $1/t^3$, permitindo uma convergência bem mais rápida sendo necessário apenas 30 termos para se ter uma precisão de 2 casas decimais e 100 termos para uma precisão de 4 casas decimais.

Foram executados teste computacionais usando uma senóide de 1 MHz e uma senóide de 4,5 MHz que corresponde à máxima frequência do sinal de vídeo, podendo serem apreciados na Tabela.A.3 alguns resultados para análises usando $f'_A = 4f_{SC}$.

$f = 4,5 \text{ MHz}$	$K = 1$						
	Valor Real	M=4	M=10	M=15	M=20	M=30	M=50
0	0,919	0,632	1,063				0,95
0,04	0,919	0,629			0,881		
0,06	0,919	0,625			0,911		
0,08	0,919	0,632			0,840		
0,1	0,919	0,613	0,929	0,916	0,920	0,919	0,91
0,18	0,919	0,595	0,733	0,830	0,832	0,733	0,73

Tabela A.3 - Precisão dos Resultados em Função de α e M.

Observe pela tabela A.3 que há uma melhora do resultado conforme α aumenta para, o valor do $\alpha=0,18$ há uma piora porque neste caso começa a se manifestar interferência intersimbólica, o valor adotado para α neste trabalho foi de $\alpha=0,1$ e as tabelas A.4 e A.5 apresentam os resultados dos testes obtidos com uma senoide de 1 MHz e 4,5 MHz. Os resultados podem variar um pouco dependendo da precisão do computador e da sequência de execução do programa.

$\alpha=0,1$ $f=1\text{MHz}$							
K	REAL	M=4	M=10	M=15	M=20	M=30	M=50
1	0,425	0,480	0,423	0,425	0,425	0,425	0,425
2	0,770	0,816	0,768	0,770	0,770	0,770	0,770
3	0,968	0,974	0,968	0,968	0,968	0,968	0,968
4	0,983	0,986	0,984	0,983	0,983	0,983	0,983
5	0,810	0,781	0,813	0,811	0,810	0,810	0,810
6	0,484	0,453	0,486	0,484	0,484	0,484	0,484
7	0,066	0,044	0,068	0,066	0,066	0,066	0,066
8	-0,365	-0,428	-0,362	-0,365	-0,365	-0,365	-0,365
9	-0,726	-0,766	-0,725	-0,726	-0,726	-0,726	-0,726
10	-0,950	-0,951	-0,950	-0,950	-0,950	-0,950	-0,950
11	-0,993	-0,999	-0,994	-0,993	-0,993	-0,993	-0,993
12	-0,847	-0,822	-0,850	-0,847	-0,847	-0,847	-0,847
13	-0,541	-0,526	-0,541	-0,541	-0,541	-0,541	-0,541
14	-0,131	-0,092	-0,131	-0,132	-0,131	-0,131	-0,131
15	0,303	0,368	0,299	0,303	0,303	0,303	0,303
16	0,679	0,708	0,678	0,679	0,680	0,679	0,679

Tabela A.4 - Resultados obtidos para uma senoide de 1 MHz com

$$f'_A = 4 f_{SC} ; \quad \alpha = 0,1.$$

f=4,5MHz							
K	REAL	M=4	M=10	M=15	M=20	M=30	M=50
1	0,919	0,613	0,829	0,916	0,920	0,919	0,919
2	-0,726	-0,397	-0,740	-0,723	-0,728	-0,727	-0,726
3	-0,344	-0,434	-0,341	-0,345	-0,344	-0,344	-0,344
4	0,998	0,828	1,011	0,997	1,000	0,999	0,999
5	-0,445	-0,244	-0,461	-0,444	-0,447	-0,446	-0,445
6	-0,647	-0,707	-0,642	-0,647	-0,646	-0,646	-0,646
7	0,956	0,930	0,964	0,956	0,957	0,957	0,956
8	-0,110	-0,134	-0,122	-0,110	-0,111	-0,110	-0,110
9	-0,870	-0,769	-0,868	-0,869	-0,870	-0,870	-0,870
10	0,797	0,801	0,798	0,797	-0,797	0,797	0,797
11	0,239	0,037	0,236	0,237	0,239	0,239	0,239
12	-0,986	-0,695	-0,991	-0,984	-0,987	-0,987	-0,987
13	0,541	0,442	0,544	0,540	0,541	0,541	0,541
14	0,559	0,332	0,564	0,557	0,560	0,559	0,559
15	-0,983	0,611	-0,995	-0,979	-0,984	-0,983	-0,983
16	0,218	0,024	0,225	0,216	0,219	0,218	0,218

Tabela A.5 - Resultados obtidos para uma senoide de 4,5 MHz

com $f_A = e f_{SC}$; $\alpha = 0,1$

Neste trabalho adotou-se M=15 que fornece os resultados com precisão de duas casas decimais, superando as necessidades em vista da imprecisão dos próprios dados originais.

O programa para gerar as amostras em 13,5 MHz e $4 f_{SC}$ foi realizado em duas Etapas para possibilitar testes de verificação de desempenho. Primeiramente as amostras disponíveis numa frequência f_a são usadas para gerar as amostras digitais desejadas numa frequência f'_a ; nessa etapa as amostras são convenientemente deslocadas e renumeradas para filtragem e a seguir o sinal é novamente deslocada para se ter uma imagem simetricamente distribuída.

Foram realizados dois programas designados por ERGBC e SRGBC. Esses programas não filtram as componentes RGB e nem as componentes Y, C_R e C_B .

O programa ERGBC produz amostras nas frequências de 13,5 MHz e de $4 f_{SC}$ a partir das amostras disponíveis na frequência de 10 MHz

O programa SRGBC produz amostras na frequência de amostragem de 10 MHz a partir de amostras nas frequências de 13,5 MHz e de $4 f_{SC}$.

Foi realizado um programa denominado SIRUM para medir a relação sinal ruído média obtida com o processo de geração e recuperação das amostras a partir dos programas ERGBC e SRGBC conforme o esquema da Figura A.6.

Os resultados estão na Tabela A.6 para as imagens da SMPTE utilizadas.

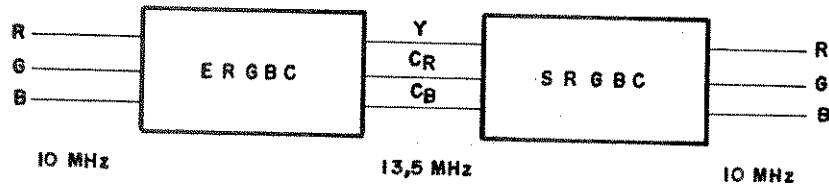


Figura A.6 - Esquema usado para Geração e Recuperação da imagem para visualização.

RELAÇÃO SINAL-RUÍDO MÉDIA (dB)

Nº DA IMAGEM	$f_A = 13,5 \text{ MHz}$			$f_A = 4 f_{SC}$		
	R	G	B	R	G	B
1	81,394	67,461	78,409	80,241	69,573	79,402
2	84,239	75,473	76,854	85,391	80,001	81,903
4	79,135	71,002	73,457	78,147	74,002	71,987
15	83,571	76,153	78,947	81,471	79,010	81,958

Tabela A.6. - Relação sinal/ruído obtida com o esquema da Fig. A.6. para as imagens de teste SMPTE utilizadas.

REFERÊNCIAS

- [1] "Processamento Digital de Sinais de T.V. PAL-M por um Sistema MCPD usando Predição e Quantização" Dr. Yuzo Yano, Dr. N. Alens, A.D. Alonso, Dr. J.B.T. Yabu-uti, LCM R.T.134 Contrato Telebrás.
- [2] "Communications Systems", A.B. Carlson, 2ª Edição, Mc-Graw Hill, 1975.
- [3] Alens, N.; Alonso, A.D.; Yabu-uti, J.B.T.; Yano Y.; "Digitalização de Sinais de TV", RT-80, Contrato UNICAMP/TELEBRÁS 033/80, Public-FEC 44/80, Dezembro, 1980.
- [4] "Sampling Frequencies for Digital Coding of Television Signals", JLE Baldwin.
- [5] "Testes on Eight Video P.C.M Codecs in Tandem Handling Composites PAL and Monochrome Video Signals", V.G. Devereux, Research Department, Engineering Division TH BBC, October, 1982.
- [6] "15/30 Mbit/s Universal Digital TV Codec Using a Median Adaptive Predictive Coding Method", Hitomi Murakami, IEEE Transactions on Communications, vol.com-35, n°6, June, 1987.
- [7] "NTSC Color T.V. Component Separation DPCM Coding System", Katsutoshi Sawada and Hiroshi Kotera, Review of the Electrical Communications Laboratories, vol.27, n°11-12, November-December, 1979.
- [8] "Digital Image Coding", J. Guichard, D. Nasse, Lecho des Recherches English ISSUE 1987.
- [9] "Coding System for 34 Mbit/s Digital Transmission of Color Television", J. Sabatier, G. Aguille, J.C. Jolivet, H. Le Block, A. Riou, Commutation & Transmission n°1-1982.
- [10] "Digital Transmission of Component-Codec television Signals at 30-34 Mbit/s and 45 Mbit/s" Document CMTT/45-E 21 July 1987, original: English.

- [11] "A 32 Mbit/s Component Separation DPCM Coding System for NTSC Color TV", Katsutoshi Sawada, H.Kotera, IEEE Trans. on Communications, Vol.Com-26, N^o4, April 1978.
- [12] "Coding Performance of motion-Compensated Interframe, Interfield, and Intrafield Adaptive Prediction Coding for Composite and Component Signals, Shuichi Matsumoto, H.Murakami, H.Yamamoto, SMPE Journal, May, 1986.
- [13] "An Approach to the Approximation Problem for Nonreciprocal Digital Filters", Lawrence R.Pabiner, IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics Vol.Au-18, No-18, June, 1970.
- [14] Weighting Coefficients for Certain Maximally Flat Nonrecursive Digital Filters—Constantine Gumacos, IEEE Trans.on Circuits and Systems, Vol.Cas-25, N^o4 April, 1978.
- [15] Real-Time video Simulation (RVS)
M.Fortier, E.Dubois and S.Sabri INRS
Telecommunications, Proceedings Electronic Imaging '88,
Anaheim, CA; March 28-31, 1988.
- [16] Real-Time Processing of Television Signals for Image Quality Improvement, M.Fortier, E.Dubois, P.Faubert,
INRS-Telecommunications 3, Place du Commerce Ile des Soeurs,
P.Québec H3E 1H6 (Canada), Montech '87 Conference sur les
Communications.
- [17] Álgebra Linear—Seymour Lipschutz, Editora McGraw-Hill do Brasil,
Ltda.
- [18] Introduction to Solid State Physics, Charles Kittel, John Wiley,
Sons, Inc, New York, London, Sydney, Toronto.
- [19] "Digital Transmission of Component-Codec Television Signals AT
30-34 Mbit/s and 45 Mbit/s", Document CMTT/45-E 21
July, 1987, CCIR Study Groups.

- [20] Devereux, V.G., "Digital Video: Sub-Nyquist Sampling of PAL-Colour Signals", BBC Research Department Report, RD 1975/4.
- [21] "Predictive Coding Based on Efficient Motion Estimation", RAM Srinivasan and K.R.Rao, IEEE Transactions on Communications, Vol.Com-33, N^o8, August 1985.
- [22] "Redução da Taxa de Bits para Transmissão do Sinal de T.V.Composto PAL-M"-Dr. João B.T.Yabu-uti, Tese de Doutorado pela Universidade Estadual de Campinas-FEE, Fev, 1983
- [23] "Inter/Intraframe Coding of Color T.V. Signals for Transmission at the Thiro Level of the Digital Hierarchy", Helmut Buley and L.Stenger, proceeding of the IEEE, Vol.73, N^o4, April/85.
- [24] "Coding Performance of Motion-Compensated Interframe, Intrafield and Intrafield Adaptive Prediction Coding for Composite and Component T.V. Signals", Shvichi Matsumoto, SMPTE journal, May 1986.
- [25] "Prediction Coding Based on Efficient Motion Estimation", IEEE Transactions on Communications, Vol.Com-23, N^o8, August 1985.
- [26] "Preditores para o Sinal composto PAL-M no Sistema MCPD" Afonso D.Alonso, J.B.Yabu-uti, N.Allens E.Y.Yano, Contrato Telebrás 033/80 R.T-93, Setembro/82.
- [27] "A 15 Mbit/s Universal Codec for T.V. Signals Using a Median Adaptive Prediction Coding Method", H.Murakami, KDD Research and Development Laboratories, Tokyo, Japan Nippon Electronic Co., Ltd., Kawasaki City, Kawasawa, Japan.